

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบแรงดันสาม  
อินพุต-กระแสสองเอาต์พุตที่สามารถควบคุมอัตราขยายและปรับค่าความถี่  
ธรรมชาติเป็นอิสระจากกันกับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์

SYNTHESIS AND DESIGN OF THREE VOLTAGE INPUTS TWO CURRENT  
OUTPUTS UNIVERSAL FILTER WITH GAIN CONTROLLABILITY AND  
ORTHOGONAL TUNE OF NATURAL FREQUENCY AND QUALITY FACTOR

พลภัทร กุลนา  
PONLAPAT KULNA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาครุศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร  
คณะครุศาสตรบัณฑิตและเทคโนโลยี  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-ED-M-231-072

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบแรงดันสาม  
อินพุต-กระแสสองเอาต์พุตที่สามารถควบคุมอัตราขยายและปรับค่าความถี่  
ธรรมชาติเป็นอิสระจากกันกับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์

SYNTHESIS AND DESIGN OF THREE VOLTAGE INPUTS TWO CURRENT  
OUTPUTS UNIVERSAL FILTER WITH GAIN CONTROLLABILITY AND  
ORTHOGONAL TUNE OF NATURAL FREQUENCY AND QUALITY FACTOR

พลภัทร กุลนา  
PONLAPAT KULNA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร  
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-ED-M-231-072

SYNTHESIS AND DESIGN OF THREE VOLTAGE INPUTS TWO  
CURRENT OUTPUTS UNIVERSAL FILTER WITH GAIN  
CONTROLLABILITY AND ORTHOGONAL TUNE OF NATURAL  
FREQUENCY AND QUALITY FACTOR

PONLAPAT KULNA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULLFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF SCIENCE IN INSDUSTRIAL EDUCATION  
IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF INDUTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2017

KMITL-2017-ED-M-231-072

COPYRIGHT 2017

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY

KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่  
แบบแรงดันสามอินพุต-กระแสสองเอาต์พุตที่สามารถควบคุมอัตรา  
ขยายและปรับค่าความถี่ธรรมชาติเป็นอิสระจากกันกับควอลิตี้  
แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์

Synthesis and Design of Three Voltage Inputs  
Two Current Outputs Universal Filter with Gain  
Controllability and Orthogonal Tune of Natural  
Frequency and Quality Factor

นักศึกษา

นายพลภัทร กุลนา

รหัสประจำตัว

57603096

ปริญญา

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชา




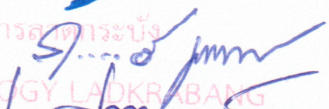

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วินัย ไฉกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

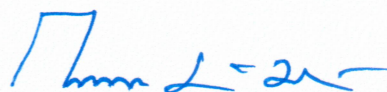
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ศุภวัฒน์	ลาวัณย์วิสุทธิ	
ผศ.ดร.วินัย	ไฉกล้า	
รศ.ดร.พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์	
รศ.ดร.วิสุทธิ	สุนทรกนกพงศ์	
รศ.ปิยะ	ศุภวาราสุวัฒน์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ  
สถานที่สอบ

5 กรกฎาคม 2560 เวลา 16.00 น. เป็นต้นไป

ณ ห้องเรียนปริญญาเอก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยีรับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กิติพงศ์ มะโน)

คณบดี คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

วันที่.....31.....เดือน.....7-๑.....พ.ศ. 2560

## หัวข้อวิทยานิพนธ์

นักศึกษา

รหัสประจำตัว

ปริญญา

สาขาวิชา

พ.ศ.

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

สังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่  
แบบแรงดันสามอินพุต-กระแสสองเอาต์พุตที่สามารถ  
ควบคุมอัตราขยายและปรับค่าความถี่ธรรมชาติเป็นอิสระ  
จากกันกับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์

นายพลภัทร กุลนา

57603096

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

2560

ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า

รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และการออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบแรงดันสามอินพุตกระแสสองเอาต์พุต วงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถตอบสนองการทำงานได้ทั้งหมดห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชันรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ และสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระต่อกัน วงจรนี้มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงสองจุดและสามารถควบคุมอัตราขยายได้โดยไม่ต้องการวงจรรขยายเพิ่มเติมจากภายนอก วงจรถูกออกแบบโดยใช้อุปกรณ์วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันจำนวนสองตัวต่อร่วมกันตัวด้านทานสองตัวต่อลงกราวด์ทั้งหมดและตัวเก็บประจุสองตัวซึ่งได้ทำการทดสอบผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์  $0.18 \mu\text{m}$  TSMC วงจรมีอัตราการดึงกำลังงานไฟฟ้า  $2.05 \text{ mV}$  ที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 0.9\text{V}$  สำหรับการต่อวงจรจริง ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LT1228 และ เบอร์ AD844 เป็นโครงสร้างภายในของ VDCC ที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 5\text{V}$  ผลการทดสอบวงจรที่ได้สอดคล้องกับที่คาดการณ์ไว้ในทฤษฎี

<b>Thesis Title</b>	Synthesis and Design of Three Voltage Inputs Two Current Outputs Universal Filter with Gain Controllability and Orthogonal Tune of Natural Frequency and Quality Factor
<b>Student</b>	Mr. Ponlapat Kulna
<b>Student ID</b>	57603096
<b>Degree</b>	Master of Science in Industrial Education
<b>Program</b>	Electrical Communications Engineering
<b>Year</b>	2017
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Dr. Winai Jaikla
<b>Thesis Co-Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Peerawut Suwanjan

### **ABSTRACT**

This thesis presents the synthesis and design of three voltage inputs two current outputs universal filter. The proposed filter can provide five functions namely, low-pass (LP), high-pass (HP), band-pass (BP), band-reject (BR) all-pass (AP) responses. The natural frequency and quality factor can be electronically and orthogonally controlled. This filter has two high impedance input nodes and gain can be controlled without other circuit from outside. The proposed filter is designed by using two voltage difference current conveyors (VDCC) as active element together with two capacitors and two grounded resistors as passive element and verified by PSPICE simulation using 0.18  $\mu\text{m}$  TSMC CMOS technology. The power consumption is approximate 2.05 mW at  $\pm 0.9\text{V}$  power supply voltages which is ideal for monolithic integrated circuit implementation. For actual circuit, it is designed by using VDCC constructed by LT1228 and AD844 at  $\pm 5\text{V}$  power supply. The results agree well with the theoretical analysis.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาในหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี ซึ่งการจัดทำวิทยานิพนธ์นี้สามารถดำเนินงานจนสำเร็จลุล่วงไปได้ เนื่องจากได้รับความกรุณาจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ รองศาสตราจารย์ ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ได้กรุณาสละเวลาในการให้คำปรึกษา คำแนะนำ ความรู้และกำลังใจที่ได้มอบให้กับคณะผู้วิจัยตลอดมา ตลอดจนตรวจสอบความถูกต้องจนทำให้วิทยานิพนธ์นี้ออกมาสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณพ่อคุณแม่ที่คอยให้กำลังใจ ขอขอบคุณ คุณรัตติยา รบศึก ผู้เป็นภรรยาที่คอยให้กำลังใจรวมถึงคอยสนับสนุน กระตุ้นและเตือนตลอดเวลาการทำวิทยานิพนธ์เสมอมา

พลภัทร กุลนา

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 กรอบแนวความคิดในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.5 คำนียามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	5
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	
2.1 หลักการทั่วไปของวงจรขยายความนำถ่ายโอน.....	7
2.2 หลักการทั่วไปของวงจรสายพานกระแส.....	8
2.3 หลักการทั่วไปของวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (VDCC) .....	14
2.4 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่.....	16
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	21
บทที่ 3 วิธีดำเนินการงานวิจัย	
3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต.....	30
3.2 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่กรณีทำงานในอุดมคติ.....	40
3.3 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่กรณีทำงานไม่เป็นอุดมคติ.....	42
3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแส และแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต.....	42
3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC.....	46
3.4 การวิเคราะห์หาความไว (Sensitivity).....	52
3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีอุดมคติ.....	52

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความ ผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ VDCC.....	53
3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝง ภายในอุปกรณ์แอคทีฟ VDCC .....	53
3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต- กระแสสองเอาต์พุต.....	55
บทที่ 4 ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล	
4.1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองด้วย โปรแกรม PSPICE .....	63
4.2 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองด้วย การต่อวงจรจริง.....	69
4.3 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร.....	78
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และ ข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	82
5.2 อภิปรายผลการวิจัย.....	84
5.3 ข้อเสนอแนะ.....	84
บรรณานุกรม.....	85
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอ.....	87
ประวัติผู้เขียน.....	90

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 การป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อต้องการวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ.....	32
4.1 ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของอุปกรณ์ PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ภายในอุปกรณ์ VDCC.....	63
4.2 การกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ใช้ในการทดลองผ่าน โปรแกรม PSPICE.....	65
4.3 ค่าความจุแฝงและค่าความต้านทานแฝงแต่ละขั้วของอุปกรณ์ VDCC.....	69
4.4 ค่าตัวแปรแฝงของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์.....	69
ก.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ.....	88

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 กรอบแนวความคิดของการสังเคราะห์และออกแบบวงจร.....	3
2.1 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล.....	8
2.2 วงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง (CCI).....	9
2.3 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (CCII).....	10
2.4 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบปรับค่าโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์.....	11
2.5 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแส.....	12
2.6 วงจรสายพานกระแสยุคที่สาม (CCIII).....	13
2.7 (ก) สัญลักษณ์โครงสร้างวงจรวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน.....	14
2.7 (ข) วงจรสมมูลของวงจรวงจรสายพานกระแสต่างแรงดัน.....	14
2.7 (ค) โครงสร้างภายในของวงจรวงจรสายพานกระแสต่างแรงดัน.....	15
2.8 ระบบของวงจรวงจรความถี่.....	16
2.9 การตอบสนองทางขนาดของวงจรวงจรความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ.....	18
2.10 การตอบสนองทางขนาดของวงจรวงจรความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ.....	18
2.11 การตอบสนองทางขนาดของวงจรวงจรแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ.....	19
2.12 การตอบสนองทางขนาดของวงจรวงจรแถบความถี่หยุดในทางอุดมคติ.....	19
2.13 วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCC จำนวน 3 ตัวร่วมกับอุปกรณ์ พาสซีฟจำนวน 4 ตัว.....	21
2.14 วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCC จำนวน 3 ตัวร่วมกับอุปกรณ์ พาสซีฟจำนวน 4 ตัว.....	22
2.15 (ก) วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCCTA จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับ อุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว.....	23
2.15 (ข) วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCCTA จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับ อุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 5 ตัว.....	23
2.16 วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDIBA จำนวน 2 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์ พาสซีฟจำนวน 2 ตัว.....	24
2.17 (ก) วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ CCIIs จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์ พาสซีฟจำนวน 4 ตัวโหมดแรงดันอินพุต.....	25
2.17 (ข) วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ CCIIs จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์ พาสซีฟจำนวน 4 ตัวโหมดกระแสอินพุต.....	25
2.18 วงจรวงจรความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DVCC จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์ พาสซีฟจำนวน 4 ตัว.....	26

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.19 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โหมดผสมโดยใช้อุปกรณ์ DVCC จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับ อุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 5 ตัว.....	27
3.1 แผนผังขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	29
3.2 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต.....	30
3.3 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ VDCC.....	35
3.4 ตัวเก็บประจุตัวที่ 2 เสมือนกับตัวเก็บประจุในกรอบแนวความคิด.....	37
3.5 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทานอนุกรมกับวงจรแปลงจากแรงดันเป็นกระแสโดยใช้ อุปกรณ์แอคทีฟ VDCC.....	38
3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตโดย ใช้อุปกรณ์ VDCC เปรียบเทียบกับบล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต.....	39
3.7 วงจรเทียบเคียงอุปกรณ์ VDCC เมื่อมีความจุและความต้านทานแฝง.....	46
3.8 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองในกรณีที่มีผลกระทบจากความต้านทานและความจุ แฝงในตัวอุปกรณ์ VDCC.....	47
3.9 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองในกรณีที่มีผลกระทบจากความต้านทานและความจุ แฝงในตัวอุปกรณ์ VDCC เมื่อแทนตัวอุปกรณ์ในวงจรด้วยแอดมิแทนซ์.....	47
4.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ใช้ในการทดลองผ่านโปรแกรม PSPICE.....	64
4.2 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่าน แถบความถี่ และ กรองหยุดแถบความถี่.....	65
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่.....	66
4.4 ผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาในสถานะชั่วขณะระหว่างแรงดันอินพุตกับ กระแสเอาต์พุต.....	66
4.5 ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส $I_{B2}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่.....	67
4.6 ค่าความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่าตัวเก็บประจุ ( $C=C_1=C_2$ ) ของฟังก์ชันกรองผ่าน แถบความถี่.....	67
4.7 ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน LPF, HPF, BPF และ BRF กับแรงดันอินพุต ตั้งแต่ $10mV_{p-p}$ - $200mV_{p-p}$ .....	68
4.8 ขนาดของกระแสเอาต์พุตโดยการปรับตัวต้านทาน $R_2$ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่.....	68
4.9 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ใช้ในการต่อวงจรจริง.....	70
4.10 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชัน กรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง.....	71

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริง.....	71
4.12 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยการปรับกระแสไบอัส $I_{B2}$ จาก การต่อวงจรจริง.....	72
4.13 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ 50kHz .....	73
4.13 (ข) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ 160kHz .....	73
4.13 (ค) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ 300kHz .....	73
4.14 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง 50kHz .....	74
4.14 (ข) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง 160kHz .....	74
4.14 (ค) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง 300kHz .....	74
4.15 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ 50kHz.....	75
4.15 (ข) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ 160kHz...75	
4.15 (ค) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ 300kHz...75	
4.16 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ 50kHz.....	76
4.16 (ข) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ 160kHz...76	
4.16 (ค) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ 300kHz...76	
4.17 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ 50kHz.....	77
4.17 (ข) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ 160kHz.....	77
4.17 (ค) การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด $V_{in}$ และ $V_{out}$ ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ 300kHz.....	77
4.18 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านจาก การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	78
4.19 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านและฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จาก การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE .....	79
4.20 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านจาก การต่อวงจรจริง.....	80
4.21 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จาก การต่อวงจรจริง.....	81

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญและที่มาของงานวิจัย

ปัจจุบันเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วและได้ถูกนำมาใช้ในการประมวลผล แสดงผล ระบบสื่อสารและระบบเครือข่าย ส่งผลให้เกิดการพัฒนาประเทศอย่างกว้างขวาง ก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านเศรษฐกิจ สังคม เกษตรกรรม และอุตสาหกรรมของประเทศเป็นอย่างมาก ดังนั้นการพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น และการค้นคว้าหาวิธีการทำงานทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใหม่จึงเป็นเรื่องสำคัญต่อการพัฒนาเทคโนโลยี

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญในงานด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ซึ่งถูกนำไปใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือ เป็นต้น วงจรกรองความถี่จะถูกแบ่งประเภทออกตามหน้าที่การทำงานได้อีกหลายชนิด รวมถึงการพัฒนาให้เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Universal filter) ซึ่งมีข้อดีกว่าวงจรกรองความถี่ทั่วไป คือ วงจรสามารถทำหน้าที่ได้หลายแบบ เช่น กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่สำหรับใช้ในการเลื่อนเฟสสัญญาณซึ่งให้หลายฟังก์ชันในเวลาเดียวกันโดยที่ไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร (วินัย ใจกล้า, 2548 : 1-2) ซึ่งวงจรกรองผ่านทุกความถี่หรือวงจรเลื่อนเฟส เป็นอีกหนึ่งวงจรที่ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ซึ่งวงจรเลื่อนเฟสนี้ทำหน้าที่เลื่อนตำแหน่งของเฟสของสัญญาณออกไป โดยที่ขนาดของสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง ด้วยเหตุนี้วงจรกรองผ่านทุกความถี่จึงถูกนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นส่วนประกอบสำคัญ เช่น วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณ วงจรออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สูง ซึ่งในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่นี้ ส่วนใหญ่นิยมออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active building block: ABB) ซึ่งข้อดีของอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป คือ สะดวกในการสังเคราะห์และออกแบบ สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่จากกระแสไปอัสภายนอกแทนการปรับจากอุปกรณ์ตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุ (เกษิณี สามารถ, 2559 : 1) ยกตัวอย่างเช่น CFTA (Current follower transconductance amplifier) ซึ่งคุณสมบัติเด่นของ CFTA คือ สามารถแปรค่าอัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไปอัสจากภายนอก (จามรี ศิริรัตน์, 2555 : 25) หรือ VDCC (Voltage differencing current conveyor) ซึ่งคุณสมบัติเด่นของ VDCC คือ มีการสังเคราะห์และออกแบบในโหมดแรงดันทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตออกได้ทั้งแรงดันและกระแส และ สามารถปรับอัตราการขยายของกระแสเอาต์พุตได้

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่ซึ่งอาศัยการทำงานจากอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น อุปกรณ์ Differential difference current conveyors (DDCCs) (Horng and Chiu, 2011 : 183-190 ; Maheshwari and Gangwar, 2011 : 210-216) อุปกรณ์ Differential difference current conveyor transconductance amplifier (DDCCTA) (Chen, et. al. 2016 : 1403-1411) อุปกรณ์ Operational transconductance amplifiers (Klungtong, et. al. 2012 : 499-502) อุปกรณ์ Voltage differencing inverting buffered

amplifier (VDIBA) (Gupta, et. al. 2015 : 125-134) อุปกรณ์ Current follower transconductance amplifier (CFTA) (Tangsrirat, 2010 : 99-104) อุปกรณ์ Second generation current conveyor (CCII) (Horng, 2010 : 749-756) อุปกรณ์ Differential voltage current conveyor (DVCC) (Tangsrirat and Channumsin, 2011 : 703-707 ; Lee, 2016 : 228-234) อุปกรณ์ VDTA (Gupta, et. al. 2015 : 93-102) อุปกรณ์ Voltage differencing current conveyor) (VDCC) (Rawat and Bansal, 2015 : 506-508 ; Jain, 2015 : 1218-1224 ; Kacar, et. al. 2015 : 341-349) เป็นต้น จากการศึกษาพบว่า ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ บางวงจรยังมีข้อจำกัด ดังนี้ (ก) ไม่สามารถควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ให้แยกอิสระจากควอลิตี้ธรรมชาติได้ (Horng and Chiu, 2011 : 183-190 ; Maheshwari and Gangwar, 2011 : 210-216 ; Gupta, et. al. 2015 : 125-134 ; Horng, 2010 : 749-756 ; Tangsrirat and Channumsin, 2011 : 703-707 ; Lee, 2016 : 228-234) (ข) ใช้อุปกรณ์แอคทีฟมากกว่า 2 ตัว (Horng and Chiu, 2011 : 183-190 ; Maheshwari and Gangwar, 2011 : 210-216) (ค) ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก (Chen and Wang, 2016 : 491-499 ; Lee, 2016 : 228-234) (ง) ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชัน (Jain, 2015 : 1218-1224)

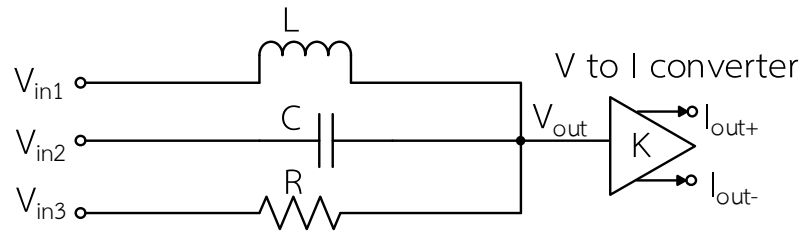
จากปัญหาที่ได้นำเสนอหลักการข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่สามารถควบคุมการทำงานได้โดยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์แบบแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต รวมทั้งวงจรสามารถให้ผลตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันโดยไม่เปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร โดยมีโครงสร้างของวงจรที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟไม่เกิน 2 ตัว และ อาศัยการทำงานของอุปกรณ์แอคทีฟ คือ วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (Voltage differencing current conveyor) ต่อรวมกันกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ นอกจากนี้ วงจรยังสามารถควบคุมอัตราขยายได้โดยไม่ต้องการวงจรถยายเพิ่มเติมจากภายนอก

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์แบบแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต
2. เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์เมื่อทำงานในกรณีอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ
3. เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้ออกแบบไว้ในทางทฤษฎีกับการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริง

## 1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต จะใช้หลักการของวงจรขนานของตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ที่ป้อนอินพุตเป็นแรงดัน และมีวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เพื่อให้ได้เอาต์พุตที่ออกมาเป็นกระแส ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 กรอบแนวความคิดของการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

จากรูปที่ 1.1 จะได้สมการของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต โดยจะเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

สมการคุณลักษณะจะมีรูปแบบสมการ

$$I_{out} = K \left[ \frac{V_{in2}s^2 + V_{in3}s\left(\frac{1}{RC}\right) + V_{in1}\left(\frac{1}{LC}\right)}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.1)$$

จากสมการที่ (1.1) สามารถกำหนดสัญญาณอินพุตตามตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 การป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อต้องการวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ

Filter response	$V_{in1}$	$V_{in2}$	$V_{in3}$
Low pass filter	$V_{in}$	0	0
High pass filter	0	$V_{in}$	0
Band pass filter	0	0	$V_{in}$
Band reject filter	$V_{in}$	$V_{in}$	0
All pass filter	$V_{in}$	$V_{in}$	$-V_{in}$

เมื่อกำหนดสัญญาณอินพุตตามตารางที่ 1.1 โดย  $V_{in}$  คือการต่อสัญญาณ  $V_{in}$  ให้ขั้วอินพุตของวงจร และ 0 คือ ขั้วอินพุตของวงจรกราวด์

กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in}$ ,  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  จะได้วงจร Low pass filter ซึ่งจะมีรูปแบบดังสมการที่ (1.2)

$$\frac{I_{out}}{V_{in1}} = K \left[ \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.2)$$

กำหนดให้  $V_{in2} = V_{in}$ ,  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  จะได้วงจร High pass filter ซึ่งจะมีรูปแบบดังสมการที่ (1.3)

$$\frac{I_{out}}{V_{in2}} = K \left[ \frac{s^2}{s^2 + s \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.3)$$

กำหนดให้  $V_{in3} = V_{in}$ ,  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  จะได้วงจร Band pass filter ซึ่งจะมีรูปแบบดังสมการที่ (1.4)

$$\frac{I_{out}}{V_{in3}} = K \left[ \frac{s \left( \frac{1}{RC} \right)}{s^2 + s \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.4)$$

กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ ,  $V_{in3} = 0$  จะได้วงจร Band reject filter ซึ่งจะมีรูปแบบดังสมการที่ (1.5)

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = K \left[ \frac{s^2 + \frac{1}{LC}}{s^2 + s \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.5)$$

กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ ,  $V_{in3} = -V_{in}$  จะได้วงจร All pass filter ซึ่งจะมีรูปแบบดังสมการที่ (1.6)

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = K \left[ \frac{s^2 - s \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}}{s^2 + s \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.6)$$

จากสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่ได้นั้น สามารถวิเคราะห์เพื่อหาสมการความถี่ธรรมชาติและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

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

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

จากสมการที่ (1.7) และ (1.8) แสดงให้เห็นว่าสามารถควบคุมค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติ โดยการปรับที่ค่า R ของสมการควอลิตี้แฟกเตอร์ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติ และ จากสมการที่ (1.1) สามารถควบคุมขนาดของเอาต์พุตได้โดยการปรับที่ค่า K

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. วงจรที่ออกแบบด้วย VDCC เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนไม่เกิน 2 ตัว
2. วงจรสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงระดับเมกะเฮิรตซ์ (MHz)
3. สามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติ
4. สามารถให้ผลตอบสนองของวงจรตรงความถี่ครบทุกฟังก์ชัน คือ กรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และ กรองผ่านทุกความถี่
5. ทดสอบสมรรถนะของวงจรผ่านการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และใช้ค่าพารามิเตอร์ 0.18 $\mu$ m TSMC CMOS Technology ในการจำลองการทดสอบ
6. ทดสอบสมรรถนะของวงจรผ่านการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 และไอซีเบอร์ LT1228 ต่อร่วมกันเป็นอุปกรณ์ VDCC

#### 1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1. วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (Voltage differencing current conveyor: VDCC) หมายถึง อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์แบบแอกทีฟชนิดหนึ่งที่มีอินพุต 2 ขั้ว และ เอาต์พุต 4 ขั้ว สามารถทำงานได้ทั้งโหมดแรงดันและโหมดกระแส และสามารถปรับอัตราการขยายของกระแสเอาต์พุตได้ และสามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์
2. การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically control) หมายถึง วิธีการปรับความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Pole frequency:  $\omega_0$ ) และปัจจัยคุณภาพหรือควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality factor: Q) ด้วยการปรับค่ากระแสจากภายนอก
3. การสังเคราะห์ (Synthesis) หมายถึง กระบวนการนำอุปกรณ์ VDCC จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทานต่อลงกราวด์ 2 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว มาต่อร่วมกันตามแนวความคิดในการสังเคราะห์วงจรตรงความถี่เพื่อให้ได้การตอบสนองทางฟังก์ชัน ได้แก่ วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านความถี่สูง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ วงจรกรองหยุดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่
4. การออกแบบ (Design) หมายถึง การนำวงจรตรงความถี่ที่ได้สังเคราะห์ไปปรับค่าอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองทางฟังก์ชัน ได้แก่ วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านความถี่สูง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ วงจรกรองหยุดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ในย่านความถี่ที่ต้องการ

5. อุปกรณ์แอคทีฟ (Active building block: ABB) คือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขั้วอินพุตและเอาต์พุตอยู่ในวงจร สามารถนำมาออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรต่างๆ ซึ่งมีพื้นฐานการทำงานจากอุปกรณ์ประเภททรานซิสเตอร์หรืออุปกรณ์แอคทีฟ

6. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Universal filter) หมายถึงวงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองได้หลายฟังก์ชันในโครงสร้างเดียวกัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass filter) กรองผ่านความถี่สูง (High-pass filter) กรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass filter) กรองหยุดแถบความถี่ (Band-stop filter) และ กรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter)

## บทที่ 2

# เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ภายในบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและวิธานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่ โดยจะประกอบด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้

- 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรขยายความนำถ่ายโอน
- 2.2 หลักการทั่วไปของวงจรสายพานกระแส
- 2.3 หลักการทั่วไปของวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (VDCC)
- 2.4 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่
- 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรขยายความนำถ่ายโอน หรือ OTA (Operational transconductance amplifier) จัดเป็นวงจรขยายชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนผันแรงดันกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า เรียกว่า ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ  $g_m$  โดยทั่วไป OTA จะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมและมีคุณสมบัติพื้นฐาน คือ มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอก ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของวงจรขยายความนำถ่ายโอนแสดงได้ดังนี้ (มนตรี ศิริปรัชญานันท์, 2550 : 21)

$$I_o = g_m (V_1 - V_2) \quad (2.1)$$

โดย OTA ที่มีโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor)  $g_m$  สามารถแสดงได้เป็น

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

เมื่อ  $V_T$  คือ ศักดาความร้อน (Thermal voltage) ซึ่งที่อุณหภูมิห้องจะมีค่าประมาณ 26 mV และ  $I_B$  คือ กระแสไบอัสจากภายนอก

สำหรับ OTA ที่มีโครงสร้างเป็น MOS ทรานซิสเตอร์  $g_m$  สามารถแสดงได้เป็น

$$g_m = \sqrt{I_B \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)} \quad (2.3)$$

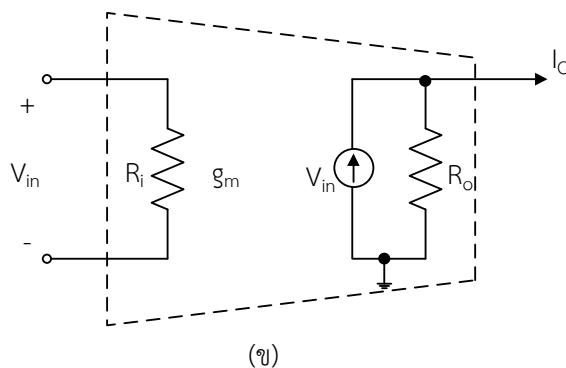
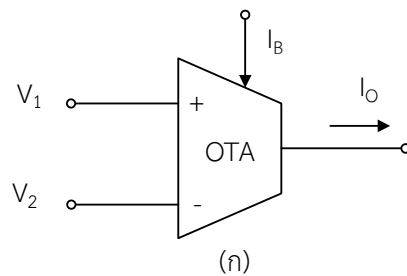
$\mu_n$  คือ ค่าความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของประจุพาหะ (Mobility of the carrier for NMOS transistors)

$C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจาก  $SiO_2$  ระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสต่อหน่วยพื้นที่ ( $F/m^2$ ) (Gate-oxide capacitance/area)

$W$  คือ ความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Effective channel width) ของ NMOS transistor

$L$  คือ ความยาวของช่องทางเดินกระแส (Effective channel length) ของ NMOS transistor

สำหรับสัญลักษณ์และวงจรมุมลยทางอุดมคติของ OTA จะแสดงดังรูป 2.1(ก) และ 2.1(ข) ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรมุมลย

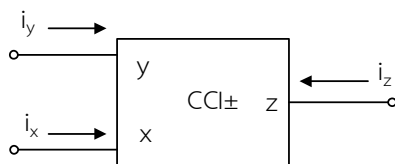
## 2.2 หลักการท่วไปของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสจัดเป็นอุปกรณ์ Active building block ที่มี 3 พอร์ตซึ่งนิยมนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะวงจรสายพานกระแสสามารถใช้ในการประมวลผลสัญญาณได้ทั้งหมด

แรงดัน (Voltage mode) และ โหมดกระแส (Current mode) อีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรต่างๆได้อีกมากมาย เช่น วงจรกรองความถี่ วงจรกำเนิดสัญญาณ เป็นต้น ในส่วนนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสในยุคต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรสายพานกระแสในยุคที่หนึ่ง วงจรสายพานกระแสในยุคที่สอง และ วงจรสายพานกระแสในยุคที่สาม (มนตรี ศิริปรัชญานันท์, 2550 : 31-37)

### 2.2.1 วงจรสายพานกระแสในยุคที่หนึ่ง

วงจรสายพานกระแสได้มีการนำเสนอครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย Sedra และ Smith ซึ่งเรียกว่า วงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง (First-generation current conveyor :CCI) จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ Active building block ที่มี 3 พอร์ต (Port) คือ พอร์ต X,Y และ Z ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง (CCI)

หลักการทำงานของวงจร คือ ถ้ามีแรงดันตกคร่อมด้านอินพุตที่พอร์ต Y จะทำให้มีแรงดันค่าเท่ากันเกิดขึ้นที่พอร์ต X ในทำนองเดียวกัน ถ้ามีกระแสไฟฟ้าผ่านพอร์ต X ก็จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าค่าเท่ากันผ่านที่พอร์ต Y และกระแสไฟฟ้าค่าเดียวกันนี้จะถูกนำไปด้านอินพุตที่พอร์ต X

คุณสมบัติของ เนทเวิร์ค (Network) สามารถอธิบายได้ด้วยไฮบริดพารามิเตอร์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่างๆได้ดังสมการที่ (2.4)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.3) จะได้ว่า

$$i_y = i_x \quad (2.5)$$

$$V_x = V_y \quad (2.6)$$

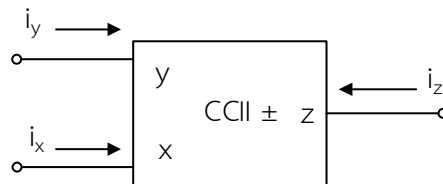
$$i_z = \pm i_x \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.4) จะเห็นว่า  $h_{32}$  มีค่าเป็น  $\pm 1$  ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และกระแส  $i_x$  ที่พอร์ต x เป็น  $i_z = \pm i_x$  ดังสมการที่ (2.5) กรณีที่  $i_z = i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลในทิศทางเดียวกัน เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก

(CCI+) กรณี  $i_z = -i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลตรงกันข้าม เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCI-) และ  $h_{12}$  ที่ค่าเป็น 1 ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่าง กระแส  $i_y$  ที่พอร์ต Y เท่ากับกระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X

### 2.2.2 วงจรสายพานกระแสในยุคที่สอง

ในปี 1970 Sandra A. และ Smith K.C. ได้เสนอแนวความคิดใหม่ในการออกแบบวงจรสายพานกระแสโดยทำการปรับค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ทางด้านอินพุตที่พอร์ต Y ให้มีค่าสูงขึ้น จากวงจรสายพานกระแสยุคที่หนึ่ง ซึ่งเรียกว่า วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second generation current conveyor: CCII) และต่อมาได้มีการนำไปออกแบบสร้างวงจรสายพานกระแสยุคที่สองซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแส โดยสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองจะแสดงดังรูปที่ 2.3 และคุณสมบัติเนทเวิร์คของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองสามารถอธิบายได้ด้วยไฮบริดพารามิเตอร์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่างๆดังสมการที่ (2.8)



รูปที่ 2.3 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (CCII)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) จะได้ว่า

$$i_y = 0 \quad (2.9)$$

$$V_x = V_y \quad (2.10)$$

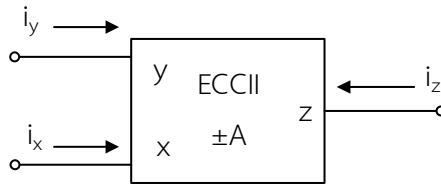
$$i_z = \pm i_x \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.8) จะเห็นว่า  $h_{12}$  มีค่าเป็น 0 ทำให้ได้ค่ากระแส  $i_y$  ที่พอร์ต Y มีค่าเป็น 0 ซึ่งก็คือค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y จะมีค่าสูงมาก ส่วน  $h_{21}$  มีค่าเป็น 1 ทำให้ค่าความสัมพันธ์ ระหว่างแรงดัน  $V_z$  ที่พอร์ต X กับแรงดัน  $V_y$  ที่พอร์ต Y มีค่าเท่ากัน และ  $h_{32}$  มีค่าเป็น  $\pm 1$  ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และกระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X เป็น  $i_z = \pm i_x$  ดังสมการที่ (2.9) กรณีที่  $i_z = i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X จะมีทิศทางการไหลในทิศเดียวกัน

เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCII+) กรณีที่  $i_z = -i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลตรงกันข้าม เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII-)

### 2.2.3 วงจรสายพานกระแสในยุคที่สองแบบปรับค่าโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically tunable second-generation current conveyor: ECCII) สามารถแทนด้วยเนทเวิร์ค (Network) 3 พอร์ต คือ พอร์ต X, Y และ Z ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบปรับค่าโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

คุณสมบัติของเนทเวิร์คสามารถอธิบายได้ด้วยไฮบริดพารามิเตอร์ซึ่งจะให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่างๆได้ตามสมการที่ (2.12)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.11) จะได้ว่า

$$i_y = 0 \quad (2.13)$$

$$V_x = V_y \quad (2.14)$$

$$i_z = \pm A i_x \quad (2.15)$$

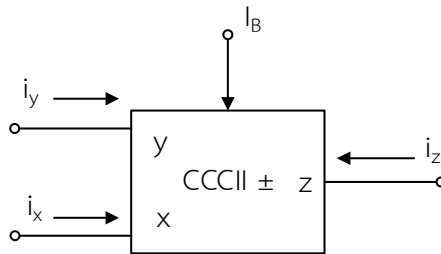
จากสมการที่ (2.12) จะเห็นว่า  $h_{12}$  มีค่าเป็น  $\pm A$  ซึ่งสามารถปรับค่าได้ และจะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X เป็น  $i_z = \pm A i_x$  ดังสมการที่ (2.15) กรณี  $i_z = A i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และกระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลในทิศทางเดียวกัน เรียกว่า วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าได้ชนิดบวก (ECCII+) กรณี  $i_z = -A i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และกระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลในทิศทางตรงกันข้าม เรียกว่า วงจรสายพานกระแสแบบปรับค่าได้ชนิดลบ (ECCII-)

คุณลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่างๆดังสมการที่ (2.13) ถึง (2.15) เนทเวิร์คดังกล่าว ค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต Y, Z<sup>+</sup> และ Z<sup>-</sup> จะต้องมามีค่าสูงมาก และอิมพีแดนซ์ที่พอร์ต X จะต้องมามีค่าต่ำมาก

### 2.2.4 วงจรสายพานกระแสในยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแส

วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแส (Second-generation current conveyor: CCCII) ได้พัฒนาขึ้นโดย A. Fabre ซึ่งใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์รูป มาต่อรวมกันกับวงจรสะท้อนกระแสและสามารถนำไปใช้งานได้ในช่วงความถี่สูง วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแสจะมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง แต่จะแตกต่างตรงที่เมื่อใช้กระแสไบอัสป้อนให้กับวงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแสที่มีค่าไม่สูงมาก จะทำให้เกิดค่าความต้านทานแฝง (Parasitic resistance) หรือค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแสสามารถแทนได้ด้วยเนทเวิร์ค 3 พอร์ต คือ พอร์ต X, Y และ Z ดังแสดงในรูป 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแส

เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานภายใน  $R_x$  แล้ว จากตรงจุด Y ถึงจุด X สามารถแสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ในรูปทั่วไปของวงจรสายพานกระแสยุคที่สองแบบควบคุมได้ด้วยกระแสดังสมการที่ (2.16)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.15) จะได้ว่า

$$i_y = 0 \quad (2.17)$$

$$V_x = V_y + i_x R_x \quad (2.18)$$

$$i_z = \pm i_x \quad (2.19)$$

ค่า  $R_x$  จะเป็นค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแส ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่า  $R_x$  นี้จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้างและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_B$  ซึ่งเป็นกระแสไบอัสจากภายนอกนั่นเองโดยค่า  $R_x$  จะเท่ากับสมการที่ (2.20) เมื่อวงจรสายพานกระแสสร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

$$R_x = \frac{V_T}{2I_B} \quad (2.20)$$

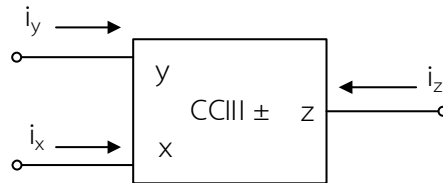
เมื่อ  $V_T$  คือศักดาความร้อน (Thermal voltage) หากวงจรสายพานกระแสสร้างมาจากมอสทรานซิสเตอร์ค่าความต้านทาน  $R_x$  จะเท่ากับสมการที่ (2.21)

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{8\mu C_{ox}(W/L)I_B}} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $\mu C_{ox}(W/L)$  คือ พารามิเตอร์ทางกายภาพของทรานซิสเตอร์

### 2.2.5 วงจรสายพานกระแสในยุคที่สาม

ได้มีการนำเสนอวงจรสายพานกระแสขึ้นมาใหม่อีกชนิดหนึ่ง จะมีลักษณะสามารถนำไปตรวจจับกระแสในอุปกรณ์แบบลอยตัวได้ และถูกนิยามขึ้นว่า วงจรสายพานกระแสในยุคที่สาม (Third generation current conveyor: CCIII) วงจรสายพานกระแสในยุคที่สามสามารถแทนด้วยเนทเวิร์ค 3 พอร์ต คือ พอร์ต X,Y และ Z ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรสายพานกระแสยุคที่สาม (CCIII)

คุณสมบัติของเนทเวิร์คสามารถอธิบายได้ด้วยไฮบริดพารามิเตอร์ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่างๆดังสมการที่ (2.21)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) จะได้ว่า

$$i_y = i_x \quad (2.23)$$

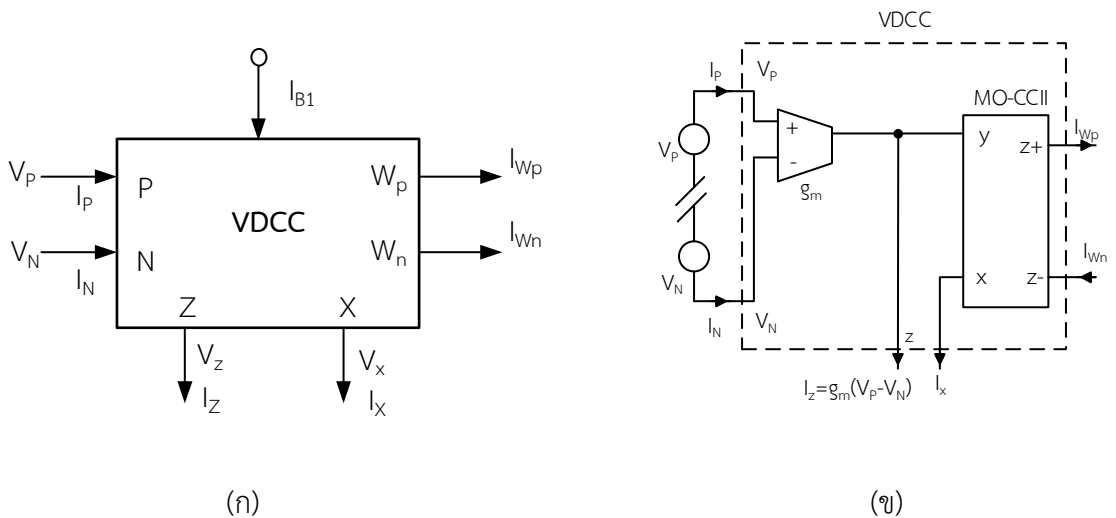
$$V_x = V_y \quad (2.24)$$

$$i_z = \pm i_x \quad (2.25)$$

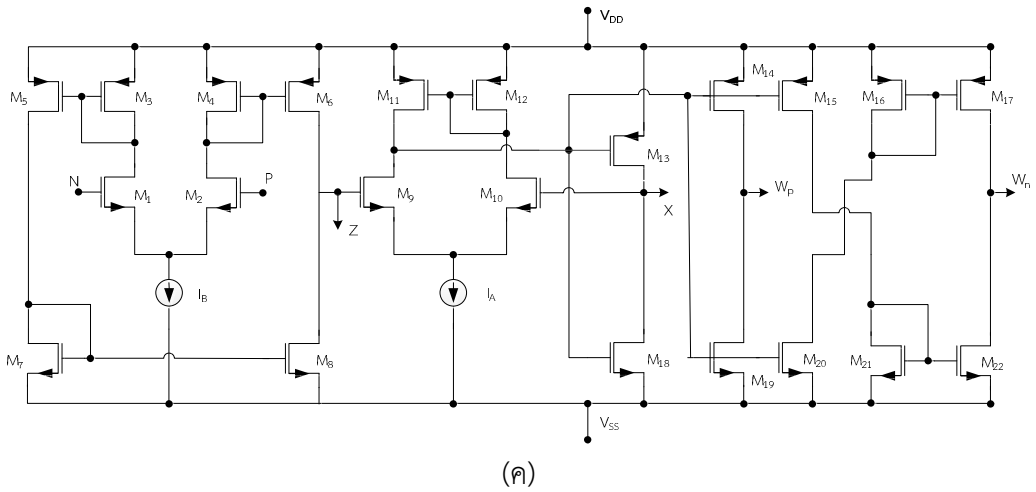
จากสมการที่ (2.22) จะเห็นว่า  $h_{12}$  มีค่าเป็น -1 ซึ่งจะแตกต่างไปจากเดิมที่มีค่าเป็น 1 และ 0 ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_y$  ที่พอร์ต Y และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X เป็น  $i_y = -i_x$  และ  $h_{32}$  มีค่าเป็น  $\pm 1$  ทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X เป็น  $i_z = \pm i_x$  กรณี  $i_z = i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลในทิศทางเดียวกัน เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCIII+) กรณี  $i_z = -i_x$  กระแส  $i_z$  ที่พอร์ต Z และ กระแส  $i_x$  ที่พอร์ต X มีทิศทางการไหลตรงกันข้าม เรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCIII-)

### 2.3 หลักการทั่วไปของวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (VDCC)

วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (Voltage differencing current conveyor) หรือเรียกว่า VDCC เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในการออกแบบวงจรรองความถี่ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีพื้นฐานการทำงานมาจากวงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier: OTA) และวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second generation current conveyor: CCII) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โหมดแรงดันและกระแส



รูปที่ 2.7 วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล



รูปที่ 2.7 วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (ค) โครงสร้างภายใน

อุปกรณ์ VDC จะประกอบด้วย 6 ขั้ว โดยขั้วแรงดันขาเข้า 2 ขั้วคือ P และ N มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วกระแสขาออก 3 ขั้ว คือ Z,  $W_p$  และ  $W_n$  มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วแรงดันขาออก คือขั้ว X มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ และขั้วกระแสควบคุม คือ  $I_B$  จะสามารถควบคุมอัตราขยายความนำได้ด้วยการปรับกระแสจากภายนอก มีสัญลักษณ์โครงสร้างอุปกรณ์ตามรูปที่ 2.7 (ก) วงจรสมมูลของอุปกรณ์ VDC ตามรูปที่ 2.7 (ข) และโครงสร้างภายในของอุปกรณ์ VDC ตามรูปที่ 2.7 (ค) (Kacar, et. al. 2014: 73-78)

วงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน หรืออุปกรณ์ VDC มีโครงสร้างภายในที่ประกอบด้วยอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ คือ PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ ประกอบเข้าด้วยกันมีหลายขั้วตามรูปที่ 2.7 (ค) โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ VDC ดังสมการที่ (2.26)

$$\begin{bmatrix} I_N \\ I_P \\ I_Z \\ V_X \\ I_{wp} \\ I_{wn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_P \\ V_N \\ V_Z \\ I_X \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) มีค่าความนำถ่ายโอน ดังสมการที่ (2.27)

$$g_m = \sqrt{I_B \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)} \quad (2.27)$$

$\mu_n$  คือ ค่าความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของประจุพาหะ (Mobility of the carrier for NMOS transistors)

$C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจาก  $SiO_2$  ระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสต่อหน่วยพื้นที่ ( $F/m^2$ ) (Gate-oxide capacitance/area)

$W$  คือ ความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Effective channel width) ของ NMOS transistor

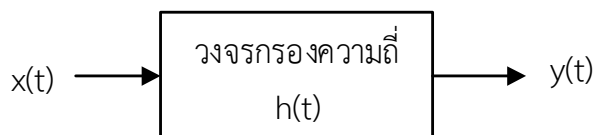
$L$  คือ ความยาวของช่องทางเดินกระแส (Effective channel length) ของ NMOS transistor

จากสมการที่ (2.27) จะเห็นว่าอุปกรณ์ VDCC สามารถควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ โดยควบคุมด้วยกระแสไบอัส

## 2.4 หลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่

วงจรรองความถี่เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญวงจรมุ่งหนึ่งในทางวิศวกรรมและเป็นวงจรที่เป็นองค์ประกอบสำคัญของระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ เช่น ในระบบการกระจายเสียง ระบบดาวเทียมสื่อสาร เป็นต้น วงจรรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภท คือ วงจรรองความถี่แบบดิจิทัลหรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลาและวงจรรองความถี่แบบแอนะล็อกซึ่งเป็นวงจรรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา โดยวงจรรองความถี่แบบแอนะล็อกยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆ ได้อีก 2 ประเภท คือ วงจรรองความถี่ประเภทพาสซีฟ ซึ่งเป็นวงจรรองความถี่ที่สร้างจากอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ขดลวดตัวนำและตัวต้านทานหรือสร้างมาจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุและวงจรรองความถี่อีกประเภทหนึ่ง คือ วงจรรองความถี่ประเภทแอกทีฟ ซึ่งเป็นวงจรรองความถี่ที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ เช่น ออปแอมป์ OTA วงจรสายพานกระแส ฯลฯ ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นต้น (จิรสุดา เกสร, 2542 : 20-26)

รายละเอียดของวงจรรองความถี่ที่จะกล่าวถึงเป็นหลักการโดยทั่วไปของวงจรรองความถี่และจะเป็นการกล่าวถึงรูปแบบโดยทั่วไปของสมการการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่แบบแอนะล็อกที่มีรูปแบบของสมการถ่ายโอนของวงจรเป็นแบบไบควอด (Biquadratic function) หรือ สมการถ่ายโอนลำดับสองเป็นหลัก ระบบของวงจรรองความถี่สามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ระบบของวงจรรองความถี่

เมื่อ  $x(t)$  คือ สัญญาณทางด้านขาเข้า

$y(t)$  คือ สัญญาณทางด้านขาออก

$h(t)$  คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (Impulse response) ของระบบ  
ถ้าให้วงจรกรองความถี่ภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบคอซอล (Casual) เป็นแบบเชิงเส้นและเป็นระบบที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาแล้ว  $y(t)$  จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-t)x(t)dt \quad (2.28)$$

หรือเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.27) จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(S)=H(S)X(S) \quad (2.29)$$

โดย  $Y(S)$ ,  $H(S)$  และ  $X(S)$  คือ ผลการแปลงลาปลาซของ  $y(t)$ ,  $h(t)$  และ  $x(t)$  ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่  $s = j\omega$  สมการที่ (2.29) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้ คือ

$$|Y(S)| = |H(S)||X(S)| \quad (2.30)$$

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \quad (2.31)$$

โดย  $\phi_{Y(j\omega)}$  คือ ค่าเฟสของ  $Y(j\omega)$ ,  $\phi_{H(j\omega)}$  คือ ค่าเฟสของ  $H(j\omega)$  และ  $\phi_{X(j\omega)}$  คือ ค่าเฟสของ  $X(j\omega)$

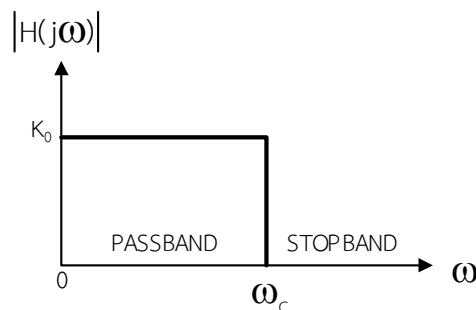
หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่นั้นก็คือทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัด คือ ในสัญญาณวิทยุที่ส่งมาจากทางด้านสถานีส่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่มาจากทุกๆสถานีที่ทำการกระจายเสียงรวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะทำการกระจายเสียง การปรับค่าความถี่เพื่อรับฟังรายการจากสถานีใดสถานีหนึ่งนั้นทำได้โดยการกรองเอาสัญญาณของสถานีอื่นๆที่ไม่ต้องการฟังรวมทั้งสัญญาณรบกวนออกให้เหลือเพียงสัญญาณของสถานีที่ต้องการจะรับฟังเท่านั้น โดยเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (2.29) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณทางด้านขาออกนั้นเป็นผลคูณของค่าของขนาดสัญญาณขาเข้ากับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ ถ้าหากค่าฟังก์ชันขนาดของ  $H(j\omega)$  มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง  $\omega_{s1}$  และ  $\omega_{s2}$  ก็แสดงว่าสัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเท่ากับศูนย์ไม่ว่าสัญญาณทางด้านขาเข้านั้นจะมีค่าเท่าใดอยู่ในช่วง  $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$  ซึ่งโดยทั่วไปช่วงความถี่  $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$  จะเรียกว่า แถบหยุด (Stopband) ของวงจร  $H(j\omega)$  นั้น ในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันของขนาดของ  $H(j\omega)$  มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง  $\omega_{p1}$  และ  $\omega_{p2}$  จะทำ

ให้สัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเป็นไปตามสมการที่ (2.26) ในช่วงความถี่  $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$  ซึ่งช่วงความถี่นี้มีชื่อเรียกว่าแถบผ่าน (Bandpass) ของวงจร  $H(j\omega)$  นั้น

จากธรรมชาติการตอบสนองของฟังก์ชันขนาด  $H(j\omega)$  ในช่วงของแถบความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ทำให้วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นแบบย่อยๆ ได้อีก 4 แบบตามคุณลักษณะของแถบหยุดและแถบผ่านของวงจร ซึ่งเพื่อให้สะดวกในการอธิบายจึงขอสมมติให้วงจรกรองความถี่ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรกรองความถี่ในเชิงอุดมคติ นั่นคือการตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้นและมีค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านของวงจรและให้การสูญเสียในแถบหยุดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ( $H(j\omega) = 0$ )

#### 2.4.1 วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน

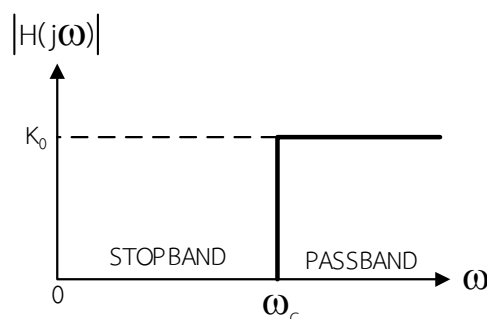
วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง ความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดวงจร ในกรณีเช่นนี้ ค่าแบนด์วิธของวงจรมีค่าเท่ากับ  $\omega_c$  จะพบว่าการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ

#### 2.4.2 วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน

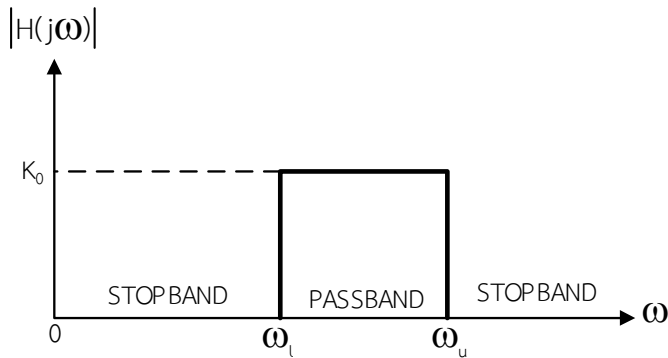
วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงความถี่ต่ำระหว่าง 0 ถึง ความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  ในขณะที่วงจรจะยอมให้ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้ ซึ่งการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ

### 2.4.3 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน

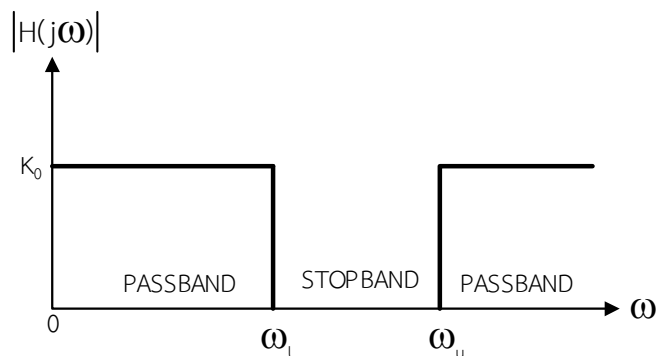
วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรมีอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟของความถี่ คือ  $\omega_l$  และ  $\omega_u$  ( $\omega_u > \omega_l$ ) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรมีอยู่ 2 แถบ คือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึง ความถี่คัทออฟ  $\omega_l$  และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ  $\omega_u$  ซึ่งการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ

### 2.4.4 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด

วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่หยุดของวงจรมีอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟของความถี่ คือ  $\omega_l$  และ  $\omega_u$  ( $\omega_u > \omega_l$ ) ในขณะที่แถบผ่านของวงจรมีอยู่ 2 แถบ คือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึง ความถี่คัทออฟ  $\omega_l$  และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ  $\omega_u$  ซึ่งการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่หยุดในทางอุดมคติ

วงจรกรองความถี่ที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นมาได้จริง ในทางปฏิบัตินั้นคงใช้วงจรที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ประมาณคล้ายกับผลตอบสนองในอุดมคติมา

ปฏิบัติการต่างๆเท่านั้น วงจรทางปฏิบัติเบื้องต้น เช่น วงจรกรองความถี่ชนิดที่เรียกว่าวงจรกรองความถี่แบบไบควอดซึ่งคุณสมบัติของวงจรไบควอดนั้นจะมีดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

2.4.4.1 รูปแบบสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบไบควอด  
สมการแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบไบควอดนั้นจะมีรูปแบบมาตรฐานเป็นดังนี้ คือ

$$H(S) = K \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.32)$$

โดย  $\omega_z$ ,  $Q_z$ ,  $\omega_p$ ,  $Q_p$  คือค่าพารามิเตอร์ที่แสดงถึงค่าความถี่ของซีโร (Zero) ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของซีโร ค่าความถี่ของโพลและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของโพลของฟังก์ชันการถ่ายโอน  $H(s)$  นั้นตามลำดับ

เมื่อค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (2.32) เปลี่ยนไปจะทำให้ได้วงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ คือ วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน และ วงจรกรองความถี่แบบความถี่หยุดได้ ซึ่งรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบต่างๆดังกล่าวนี้จะมีตามลำดับดังต่อไปนี้

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะมีรูปแบบสมการคือ

$$H(S) = K \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.33)$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน จะมีรูปแบบสมการคือ

$$H(S) = K \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.34)$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะมีรูปแบบสมการคือ

$$H(S) = K \frac{\frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.35)$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรกรองหยุดแถบความถี่ จะมีรูปแบบสมการคือ

$$H(S) = K \frac{s^2 + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.36)$$

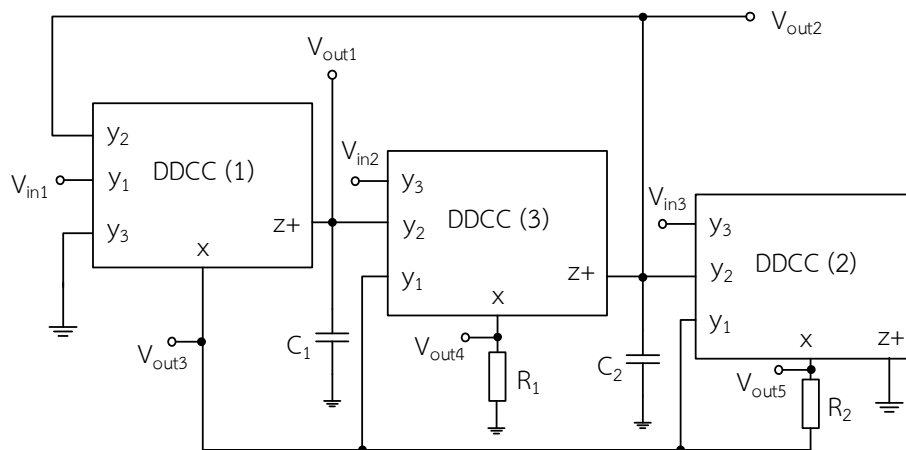
## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา แต่ละงานวิจัยจะมีจุดเด่นและข้อจำกัดที่แตกต่างกัน โดยมีรายละเอียดดังนี้

### 2.5.1 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCC

1. Horng and Chiu (2011 : 183-190) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันห่าอินพุตสามเอาต์พุตซึ่งใช้อุปกรณ์ DDCC เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 3 ตัว ต่อกับตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว และ ตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัวต่อลงกราวด์ ดังรูป 2.13 โดยที่

$$G_1 = \frac{1}{R_1}, G_2 = \frac{1}{R_2}$$



รูปที่ 2.13 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCC จำนวน 3 ตัวร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

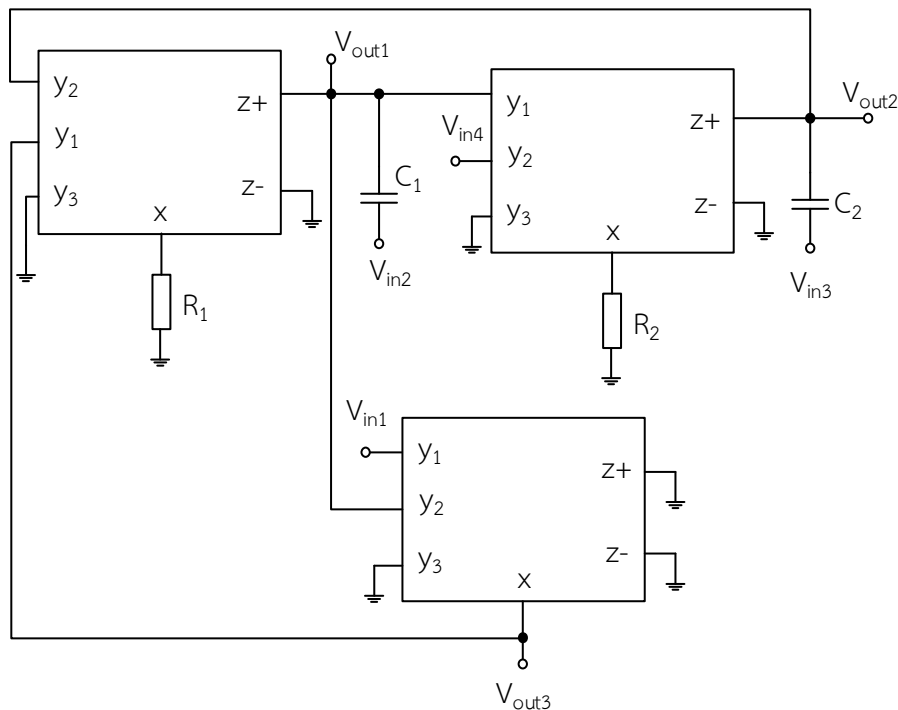
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (2.37)$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 G_2}{C_1 G_1}} \quad (2.38)$$

จากรูปที่ 2.13 จุดเด่นของวงจรคือ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและสามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรยังจุดด้อยคือ ใช้อุปกรณ์ DDCC จำนวนมากถึง 3 ตัว ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้ ไม่สามารถควบคุมอัตราขยายได้และตัวต้านทานไม่ต่อลงกราวด์

2. Maheshwari and Gangwar (2011 : 210-216) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCC เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 2 ตัวต่อลงกราวด์ทั้งหมดและตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ดังรูป 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCC จำนวน 3 ตัวร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.39)$$

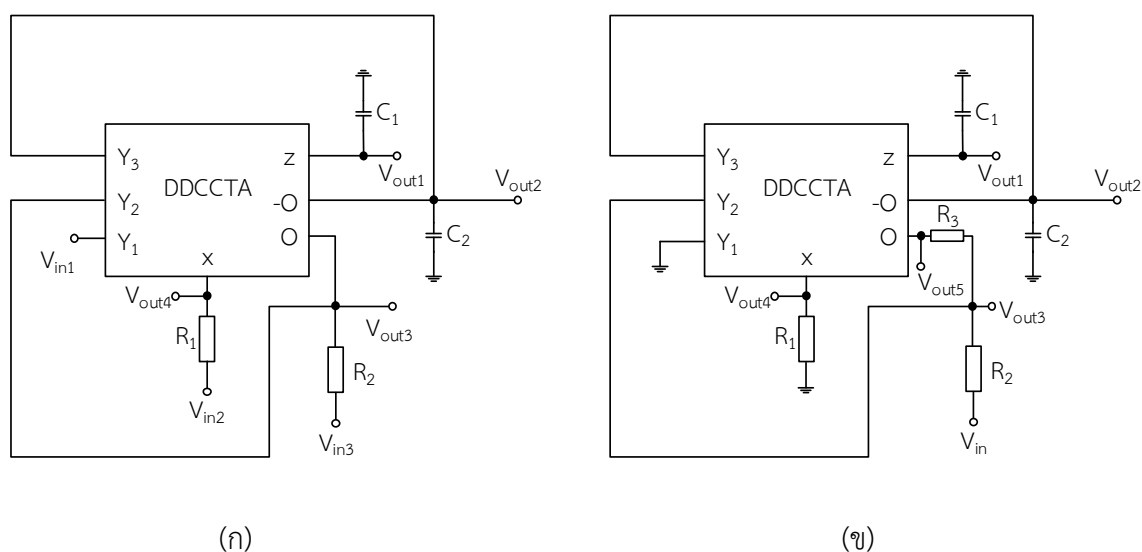
สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} \quad (2.40)$$

จากรูปที่ 2.14 จุดเด่นของวงจรคือ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและสามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชันทั้งในรูปแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส อย่างไรก็ตาม วงจรยังจุดด้อยคือ ใช้อุปกรณ์ DDCC จำนวนมากถึง 3 ตัว ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้

### 2.5.2 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCCTA

Chen, et. al. (2016 : 1403-1411) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันโดยใช้อุปกรณ์ DDCCTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 1 ตัว จำนวน 2 วงจร ต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังรูป 2.15 (ก) และ 2.15 (ข)



รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DDCCTA จำนวน 1 ตัว (ก) ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว (ข) ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 5 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_1 C_1 C_2}} \quad (2.41)$$

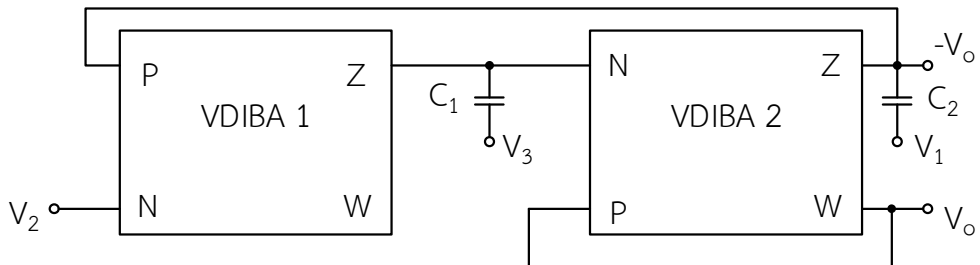
สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{g_m C_2}} \quad (2.42)$$

จากรูปที่ 2.15 จุดเด่นของวงจรคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟน้อย โดยใช้ DDCCTA เพียง 1 ตัว สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชันรวมถึงสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้ อย่างไรก็ตามวงจรมีจุดด้อยคือ ตัวต้านทานไม่ต่อลงกราวด์

### 2.5.3 วงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDIBA

Gupta, et. al. (2015 : 125-134) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันโดยใช้อุปกรณ์ VDIBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDIBA จำนวน 2 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.43)$$

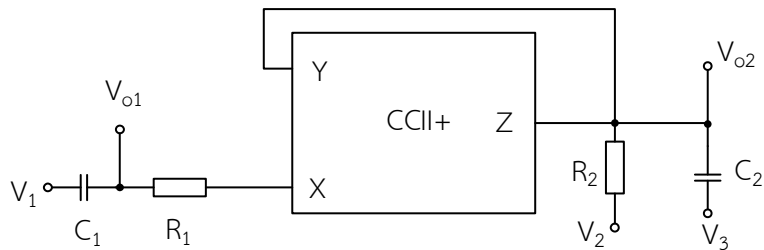
สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} C_2}{g_{m2} C_1}} \tag{2.44}$$

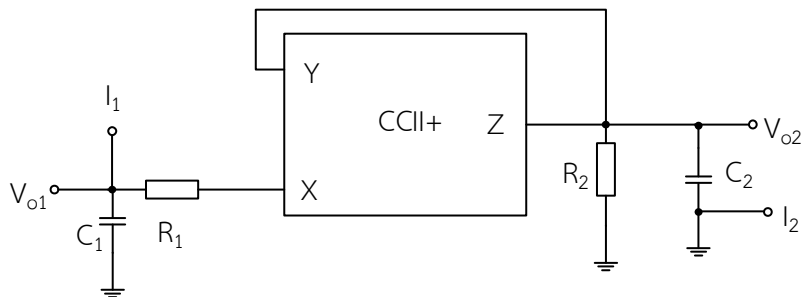
จากรูปที่ 2.16 จุดเด่นของวงจรคือ สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชันรวมถึงใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย อย่างไรก็ตามวงจรยังจุดด้อยคือไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้

### 2.5.4 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ CCIIIs

Horng (2010 : 749-756) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันและกระแสโดยใช้อุปกรณ์ CCIIIs เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 1 ตัว ต่อกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว และ ตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว ดังรูปที่ 2.17ก และ รูปที่ 2.17ข



(ก)



(ข)

**รูปที่ 2.17** วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ CCIIIs จำนวน 1 ตัวต่อกับกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว โดย (ก) โหมตแรงดันอินพุต (ข) โหมตกระแสอินพุต

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{2.45}$$

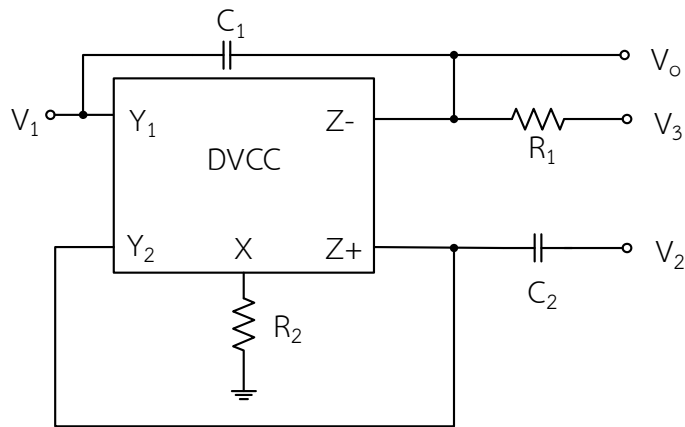
สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_1 R_2}{C_1 R_1 + C_2 R_2 - C_1 R_2}} \quad (2.46)$$

จากรูปที่ 2.17ก และ 2.17ข จุดเด่นของวงจรคือ สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรกรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรยังจุดด้อยคือไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้

### 2.5.5 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DVCC

1. Tangsirat and Channumsin (2011 : 703-707) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันโดยใช้อุปกรณ์ DVCC เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 1 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว และ ตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ DVCC จำนวน 1 ตัว ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

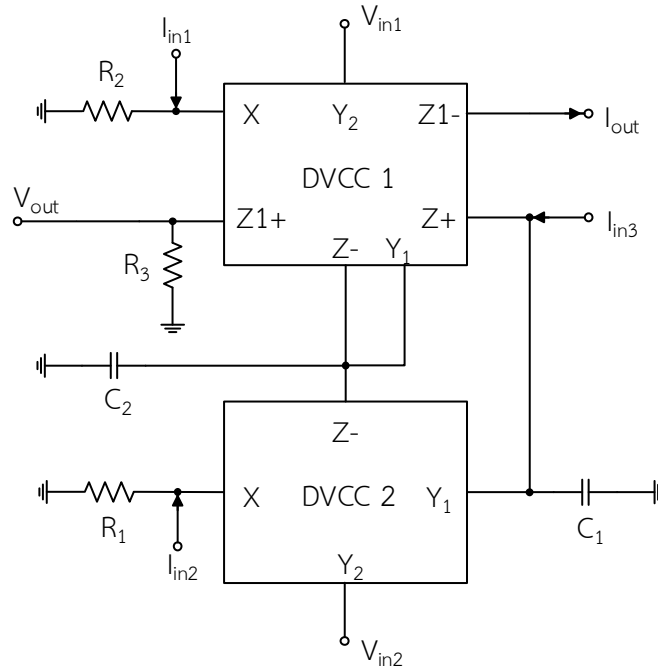
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.47)$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_1 R_2}{C_1 R_1 + C_2 R_2}} \quad (2.48)$$

จากรูปที่ 2.18 จุดเด่นของวงจรคือ สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรยังจุดด้วยคือไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้

2. Lee (2016 : 228-234) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดผสมโดยใช้อุปกรณ์ DVCC เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 2 ตัว ต่อกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว และตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว ดังรูปที่ 2.19 โดยที่  $G_1 = \frac{1}{R_1}$ ,  $G_2 = \frac{1}{R_2}$



รูปที่ 2.19 วงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่โหมดผสมโดยใช้อุปกรณ์ DVCC จำนวน 1 ตัวต่อกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 5 ตัว

สมการความถี่ธรรมชาติแสดงดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (2.49)$$

สมการควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงดังนี้

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 G_1}{C_1 G_2}} \quad (2.50)$$

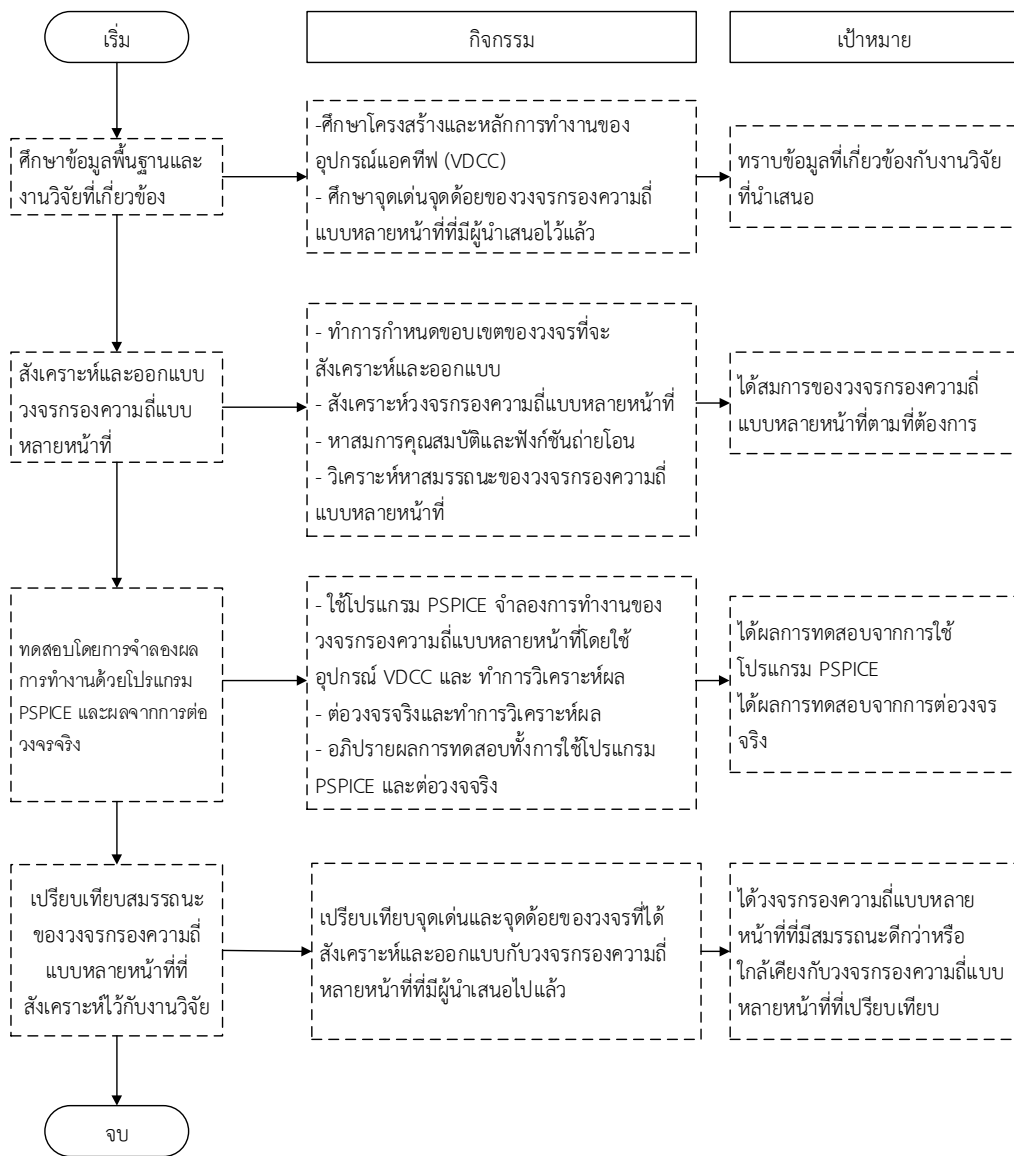
จากรูปที่ 2.19 จุดเด่นของวงจรคือ สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานของวงจรองความถี่ได้ครบทุกฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรมีจุดด้อยคือไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้ปรับอิสระจากกันได้

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องและได้นำเสนอมาแล้วนั้น เป็นเหตุผลของงานวิจัยที่ได้จัดทำนี้มีจุดประสงค์คือต้องการพัฒนางจรโดยการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่ในโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตที่สามารถควบคุมอัตราขยายและสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้อิสระจากกันได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และเพื่อแก้ไขจุดด้อยของคุณสมบัติต่างๆที่กล่าวมาแล้วด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC ซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป

# บทที่ 3

## วิธีดำเนินงานวิจัย

ในบทที่แล้วได้ศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDCC โดยมีจุดประสงค์หลัก คือ เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์แบบแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต และให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้นกว่างานวิจัยที่ผ่านมาตามที่ผู้วิจัยรวบรวมมาไว้แล้วนั้น ขั้นตอนตั้งแต่พื้นฐานของตัวอุปกรณ์ แนวคิดงานวิจัยและการวิเคราะห์ห้วงจรสามารถแสดงแผนผังการดำเนินงานวิจัยได้ดังรูปที่ 3.1



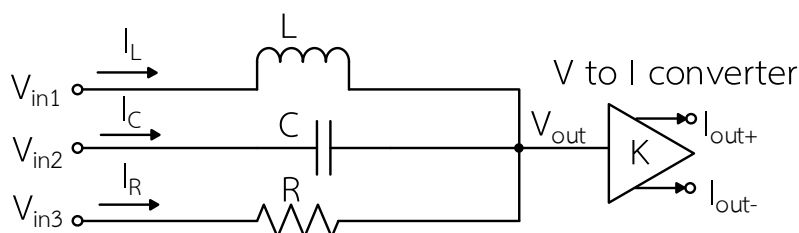
รูปที่ 3.1 แผนผังขั้นตอนการดำเนินงานวิจัยวงจรรองความถี่

ในรูปที่ 3.1 เป็นขั้นตอนดำเนินงานวิจัย เริ่มต้นจากศึกษาข้อมูลพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อทำการสังเคราะห์และออกแบบรวมถึงศึกษาจุดเด่นและจุดด้อยของงานวิจัยที่ผ่านมาโดยได้ทำการค้นคว้ามาแล้วในบทที่ผ่านมา บทที่สามนี้จะดำเนินการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต โดยเริ่มต้นจากการกำหนดขอบเขตของวงจรแล้วจึงเริ่มสังเคราะห์ วิเคราะห์ และ ออกแบบวงจรที่จำหน่าย จากนั้นใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นทำการวิเคราะห์และเก็บผลพร้อมเปรียบเทียบฟังก์ชันที่ได้ของวงจรเทียบกับวงจรอื่นที่มีผู้ได้นำเสนอไว้ เพื่อให้ได้คุณลักษณะของวงจรตามขอบเขตที่กำหนดไว้ เมื่อได้ผลจากการจำลองผลแล้ว จากนั้นทำการต่อวงจรจากอุปกรณ์จริงแล้วเก็บผลการทดลองเปรียบเทียบกับผลการทดลองจากการจำลองผล ในส่วนของผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรทั้งหมดทั้งจากการจำลองผลและการต่ออุปกรณ์จริงจะแสดงในบทที่ 4 และในส่วนของบทที่ 5 จะเป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต

กรอบแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจรขนานของตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ต่อรวมกันกับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสและวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้ได้สมการลักษณะคุณสมบัติกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง มีเอาต์พุตประกอบด้วย 5 ฟังก์ชัน ได้แก่ กรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ และยังมีจุดประสงค์สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ให้อิสระจากกันได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

จากรูปที่ 3.2 สามารถหาสมการของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต

พิจารณาที่โหนด  $V_{out}$  จะได้สมการคุณลักษณะ คือ

$$I_L + I_C + I_R = 0 \quad (3.1)$$

พิจารณา  $I_L$  ได้จาก

$$I_L = \frac{V_{out} - V_{in1}}{sL} \quad (3.2)$$

พิจารณา  $I_C$  ได้จาก

$$I_C = (V_{out} - V_{in2})sC \quad (3.3)$$

พิจารณา  $I_R$  ได้จาก

$$I_R = \frac{V_{out} - V_{in3}}{R} \quad (3.4)$$

นำสมการที่ (3.2), (3.3) และ (3.4) แทนลงในสมการที่ (3.1) จะได้

$$\frac{V_{out} - V_{in1}}{sL} + (V_{out} - V_{in2})sC + \frac{V_{out} - V_{in3}}{R} = 0 \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) จัดรูปแบบให้  $V_{out}$  อยู่ข้างเดียวกันจะได้

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

จากสมการที่ (3.6) จะได้สมการแรงดัน คือ

$$V_{out} = \frac{\frac{V_{in1}}{sL} + V_{in2}sC + \frac{V_{in3}}{R}}{\left( \frac{s^2RLC + sL + R}{sRL} \right)} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) นำ  $sRL$  คูณตัวเศษ จะได้

$$V_{out} = \frac{V_{in2}s^2RLC + V_{in3}sL + V_{in1}R}{s^2RLC + sL + R} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) นำ RLC หารทั้งเศษและส่วน จะได้

$$V_{out} = \frac{V_{in2}s^2 + V_{in3}s\left(\frac{1}{RC}\right) + V_{in1}\left(\frac{1}{LC}\right)}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) สามารถหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ได้โดยการกำหนดการให้สัญญาณแรงดันอินพุต  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  และ  $V_{in3}$  ตามตารางที่ 3.1 จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ต่างๆดังต่อไปนี้

**ตารางที่ 3.1** การป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อต้องการวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ

Filter response	$V_{in1}$	$V_{in2}$	$V_{in3}$
Low pass filter	$V_{in}$	0	0
High pass filter	0	$V_{in}$	0
Band pass filter	0	0	$V_{in}$
Band reject filter	$V_{in}$	$V_{in}$	0
All pass filter	$V_{in}$	$V_{in}$	$-V_{in}$

ก. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.10)$$

จากสมการ (3.10) กำหนด  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองตามรูปแบบสมการที่ (3.11)

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

ข. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) กำหนด  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านอันดับสองตามรูปแบบสมการที่ (3.13)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (3.13)$$

ค. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

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

จากสมการที่ (3.14) กำหนด  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสองตามรูปแบบสมการที่ (3.15)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s\left(\frac{1}{RC}\right)}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (3.15)$$

ง. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) กำหนด  $V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$  จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสองตามรูปแบบสมการที่ (3.17)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{LC}}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (3.17)$$

จ. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

$$H(s) = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) กำหนด  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$  และ  $V_{in3} = -V_{in}$  จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองตามรูปแบบสมการที่ (3.19)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 - s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC}\right) + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (3.19)$$

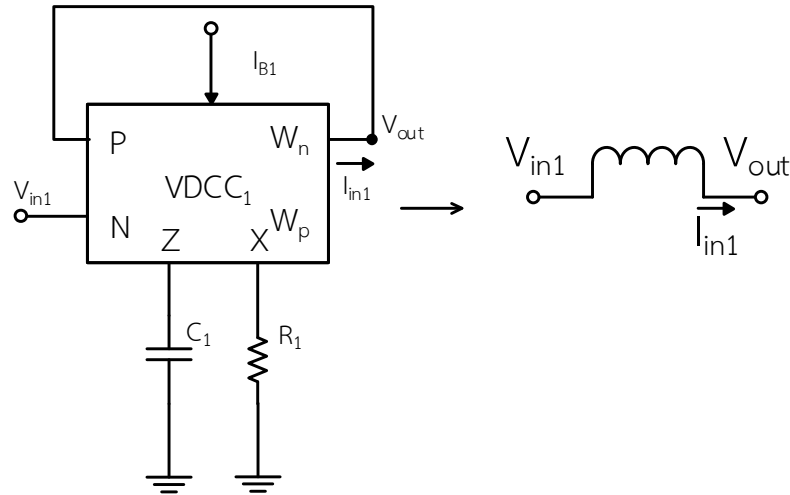
จากสมการที่ (3.9) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.20)$$

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.20) และ (3.21) สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ด้วยการปรับค่า  $L$  และค่า  $C$  โดยที่ควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับอิสระจากความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่า  $R$

จากกรอบแนวความคิดวงจรมอดูลของตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) สามารถสังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์ VDCC เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ สามารถแสดงด้วยสมการที่ (2.26) โดยพิจารณาจาก VDCC ตัวที่ 1 ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การสังเคราะห์วงจรเปลี่ยนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ VDCC

จากสมการที่ (2.26) สามารถแยกเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_z = g_m V_p - g_m V_N \quad (3.22)$$

$$V_x = V_z \quad (3.23)$$

$$I_{Wp} = I_x \quad (3.24)$$

$$I_{Wn} = -I_x \quad (3.25)$$

พิจารณาจากรูปที่ 3.3 พบว่า

$$I_{Wn1} = I_{in1} = -I_{x1} \quad (3.26)$$

พิจารณา  $I_{z1}$  จากสมการที่ (3.22) จะได้

$$I_{z1} = g_{m1} V_{p1} - g_{m1} V_{N1} \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.23) จะได้

$$V_{Z1} = \frac{I_{Z1}}{sC_1} \quad (3.28)$$

นำสมการที่ (3.27) แทนในสมการที่ (3.28) จะได้

$$V_{Z1} = \frac{g_{m1} V_{P1} - g_{m1} V_{N1}}{sC_1} \quad (3.29)$$

จากรูปที่ 3.3 ให้  $V_{P1} = V_{out}$  และ  $V_{N1} = V_{in1}$  จะได้

$$V_{Z1} = \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_{in1}}{sC_1} \quad (3.30)$$

พิจารณาที่ขั้ว X จะได้

$$I_{X1} = \frac{V_{X1}}{R_1} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.23) จะได้

$$I_{X1} = \frac{V_{Z1}}{R_1} = \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_{in1}}{sC_1 R_1} = \frac{g_{m1} (V_{out} - V_{in1})}{sC_1 R_1} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.32) คูณ -1 ทั้งสองข้าง จะได้

$$-I_{X1} = \frac{g_{m1} (V_{in1} - V_{out})}{sC_1 R_1} = I_{Wn1} = I_{in1} \quad (3.33)$$

เพราะฉะนั้น จากวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ

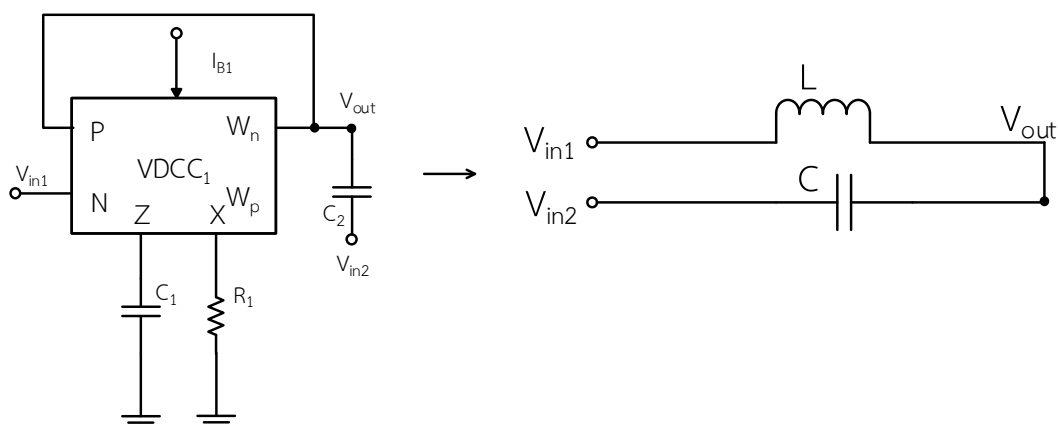
$$Z_{in} = sL = \frac{V_{in1} - V_{out}}{I_{in1}} = \frac{V_{in1} - V_{out}}{g_{m1} (V_{in1} - V_{out})} = \frac{sC_1R_1}{g_{m1}} \quad (3.34)$$

จาก  $Z_{in} = sL$  ดังนั้น

$$L = \frac{C_1R_1}{g_{m1}} \quad (3.35)$$

กล่าวได้ว่า ตัวเหนี่ยวนำ (L) ในกรอบแนวความคิดจะเสมือนเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ VDCC ตัวที่ 1 ของวงจร

ต่อมา จากกรอบแนวความคิดของวงจร  $V_{in2}$  ซึ่งต่อร่วมกับตัว คาปาซิเตอร์ (C) ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ตัวเก็บประจุตัวที่ 2 เสมือนกับตัวเก็บประจุในกรอบแนวความคิด

พิจารณาจากรูปที่ 3.4 พบว่า

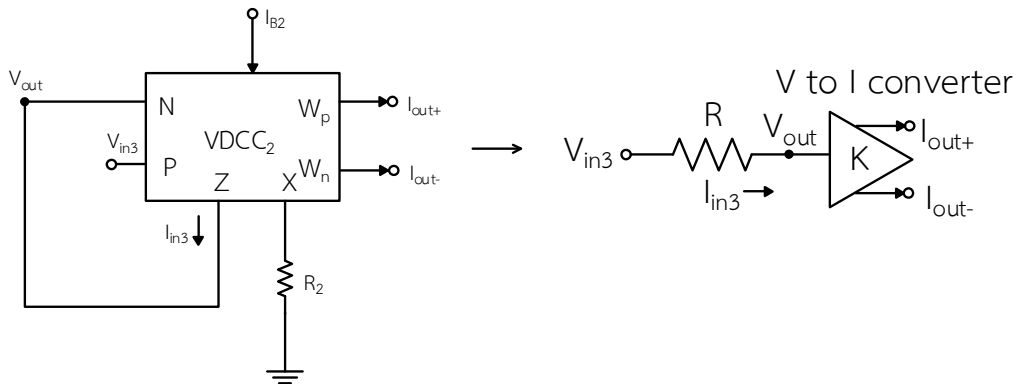
$$V_{in2} = \frac{I_{in2}}{sC_2} \quad (3.36)$$

เพราะฉะนั้น

$$Z_{in} = \frac{1}{sC_2} \quad (3.37)$$

กล่าวได้ว่า ตัวเก็บประจุ (C) ในกรอบแนวความคิดจะเสมือนเป็นตัวเก็บประจุ  $C_2$  ของวงจร

ต่อมา พิจารณาจาก VDCC ตัวที่ 2 ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทานอนุกรมกับวงจรแปลงจากแรงดันเป็นกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ VDCC

พิจารณาจากรูปที่ 3.5 พบว่า

$$V_{X2} = V_{Z2} = V_{N2} = V_{out} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.22) จะได้

$$I_{Z2} = g_{m2} V_{P2} - g_{m2} V_{N2} \quad (3.39)$$

จากรูปที่ 3.5 ให้  $V_{P2} = V_{in3}$  และ  $V_{N2} = V_{out}$  จะได้

$$I_{Z2} = g_{m2} V_{in3} - g_{m2} V_{out} = g_{m2} (V_{in3} - V_{out}) = I_{in3} \quad (3.40)$$

เพราะฉะนั้น จะได้

$$Z_{in} = R = \frac{V_{in3} - V_{out}}{I_{in3}} = \frac{1}{g_{m2}} \quad (3.41)$$

จาก  $Z_{in} = R$  ดังนั้น

$$R = \frac{1}{g_{m2}} \tag{3.42}$$

กล่าวได้ว่า ตัวต้านทาน (R) ในกรอบแนวคิดจะเสมือนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC ตัวที่ 2 ของวงจร

ต่อมา จากสมการที่ (3.24), (3.25) และ (3.38) จะได้

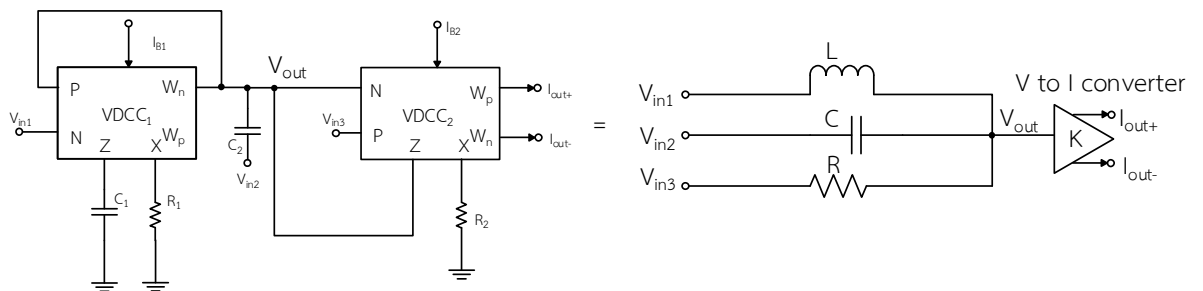
$$I_{Wp2} = -I_{Wn2} = I_{X2} = \frac{V_{X2}}{R_2} = \frac{V_{out}}{R_2} \tag{3.43}$$

ดังนั้น

$$K = \frac{1}{R_2} \tag{3.44}$$

กล่าวได้ว่า ตัวแปร K ในกรอบแนวคิดจะเปรียบเสมือนเป็น ตัวต้านทานตัวที่ 2 ( $R_2$ ) ที่ต่อร่วมกับอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC ตัวที่ 2

ดังนั้นจะได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VDCC เปรียบเทียบกับบล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต ดังรูปที่ 3.6



**รูปที่ 3.6** วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VDCC เปรียบเทียบกับบล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุต

### 3.2 การวิเคราะห์วงจรรองความถี่การทำงานในอุดมคติ

จากรูปที่ 3.6 เมื่อพิจารณาวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดันซึ่งประกอบด้วย 6 ขั้ว โดยขั้วแรงดันขาเข้า 2 ขั้วคือ P และ N มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วกระแสขาออก 3 ขั้ว คือ Z,  $W_p$  และ  $W_n$  มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วแรงดันขาออก คือขั้ว X มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ และขั้วกระแสควบคุม คือ  $I_B$  จะสามารถควบคุมอัตราขยายความนำได้ด้วยการปรับกระแสจากภายนอก

การวิเคราะห์วงจรจากรูปที่ 3.6 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ VDCC สามารถแสดงด้วยสมการที่ (2.26) วิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรความถี่ทำงานในอุดมคติได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาที่จุด  $V_{out}$  จะได้

$$I_{Wn1} + I_{C2} = I_{Z2} \quad (3.45)$$

พิจารณา  $I_{Z1}$  จากสมการที่ (3.22) จะได้

$$I_{Z1} = g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1 \quad (3.46)$$

พิจารณาหา  $I_{Wn1}$  ได้จาก

$$V_{Z1} = \frac{I_{Z1}}{sC_1} \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.47) นำสมการที่ (3.46) มาแทนจะได้

$$V_{Z1} = \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{sC_1} \quad (3.48)$$

จากสมการที่ (3.23) จะได้

$$\frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{sC_1} = I_{x1} R_1 \quad (3.49)$$

จากสมการที่ (3.49) ย้าย  $R_1$  ไปอีกข้าง จะได้

$$\frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{sC_1 R_1} = I_{x1} = -I_{Wn1} \quad (3.50)$$

พิจารณาหา  $I_{C2}$  ได้จาก

$$I_{C2} = (V_{out} - V_2) sC_2 \quad (3.51)$$

พิจารณาหา  $I_{Z2}$  จากสมการที่ (3.22) จะได้

$$I_{Z2} = g_{m2} V_3 - g_{m2} V_{out} \quad (3.52)$$

นำสมการที่ (3.50), (3.51) และ (3.52) แทนลงในสมการที่ (3.45) จะได้

$$\frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{sC_1 R_1} + (V_{out} - V_2) sC_2 = g_{m2} V_3 - g_{m2} V_{out} \quad (3.53)$$

นำ  $sC_1 R_1$  คูณสมการที่ (3.53) จะได้

$$g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1 + V_{out} s^2 C_1 C_2 R_1 - V_2 s^2 C_1 C_2 R_1 = sC_1 R_1 (g_{m2} V_3) - sC_1 R_1 (g_{m2} V_{out}) \quad (3.54)$$

จัดรูปแบบสมการให้  $V_{out}$  อยู่ข้างเดียวกัน จะได้

$$V_{out} (s^2 C_1 C_2 R_1 + sC_1 R_1 g_{m2} + g_{m1}) = s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 + sC_1 R_1 g_{m2} V_3 + g_{m1} V_1 \quad (3.55)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตตั้งสมการที่ (3.56)

$$V_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 + sC_1 R_1 g_{m2} V_3 + g_{m1} V_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 + sC_1 R_1 g_{m2} + g_{m1}} \quad (3.56)$$

จาก  $I_{out} = \frac{V_{out}}{R}$  เพราะฉะนั้น สมการที่ (3.56) จะได้สมการกระแสเอาต์พุตตั้งสมการที่

(3.57)

$$I_{out^+} = -I_{out^-} = \frac{V_{out}}{R_2} = \left( \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 + s C_1 R_1 g_{m2} V_3 + g_{m1} V_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 + s C_1 R_1 g_{m2} + g_{m1}} \right) \frac{1}{R_2} \quad (3.57)$$

จากสมการที่ (3.57) พบว่าวงจรสามารถปรับอัตราการขยายของกระแสเอาต์พุตได้โดยการปรับค่าความต้านทาน  $R_2$  ในขณะเดียวกันเมื่อนำวงจรในรูปที่ 3.6 ไปใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ จำเป็นจะต้องป้อนสัญญาณอินพุตตามตาราง 3.1 ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

จากสมการที่ (3.57) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและสมการควอลิตี้แฟกเตอร์ดังสมการที่ (3.58) และ (3.59)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_1}} \quad (3.58)$$

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1} C_2}{C_1 R_1}} \quad (3.59)$$

### 3.3 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่กรณีทำงานไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อพิจารณาวงจรในกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์แอกทีฟจะมีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร 2 กรณี คือ ผลกระทบจากความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต และ ผลกระทบจากค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงพนตัวอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC สามารถอธิบายได้ดังนี้

#### 3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต

จากโครงสร้างภายในวงจร VDCC ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสขั้วต่างๆ ในกรณีทำงานไม่เป็นอุดมคติสามารถวิเคราะห์หาสมการคุณลักษณะระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_N \\ I_p \\ I_z \\ V_x \\ I_{wp} \\ I_{wn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_p g_m & -\alpha_n g_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \gamma_p \\ 0 & 0 & 0 & -\gamma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_N \\ V_z \\ I_x \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

จะได้สมการดังนี้

$$I_z = \alpha_p g_m V_p - \alpha_n g_m V_N \quad (3.61)$$

$$V_x = \beta_z V_z \quad (3.62)$$

$$I_{wp} = \gamma_p I_x \quad (3.63)$$

$$I_{wn} = -\gamma_n I_x \quad (3.64)$$

เมื่อกำหนดให้  $\alpha_p$ ,  $\alpha_n$ ,  $\beta_z$ ,  $\gamma_p$  และ  $\gamma_n$  เป็นค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตซึ่งเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ภายในอุปกรณ์ VDCC

$\alpha_p$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_p$  ไปยังกระแส  $I_z$

$\alpha_n$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_N$  ไปยังกระแส  $I_z$

$\beta_z$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_z$  ไปยังแรงดัน  $V_x$

$\gamma_p$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส  $I_x$  ไปยัง กระแส  $I_{wp}$

$\gamma_n$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส  $I_x$  ไปยัง กระแส  $I_{wn}$

พิจารณาที่จุด  $V_{out}$  จะได้

$$I_{wn1} + I_{c2} = I_{z2} \quad (3.65)$$

พิจารณาหา  $I_{wn1}$  ได้จากสมการที่ (3.64)

$$I_{Wn1} = -\gamma_{Wn1} \left( \frac{V_{X1}}{R_1} \right) \quad (3.66)$$

จากสมการที่ (3.66) นำสมการที่ (3.62) มาแทนค่า  $V_{X1}$  จะได้

$$I_{Wn1} = -\gamma_{Wn1} \left( \frac{\beta_{Z1} V_{Z1}}{R_1} \right) \quad (3.67)$$

จากสมการที่ (3.67) แทนค่า  $V_{Z1} = \frac{I_{Z1}}{sC_1}$  จะได้

$$I_{Wn1} = -\gamma_{Wn1} \left( \frac{\beta_{Z1} I_{Z1}}{sC_1 R_1} \right) \quad (3.68)$$

จากสมการที่ (3.68) นำสมการที่ (3.61) มาแทนค่า  $I_{Z1}$  จะได้

$$I_{Wn1} = \frac{-\gamma_{Wn1} \beta_{Z1} (\alpha_{P1} g_{m1} V_{out} - \alpha_{N1} g_{m1} V_1)}{sC_1 R_1} \quad (3.69)$$

จากสมการที่ (3.69) แทนลงในสมการที่ (3.63) จะได้

$$\frac{\gamma_{Wn1} \beta_{Z1} (\alpha_{P1} g_{m1} V_{out} - \alpha_{N1} g_{m1} V_1)}{sC_1 R_1} + I_{C2} = I_{Z2} \quad (3.70)$$

พิจารณาหา  $I_{C2}$  ได้จาก

$$I_{C2} = (V_{out} - V_2) sC_2 \quad (3.71)$$

จากสมการที่ (3.71) แทนลงในสมการที่ (3.70) จะได้

$$\frac{\gamma_{Wn1} \beta_{Z1} (\alpha_{P1} g_{m1} V_{out} - \alpha_{N1} g_{m1} V_1)}{sC_1 R_1} + (V_{out} - V_2) sC_2 = I_{Z2} \quad (3.72)$$

พิจารณาหา  $I_{Z2}$  ได้จากสมการที่ (3.61)

$$I_{Z2} = \alpha_{P2} g_{m2} V_3 - \alpha_{N2} g_{m2} V_{out} \quad (3.73)$$

จากสมการที่ (3.73) แทนลงในสมการที่ (3.72) จะได้

$$\frac{\gamma_{Wn1} \beta_{Z1} (\alpha_{P1} g_{m1} V_{out} - \alpha_{N1} g_{m1} V_1)}{sC_1 R_1} + (V_{out} - V_2) sC_2 = \alpha_{P2} g_{m2} V_3 - \alpha_{N2} g_{m2} V_{out} \quad (3.74)$$

นำ  $sC_1 R_1$  คูณสมการที่ (3.74) จะได้

$$\begin{aligned} & \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{P1} g_{m1} V_{out} - \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{N1} g_{m1} V_1 + s^2 C_1 C_2 R_1 V_{out} - s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 \\ & = sC_1 R_1 \alpha_{P2} g_{m2} V_3 - sC_1 R_1 \alpha_{N2} g_{m2} V_{out} \end{aligned} \quad (3.75)$$

จัดรูปแบบสมการให้  $V_{out}$  อยู่ข้างเดียวกัน จะได้

$$\begin{aligned} & V_{out} (s^2 C_1 C_2 R_1 + sC_1 R_1 \alpha_{N2} g_{m2} + \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{P1} g_{m1}) \\ & = s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 + sC_1 R_1 \alpha_{P2} g_{m2} V_3 + \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{N1} g_{m1} V_1 \end{aligned} \quad (3.76)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตตั้งสมการที่ (3.77)

$$V_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 + sC_1 R_1 \alpha_{P2} g_{m2} V_3 + \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{N1} g_{m1} V_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 + sC_1 R_1 \alpha_{N2} g_{m2} + \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{P1} g_{m1}} \quad (3.77)$$

จาก  $I_{out} = \frac{V_{out}}{R}$  เพราะฉะนั้นสมการที่ (3.77) จะได้สมการกระแสเอาต์พุตตั้งสมการที่

(3.78)

$$I_{out^+} = -I_{out^-} = \frac{V_{out}}{R_2} = \left( \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 V_2 + sC_1 R_1 \alpha_{P2} g_{m2} V_3 + \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{N1} g_{m1} V_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 + sC_1 R_1 \alpha_{N2} g_{m2} + \gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{P1} g_{m1}} \right) \frac{1}{R_2} \quad (3.78)$$

จากสมการที่ (3.78) สามารถพิจารณาผลกระทบจากความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสและแรงดันที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

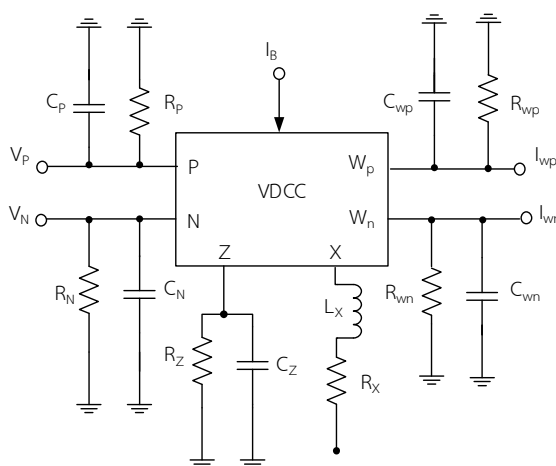
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{P1} g_{m1}}{C_1 C_2 R_1}} \quad (3.79)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha_{N2} g_{m2}} \sqrt{\frac{\gamma_{Wn1} \beta_{Z1} \alpha_{P1} C_2 g_{m1}}{C_1 R_1}} \quad (3.80)$$

เมื่อพิจารณาจากคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตพบว่าตัวแปรความผิดพลาด  $\gamma_{Wn1}$ ,  $\alpha_{P1}$ ,  $\alpha_{N2}$ ,  $\beta_{Z1}$  ที่เพิ่มในสมการการส่งผ่าน กระแสและแรงดันของ VDCC ซึ่งตัวแปรนี้เป็นค่าอัตราความผิดพลาดในการทำงานของวงจรซึ่งจะส่งผลต่อค่าของวงจรขณะทำงานให้เบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ

### 3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC

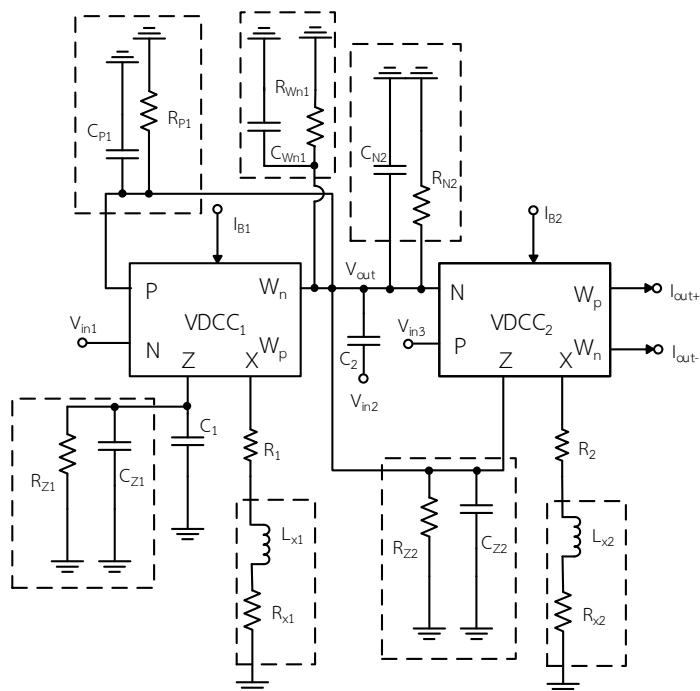
เนื่องจากภายในอุปกรณ์แอกทีฟจะมีความจุ และความต้านทานแฝงอยู่แต่ละขั้วของอุปกรณ์ ซึ่งจะมีผลกระทบต่อการทำงานของวงจร จากการใช้งานอุปกรณ์ VDCC สามารถเขียนวงจรเทียบเคียงเมื่อมีความจุ และความต้านทานแฝง ตามรูปที่ 3.7



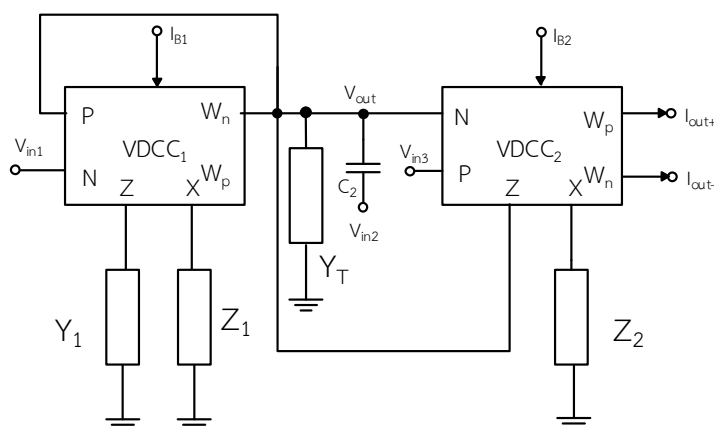
รูปที่ 3.7 วงจรเทียบเคียงอุปกรณ์ VDCC เมื่อมีความจุและความต้านทานแฝง

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นว่ามีความจุ และค่าความต้านทานแฝงขนานกันอยู่ที่ขั้วของอุปกรณ์ที่มีความต้านทานสูง และมีค่าต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ขั้วของอุปกรณ์ที่มีความต้านทานต่ำ โดยแต่ละขั้วมีความจุแฝง (C) ค่าความต้านทานแฝง (R) และตัวเหนี่ยวนำแฝง (L) ดังนี้ ขั้ว P จะประกอบด้วย ค่าความจุ ( $C_p$ ) ค่าความต้านทานแฝง ( $R_p$ ) ขั้ว N จะประกอบด้วย ค่าความจุ ( $C_n$ ) ค่าความต้านทานแฝง ( $R_n$ ) ขั้ว Z จะประกอบด้วย ค่าความจุ ( $C_z$ ) ค่าความต้านทานแฝง ( $R_z$ ) ขั้ว X จะประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ( $L_x$ ) ค่าความต้านทานแฝง ( $R_x$ ) ขั้ว  $W_p$  จะประกอบด้วย ค่าความจุ ( $C_{wp}$ ) ค่าความต้านทานแฝง ( $R_{wp}$ ) และขั้ว  $W_n$  จะประกอบด้วย ค่าความจุ ( $C_{wn}$ ) ค่าความต้านทานแฝง ( $R_{wn}$ ) ดังนั้นสามารถเขียนวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตในกรณีที่ผลกระทบจากความต้านทาน และความจุแฝงในตัวอุปกรณ์ VDCC ตามรูปที่

3.8 และในกรณีที่แสดงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงในอุปกรณ์ VDCC เมื่อแทนตัวอุปกรณ์ในวงจรด้วยแอดมิแทนซ์ ตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองในกรณีที่แสดงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงในตัวอุปกรณ์ VDCC



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองในกรณีที่แสดงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงในตัวอุปกรณ์ VDCC เมื่อแทนตัวอุปกรณ์ในวงจรด้วยแอดมิแทนซ์

พิจารณาที่จุด  $V_{out}$  จะได้

$$I_{Wn1} + I_{C2} + I_{Z2} = I_{YT} \quad (3.81)$$

พิจารณาหา  $I_{Wn1}$  ได้จากสมการที่ (3.26)

$$I_{Wn1} = - \left( \frac{V_{X1}}{Z_1} \right) \quad (3.82)$$

จากสมการที่ (3.82) ค่า  $Z_1$  เท่ากับ

$$Z_1 = R_1 + R_{X1} + sL_{X1} \quad (3.83)$$

พิจารณาว่าความเหนี่ยวนำ ( $L_{X1}$ ) มีค่าน้อยมาก ดังนั้นสามารถเขียนค่า  $Z_1$  ตามสมการที่ (3.84)

$$Z_1 = R_1 + R_{X1} \quad (3.84)$$

จากสมการที่ (3.82) นำสมการที่ (3.24) มาแทนค่า  $V_{X1}$  จะได้

$$I_{Wn1} = - \left( \frac{V_{Z1}}{Z_1} \right) \quad (3.85)$$

จากสมการที่ (3.85) แทนค่า  $V_{Z1} = \frac{I_{Z1}}{Y_1}$  จะได้

$$I_{Wn1} = - \left( \frac{I_{Z1}}{Y_1 Z_1} \right) \quad (3.86)$$

จากสมการที่ (3.86) ค่า  $Y_1$  เท่ากับ

$$Y_1 = s(C_1 + C_{z1}) + G_{z1} \quad (3.87)$$

จากสมการที่ (3.87) นำสมการที่ (3.23) มาแทนค่า  $I_{Z1}$  จะได้

$$I_{Wn1} = - \left( \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{Y_1 Z_1} \right) \quad (3.88)$$

จากสมการที่ (3.88) แทนลงในสมการที่ (3.81) จะได้

$$- \left( \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{Y_1 Z_1} \right) + I_{C2} + I_{Z2} = I_{YT} \quad (3.89)$$

พิจารณาหา  $I_{C2}$  ได้จาก

$$I_{C2} = (V_2 - V_{out}) s C_2 \quad (3.90)$$

จากสมการที่ (3.90) แทนลงในสมการที่ (3.89) จะได้

$$- \left( \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{Y_1 Z_1} \right) + (V_2 - V_{out}) s C_2 + I_{Z2} = I_{YT} \quad (3.91)$$

พิจารณาหา  $I_{Z2}$  ได้จากสมการที่ (3.23)

$$I_{Z2} = g_{m2} V_3 - g_{m2} V_{out} \quad (3.92)$$

จากสมการที่ (3.92) แทนลงในสมการที่ (3.91) จะได้

$$- \left( \frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{Y_1 Z_1} \right) + (V_2 - V_{out}) s C_2 + g_{m2} V_3 - g_{m2} V_{out} = I_{YT} \quad (3.93)$$

พิจารณาหา  $I_{YT}$  ได้จาก

$$I_{YT} = V_{out} Y_T \quad (3.94)$$

จากสมการที่ (3.94) ค่า  $Y_T$  เท่ากับ

$$Y_T = s(C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{Z2}) + G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{Z2} \quad (3.95)$$

จากสมการที่ (3.94) แทนลงในสมการที่ (3.93) จะได้

$$-\left(\frac{g_{m1} V_{out} - g_{m1} V_1}{Y_1 Z_1}\right) + (V_2 - V_{out}) sC_2 + g_{m2} V_3 - g_{m2} V_{out} = V_{out} Y_T \quad (3.96)$$

นำ  $Y_1 Z_1$  คูณสมการที่ (3.96) จะได้

$$-g_{m1} V_{out} + g_{m1} V_1 + V_2 sC_2 Y_1 Z_1 - V_{out} sC_2 Y_1 Z_1 + g_{m2} V_3 Y_1 Z_1 - g_{m2} V_{out} Y_1 Z_1 = V_{out} Y_T Y_1 Z_1 \quad (3.97)$$

จัดรูปแบบสมการให้  $V_{out}$  อยู่ข้างเดียวกัน จะได้

$$V_{out} (Y_T Y_1 Z_1 + sC_2 Y_1 Z_1 + g_{m2} Y_1 Z_1 + g_{m1}) = sC_2 Y_1 Z_1 V_2 + g_{m2} Y_1 Z_1 V_3 + g_{m1} V_1 \quad (3.98)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตดังสมการที่ (3.99)

$$V_{out} = \frac{sC_2 Y_1 Z_1 V_2 + g_{m2} Y_1 Z_1 V_3 + g_{m1} V_1}{Y_T Y_1 Z_1 + sC_2 Y_1 Z_1 + g_{m2} Y_1 Z_1 + g_{m1}} \quad (3.99)$$

จากสมการที่ (3.99) จะได้สมการกระแสเอาต์พุตดังสมการที่ (3.100)

$$I_{out+} = -I_{out-} = \frac{V_{out}}{Z_2} = \left( \frac{sC_2 Y_1 Z_1 V_2 + g_{m2} Y_1 Z_1 V_3 + g_{m1} V_1}{Y_T Y_1 Z_1 + sC_2 Y_1 Z_1 + g_{m2} Y_1 Z_1 + g_{m1}} \right) \frac{1}{Z_2} \quad (3.100)$$

จากสมการที่ (3.100) ค่า  $Z_2$  เท่ากับ

$$Z_2 = R_2 + R_{x2} + sL_{x2} \quad (3.101)$$

พิจารณาความเหนี่ยวนำ ( $L_{x2}$ ) มีค่าน้อยมาก ดังนั้นสามารถเขียนค่า  $Z_2$  ตามสมการที่ (3.102)

$$Z_2 = R_2 + R_{x2} \quad (3.102)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.84), (3.87) และ (3.95) แทนลงในสมการที่ (3.99) และ (3.100) จะได้

$$\begin{aligned}
& \left( s^2 C_1 C_2 R_1 + s^2 C_1 C_2 R_{x1} + s^2 C_2 C_{z1} R_1 + s^2 C_2 C_{z1} R_{x1} + s C_2 R_1 G_{z1} + s C_2 R_{x1} G_{z1} \right) V_2 \\
& + \left( s g_{m2} C_1 R_1 + s g_{m2} C_1 R_{x1} + s g_{m2} C_{z1} R_1 + s g_{m2} C_{z1} R_{x1} + g_{m2} G_{z1} R_1 + g_{m2} G_{z1} R_{x1} \right) V_3 \\
V_{out} = & \frac{+g_{m1} V_1}{s^2 \left[ (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) (C_1 + C_{z1}) (R_1 + R_{x1}) \right] +} \quad (3.103) \\
& s \left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right\} + \\
& g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2})
\end{aligned}$$

และ

$$I_{out} = \left[ \frac{\begin{aligned} & \left( s^2 C_1 C_2 R_1 + s^2 C_1 C_2 R_{x1} + s^2 C_2 C_{z1} R_1 + s^2 C_2 C_{z1} R_{x1} + s C_2 R_1 G_{z1} + s C_2 R_{x1} G_{z1} \right) V_2 \\ & + \left( s g_{m2} C_1 R_1 + s g_{m2} C_1 R_{x1} + s g_{m2} C_{z1} R_1 + s g_{m2} C_{z1} R_{x1} + g_{m2} G_{z1} R_1 + g_{m2} G_{z1} R_{x1} \right) V_3 \\ & + g_{m1} V_1 \end{aligned}}{s^2 \left[ (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) (C_1 + C_{z1}) (R_1 + R_{x1}) \right] +} \right] \frac{1}{Z_2} \quad (3.104)$$

$$s \left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right\} + g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2})$$

จากสมการที่ (3.104) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและสมการควอลิตี้แฟกเตอร์ดังสมการที่ (3.105) และ (3.106)

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2})}{(C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) (C_1 + C_{z1}) (R_1 + R_{x1})}} \quad (3.105)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2})}{(C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) (C_1 + C_{z1}) (R_1 + R_{x1})}}}{1} \quad (3.106)$$

$$\times \left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right\}$$

จากการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตในกรณีที่มีผลกระทบจากความต้านทาน และความจุแฝงในตัวอุปกรณ์ VDCC พิจารณา

สมการที่ (3.107) และสมการที่ (3.108) จะเห็นว่าสมการทั้งสองมีค่าพารามิเตอร์ที่เป็นผลจากค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงในตัวมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ภายในวงจร ซึ่งส่งผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองในทางปฏิบัติ

### 3.4 การวิเคราะห์หาความไว (Sensitivity)

การวิเคราะห์หาความไวของอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ การหาความไวของอุปกรณ์ที่ตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่ซึ่งสังเคราะห์จากอุปกรณ์ VDCC, ตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุในวงจร จะหาได้จากสมการ  $s_x^p = \frac{\partial(\ln P)}{\partial(\ln X)}$  (Gobild. 1976 : 148)

โดยค่าความไวจะเป็นตัวบ่งชี้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรซึ่งในกรณีนี้จะขอแนะนำเสนอในกรณีอุดมคติ, กรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ VDCC และ กรณีผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงในแต่ละขั้วของ VDCC

#### 3.4.1 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์หาความไวของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตจะเป็นการพิจารณาหาความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติ และควอลิตี้แฟกเตอร์จากสมการที่ (3.58) และ (3.59) พิจารณาเมื่อวงจรทำงานในอุดมคติ ตัวแปรอุปกรณ์ คือ  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  และ  $C_2$  ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$s_{g_{m1}}^{\omega_o} = s_{g_{m1}}^Q = s_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.107)$$

$$s_{C_1}^{\omega_o} = s_{C_2}^{\omega_o} = s_{R_1}^{\omega_o} = s_{C_1}^Q = s_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.108)$$

$$s_{g_{m2}}^Q = -1 \quad (3.109)$$

#### 3.4.2 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ VDCC

การวิเคราะห์หาความไวของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตจะเป็นการพิจารณาหาความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์จากสมการที่ (3.79) และ (3.80) พิจารณาเมื่อวงจรทำงานในอุดมคติ ตัวแปรอุปกรณ์ คือ  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $\alpha_{p1}$ ,  $\alpha_{N2}$ ,  $\beta_{z1}$ ,  $\gamma_{wn1}$  ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$s_{g_{m1}}^{\omega_o} = s_{\alpha_{P1}}^{\omega_o} = s_{\gamma_{Wn1}}^{\omega_o} = s_{\beta_{Z1}}^{\omega_o} = s_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.110)$$

$$s_{C_1}^{\omega_o} = s_{C_2}^{\omega_o} = s_{R_1}^{\omega_o} = s_{C_1}^Q = s_{R_1}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.111)$$

และ

$$s_{g_{m2}}^Q = s_{\alpha_{N2}}^Q = -1 \quad (3.112)$$

จากการวิเคราะห์ความไวของวงจรงจรองความถี่ นอกจากค่าความไวของอุปกรณ์ที่มีผลต่อการตอบสนองของวงจรแล้ว ยังพบว่ามีความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแส ซึ่งตัวแปรต่างๆเหล่านี้จะชี้บ่งถึงอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรซึ่งตอบสนองต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ เช่น ถ้าความไวสูง เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร จะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าการตอบสนองของความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์สูงไปด้วย

### 3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรงจรในกรณีผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC

การวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต กระแสสองเอาต์พุตจะเป็นการพิจารณาหาความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์จากสมการที่ (3.105) และ (3.106) พิจารณาเมื่อวงจรทำงานในอุดมคติ ตัวแปรอุปกรณ์ คือ  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $C_2$ ,  $C_{P1}$ ,  $C_{Wn1}$ ,  $C_{N2}$ ,  $C_{Z2}$ ,  $C_1$ ,  $C_{Z1}$ ,  $R_1$ ,  $R_{x1}$ ,  $G_{Z1}$ ,  $G_{P1}$ ,  $G_{Wn1}$ ,  $G_{N2}$ ,  $G_{Z2}$  ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ดังนี้

$$s_{C_2}^{\omega_o} = s_{C_{P1}}^{\omega_o} = s_{C_{Wn1}}^{\omega_o} = s_{C_{N2}}^{\omega_o} = s_{C_{Z2}}^{\omega_o} = s_{C_1}^{\omega_o} = s_{C_{Z1}}^{\omega_o} = s_{R_1}^{\omega_o} = s_{R_{x1}}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (3.113)$$

$$s_{g_{m1}}^{\omega_o} = s_{g_{m1}}^Q = \frac{g_{m1}}{2[g_{m1} + G_{Z1}(R_1 + R_{x1})(G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{Z2} + g_{m2})]} \quad (3.114)$$

$$s_{g_{m2}}^{\omega_o} = \frac{g_{m2}G_{Z1}(R_1 + R_{x1})}{2[g_{m1} + G_{Z1}(R_1 + R_{x1})(G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{Z2} + g_{m2})]} \quad (3.115)$$

$$s_{G_{Z1}}^{\omega_o} = \frac{G_{Z1}(R_1 + R_{x1})(G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{Z2} + g_{m2})}{2[g_{m1} + G_{Z1}(R_1 + R_{x1})(G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{Z2} + g_{m2})]} \quad (3.116)$$

$$\begin{aligned}
s_{G_{P1}}^{\omega_o} &= s_{G_{Wn1}}^{\omega_o} = s_{G_{N2}}^{\omega_o} = s_{G_{Z2}}^{\omega_o} \\
&= \frac{G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2})}{2 \left[ g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right]} \quad (3.117)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
s_{g_{m2}}^Q &= \frac{g_{m2} G_{z1} (R_1 + R_{x1})}{2 \left[ g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right]} \\
&= \frac{g_{m2} (C_1 + C_{z1}) (R_1 + R_{x1})}{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right.} \\
&\quad \left. \left[ + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right] \right\}} \quad (3.118)
\end{aligned}$$

$$s_{C_1}^Q = s_{C_{z1}}^Q = \frac{1}{2} \frac{(R_1 + R_{x1}) (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2})}{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right.} \quad (3.119)$$

$$\left. \left[ + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right] \right\}}$$

$$\begin{aligned}
s_{C_2}^Q &= s_{C_{P1}}^Q = s_{C_{Wn1}}^Q = s_{C_{N2}}^Q = s_{C_{Z2}}^Q \\
&= \frac{1}{2} \frac{G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2})}{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right.} \quad (3.120)
\end{aligned}$$

$$\left. \left[ + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right] \right\}}$$

$$\begin{aligned}
s_{G_{P1}}^Q &= s_{G_{Wn1}}^Q = s_{G_{N2}}^Q = s_{G_{Z2}}^Q \\
&= \frac{G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2})}{2 \left[ g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right]} \quad (3.121) \\
&= \frac{(R_1 + R_{x1}) (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2})}{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] \right.} \\
&\quad \left. \left[ + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right] \right\}}
\end{aligned}$$

$$S_{G_{z1}}^Q = \frac{G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2})}{2 \left[ g_{m1} + G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right]} \frac{G_{z1} (R_1 + R_{x1}) (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2})}{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right\}} \quad (3.122)$$

$$S_{R_1}^O = S_{R_{x1}}^Q = \frac{1}{2} \frac{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right\}}{\left\{ (R_1 + R_{x1}) \left[ (C_1 + C_{z1}) (G_{P1} + G_{Wn1} + G_{N2} + G_{z2} + g_{m2}) \right] + G_{z1} (C_2 + C_{P1} + C_{Wn1} + C_{N2} + C_{z2}) \right\}} = -\frac{3}{2} \quad (3.123)$$

### 3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-กระแสสองเอาต์พุต

เมื่อสังเคราะห์วงจรและได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันสามอินพุต-กระแสสองเอาต์พุต ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาทำการออกแบบค่าอุปกรณ์ โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรดังต่อไปนี้

#### 3.5.1 การออกแบบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE

ตัวอย่างการออกแบบวงจรรองผ่านความถี่ต่ำผ่าน และวงจรรองผ่านความถี่สูงผ่าน ให้มีความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ที่ 1MHz ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ ( $Q$ ) เท่ากับ 0.707

ดังนั้นสามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหา ความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ได้จากสมการที่ (3.60) และ (3.61) กำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu A/V$  และ  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_0 = 1\text{MHz}$  และ  $Q = 0.707$

จากสมการที่ (3.58) หาค่า  $R_1$  ได้

$$2\pi \times (1 \times 10^6) = \sqrt{\frac{277 \times 10^{-6}}{(42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times R_1}} \quad (3.124)$$

จากสมการที่ (3.124) ยกกำลังสองทั้งสองข้าง จะได้

$$(2\pi \times 1 \times 10^6)^2 = \frac{277 \times 10^{-6}}{(42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times R_1} \quad (3.125)$$

จากสมการที่ (3.125) นำ  $(42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times R_1$  คูณทั้งสองข้าง จะได้

$$(2\pi \times 1 \times 10^6)^2 \times (42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times R_1 = 277 \times 10^{-6} \quad (3.126)$$

จากสมการที่ (3.126) นำ  $(2\pi \times 1 \times 10^6)^2 \times (42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12})$  หารทั้งสองข้าง จะได้

$$R_1 = \frac{277 \times 10^{-6}}{(42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times (2\pi \times 1 \times 10^6)^2} = 3.977 \text{ k}\Omega \quad (3.127)$$

จากสมการที่ (3.59) กำหนดให้  $C_1 = C_2$  หาค่า  $I_{B2}$  ได้จาก

$$0.707 = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{277 \times 10^{-6}}{3.977 \times 10^3}} \quad (3.128)$$

$$g_{m2} = \frac{1}{0.707} \sqrt{\frac{277 \times 10^{-6}}{3.977 \times 10^3}} = 373.28 \text{ }\mu\text{A/V} \quad (3.129)$$

อนึ่ง จากงานวิจัยของ Jain (2015 : 1218-1224), Kacar, Yesil, Minaei, Kuntman, (2014 : 73-78) ตัวอุปกรณ์แอสทีฟ VDCC ได้ใช้  $0.18 \mu\text{m}$  TSMC CMOS TECHNOLOGY ทั้งหมด โดยที่  $I_B = 50 \mu\text{A}$ ,  $g_m$  จะมีค่าประมาณ  $277 \mu\text{A/V}$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.27) จะได้

$$277 \times 10^{-6} = \sqrt{(50 \times 10^{-6}) \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right)} \quad (3.130)$$

$$\frac{(277 \times 10^{-6})^2}{50 \times 10^{-6}} = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) \quad (3.131)$$

$$\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) \approx 0.00153458 \quad (3.132)$$

นำค่าจากสมการที่ (3.129) และ (3.132) แทนลงในสมการที่ (2.27) คำนวณหาค่า  $I_{B2}$  ได้

$$373.28 \times 10^{-6} = \sqrt{I_{B2} (0.00153458)} \quad (3.133)$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างแล้วนำ 0.00153458 มารวมทั้งสองข้าง จะได้

$$I_{B2} = \frac{(373.28 \times 10^{-6})^2}{0.00153458} = 90.8 \approx 91 \mu A \quad (3.134)$$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ ให้มีความถี่คutoff ด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) ที่ 660 kHz ความถี่คutoff ด้านสูง ( $f_{CH}$ ) ที่ 1.5 MHz กำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu A/V$  และ  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$

หาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$B.W = f_{CH} - f_{CL} = \frac{f_0}{Q} \quad (3.135)$$

และหาความถี่ธรรมชาติได้จากสมการ

$$f_0 = \sqrt{f_{CH} f_{CL}} \quad (3.136)$$

จากสมการที่ (3.136)

$$f_0 = \sqrt{1.5 \times 10^6 \times 660 \times 10^3} = 0.995 \text{ MHz} \approx 1 \text{ MHz} \quad (3.137)$$

แทนค่า  $f_0$  ลงในสมการที่ (3.135)

$$1.5 \times 10^6 - 660 \times 10^3 = \frac{1 \times 10^6}{Q} \quad (3.138)$$

$$Q = \frac{1 \times 10^6}{1.5 \times 10^6 - 660 \times 10^3} = 1.19 \quad (3.139)$$

จากสมการที่ (3.58) จะหาค่า  $R_1$  ได้

$$2\pi \times (1 \times 10^6) = \sqrt{\frac{277 \times 10^{-6}}{(42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times R_1}} \quad (3.140)$$

$$R_1 = \frac{277 \times 10^{-6}}{(42 \times 10^{-12}) \times (42 \times 10^{-12}) \times (2\pi \times 1 \times 10^6)^2} = 3.977 \text{ k}\Omega \quad (3.141)$$

จากสมการที่ (3.59) กำหนดให้  $C_1 = C_2$  หาค่า  $I_{B2}$  ได้จาก

$$1.19 = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{277 \times 10^{-6}}{3.977 \times 10^3}} \quad (3.142)$$

$$g_{m2} = \frac{1}{1.19} \sqrt{\frac{277 \times 10^{-6}}{3.977 \times 10^3}} = 221.78 \text{ }\mu\text{A/V} \quad (3.143)$$

แทนค่า  $g_{m2}$  และ สมการที่ (3.132) ลงในสมการที่ (2.27) จะได้

$$221.78 \times 10^{-6} = \sqrt{I_{B2} (0.00153458)} \quad (3.144)$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างแล้วนำ 0.00153458 หารทั้งสองข้าง จะได้

$$I_{B2} = \frac{(221.78 \times 10^{-6})^2}{0.00153458} = 32.05 \approx 32 \mu\text{A} \quad (3.145)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนองรมณืวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ วงจรกรองความถี่สูงผ่าน มีความถี่คัตออฟที่ 1MHz และ คอวลิตีแฟกเตอร์ เท่ากับ 0.707 จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} \approx 91 \mu\text{A}$  และ ความต้านทาน  $R_1 = 3.977 \text{ k}\Omega \approx 4\text{k}\Omega$  เมื่อกำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu\text{A/V}$  และ  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$  สำหรับกรณืวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และ วงจรกรองหยุดแถบความถี่ จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} \approx 32 \mu\text{A}$  และ ความต้านทาน  $R_1 = 3.977 \text{ k}\Omega \approx 4\text{k}\Omega$  เมื่อกำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu\text{A/V}$  และ  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$  ความถี่คัตออฟด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) ที่ 660 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูง ( $f_{CH}$ ) ที่ 1.5MHz ซึ่งจะได้ค่าคอวลิตีแฟกเตอร์ เท่ากับ 1.19

### 3.5.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอบนแบบโครงสร้างไอซีด้วยการต่อจริง

อุปกรณ์แอกทีฟ VDCC ที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วยไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรถยายความนำถ่ายโอนต่อร่วมกับ ไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรถยายพานกระแสผลต่างแรงดัน เมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LT1228 เพื่อหาค่าอัตรายขยายกระแสของวงจรถยายนำถ่ายโอนหรือ  $g_m$  เมื่อค่า  $g_m = 10I_B$  และ  $I_B$  คือค่ากระแสไบอัสจากภายนอก

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองผ่านความถี่สูงผ่าน ให้มีความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ที่ 160kHz ค่าคอวลิตีแฟกเตอร์ (Q) เท่ากับ 0.707

ดังนั้นสามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหา ความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ได้จากสมการที่ (3.58) และ (3.59) กำหนดให้  $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$  และ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_0 = 160\text{kHz}$  และ  $Q = 0.707$

จากสมการที่ (3.58) หาค่า  $g_{m1}$  ได้

$$2\pi \times 160 \times 10^3 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{(1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)}} \quad (3.146)$$

เนื่องจาก  $g_{m1} = 10I_{B1}$  แทนลงในสมการที่ (3.146) จากนั้นยกกำลังสองทั้งสองข้าง จะได้

$$(2\pi \times 160 \times 10^3)^2 = \frac{10I_{B1}}{(1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)} \quad (3.147)$$

คูณ  $(1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)$  ทั้งสองข้าง จะได้

$$10I_{B1} = (2\pi \times 160 \times 10^3)^2 \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3) \quad (3.148)$$

หาร 10 ทั้งสองข้าง จะได้

$$I_{B1} = \frac{(2\pi \times 160 \times 10^3)^2 \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)}{10} = 101.06 \mu\text{A} \quad (3.149)$$

จากสมการที่ (3.59) กำหนด  $C_1 = C_2$  หาค่า  $I_{B2}$  ได้จาก

$$0.707 = \frac{1}{10I_{B2}} \sqrt{\frac{10(101.06 \times 10^{-6})}{1000}} \quad (3.150)$$

$$I_{B2} = \frac{1}{10(0.707)} \sqrt{\frac{10(101.06 \times 10^{-6})}{1000}} = 142.2 \mu\text{A} \quad (3.151)$$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) ที่ 83 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูง ( $f_{CH}$ ) ที่ 309 kHz กำหนดให้ กำหนดให้  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  และ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$

จากสมการที่ (3.136)

$$f_0 = \sqrt{83 \times 10^3 \times 309 \times 10^3} = 160.1 \approx 160\text{kHz} \quad (3.152)$$

แทนค่า  $f_0$  ลงในสมการที่ (3.135)

$$309 \times 10^3 - 83 \times 10^3 = \frac{160 \times 10^3}{Q} \quad (3.153)$$

$$Q = \frac{160 \times 10^3}{309 \times 10^3 - 83 \times 10^3} = 0.707 \quad (3.154)$$

จากสมการที่ (3.58) หาค่า  $g_{m1}$  ได้

$$2\pi \times 160 \times 10^3 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{(1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)}} \quad (3.155)$$

เนื่องจาก  $g_{m1} = 10I_{B1}$  แทนลงในสมการที่ (3.155) จากนั้นยกกำลังสองทั้งสองข้าง จะได้

$$(2\pi \times 160 \times 10^3)^2 = \frac{10I_{B1}}{(1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)} \quad (3.156)$$

คูณ  $(1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)$  ทั้งสองข้าง จะได้

$$10I_{B1} = (2\pi \times 160 \times 10^3)^2 \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3) \quad (3.157)$$

หาร 10 ทั้งสองข้าง จะได้

$$I_{B1} = \frac{(2\pi \times 160 \times 10^3)^2 \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^{-9}) \times (1 \times 10^3)}{10} = 101.06 \mu\text{A} \quad (3.158)$$

จากสมการที่ (3.59) กำหนด  $C_1 = C_2$  หาค่า  $I_{B2}$  ได้จาก

$$0.707 = \frac{1}{10I_{B2}} \sqrt{\frac{10(101.06 \times 10^{-6})}{1000}} \quad (3.159)$$

$$I_{B2} = \frac{1}{10(0.707)} \sqrt{\frac{10(101.06 \times 10^{-6})}{1000}} = 142.2 \mu\text{A} \quad (3.160)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนองาน กรณียังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ วงจรกรองความถี่สูงผ่าน มีความถี่คัตออฟที่ 160 kHz และ ควอลิตี้แฟกเตอร์ เท่ากับ 0.707 จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B1} \approx 100 \mu\text{A}$   $I_{B2} \approx 142.2 \mu\text{A}$  เมื่อกำหนดให้  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  และ  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  สำหรับกรณียังวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และ วงจรกรองหยุดแถบความถี่ ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) ที่ 83 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูง ( $f_{CH}$ ) ที่ 309 kHz จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B1} \approx 100 \mu\text{A}$   $I_{B2} \approx 142.2 \mu\text{A}$  เมื่อกำหนดให้  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  และ  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  ซึ่งจะได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ เท่ากับ 0.707

จากการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่ที่ได้ รวมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรทั้งหมดที่ผ่านมา จะนำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจร เพื่อยืนยันผลในบทที่ 4 และสรุปอภิปรายผลวิทยานิพนธ์ในบทที่ 5 ต่อไป

## บทที่ 4

### ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

การทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองจากการสังเคราะห์และออกแบบภายในบทที่ 3 ภายในวิทยานิพนธ์นั้น มีผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง พร้อมอภิปรายผลการทดสอบเปรียบเทียบกับวิเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองในทางทฤษฎี โดยมีรายละเอียดดังนี้

4.1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองด้วยโปรแกรม PSPICE

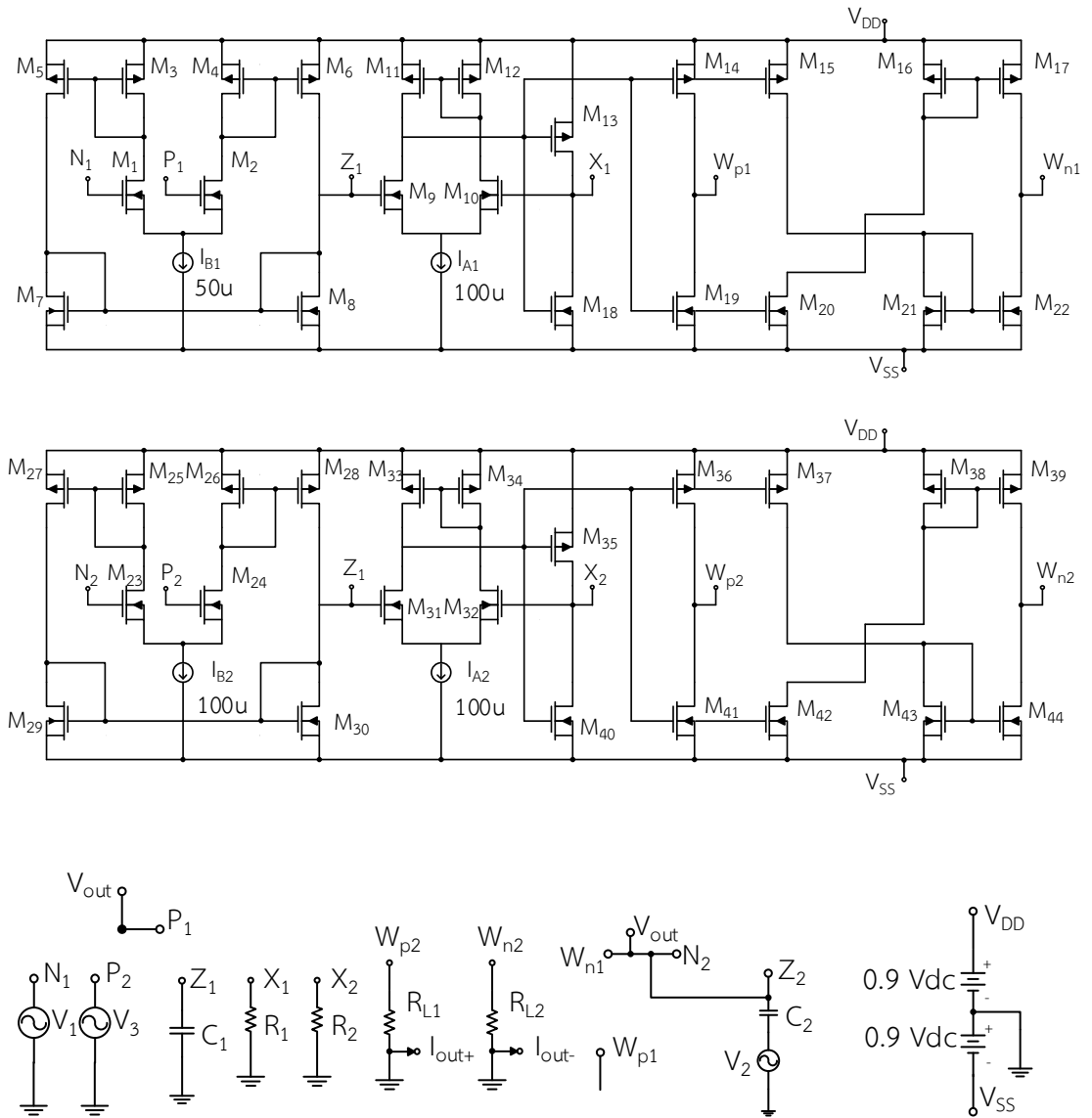
4.2 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองด้วยการต่อวงจรจริง

#### 4.1 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองด้วยโปรแกรม PSPICE

การจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งอาศัยหลักการทำงานของวงจรรายพานกระแสผลต่างแรงดัน (VDCC) มีโครงสร้างภายในตามรูปที่ 4.1 จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ และ อาศัยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ (CMOS technology)  $0.18\mu\text{m}$  ของ TSMC มีค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสแสดงภายในตารางที่ 4.1 (Kacar, Yesil, Minaei, Kuntman, 2014 : 73-78) และ พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรรที่นำเสนอจะแสดงภายในภาคผนวก

ตารางที่ 4.1 ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของอุปกรณ์ PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ภายในอุปกรณ์ VDCC

ทรานซิสเตอร์	ชนิดของ MOS	ความกว้าง W ( $\mu\text{m}$ )	ความยาว L ( $\mu\text{m}$ )
M <sub>1</sub> -M <sub>4</sub>	NMOS	3.6	1.8
M <sub>5</sub> -M <sub>6</sub>	PMOS	7.2	1.8
M <sub>7</sub> -M <sub>8</sub>	NMOS	2.4	1.8
M <sub>9</sub> -M <sub>10</sub>	NMOS	3.06	0.72
M <sub>11</sub> -M <sub>12</sub>	PMOS	9	0.72
M <sub>13</sub> -M <sub>17</sub>	PMOS	14.4	0.72
M <sub>18</sub> -M <sub>22</sub>	NMOS	0.72	0.72



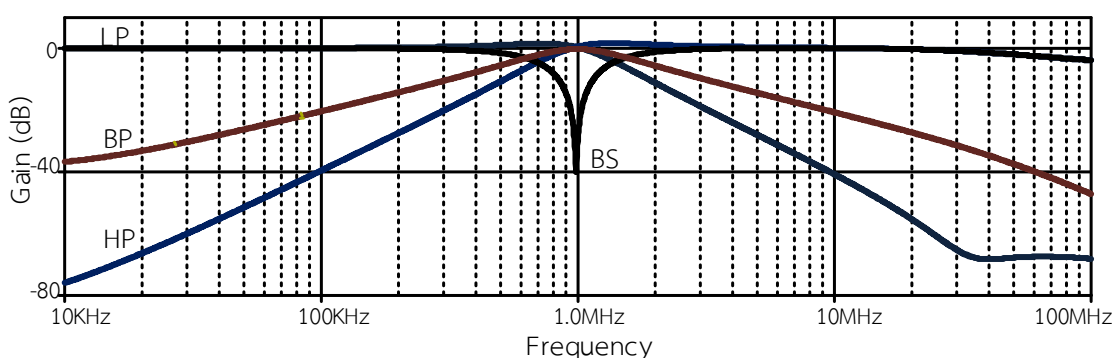
รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ใช้ในการทดลองผ่านโปรแกรม PSPICE

จากรูปที่ 4.1 การทดสอบการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองจะใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง  $\pm 0.9V$  ต่อใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (VDC) จำนวน 2 ตัว และ ตัวต้านทาน 2 ตัวต่อลงกราวด์ทั้งหมด กับตัวเก็บประจุ 2 ตัวซึ่งต่อลงกราวด์เฉพาะขั้วเอาต์พุต มี  $I_{B1}$  ทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสควบคุมการทำงานของ VDC ตัวที่ 1 และ  $I_{B2}$  ทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสควบคุมการทำงานของ VDC ตัวที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟเป็นไปตามตารางที่ 4.2 และแสดงผลการทดสอบการทำงาน ดังนี้

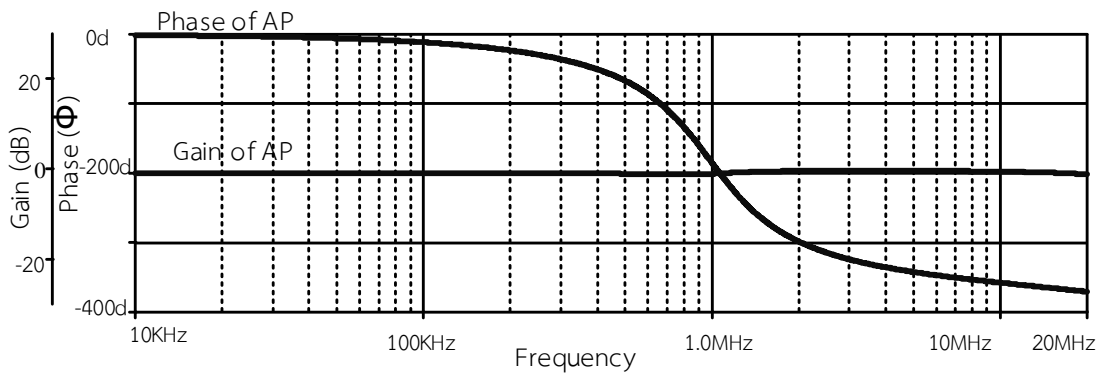
**ตารางที่ 4.2** การกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ใช้ในการทดลองผ่านโปรแกรม PSPICE

ชนิดอุปกรณ์	ค่าที่กำหนด
$R_1$	4 k $\Omega$
$R_2$	4 k $\Omega$
$C_1$	42 pF
$C_2$	42 pF
$I_{B1}$	50 $\mu$ A
$I_{B2}$	100 $\mu$ A

การทดสอบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์เพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันการทำงานตามตารางที่ 1.1 พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันได้ครบทุกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายสัญญาณอินพุตที่วงจรตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (1.2) – (1.6) และวงจรตอบสนองความถี่ที่  $f_0 = 0.997$  MHz และ  $Q = 0.673$  ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎี 0.30% มีสาเหตุมาจากอุปกรณ์แอคทีฟ VDCC ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งผลกระทบจากความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.78) – (3.80) เมื่อใส่ค่าอินพุตตามตารางที่ 1.1 และ ผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงในอุปกรณ์แอคทีฟ VDCC ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.103) – (3.106) เมื่อใส่ค่าอินพุตตามตารางที่ 1.1 ซึ่งผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และ กรองหยุดแถบความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.2 และผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.3

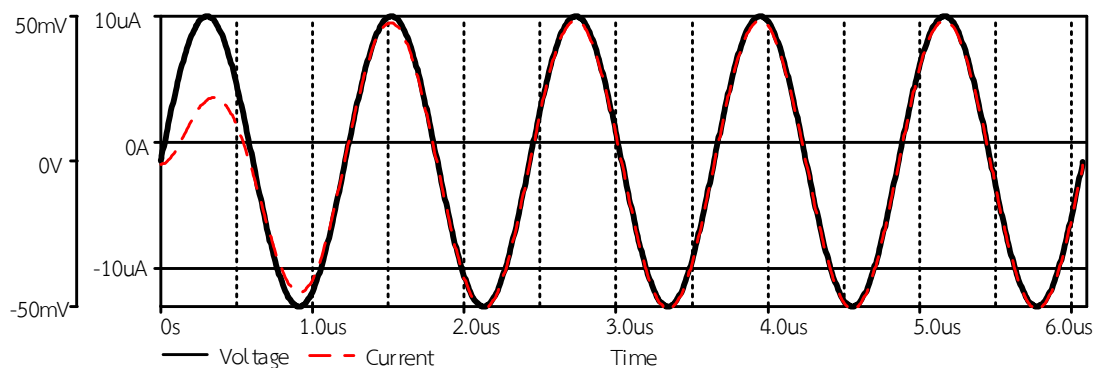


**รูปที่ 4.2** ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และ กรองหยุดแถบความถี่



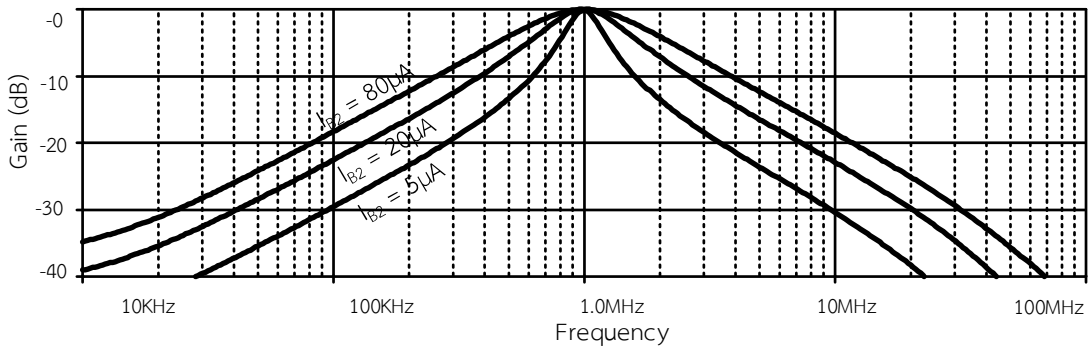
รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์  $50 \text{ mV}_{\text{p-p}}$  ความถี่  $f_0 = 1 \text{ MHz}$  ให้กับวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่นำเสนอ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) ในสถานะชั่วขณะของรูปคลื่นจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสถานะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ สามารถแสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 4.4



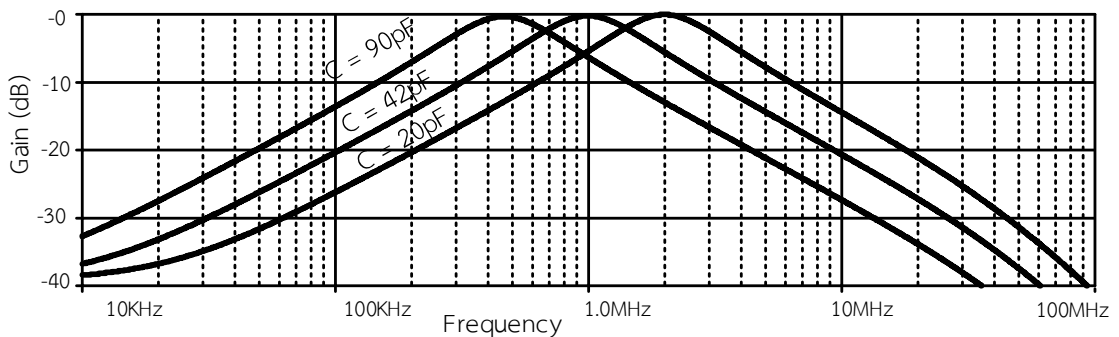
รูปที่ 4.4 ผลการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลาในสถานะชั่วขณะระหว่างแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุต

การทดสอบสมรรถนะการควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองแสดงดังรูปที่ 4.5 ซึ่งพบว่าวงจรสามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  และไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ จำลองการควบคุมควอลิตี้แฟกเตอร์ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และจากสมการที่ (3.59) กำหนดให้  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$ ,  $g_{m1} = 277 \text{ } \mu\text{A/V}$ ,  $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$ ,  $f_0 = 1 \text{ MHz}$  ทำปรับกระแสไบอัส  $I_{B2}$  ที่  $5 \text{ } \mu\text{A}$ ,  $20 \text{ } \mu\text{A}$  และ  $80 \text{ } \mu\text{A}$  ซึ่งจะได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ 3.004, 1.502 และ 0.7510 ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.58) และ (3.59)



รูปที่ 4.5 ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

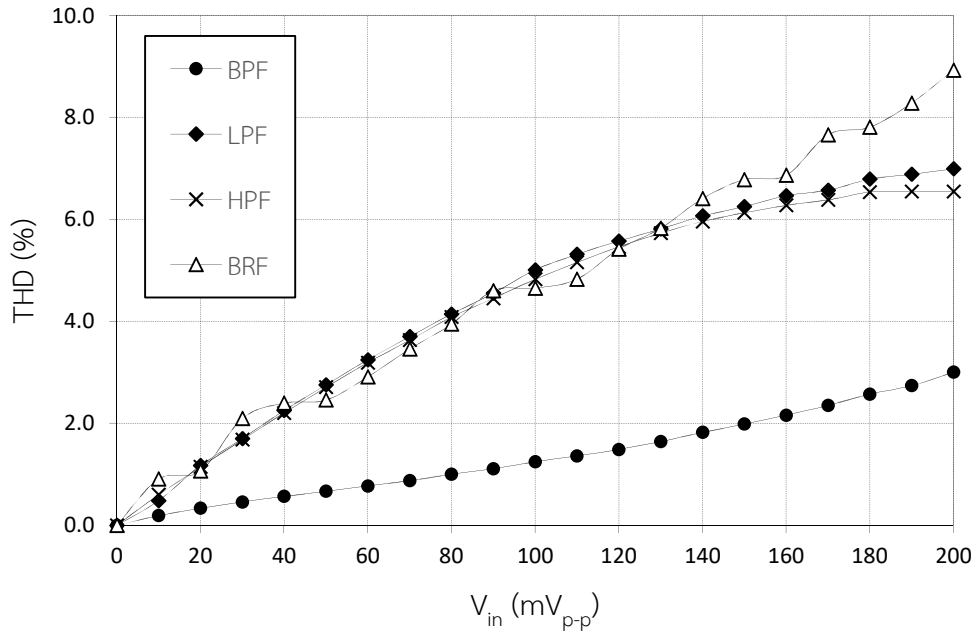
การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองแสดงดังรูปที่ 4.6 ซึ่งพบว่าวงจรสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้โดยการปรับค่าตัวเก็บประจุ  $C_2$  และไม่ส่งผลกระทบต่อควอลิตี้แฟกเตอร์ จำลองการควบคุมความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และจากสมการที่ (3.58) กำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu\text{A/V}$ ,  $R_1 = 4\text{k}\Omega$ ,  $Q = 0.673$  ปรับค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ที่ 20 pF, 42 pF และ 90 pF ซึ่งจะได้ค่าความถี่ธรรมชาติ 2.094 MHz, 1 MHz และ 465.35 kHz ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.58) และ (3.59)



รูปที่ 4.6 ค่าความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่าตัวเก็บประจุ ( $C=C_1=C_2$ ) ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

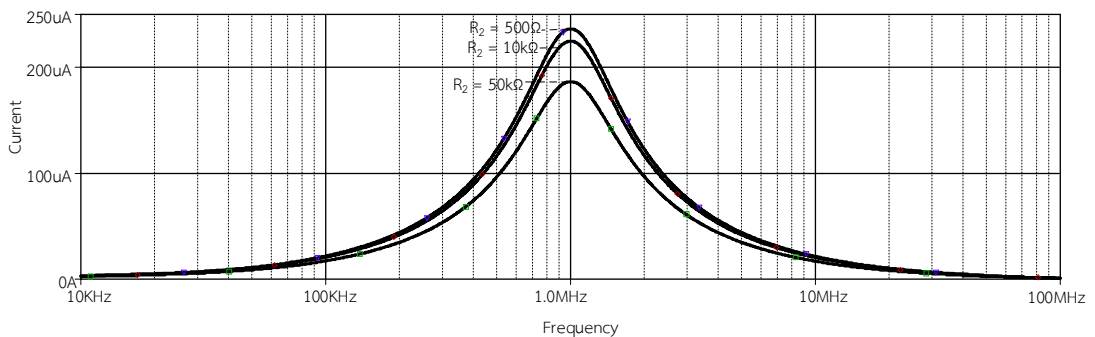
การทดสอบย่านการรับระดับแรงดันสัญญาณอินพุต (Input dynamic range) ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่ชั่ววินาทีของวงจรที่ความถี่ 1 MHz และปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่  $10\text{mV}_{\text{p-p}}$  –  $200\text{mV}_{\text{p-p}}$  ป้อนกระแสไบอัสคงที่  $I_{B1} = 50 \mu\text{A}$  และ  $I_{B2} = 100 \mu\text{A}$  ทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และ กรองหยุดแถบความถี่ วัดที่จุดสัญญาณกระแสเอาต์พุต เพื่อหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (THD : Total Harmonic Distortion) แสดงดังรูปที่ 4.7 พบว่าที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ค่า THD ไม่เกิน 1% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตต่ำกว่า  $20\text{mV}_{\text{p-p}}$  ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ค่า THD ไม่เกิน 1% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตต่ำกว่า  $20\text{mV}_{\text{p-p}}$  ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ค่า THD ไม่เกิน 1% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตต่ำกว่า  $80\text{mV}_{\text{p-p}}$  และ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ค่า THD ไม่เกิน 1% เมื่อ

ป้อนแรงดันอินพุตต่ำกว่า  $20\text{mV}_{\text{p-p}}$  จากผลการทดสอบพบว่าเมื่อค่าแรงดันอินพุตที่ป้อนสูงขึ้นจะส่งผลให้ค่าความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสูงขึ้นตามไปด้วย ส่วนค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมของวงจร (Total power dissipation) ที่ได้จากการทดสอบผ่านโปรแกรม PSPICE คือ  $2.05\text{ mW}$



รูปที่ 4.7 ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน LPF, HPF, BPF และ BRF กับแรงดันอินพุตตั้งแต่  $10\text{mV}_{\text{p-p}}$  –  $200\text{mV}_{\text{p-p}}$

การทดสอบการปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองแสดงดังรูปที่ 4.8 พบว่าวงจรสามารถปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตได้โดยการปรับค่าตัวต้านทาน  $R_2$  จำลองการปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตโดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และจากสมการที่ (3.57) กำหนดตัวแปรตามตารางที่ 4.1 โดยที่ปรับค่าตัวต้านทาน  $R_2$  ที่  $500\Omega$ ,  $10\text{k}\Omega$  และ  $50\text{k}\Omega$  ซึ่งจะได้ขนาดของกระแสเอาต์พุตมีค่า  $236.527\ \mu\text{A}$ ,  $224.933\ \mu\text{A}$  และ  $186.658\ \mu\text{A}$  ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 ขนาดของกระแสเอาต์พุตโดยการปรับตัวต้านทาน  $R_2$  ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

สำหรับการทดสอบหาค่าความจุแฝง (C) และ ค่าความต้านทานแฝง (R) ภายในอุปกรณ์ VDCC ตามโครงสร้างภายในรูปที่ 3.13 โดยใช้โปรแกรม PSPICE กำหนดค่า  $I_A = 100\mu\text{A}$  และ  $I_B = 50\mu\text{A}$  จะได้ค่าต่างๆตามตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าความจุแฝงและค่าความต้านทานแฝงแต่ละขั้วของอุปกรณ์ VDCC

ขั้วอุปกรณ์ VDCC	ค่าความต้านทานแฝง	ค่าความจุแฝง
P	$\infty$	0.030 pF
N	$\infty$	0.030 pF
Z	335.165 k $\Omega$	0.017 pF
X	40.920 $\Omega$	-
W <sub>P</sub>	152.520 k $\Omega$	0.017 pF
W <sub>N</sub>	147.035 k $\Omega$	0.014 pF

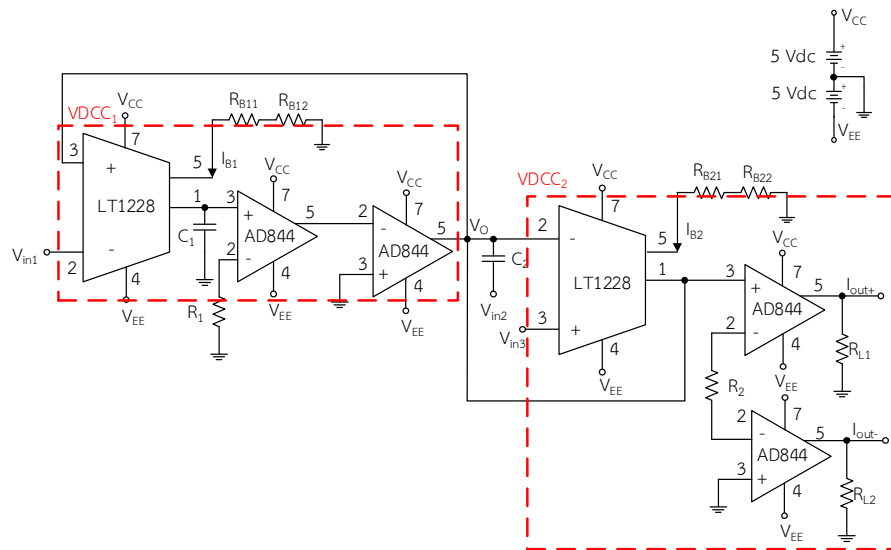
ต่อมาคือผลการทดสอบผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตในอุปกรณ์ VDCC ซึ่งจะได้ค่าต่างๆตามตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ค่าตัวแปรแฝงของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์

ตัวแปร	รายละเอียด	จำนวนค่า
$\alpha_P$	ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน $V_P$ ไปยังกระแส $I_Z$	1.0067
$\alpha_N$	ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน $V_N$ ไปยังกระแส $I_Z$	1.0028
$\beta_Z$	ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน $V_Z$ ไปยังกระแส $V_X$	0.9473
$\gamma_{Wp}$	ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน $I_X$ ไปยังกระแส $I_{Wp}$	0.9999
$\gamma_{Wn}$	ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน $I_X$ ไปยังกระแส $I_{Wn}$	0.9592

## 4.2 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองด้วยการต่อวงจรจริง

การทดสอบวงจรจะใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ คือ ไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน และ ไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $\pm 5V$  ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$  ตัวต้านทาน  $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$   $I_{B1} = 100\mu\text{A}$  และ  $I_{B2} = 142.2\mu\text{A}$ ,  $R_{L1} = R_{L2} = 10\text{k}\Omega$  ป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์  $50\text{mV}_{p-p}$  แสดงวงจรในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ใช้ในการต่อวงจรจริง

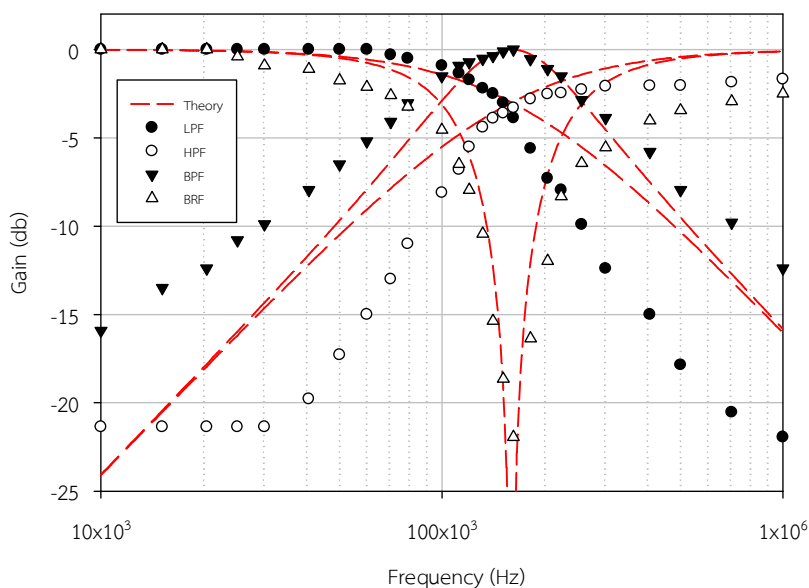
จากรูปที่ 4.9 จะพบว่า มีไอซี เบอร์ AD844 ต่อเข้ากับขั้วเอาต์พุตของ VDCC ตัวที่ 1 อยู่ 1 ตัว เนื่องจากว่าวงจรต้องการขั้วเอาต์พุตที่เป็นลบ ต่อเข้ากับขั้วอินพุตของ VDCC ตัวที่ 2 แต่เอาต์พุตที่ออกมาจาก VDCC ตัวที่ 1 มีค่าเป็นบวก จึงจำเป็นต้องต่อขั้วเอาต์พุตของ VDCC ตัวที่ 1 เข้ากับอินพุตขั้วลบของ AD844 ตัวที่เพิ่มขึ้นมา เพื่อที่จะได้เอาต์พุตจาก AD844 กลับเฟสเป็นขั้วลบและนำไปต่อเข้ากับอินพุตขั้วลบของ VDCC ตัวที่ 2 สำหรับทางด้านเอาต์พุต จะมีไอซีเบอร์ AD844 1 ตัว ต่อเข้ากับขั้วอินพุตที่เป็นลบของ AD844 ที่ต่อเป็นอุปกรณ์ VDCC ตัวที่ 2 เนื่องจากว่าวงจรสามารถให้กระแสเอาต์พุตได้ทั้งขั้วบวกและขั้วลบ ซึ่งเอาต์พุตที่ออกมาจาก VDCC ตัวที่ 2 เป็นขั้วบวก จึงจำเป็นต้องต่อไอซี เบอร์ AD844 เพิ่มอีก 1 ตัว สำหรับการปรับกระแสไบอัส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  จะกำหนดให้  $R_{B11}, R_{B21}$  เป็นตัวต้านทานคงที่ และ  $R_{B12}, R_{B22}$  เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อใช้ในการปรับกระแสไบอัส

ในการทดสอบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองจะมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบดังนี้

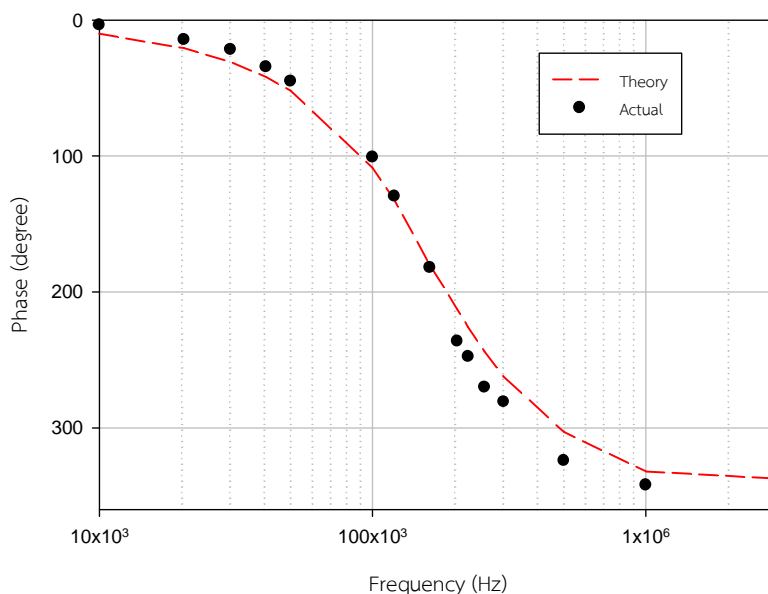
1. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (Power supply) ยี่ห้อ GW INSTRUK รุ่น GPS-3303
2. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function generator) ยี่ห้อ GW INSTRUK รุ่น SFG-1003
3. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าดิจิทัลออสซิลอสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ GW INSTRUK รุ่น GDS-1072-U
4. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ยี่ห้อ Fluke รุ่น 115

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงของ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ วัดค่าสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจร หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรในแต่ละช่วงความถี่ จากนั้นบันทึกไว้ในรูปแบบอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตในแต่ละช่วงความถี่ นำมา

คำนวณเป็น  $20\log(V_{out}/V_{in})$  มีหน่วยเป็น เดซิเบล แล้วนำมาพล็อตกราฟ พบว่า ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ 157 kHz ซึ่งจะเบี่ยงเบนไปจากผลคำนวณทางทฤษฎี 1.88% ผลตอบสนองความถี่ของ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.10 และ ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.11

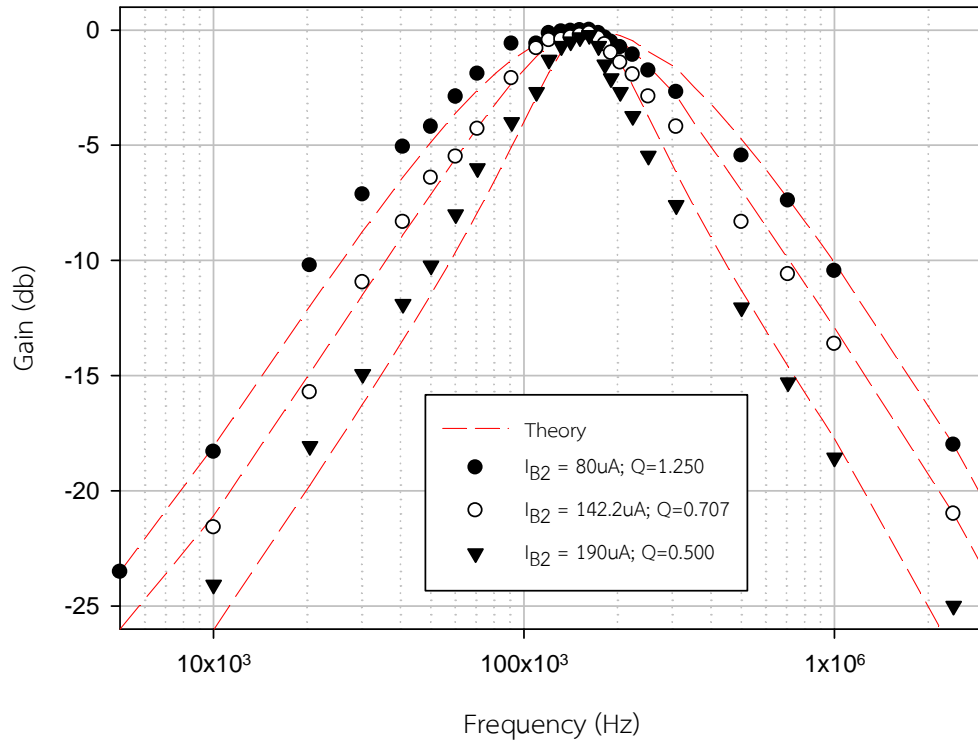


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง



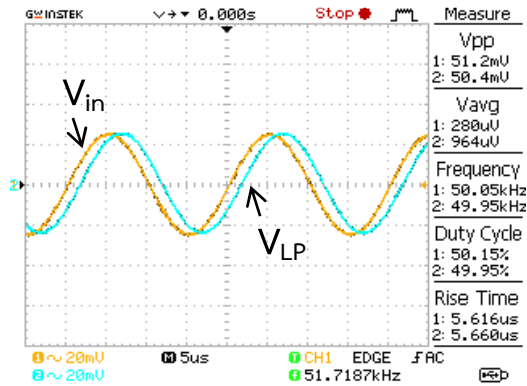
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริง

เพื่อยืนยันวงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ ทดสอบด้วยการป้อนสัญญาณแรงดันเข้าที่ขั้วอินพุตขนาด 50 mV ปรับกระแสไบอัส  $I_{B2}$  ที่จ่ายให้กับวงจรโดยที่  $I_{B2}$  จะมีค่า 80  $\mu\text{A}$ , 142.2  $\mu\text{A}$  และ 200  $\mu\text{A}$  พบว่าวงจรให้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ 1.250, 0.707 และ 0.5 ตามลำดับ โดยที่ค่าความถี่ธรรมชาติแทบจะไม่มีเปลี่ยนแปลง จึงยืนยันได้ว่า วงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  ให้กับวงจร แสดงผลตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 4.12

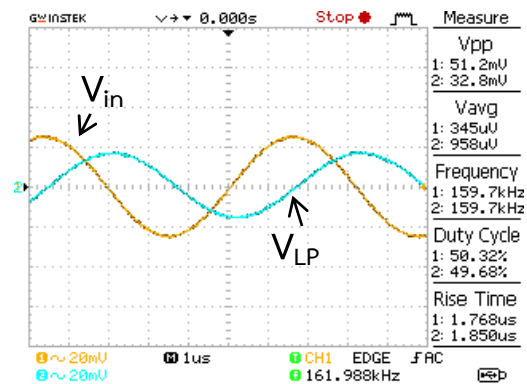


รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยการปรับกระแสไบอัส  $I_{B2}$  จากการต่อวงจรจริง

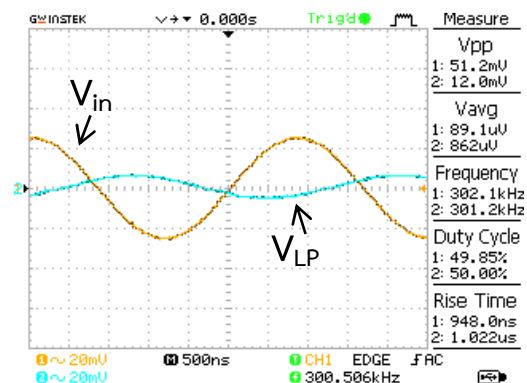
จากสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้อินพุต  $V_{in1} = V_{in}$  และ  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  หรือ ต่อลงกราวด์ จากนั้นวัดสัญญาณแรงดันที่จุด  $V_o$  เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ พบว่าการทดสอบสอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ความถี่ต่ำกว่า  $f_0$  คือ  $f = 50\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ สัญญาณแรงดันอินพุตซึ่งเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ  $f_0$  คือ  $f = 160\text{kHz}$  หรือ มากกว่า  $f_0$  คือ  $f = 300\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลงเมื่อเปรียบเทียบกับ สัญญาณแรงดันอินพุต จะเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ดังรูปที่ 4.13



(ก)



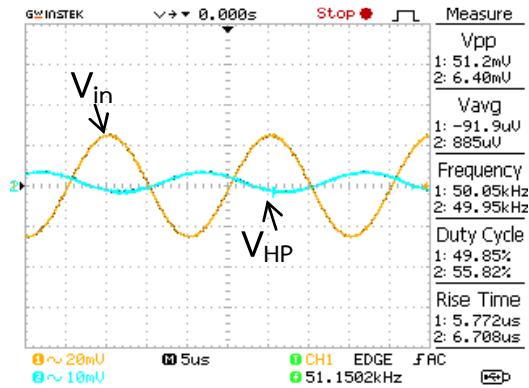
(ข)



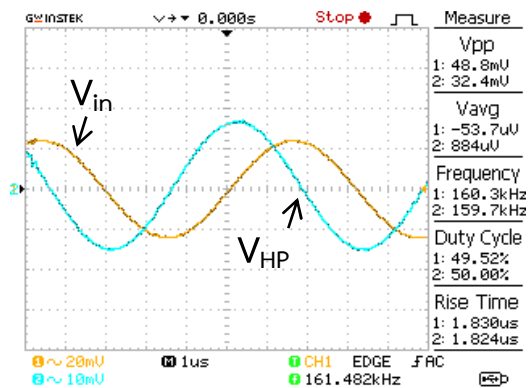
(ค)

รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด  $V_{in}$  และ  $V_{out}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) 50kHz (ข) 160 kHz (ค) 300 kHz

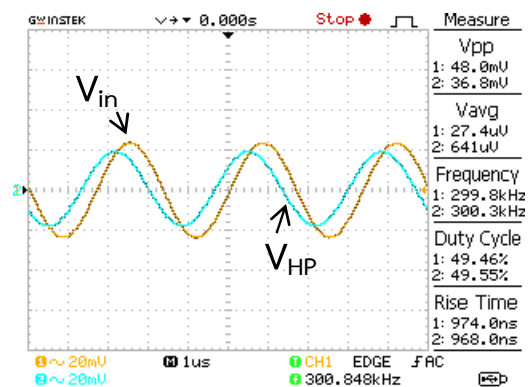
จากสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้อินพุต  $V_{in2} = V_{in}$  และ  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  หรือ ต่อลงกราวด์ จากนั้นวัดสัญญาณแรงดันที่จุด  $V_o$  เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง พบว่าการทดสอบสอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ความถี่ต่ำกว่า  $f_0$  คือ  $f = 50\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะต่ำกว่า สัญญาณแรงดันอินพุตซึ่งเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ  $f_0$  คือ  $f = 160\text{kHz}$  หรือ มากกว่า  $f_0$  คือ  $f = 300\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุต จะเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ดังรูปที่ 4.14



(ก)



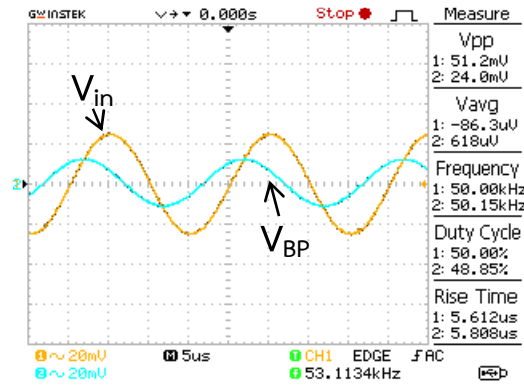
(ข)



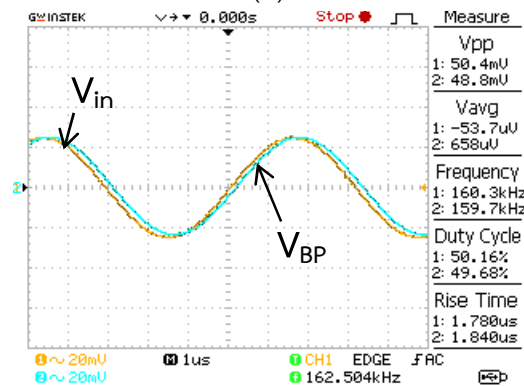
(ค)

รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด  $V_{in}$  และ  $V_{out}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (ก) 50kHz (ข) 160 kHz (ค) 300 kHz

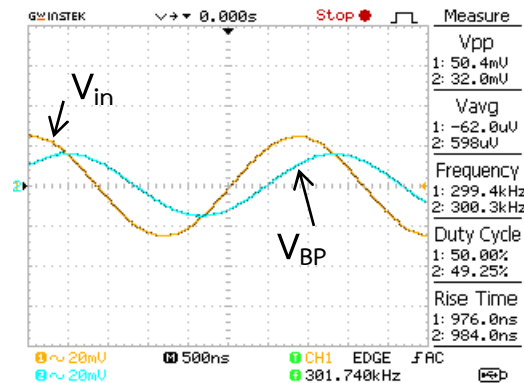
จากสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้อินพุต  $V_{in3} = V_{in}$  และ  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  หรือ ต่อลงกราวด์ จากนั้นวัดสัญญาณแรงดันที่จุด  $V_o$  เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าการทดสอบสอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ความถี่ต่ำกว่า  $f_0$  คือ  $f = 50\text{kHz}$  และ มากกว่า  $f_0$  คือ  $f = 300\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะต่ำกว่าสัญญาณแรงดันอินพุตซึ่งเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ  $f_0$  คือ  $f = 160\text{kHz}$  หรือ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับสัญญาณแรงดันอินพุต จะเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ดังรูปที่ 4.15



(ก)



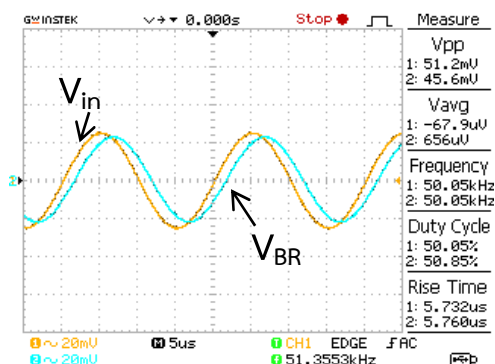
(ข)



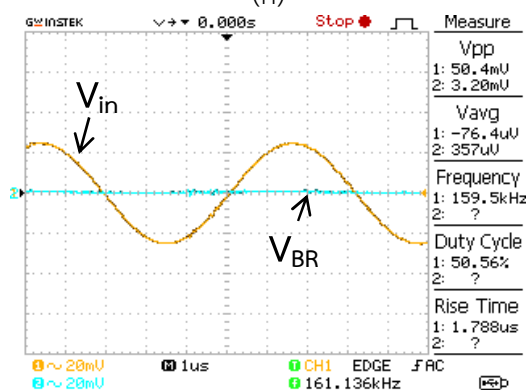
(ค)

รูปที่ 4.15 การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด  $V_{in}$  และ  $V_{out}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) 50kHz (ข) 160 kHz (ค) 300 kHz

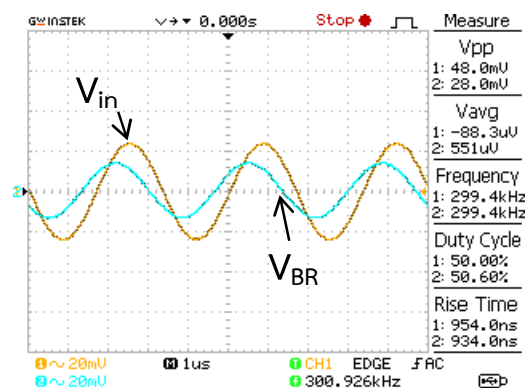
จากสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้อินพุต  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$  และ  $V_{in3} = 0$  หรือ ต่อลงกราวด์ จากนั้นวัดสัญญาณแรงดันที่จุด  $V_o$  เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ พบว่าการทดสอบสอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ความถี่ต่ำกว่า  $f_0$  คือ  $f = 50\text{kHz}$  และ มากกว่า  $f_0$  คือ  $f = 300\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับหรือใกล้เคียงกับสัญญาณแรงดันอินพุตซึ่งเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ  $f_0$  คือ  $f = 160\text{kHz}$  หรือ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกกลทอนให้ต่ำลงเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุต จะเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ดังรูปที่ 4.16



(ก)



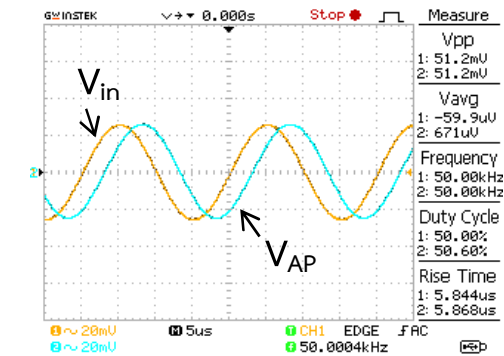
(ข)



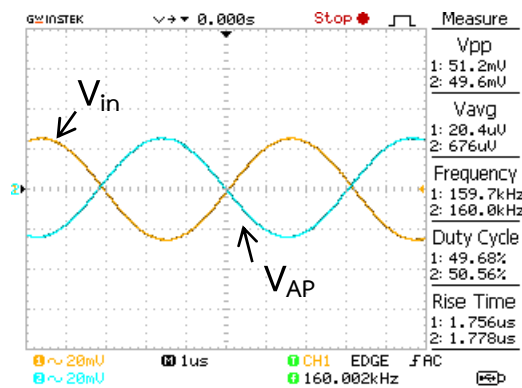
(ค)

รูปที่ 4.16 การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด  $V_{in}$  และ  $V_{out}$  ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก) 50kHz (ข) 160 kHz (ค) 300 kHz

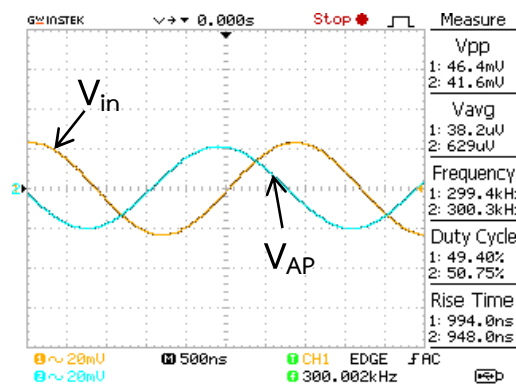
จากสมการที่ (3.59) เมื่อกำหนดให้อินพุต  $V_{in1} = V_{in2} = -V_{in3} = V_{in}$  เพื่อทดสอบการทำงาน จากนั้นวัดสัญญาณแรงดันที่จุด  $V_o$  ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ พบว่าการทดสอบสอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ความถี่ต่ำกว่า  $f_0$  คือ  $f = 50\text{kHz}$  ความถี่เท่ากับ  $f_0$  คือ  $f = 160\text{kHz}$  และ มากกว่า  $f_0$  คือ  $f = 300\text{kHz}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับสัญญาณแรงดันอินพุตซึ่งเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ ส่วนเฟสของสัญญาณแต่ละความถี่จะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันออกไป ดังรูปที่ 4.17



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบสัญญาณที่จุด  $V_{in}$  และ  $V_{out}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก) 50kHz (ข) 160 kHz (ค) 300 kHz

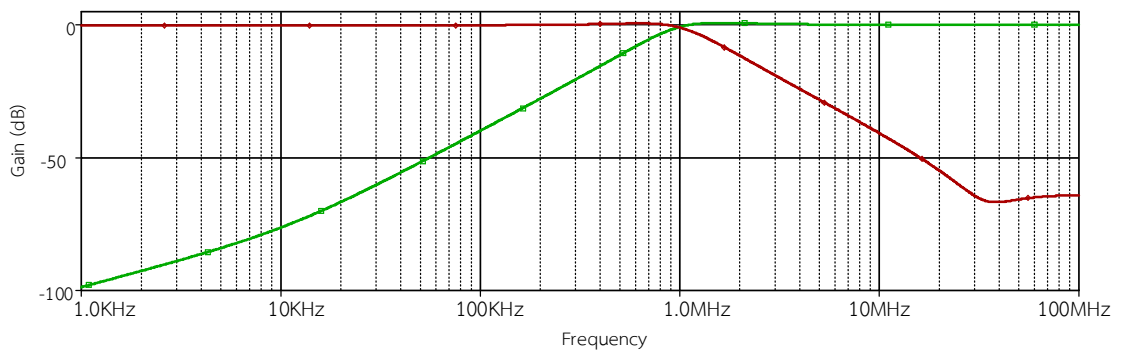
### 4.3 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร

จากการออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่แสดงการออกแบบไว้ในหัวข้อ 3.51 และ 3.52 โดยการนำสมการควอลิตี้แฟกเตอร์และความถี่ธรรมชาติที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาออกแบบค่าอุปกรณ์ ในหัวข้อนี้จะนำค่าอุปกรณ์ที่ออกแบบมาจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ว่าเป็นไปตามที่ได้ออกแบบหรือไม่

#### 4.3.1 การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

จากการออกแบบวงจรในหัวข้อ 3.51 ทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านโดยให้มีความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ที่ 1 MHz และ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Q) เท่ากับ 0.707 จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} = 91 \mu\text{A}$  และ ความต้านทาน  $R_1 \approx 3.977 \text{ k}\Omega$  เมื่อกำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu\text{A/V}$  และ  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$

เมื่อจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ค่าความถี่คัตออฟที่ 1.207 MHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 20.70% และ จำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ค่าความถี่คัตออฟที่ 819.559 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 18.10% ซึ่งจะแสดงผลการตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 4.18

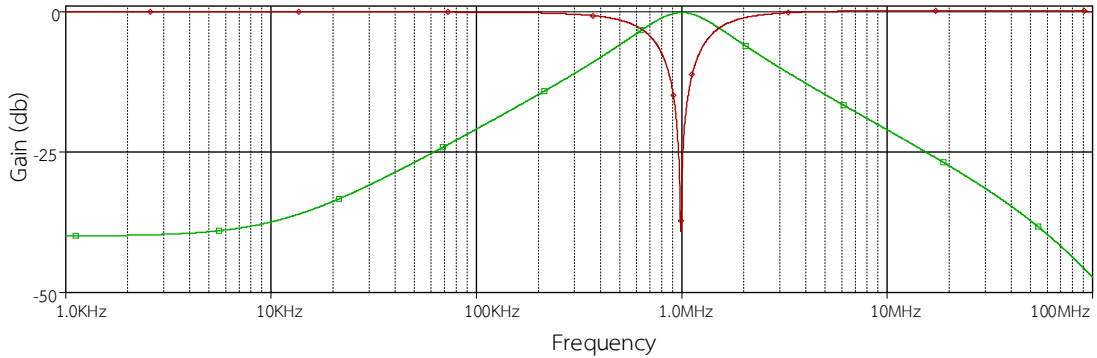


รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านจากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

จากการออกแบบวงจรในหัวข้อ 3.51 ทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่โดยให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) ที่ 660 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูง ( $f_{CH}$ ) ที่ 1.5 MHz จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} = 32 \mu\text{A}$  และ ความต้านทาน  $R_1 \approx 3.977 \text{ k}\Omega$  กำหนดให้  $g_{m1} = 277 \mu\text{A/V}$  และ  $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$

เมื่อจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ที่ 1.009 MHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.90% ได้ความถี่คัตออฟด้านต่ำที่ 655.129 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.74% และ ความถี่คัตออฟด้านสูงที่ประมาณ 1.526 MHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 1.73% จากนั้นจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่โดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ที่

0.991 MHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.90% ได้ความถี่คัตออฟด้านต่ำที่ 634.671 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 3.83% และ ความถี่คัตออฟด้านสูงที่ประมาณ 1.502 MHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.13% ซึ่งจะแสดงผลการตอบสนองความถี่ ดังรูปที่ 4.19

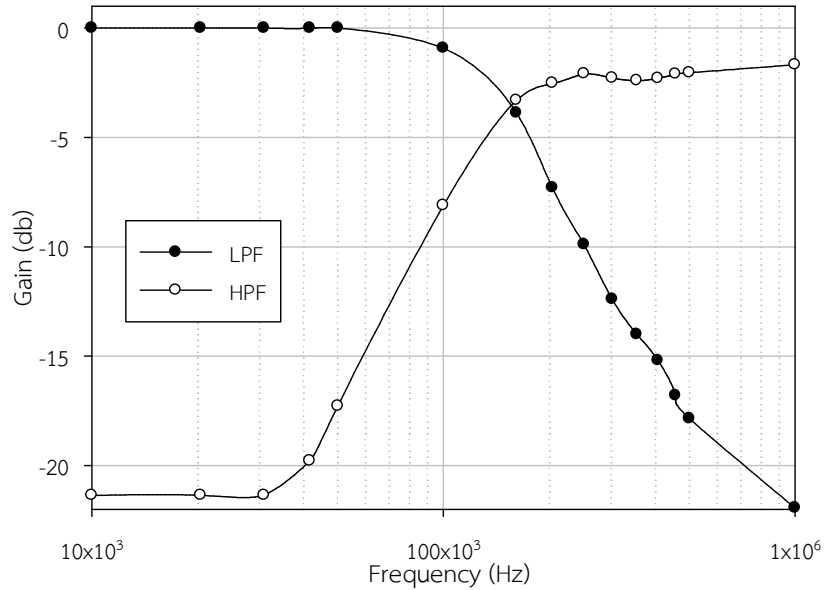


รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านและฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จากการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

#### 4.3.2 การจำลองการทำงานโดยการต่อวงจรจริง

จากการออกแบบวงจรในหัวข้อ 3.52 ทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านโดยให้มีความถี่คัตออฟ ( $f_0$ ) ที่ 160 kHz และ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Q) เท่ากับ 0.707 จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B1} \approx 100 \mu\text{A}$   $I_{B2} \approx 142.2 \mu\text{A}$  เมื่อกำหนดให้  $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$  และ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$

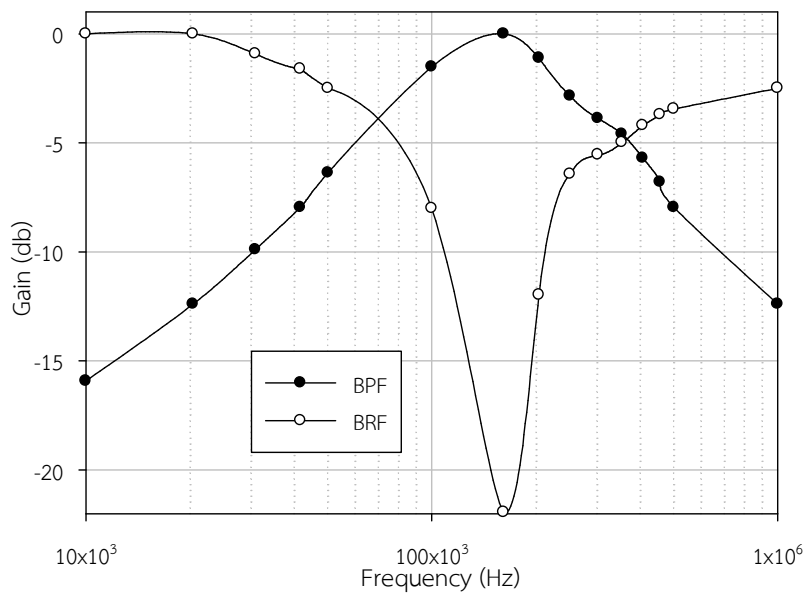
เมื่อจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านโดยการต่อวงจรจริง พบว่าได้ค่าความถี่คัตออฟที่ 147 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 8.13 % และ จำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านโดยการต่อวงจรจริง พบว่าได้ค่าความถี่คัตออฟที่ 167 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 4.38 % ซึ่งจะแสดงผลการตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 4.20



**รูปที่ 4.20** ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านจากการต่อวงจรจริง

จากการออกแบบวงจรในหัวข้อ 3.52 ทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่โดยให้มีความถี่คutoff ด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) ที่ 83 kHz ความถี่คutoff ด้านสูง ( $f_{CH}$ ) ที่ 309 kHz จะต้องปรับกระแสไบอัส  $I_{B1} \approx 100 \mu A$   $I_{B2} \approx 142 \mu A$  เมื่อกำหนดให้  $R_1 = R_2 = 1k\Omega$  และ  $C_1 = C_2 = 1nF$

เมื่อจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยการต่อวงจรจริง พบว่าได้ความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) ที่ 161 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.63% ได้ความถี่คutoff ด้านต่ำที่ 80 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 3.61 % และ ความถี่คutoff ด้านสูงที่ประมาณ 269 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 14.86% และ จำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่โดยการต่อวงจรจริง พบว่าได้ความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) ที่ 161 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.63% ได้ความถี่คutoff ด้านต่ำที่ 60 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 27.71% และ ความถี่คutoff ด้านสูงที่ประมาณ 700 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 126% ซึ่งจะแสดงผลการตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง

## บทที่ 5

### สรุปผล อภิปรายผล และ ข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบแรงดันสามอินพุต-กระแสสองเอาต์พุตที่สามารถควบคุมอัตราขยายและปรับค่าความถี่ธรรมชาติเป็นอิสระจากกันกับควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ โดยแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรจะใช้หลักการของวงจรถานานของตัวต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ที่ป้อนอินพุตเป็นแรงดัน และมีวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เพื่อให้ได้เอาต์พุตที่ออกมาเป็นกระแส ในทางปฏิบัติการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่จะใช้ อุปกรณ์ VDCC เป็นอุปกรณ์หลักซึ่งเริ่มต้นจากการศึกษาทฤษฎีหลักการของวงจรถานานความถี่และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง รวมถึงศึกษางานวิจัยที่มีผู้นำเสนอก่อนหน้า รวมทั้งศึกษาการทำงานและคุณสมบัติของ VDCC จากนั้นจึงได้ทำการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองฟังก์ชันการทำงานครบ 5 ฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ รวมถึงวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรเมื่อ VDCC ทำงานในกรณีอุดมคติและไม่อุดมคติ จากนั้นนำวงจรกรองความถี่ที่ได้ไปทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง จากนั้นนำผลที่ได้จากการทดสอบไปเปรียบเทียบกับผลในทางทฤษฎี ผู้วิจัยจึงสรุปผล อภิปรายผล และ ข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบแรงดันสามอินพุต-กระแสสองเอาต์พุตที่นำเสนอโดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์  $0.18 \mu\text{m}$  TSMC โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทดสอบ และ ต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรถายความนำถ่ายโอน และ ไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรมลต่างแรงดันนั้น การทดสอบสมรรถนะของวงจรเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ได้กล่าวไว้ การสังเคราะห์และออกแบบเป็นไปตามกรอบแนวความคิด โดยมีรายละเอียดขั้นตอนและผลการทดสอบโดยสรุปได้ดังนี้

การทดสอบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์  $0.18 \mu\text{m}$  TSMC โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทำงาน ใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง  $\pm 0.9\text{V}$  ต่อใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสผลต่างแรงดัน (VDCC) จำนวน 2 ตัว และ ตัวต้านทาน 2 ตัวต่อลงกราวด์ทั้งหมด กับตัวเก็บประจุ 2 ตัว มี  $I_{B1} = 50 \mu\text{A}$  ทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสควบคุมการทำงานของ VDCC ตัวที่ 1 และ  $I_{B2} = 100 \mu\text{A}$  ทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัสควบคุมการทำงานของ VDCC ตัวที่ 2 ตัวต้านทาน  $R_1 = R_2 = 4\text{k}\Omega$  ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 42\text{pF}$  พบว่า วงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันได้ครบทุกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายสัญญาณอินพุตที่วงจรตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (1.2) – (1.6) และวงจรตอบสนองความถี่ที่  $f_0 = 0.997 \text{ MHz}$  และ  $Q = 0.673$  ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎี 0.30% มีสาเหตุมาจากอุปกรณ์แอกทีฟ VDCC ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งผลกระทบจากความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตได้วิเคราะห์ไว้

ในสมการที่ (3.78) – (3.80) เมื่อใส่ค่าอินพุตตามตารางที่ 3.1 และ ผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงใน อุปกรณ์แอกทีฟ VDCC ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.103) – (3.106) เมื่อใส่ค่าอินพุตตามตารางที่ 3.1 จากนั้นป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 50 mV<sub>p-p</sub> ความถี่  $f_0 = 1\text{MHz}$  ให้กับวงจรกรองความถี่ หลายหน้าที่เพื่อทดสอบผลตอบสนองของเวลา (Transient) ในสภาวะชั่วขณะของรูปคลื่นจากช่วง เริ่มต้นการทำงานจนถึงสภาวะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับกระแส เอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

การทดสอบการควบคุมความถี่ธรรมชาติโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรกรองความถี่ หลายหน้าที่อันดับสองโดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และจากสมการที่ (3.58) ทำการ ปรับค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ที่ 20pF, 42pF และ 90 pF พบว่าจะได้ค่าความถี่ธรรมชาติ 2.094MHz, 1MHz และ 465.35 kHz ตามลำดับ โดยที่ควอลิตี้แฟกเตอร์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ต่อมา ทดสอบการปรับควอลิตี้แฟกเตอร์โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับ สองโดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และจากสมการที่ (3.59) ทำการปรับกระแสไบอัส  $I_{B2}$  ที่ 5  $\mu\text{A}$ , 20  $\mu\text{A}$  และ 80  $\mu\text{A}$  พบว่า ความถี่  $f_0$  ที่ได้ในการปรับแต่ละกระแสไบอัส  $I_{B2}$  ไม่มีการ เปลี่ยนแปลง โดยที่ควอลิตี้แฟกเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง จึงยืนยันผลได้ว่า วงจรกรองความถี่สามารถ ปรับค่าความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) ได้โดยการปรับค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  โดยปราศจากผลกระทบต่อควอลิตี้แฟกเตอร์ และ วงจรกรองที่สามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้โดยการปรับกระแสไบอัส  $I_{B2}$  โดยปราศจากผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ

การทดสอบค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) โดยป้อน แรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่ความถี่  $f_0 = 1\text{MHz}$  ปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV<sub>p-p</sub> – 200mV<sub>p-p</sub> ป้อนกระแสไบอัสคงที่  $I_{B1} = 50\ \mu\text{A}$  และ  $I_{B2} = 100\ \mu\text{A}$  ในกรณีของฟังก์ชันกรองผ่านแถบ ความถี่ พบว่า ย่านการรับแรงดันอินพุตที่มีค่าความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1% จะอยู่ที่ 10 mV<sub>p-p</sub> ถึง 70 mV<sub>p-p</sub> คือ 0.191% ถึง 0.875%

การทดสอบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงซึ่งการทดสอบวงจรจะใช้ไอซี สำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ คือ ไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน และ ไอซี เบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้กระแสตรง  $\pm 5\text{V}$  ตัวเก็บ ประจุ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$  ตัวต้านทาน  $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$   $I_{B1} = 100\ \mu\text{A}$  และ  $I_{B2} = 142.2\ \mu\text{A}$  กำหนดให้ ค่าความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) = 160 kHz พบว่า วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถให้ฟังก์ชันการทำงาน ได้ครบทุก 5 ฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองผ่าน แถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยที่ฟังก์ชันกรอง ความถี่ต่ำผ่านให้ความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) = 147 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 8.13 % ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านให้ความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) = 167 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการ คำนวณในทางทฤษฎี 4.38 % ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ให้ความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) = 161 kHz ซึ่ง เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.63% ได้ความถี่ค้ตอพด้านต่ำที่ 80 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไป จากการคำนวณในทางทฤษฎี 3.61 % และ ความถี่ค้ตอพด้านสูงที่ประมาณ 269 kHz ซึ่งเบี่ยงเบน ไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 14.86% ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ให้ความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) = 161 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.63% ได้ความถี่ค้ตอพด้านต่ำที่ 60 kHz ซึ่ง เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 27.71% และ ความถี่ค้ตอพด้านสูงที่ประมาณ 700 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 126% ซึ่งสาเหตุของการเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณ

เนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ VDCC และผลกระทบจากตัวต้านทานแฝงและความจุแฝงในอุปกรณ์ VDCC

การทดสอบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการป้อนสัญญาณแรงดันเข้าที่ขั้วอินพุตขนาด 50 mV ปรับกระแสไบอัส  $I_{B2}$  ที่จ่ายให้กับวงจรโดยที่  $I_{B2}$  จะมีค่า 80 $\mu$ A, 142.2 $\mu$ A และ 200 $\mu$ A พบว่า วงจรให้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ 1.250, 0.707 และ 0.5 ตามลำดับ โดยที่ค่าความถี่ธรรมชาติ ( $f_0$ ) แทบ จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง จึงยืนยันผลได้ว่า วงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B2}$  ให้กับวงจรโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ

## 5.2 อภิปรายผลการวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่ผู้วิจัยได้นำเสนอไว้ ได้กล่าวถึงข้อดีและข้อจำกัดต่างๆของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 2 เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยฉบับนี้ พบว่า งานวิจัยฉบับนี้สามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของวิจัยที่ผ่านมา และสามารถทำตามขอบเขตที่ได้กำหนดไว้ ดังนี้

5.2.1 ใช้อุปกรณ์ VDCC เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวนไม่เกิน 2 ตัว

5.2.2 วงจรสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงระดับเมกะเฮิรตซ์ (MHz)

5.2.3 วงจรสามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติ

5.2.4 วงจรสามารถให้ผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ครบทุกฟังก์ชัน คือ LPF/HPF/BPF/BRF และ APF

5.2.5 วงจรให้สมรรถนะโดยการจำลองการทำงานซึ่งใช้โปรแกรม PSPICE และ ใช้ค่าพารามิเตอร์ 0.18 $\mu$ m TSMC CMOS Technology สอดคล้องกับทฤษฎีและการทดลองจริง

5.2.6 วงจรให้สมรรถนะโดยการต่อวงจรจริงซึ่งใช้ไอซีเบอร์ AD844 และไอซีเบอร์ LT1228 ต่อรวมกันเป็นอุปกรณ์ VDCC สอดคล้องกับทฤษฎีและการทดลองจริง

นอกจากนี้ วงจรยังสามารถควบคุมอัตราขยายได้โดยไม่ต้องการวงจรถยายเพิ่มเติมจากภายนอก

สำหรับงานวิจัยฉบับนี้ยังมีข้อจำกัดบางอย่างซึ่งจำเป็นต้องได้รับการปรับปรุงและพัฒนาให้ดีขึ้น คือ วงจรจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ OTA เพิ่มขึ้น ในกรณีที่ต้องการจะกลับเฟสของเอาต์พุตให้ตรงกับเฟสของอินพุต, อุปกรณ์แพสซีฟไม่ต่อลงกราวด์ทั้งหมด และ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูง 1 อินพุต

## 5.3 ข้อเสนอแนะ

สำหรับการวิจัยครั้งต่อไปในอนาคต ผู้วิจัยมีความคิดเห็นว่าสมควรจะพัฒนางจรวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ควบคุมได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น พัฒนางจรและแก้ไขข้อจำกัดดังที่กล่าวไว้ เช่น พัฒนางจรให้ใช้อุปกรณ์ VDCC เพียงหนึ่งตัวแต่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชัน หรือ พัฒนาให้วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงทุกอินพุตและอุปกรณ์แพสซีฟต่อลงกราวด์ทุกตัว

## บรรณานุกรม

- เกษิณี สามารถ. 2559. “การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ให้เอาต์พุตควอดเรเจอร์ในโหมดแรงดันและโหมดกระแสที่ควบคุมขนาดสัญญาณได้โดยใช้ VDCC” วิศวกรรมมหาบัณฑิต.สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร, คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- จามรี ศิริรัตน์. 2555. “วงจรรองสัญญาณอนกประสงค์โหมดแรงดันและโหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CFTA ตัวเดียว” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- จีรสุดา เกษร. 2542. “วงจรรองความถี่และวงจรรอซซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต.สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2550. “การสังเคราะห์และออกแบบระบบวงจรถ่ายค่าอุปกรณ์ที่เป็นอิสระจากอุณหภูมิ.” มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- วินัย ใจกล้า. 2548. “วงจรถ่ายค่าสัญญาณแบบควอดเรเจอร์และวงจรรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่โดยใช้ CCCDBA.” มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา
- สุชาติ สงวนไว้. 2545. “วงจรสายพานกระแสอนกประสงค์ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Chen, H.P., Hwang, Y.S., Ku, Y.T., and Lin, T.J. 2016. “Voltage-mode biquadratic filter using single DDCCTA.” **International Journal of Electronics and Communications.** 70 : 1403-1411.
- Chen, H.P., and Wang, S.F. 2016. “High-input impedance tunable DDCCTA-based voltage mode universal filter with grounded capacitors and resistors.” **International Journal of Electronics and Communications.** 70 : 491-499.
- Gobind, D. 1976. “ $\omega$  and Q sensitivity” pp 147-150.in **Principles of Active Network Synthesis and Design.** Singapore : John Wiley & Sons.
- Gupta, M., Singh, S.V., and Bhooshan, .S.V. 2015 “VDTA Based Electronically Tunable Voltage-Mode and Trans-Admittance Biquad Filter.” **Circuits and Systems.** 6 : 93-102
- Gupta, M., Srivastava, R., and Singh, U. 2015. “Low-voltage low-power FGMOS based VDIBA and its application as universal filter.” **Microelectronics Journal.** 46 : 125–134.
- Hornng, J.W., and Chiu, W.Y. 2011. “High input impedance DDCC-based voltage-mode universal biquadratic filter with three inputs and five outputs.” **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences.** 18 : 183-190.

- Hornig, J.W. 2010. "Voltage/current-mode universal biquadratic filter using single CCII+." **Indian Journal of Pure & Applied Physic.** 48. : 749-756
- Jain, R. 2015. "Single voltage differencing current conveyor based second-Order filter realization." **International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering.** 4(5) : 1218-1224
- Kacar, F., Yesil, A., and Koray, G. 2015. "Design and experiment of VDCC-based voltage mode universal filter." **Indian Journal of Pure & Applied Physic.** 53 : 341-349
- Kacar, F., Yesil, A., Minaei, S., and Kuntman, H., 2014. "Positive/negative lossy/lossless grounded inductance simulators employing single VDCC and only two passive element." **International Journal of Electronics and Communications.** 68 : 73-78
- Klungtong, S., Pirajnanchai, V., Raklua, P., and Janchitrapongvej, K. 2012. "Voltage-Mode Universal Biquadratic Filters Using OTA-URC." **International Journal of Computer and Electrical Engineering.** 4 : 499-502
- Lee, C.N. 2016. "Mixed-Mode Biquadratic Filter Using Only Two DVCC and Grounded Passive Components." **International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering.** 6(10) : 228-234
- Maheshwari, S., and Gangwar, A. 2011. "Versatile voltage-mode universal filter using differential difference current conveyor." **Circuits and Systems.** 2 : 210-216.
- Rawat, M., and Bansal, M. 2015. "A voltage mode biquad with lowpass, bandpass and notch outputs using voltage differencing current conveyor." **International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering.** 4(5) : 506-508
- Sedra, A.S. and Smith, K.C. 1968. "The current conveyor-a new circuit building block." **Proceedings of the IEEE.** 56(8) : 1368-1369.
- Tangsrirat, W., and Channumsin, O. 2011. "Voltage -mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements." **Indian Journal of Pure and Applied Physics.** 49 : 703-707
- Tangsrirat, W. 2010. "Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filter using single CFTA." **Indian journal of Engineering & Materials Sciences.** 17 : 99-104

### ภาคผนวก ก

พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

ตารางที่ ก.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

0.18 $\mu$ m TSMC NMOS	0.18 $\mu$ m TSMC PMOS
.MODEL MbreakND NMOS (LEVEL = 7)	.MODEL MbreakPD PMOS (LEVEL = 7)
+VERSION = 3.1	+VERSION = 3.1
TNOM = 27 TOX = 4E-9	TNOM = 27 TOX = 4E-9
+XJ = 1E-7 NCH = 2.3549E17	+XJ = 1E-7 NCH = 4.1589E17
VTH0 = 0.3662648	VTH0 = -0.3708038
+K1 = 0.5802748 K2 = 3.124029E-3	+K1 = 0.5895473 K2 = 0.0235946
K3 = 1E-3 +K3B = 3.3886871	K3 = 0 +K3B = 13.8642028
W0 = 1E-7 NLX = 1.766159E-7	W0 = 1E-6 NLX = 1.517201E-7
+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0	+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0
+DVT0 = 1.2312416 DVT1 = 0.3849841	+DVT0 = 0.7885088 DVT1 = 0.2564577
DVT2 = 0.0161351	DVT2 = 0.1
+U0 = 265.1889031 UA = -1.506402E-9	+U0 = 103.0478426 UA = 1.049312E-9
UB = 2.489393E-18	UB = 2.545758E-21
+UC = 5.621884E-11 VSAT = 1.017932E5	+UC = -1E-10 VSAT = 1.645114E5
A0 = 2	A0 = 1.627879
+AGS = 0.4543117 B0 = 3.433489E-7	+AGS = 0.3295499 B0 = 5.207699E-7
B1 = 5E-6	B1 = 1.370868E-6
+KETA = -0.0127714 A1 = 1.158074E-3	+KETA = 0.0296157 A1 = 0.4449009
A2 = 1 +RDSW = 136.5582806	A2 = 0.3 +RDSW = 306.5789827
PRWG = 0.5 PRWB = -0.2 +WR = 1	PRWG = 0.5 PRWB = 0.5 +WR = 1
WINT = 0 LINT = 1.702415E-8	WINT = 0 LINT = 2.761033E-8
+XL = 0 XW = -1E-8	+XL = 0 XW = -1E-8
DWG = -4.211574E-9	DWG = -2.433889E-8
+DWB = 1.107719E-8	+DWB = -9.34648E-11
VOFF = -0.0948017	VOFF = -0.0867009
NFACTOR = 2.1860065	NFACTOR = 2
+CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0	+CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0
+CDSCB = 0 ETA0 = 3.335516E-3	+CDSCB = 0 ETA0 = 1.018318E-3
ETAB = 6.028975E-5	ETAB = -3.206319E-4
+DSUB = 0.0214781	+DSUB = 1.094521E-3
PCLM = 0.6602119	PCLM = 1.3281073
PDIBLC1 = 0.1605325	PDIBLC1 = 2.394169E-3
+PDIBLC2 = 3.287142E-3	+PDIBLC2 = -3.255915E-6
PDIBLCB = -0.1 DROUT = 0.7917811	PDIBLCB = -1E-3 DROUT = 0
+PSCBE1 = 6.420235E9	+PSCBE1 = 4.881933E10
PSCBE2 = 4.122516E-9	PSCBE2 = 5E-10

0.18 $\mu$ m TSMC NMOS	0.18 $\mu$ m TSMC PMOS
PVAG = 0.0347169	PVAG = 2.0932623
+DELTA = 0.01 RSH = 6.6	+DELTA = 0.01 RSH = 7.5
MOBMOD = 1	MOBMOD = 1
+PRT = 0 UTE = -1.5 KT1 = -0.11	+PRT = 0 UTE = -1.5 KT1 = -0.11
+KT1L = 0 KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9	+KT1L = 0 KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11	+UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11
AT = 3.3E4	AT = 3.3E4
+WL = 0 WLN = 1 WW = 0	+WL = 0 WLN = 1 WW = 0
+WWN = 1 WWL = 0 LL = 0	+WWN = 1 WWL = 0 LL = 0
+LLN = 1 LW = 0 LWN = 1	+LLN = 1 LW = 0 LWN = 1
+LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5	+LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5
+CGDO = 8.06E-10 CGSO = 8.06E-10	+CGDO = 6.52E-10 CGSO = 6.52E-10
CGBO = 1E-12	CGBO = 1E-12
+CJ = 9.895609E-4 PB = 0.8	+CJ = 1.157423E-3 PB = 0.8444261
MJ = 0.3736889	MJ = 0.4063933
+CJSW = 2.393608E-10 PBSW = 0.8	+CJSW = 1.902456E-10 PBSW = 0.8
MJSW = 0.1537892	MJSW = 0.3550788
+CJSWG = 3.3E-10 PBSWG = 0.8	+CJSWG = 4.22E-10 PBSWG = 0.8
MJSWG = 0.1537892	MJSWG = 0.3550788
+CF = 0 PVTH0 = -1.73163E-3	+CF = 0 PVTH0 = 1.4398E-3
PRDSW = -1.4173554	PRDSW = 0.5073407
+PK2 = 1.600729E-3	+PK2 = 2.190431E-3
WKETA = 1.601517E-3	WKETA = 0.0442978
LKETA = -3.255127E-3	LKETA = -2.936093E-3
+PU0 = 5.2024473	+PU0 = -0.9769623
PUA = 1.584315E-12	PUA = -4.34529E-11
PUB = 7.446142E-25	PUB = 1E-21
+PVSAT = 1.686297E3	+PVSAT = -50
PETA0 = 1.001594E-4	PETA0 = 1.002762E-4
PKETA = -2.039532E-3	PKETA = -6.740436E-3

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ สกุล	นาย พลภัทร กุลนา
วัน-เดือน-ปีเกิด	16 กันยายน 2528
สถานที่เกิด	จังหวัดนนทบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	168/45 The trend condotown ถ.คู້บอน แขวงรามอินทรา เขตคันนายาว กทม. 10230
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2549 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2559 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีพระจอม เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	Project Engineer บริษัท Vision Automotive Technology (Thailand) Co.,Ltd. พ.ศ.2557 – ปัจจุบัน