การออกแบบวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

DESIGN OF QUADRATURE OSCILLATOR AND MULTIFUNCTION FILTER BASED ON ELECTRONICALLY TUNABLE-OUTPUT SECOND-GENERATION CURRENT CONVEYORS

เอกลักษณ์ วารีชล

EAKLUCK WAREECHOL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-D-018-139

การออกแบบวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

DESIGN OF QUADRATURE OSCILLATOR AND MULTIFUNCTION FILTER BASED ON ELECTRONICALLY TUNABLE-OUTPUT SECOND-GENERATION CURRENT CONVEYORS

เอกลักษณ์ วารีชล

EAKLUCK WAREECHOL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2562

KMITL-2019-EN-D-018-139

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF QUADRATURE OSCILLATOR AND MULTIFUNCTION FILTER BASED ON ELECTRONICALLY TUNABLE-OUTPUT SECOND-GENERATION CURRENT CONVEYORS

EAKLUCK WAREECHOL

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2019

KMITL-2019-EN-D-018-139

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2019
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์
นักศึกษา	นายเอกลักษณ์ วารีชล
รหัสประจำตัว	59601001
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.มนตรี คำเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โครงสร้างวงจรที่นำเสนอสามารถสร้างเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ วงจรสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสสี่เอาต์พุต และ เอาต์พุตแรงดันสองเอาต์พุต เงื่อนไขการออสซิเลทและความถี่การออสซิเลทสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน นอกจากนี้เงื่อนไขการออสซิเลทและความถี่การออสซิเลทสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ การกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน แถบความถี่ผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่หยุด และ ผ่านทุกความถี่ สามารถสร้างได้ในวงจรเดียวโดยการเลือกใช้อินพุตและเอาต์พุต ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกัน นอกจากนี้ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดลองสามารถยืนยันการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Design of Quadrature Oscillator and Multifunction Filter Based on Electronically Tunable-output Second-generation Current Conveyors
Student	Mr. Eakluck Wareechol
Student ID.	59601001
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2019
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Montree Kumngern

ABSTRACT

This thesis presents quadrature oscillator and multifunction filter based on electronically tunable-output second-generation current conveyors. The proposed circuit can realize as a quadrature oscillator or a universal filter without changing the circuit topology. When it works as a quadrature oscillator, four quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs can be obtained. The condition and frequency of oscillation of oscillator can be controlled orthogonally and electronically. When it works as a universal filter, low-pass, band-pass, high-stop, band-stop, and all-pass filtering functions can be obtained simultaneously. The natural frequency and quality factor of filters can be controlled orthogonally and electronically. The proposed topology is simulated using PSPICE simulators and experimental results are also used to confirm workability of new circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลือของบุคคลหลายท่านได้กรุณาให้คำแนะนำข้อเสนอแนะ และข้อคิดเห็นต่างๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิจัย อีกทั้งช่วยแก้ปัญต่างๆ ที่เกิดขึ้นระหว่างการดำเนินงานอีกด้วย

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.มนตรี คำเงิน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และรองศาสตราจารย์ ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ที่ได้กรุณาอบรมสั่งสอน ให้คำแนะนำ คำปรึกษา ข้อเสนอแนะและแนวทางการแก้ไขปัญหาในการทำวิทยานิพนธ์ตลอดช่วงเวลาของการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณ คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สิรภพ ตู้ประกาย ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมเกียรติ ฤกษ์วรัญญู ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะในการวิจัย ผู้เขียนรู้สึกทราบซึ้งในความอนุเคราะห์จากคณะกรรมทุกท่านเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. กอบชัย เดชหาญ และ รองศาสตราจารย์ ดร. พวงรัตน์ เกษรแพทย์ ที่ได้ให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะในการวิเคราะห์ข้อมูลที่ใช้ในการวิจัย และให้การช่วยเหลือผู้เขียนมาตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือ อุปกรณ์ ในการทดลอง และให้ใช้สถานที่

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัว รวมทั้งผู้มีพระคุณ ญาติ มิตรสหาย ทุกท่านที่ให้การสนับสนันส่งเสริมการศึกษา ให้การช่วยเหลือและให้กำลังใจผู้เขียนมาโดยตลอด

เอกลักษณ์ วารีชล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย.....I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....II
กิตติกรรมประกาศ.....III
สารบัญ.....IV
สารบัญตาราง.....VI
สารบัญรูป.....VIII

บทที่ 1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....4
1.3 ขอบเขตงานวิจัย.....5
1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....5

บทที่ 2 วงจรพื้นฐานและหลักการในวิทยานิพนธ์.....6
2.1 ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์.....6
2.2 หลักการทรานส์ลิเนียร์.....8
2.2.1 วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสม.....10
2.2.2 วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน.....12
2.2.3 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้.....13
2.3 วงจรสายพานกระแส.....15
2.3.1 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง.....15
2.3.2 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....17
2.3.3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสชแบบมีอัตราขยายกระแส.....18
2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์.....21
2.4.1 ส่วนประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์.....21
2.4.2 เงื่อนไขที่เหมาะสมสำหรับการออสซิเลท.....23
2.5 วงจรกรองความถี่.....23
2.5.1 หลักการกรองความถี่.....23
2.5.2 มาตราฐานทรานส์เฟอร์ฟังก์วงจรไบควอด.....25
2.6 ค่าความไว.....32
2.7 บทสรุป.....33

บทที่ 3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์.....34
3.1 บทนำ.....34
3.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์
ใช้วงจร CCCIIและ OTA.....34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

3.2 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร DVCCCTA.....37
3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CDTA.....40
3.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร ZC-CFTA.....42
3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CFA.....46
3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร VDDDA.....48
3.7 บทสรุป.....52

บทที่ 4 วงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ.....54
4.1 บทนำ.....54
4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์.....54
4.3 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....58
4.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่.....60
4.5 การวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติ.....61
4.6 การวิเคราะห์ค่าความไว.....64
4.7 บทสรุป.....65

บทที่ 5 การจำลองและการทดลองการทำงาน.....66
5.1 บทนำ.....66
5.2 การจำลองคุณสมบัติวงจร CCCII.....66
5.3 การจำลองและผลการจำลองวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....68
5.4 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่.....71
5.5 ผลการทดลอง.....74
5.6 บทสรุป.....78

บทที่ 6 สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ.....79
6.1 สรุปผลงานวิจัย.....79
6.2 ข้อเสนอแนะ.....80

เอกสารอ้างอิง.....81
ภาคผนวก.....88
ภาคผนวก ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา.....89

ประวัติผู้เขียน.....100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

4.1 ความไว ω_o ต่อพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....64
4.2 ความไว ω_o และ Q ต่อพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรกรองความถี่.....64
4.3 ความไวของ ω_o ต่อพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์กรณีไม่เป็นอุดมคติ.....64
4.4 ความไว ω_{on} และ Q_n ต่อพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรกรองความถี่กรณีไม่เป็นอุดมคติ.....65
5.1 ผลการจำลองการทำงานวงจร ECCCII.....67
6.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติวงจรที่นำเสนอและวงจรที่นำเสนอในเอกสารต่างๆ.....80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ **หน้า**

2.1 โครงสร้างของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (ก) ชนิด NPN (ข) ชนิด PNP....6
2.2 การไบอัสไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN....7
2.3 สัญลักษณ์ของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (ก) ชนิด NPN (ข) ชนิด PNP....8
2.4 หลักการวงจรทรานส์ลิเนียร์....9
2.5 วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสม....10
2.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ....12
2.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดหลายเอาต์พุต....13
2.8 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ....14
2.9 สัญลักษณ์และวงจรเสมือนวงจร CCII....15
2.10 วงจร CCII แบบบวกที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์....16
2.11 วงจร CCII แบบบวกและแบบลบที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์....16
2.12 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII....17
2.13 วงจร CCCII สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์....18
2.14 สัญลักษณ์วงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแส....19
2.15 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบมีอัตราขยายกระแส สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์....19
2.16 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบมีอัตราขยายกระแสแบบหลายเอาต์พุต....20
2.17 โครงสร้างพื้นฐานวงจรออสซิเลเตอร์แสดงการป้อนกลับแบบลบวก [78]....21
2.18 ระบบวงจรกรองความถี่ [78]....24
2.19 การตอบสนองทางขนาดของวงกรองความถี่ต่ำผ่านอุดมคติ....26
2.20 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง....26
2.21 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบอุดมคติ....27
2.22 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน....27
2.23 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคติ....28
2.24 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน....29
2.25 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแบบแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติ....29
2.26 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่หยุด....30
2.27 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถีแบบอุดมคติ....31
2.28 การตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่....31
3.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร CCCII และ OTA....35
3.2 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CCCII และ OTA....35
3.3 สัญลักษณ์วงจร DVCCCTA....37
3.4 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร DVCCCTA....38
3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร DVCCCTA....38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

3.6 สัญลักษณ์วงจร CDTA....40
3.7 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร CDTA....40
3.8 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CDTA....41
3.9 สัญลักษณ์วงจร ZC-CFTA....42
3.10 วงจรขยายกระแสใช้วงจร ZC-CFTA....43
3.11 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร ZC-CFTA....43
3.12 สัญลักษณ์วงจร CTA....46
3.13 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CFA....46
3.14 สัญลักษณ์วงจร VDDDA....49
3.15 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร VDDDA....49
3.16 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร VDDDA....50
4.1 สัญลักษณ์วงจร CCCII....54
4.2 วงจร CCCII สร้างด้วยไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์....55
4.3 วงจรอินทีเกรเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์....57
4.4 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ....58
4.6 วงจร CCCII แบบไม่เป็นอุดมคติ....62
5.1 ผลการจำลองปรับค่าอัตราการขยายกระแส k ด้วยกระแสไบอัส I_a....68
5.2 รูปคลื่นกระแสเอาท์พุท I_1 I_2 I_3 และ I_4....69
5.3 รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท V_1 และ V_2....69
5.4 การปรับค่าความถี่ด้วยกระแสไบอัส I_{o2}....70
5.5 ค่า THD ของสัญญาณที่ความถี่การออสซิลเลทค่าต่างๆ....72
5.6 การตอบสนองความถี่ของการกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน และ แถบความถี่หยุด....71
5.7 การตอบสนองของความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่....72
5.8 ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับค่า I_o ($I_o=I_{o1}=I_{o2}$)....73
5.9 ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่า I_a เป็นค่าต่างๆ....74
5.10 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างขึ้นจริง....74
5.11 แรงดันที่วัดได้เมื่อกระแสเอาท์พุท I_1 I_2 I_3 และ I_4 ถูกต่อด้วยตัวต้านทาน 200 kΩ 75
5.12 ค่าแรงดันที่โนด V_1 และ V_2....76
5.13 ค่าความถี่การออสซิลเลทเมื่อปรับกระแสไบอัส I_{o2} เป็นค่าต่างๆ....76
5.14 ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน และ กรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่า I_o....77
5.15 การตอบสนองความถี่ของการกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่า I_o เป็นค่าต่างๆ....78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบัน วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (second-generation current conveyor: CCII) [1] เป็นวงจรที่ได้รับความสนใจและถูกนำมาใช้ในการออกแบบเป็นวงจรประมวลผลต่างๆ มากมาย ทั้งวงจรประมวลผลสัญญาณโหมดแรงดันและโหมดกระแส เช่น วงจรกรองความถี่ วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณ และ วงจรเรียงกระแส เป็นต้น วงจรวงจรสายพานกระแสมีข้อดีกว่าวงจรออปแอมป์ที่ทำงานในโหมดแรงดันคือ มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีพิสัยพลวัตกว้าง และ วงจรสามารถสร้างได้ง่าย วงจรวงจรสายพานกระแสสามารถสร้างได้ทั้งใช้ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟต โดยทั่วไป CCII ในอุดมคติจะมีค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X เป็นศูนย์ และ ความต้านทานที่ขั้ว Y และ Z มีค่าเป็นอนันต์ วงจร CCII ไม่สามารปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานส์ลิเนียร์ที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable-output second-generation current conveyors) ที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ [2]-[4] ประโยชน์ของการสร้างวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ คือ ที่ขา X ของ CCII จะมีค่าความต้านทานแฝง R_X ที่สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส ซึ่งวงจรสายพานกระแสชนิดนี้จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current conveyor: CCCII) [2] คุณสมบัติของวงจร CCCII สามารถแสดงได้คือ

$$\left.\begin{aligned} V_X &= V_Y + I_X R_X \\ I_Z &= I_X \\ I_Y &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (1.1)$$

จากสมการจะเห็นว่าแรงดันที่ขา X มีค่าเท่ากับ $V_Y + I_X R_X$ และ กระแส $I_Z = I_X$ จะเห็นว่าอัตราการขยายกระแสระหว่าง I_Z และ I_X มีค่าเป็นหนึ่งเท่า เพื่อเพิ่มความสามารถวงจรสายพานกระแสให้มีอัตราการขยายระหว่าง I_Z และ I_X จึงได้มีการนำเสนอ วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tunable current conveyor: ECCII) [5]-[7] อัตราการขยายกระแสของวงจร ECCII นี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแส ถ้าวงจร ECCII ถูกสร้างด้วยหลักการทรานส์ลิเนียร์ วงจร ECCII นี้จะสามารถมีพารามิเตอร์สองพารามิเตอร์ในตัวเดียว คือ ค่า R_X และ อัตราการขยายกระแส k ในวงจรเดียว [8] ซึ่งจะเป็นประโยชน์ช่วยลดการใช้จำนวนอุปกรณ์ลงได้

วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์เป็นวงจรที่กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่แต่ละสัญญาณมีเฟสแตกต่างกัน 90 องศา ซึ่งสามารถประยุกต์อย่างแพร่หลายในระบบการสื่อสาร และ ในระบบเครื่องมือวัด เช่น ตัวกำเนิดสัญญาณในวงจรมอดูเลทสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ ตัวกำเนิดสัญญาณแบบแบนเดี่ยว ในระบบการสื่อสาร [9] นอกจากนี้ยังสามารถประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบเวกเตอร์ และ โวลท์มิเตอร์แบบเลือกค่าได้ ในระบบเครื่องมือวัดอีกด้วย [10] สำหรับวงจรออสซิลเตอร์ทุกระบบ วงจรจะสามารถกำเนิดสัญญาณได้จะต้องมีเงื่อนไขการออสซิลเลท (condition of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

oscillation) ที่เหมาะสม ดังนั้นวงจรออสซิลเตอร์จะมีพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ เงื่อนไขการออสซิลเลท และ ความถี่การออสซิลเลท (frequency of oscillation) ในการออกแบบวงจรเราจะต้องการควบคุม เงื่อนไขการออสซิลเลท และ ความถี่การออสซิลเลท ให้อิสระจากกันเพื่อให้ง่ายต่อการควบคุม นอกจากนี้ในงานวิจัยมักจะนำเสนอ เงื่อนไขการออสซิลเลท และ ความถี่การออสซิลเลท ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ผ่านมามีวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดันและกระแสนำเสนอมากมายในวารสารต่างๆ ตัวอย่างเช่น [11]-[20] บทความใน [11] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์โดยใช้วงจร OTRA (operational transresistance amplifiers) สองวงจร ตัวต้านทานสี่ตัว และ ตัวเก็บประจุสองตัว บทความใน [12] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์โดยใช้วงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) สองวงจร ตัวต้านทานสี่วงจร และ ตัวเก็บประจุสองวงจร แต่วงจรทั้งสองมีข้อเสียคือวงจรไม่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ บทความใน [13]-[19] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟที่ต่างกัน วงจรใน [13] ใช้วงจร OTA (operational transconductance amplifier) วงจรใน [14] ใช้วงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) วงจรใน [15] ใช้วงจร CFTA (current follower transconductance amplifier) ในขณะที่วงจรใน [17] ใช้วงจร Log-Domian ส่วนวงจรใน [18]-[19] ใช้วงจร CCII และ DVCC differential voltage current conveyor อย่างไรก็ตาม วงจรใน [12]-[19] สามารถให้สัญญาณเป็นแรงดันสองเอาต์พุต หรือ เป็นกระแสสองเอาต์พุต อย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใน [20] ให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสสี่เอาต์พุตโดยใช้วงจร CCCDTA (current-controlled CDTA) อย่างไรก็ตาม วงจรใน [20] สามารถให้เพียงสัญญาณกระแสสี่เอาต์พุตเท่านั้น วงจรแอ็กทีฟแบบใหม่คือ ZC-CG-CDBA (z-copy-controlled gain current differencing buffered amplifier) [21] และวงจร CG-BCVA controlled gain-buffered current and voltage amplifier และ CG-CFDOBA controlled gain-current follower differential output buffered amplifier [22] ได้ถูกนำมาใช้สร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ถึงแม้วงจรใน [21]-[22] จะเป็นวงจรออสซิเลเตอร์ที่สามารถปรับค่า เงื่อนไขการออสซิลเลท และความถี่การออสซิลเลท ได้อิสระจากกัน แต่วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ [21] สามารถให้ได้เฉพาะแรงดันเอาต์พุตสองเอาต์พุทเท่านั้น ในขณะที่วงจรออสซิลเลเตอร์ใน [22] สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตได้ทั้งแบบกระแสและแรงดัน แต่วงจรดังกล่าวใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ซึ่งทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (universal filter) เป็นวงจรที่สามารถสร้างการกรองอันดับที่สองได้หลายการกรองในวงจรเดียว ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน (low-pass: LP) ความถี่สูงผ่าน (high-pass: BP) แถบความถี่ต่ำผ่าน (band-pass: HP) แถบความถี่หยุด (band-stop: BS) และ ผ่านทุกความถี่ (all-pass: AP) วงกรองความถี่อันดับสองสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม เช่น เฟสล็อกลูป (phase-locked loop: PLL) เป็นตัวดีมอในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอ เป็นตัวถอดรหัสในเครื่องโทรศัพท์ที่ใช้ตามบ้าน และ เป็นโครงข่ายแยกเสียงสูง กลาง ต่ำ ในระบบเครื่องเสียง [23] นอกจากนี้วงจรกรองความถี่อันดับที่สองยังสามารถใช้สร้างเป็นวงจรกรองความถี่สูงอันดับสูงได้อีกด้วย [24] ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ พารามิเตอร์ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency: ω_o) และ ตัวประกอบคุณภาพ (quality factor: Q) เป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญ โดยทั่วไปจะต้องการพารามิเตอร์ ω_o และ Q ที่สามารถควบคุมได้อิสระจากกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ พารามีเตอร์ ω_o และ Q จะสามารถควบคุมได้ง่าย ถ้าสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เพราะว่าวงจรกรองความถี่อันดับสูงมักจะสร้างจากวงจรกรองความถี่อันดับสองที่ต่อแบบคาดเคดโดยมีค่า ω_o และ Q ต่างกัน [25] ดังนั้นวงจรกรองความถี่ที่สามารถปรับค่า ω_o และ Q ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จะทำให้ง่ายต่อการออกแบบ ยิ่งไปกว่านั้น วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ปรับค่าพารามิเตอร์ ω_o ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์มีความเหมาะสำหรับนำมาประยุกต์เป็นวงจรกรองความถี่ที่ปรับได้ได้ด้วยวิธีทางดิจิตอล [26] ดังนั้น ที่ผ่านมาจึงมีวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่นำเสนอมากมายโดยใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟที่แตกต่างกัน ตัวอย่างเช่นวงจรใน [27]–[32] บทความใน [27] นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้วงจร CDBA สองวงจร และ อุปกรณ์พาสซีฟหกตัว บทความใน [28] นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDTA สองวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว ในขณะที่วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุตใช้วงจร CFOA (current feedback operational amplifier: CFOAs) สี่วงจรและอุปกรณ์พาสซีฟเจ็ดตัว [29] วงจรกรองความถี่โหมดกระแสแบบหนึ่งเอาต์พุตหลายเอาต์พุทโดยใช้วงจร ZC-CFTA (z-copy CFTA) นำเสนอใน [30] ใน [31] นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตโดยใช้วงจร CCII หน้าวงจร ใน [32] นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันโดยใช้วงจร DDCC (differential difference current conveyor) สามวงจรและอุปกรณ์พาสซีฟเจ็ดตัว เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่โหมดกระแสแบบอินพุตเดียวหลายเอาต์พุตใน [30]-[31] วงจรกรองความถี่โหมดกระแบบหลายอินพุทเอาต์พุตเดียวใน [28] ใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟน้อยกว่า และถ้าเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันใน [27] [29] [32] วงจรกรองความถี่โหมดกระแสใน [28] [30] [31] ใช้อุปกรณ์น้อยกว่าทั้งอุปกรณ์แอ็กทีฟและพาสซีฟ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงให้ความสนใจกับวงจรกรองความถี่โหมดกระแสแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุต ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้อุกรณ์น้อยกว่าวงจรอื่นๆ ที่กล่าวมา จะสังเกตว่า วงจรใน [11]-[19] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ ในขณะที่วงจรใน [27]-[32] นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

เมื่อเร็วๆ นี้ ได้มีผู้นำเสนอ วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างได้ในวงจรเดียวนำเสนอโดยใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟที่แตกต่างกันนำเสนอใน [33]-[38] บทความใน [33] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องมีการปรับเปลี่ยนการเชื่อมต่อวงจร โดยใช้วงจร CCCII สี่วงจร วงจร OTA หนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์สองตัว แต่กรณีทำงานเป็นวงจรกรองความถี่วงจรใน [33] สามารถสร้างการกรองได้เพียงสามการกรองเท่านั้น คือ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน และ แถบความถี่ผ่าน ใน [34] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่านและแถบความถี่ผ่าน โดยใช้วงจร DVCCCTA (differential voltage current-controlled conveyor transconductance amplifier) หนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว วงจรใน [35] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร CDTA เป็นวงจรพื้นฐาน แต่วงจรใน [35] ต้องปรับการเชื่อมต่อเมื่อต้องการให้วงจรทำงานเป็น วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ หรือ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ อย่างใดอย่างหนึ่ง ในขณะที่บทความใน [36] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร ZC-CFTA สามวงจร ตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว วงจรสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสได้สี่เอาต์พุตและสามารถสร้างการกรองได้ครบทั้งห้าแบบ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันและวงจรควอดราเจอร์ออสซิสเลเตอร์ใช้วงจร CFA (current feedback amplifier) สองวงจร ตัวเก็บประจุสองตัว และ ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้านทานสองตัวนำเสนอใน [37] บทความใน [38] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร VDDDA (voltage differencing differential difference amplifier) สามวงจร วงจรใน [37] และ [38] สามารถสร้างการกรองได้ครบทั้งห้าแบบ อย่างไรก็ตาม เมื่อต้องเปลี่ยนการเชื่อมต่อเมื่อต้องการวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ หรือ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อย่างใดอย่างหนึ่ง

มีวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์พื้นฐานนำเสนอมากมายในวารสารต่างๆ ตัวอย่างเช่น [39]-[69] บทความใน [39]-[50] นำเสนอวงจรวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ ส่วนบทความใน [54]-[69] นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ใน [39] ใช้วงจร CCCII สี่วงจร และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์อันดับสามใน [40] ใช้วงจร CCCII สี่วงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัว วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ใน [41] ใช้วงจร CCCII สองวงจร ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และตัวต้านทานหนึ่งตัว วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ใน [42] ใช้วงจร CCCII สามวงจร ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว และ ตัวต้านทานหนึ่งตัว ในขณะที่วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ใน [43] ใช้วงจร CCCII สี่วงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ใน [44] ใช้วงจร CCCII สามวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว อย่างไรก็ตาม วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ที่กล่าวมาสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นกระแสเท่านั้น วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตได้ทั้งกระแสและแรงดันในวงจรเดียวได้ถูกนำเสนอใน [45]-[50] วงจรเหล่านี้สร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์สองหรือสามวงจร [42]-[43] [45] [47]-[50] หรือ สร้างจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่งและวงจรอินทิเกรเตอร์ [44] [46] วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ที่สร้างจากวงจรอินทิเกรเตอร์จะมีข้อดีกว่าวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์ที่สร้างจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่คือสามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ของวงจร เช่น ความถี่การออสซิเลท ด้วยอุปกรณ์ตัวเดียว

ในกรณีของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจร CCCII ถูกนำมาออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าโหมดกระแสที่นำเสนอมากมายในวารสารต่างๆ บทความใน [51]-[63] นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสแบบอินพุตเดียวหลายเอาต์พุต บทความใน [64]-[66] นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหลายอินพุตเอาต์พุตเดียว และ บทความใน [67]-[70] นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต วงจรเหล่านั้นมีข้อดีคือสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ เช่น ความถี่ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่มีข้อเสียบางประการดังนั้น (ก) ใช้จำนวนอุปกรณ์แอ็กทีฟมากเกินไป [52]-[65] (ข) ไม่สามารถสร้างการกรอง LP HP BP BS และ AP ได้ในวงจรเดียว [57] (ค) ใช้ตัวเก็บประจุหรือตัวต้านทานแบบลอยตัว [56] [58] จะสังเกตได้ว่าวงจรที่ใช้วงจร CCCII เป็นอุปกรณ์ใน [39]-[71] นำเสนอกรองความถี่หลายหน้าที่ใน หรือ วงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์อย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

จากปัญหาที่กล่าวมา วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ สร้างได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างและการเชื่อมต่อแต่อย่างใด วงจรที่นำเสนอใช้วงจรสายพานกระแสที่ปรับค่าอัตราการขยายกระแสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกรองความถี่หลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่โดยการปรับเปลี่ยนค่าอัตราการขยายกระแสของวงจรสายพานกระแส เมื่อวงจรที่นำเสนอทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การออสซิลเลทสามารถควบคุมได้อิสระจากกันและปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสสี่เอาต์พุตและเอาต์พุตแรงดันสองเอาต์พุต เมื่อวงจรที่นำเสนอทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรสามารถสร้างการกรองแบบ LP BP HP BS และ AP พารามิเตอร์ ค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_o) และ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรการกรองสามารถควบคุมได้อิสระจากกันและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยกระแสไบอัส วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และ ผลการทดลองสามารถยืนยันการทำงานของวงจร

ทางด้านการประยุกต์ใช้งาน คาดว่าวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปผลิตเป็นไอซี (Integrated Circuit: IC) อเนกประสงค์ ซึ่งสามารถทำงานได้ทั้งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในชิ้นผลึก (chip) เดียว

1.3 ขอบเขตงานวิจัย

งานวิจัยจะทำการออกแบบวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ที่สามารถทำงานได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างการเชื่อมต่อแต่อย่างใด วงจรที่นำเสนอจะสร้างจากวงจรสายพานกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ค่าอัตราการขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสจะถูกใช้เพื่อเลือกการทำงานระหว่างวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์หรือ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรที่ออกแบบจะถูกการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และ ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรจริงเพื่อยืนยันการทำงานของวงจร

1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ประกอบด้วยส่วนต่างๆ 6 บท โดยบทแรกได้กล่าวถึง ความสำคัญ และ ที่มาของวิทยานิพนธ์ งานวิจัยที่ผ่านมาในอดีต และ วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ส่วนบทต่อมามีดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงอุปกรณ์พื้นฐานที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ ได้แก่ เทคโนโลยีไบโพลาร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้สร้างวงจรสายพานกระแส วงจรสายพานกระแสแบบต่างๆ หลักการของวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ที่เคยนำเสนอมาในอดีต โดยวงจรที่เลือกมาจะเป็นวงจรที่มีลักษณะพื้นฐานใกล้เคียงกัน มีการทำงานเป็นชนิดเดียวกัน เป็นต้น

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ที่นำเสนอ การทำงานของวงจร คุณสมบัติที่ไม่เป็นอุดมคติ

บทที่ 5 จะเป็นผลจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และ การทดลองของวงจรที่สร้างจากวงจรจริง

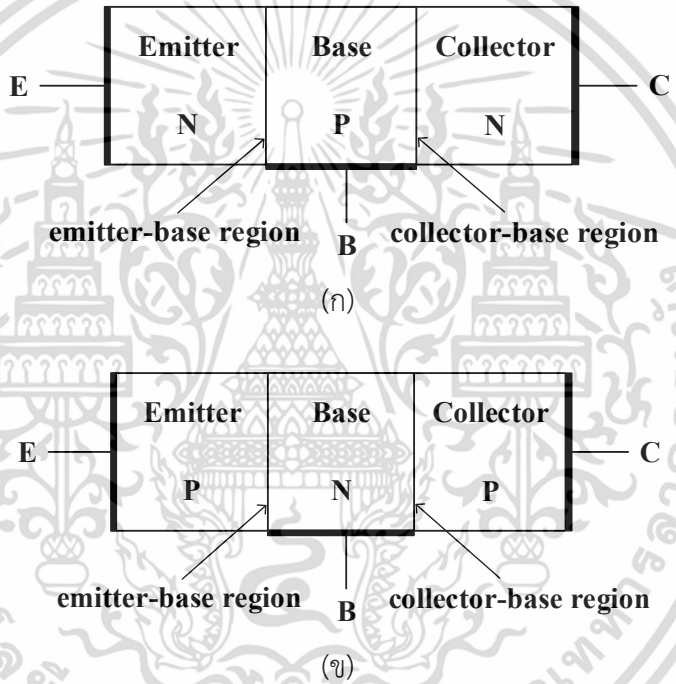
บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
วงจรพื้นฐานและหลักการในวิทยานิพนธ์

2.1 ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Transistor: BJT) เป็นอุปกรณ์สองรอยต่อที่มักจะเรียกสั้นๆ ว่า “ทรานซิสเตอร์” ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งตามโครงสร้างได้สองชนิด คือ ชนิด NPN และ ชนิด PNP โครงสร้างของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 จากรูปจะเห็นว่าไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์มีขาทั้งหมดสามขา คือ ขา คอลเลคเตอร์ (Collector: C) ขาเบส (Base: B) และ อิมิเตอร์ (Emitter: E)

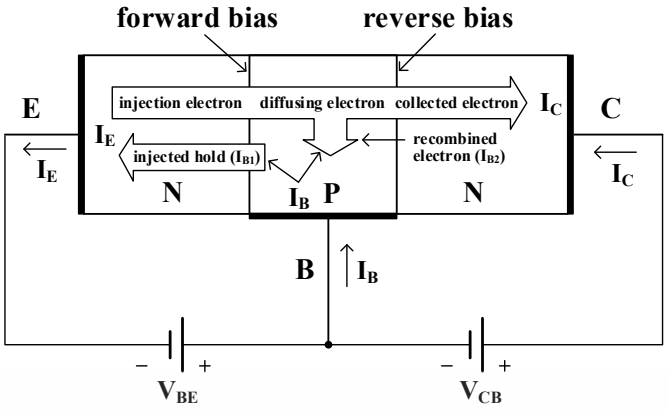


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (ก) ชนิด NPN (ข) ชนิด PNP

การทำงานของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งออกเป็นสามโหมดคือ โหมดคัทออฟ (cutoff) โหมดแอ็กทีฟ (active) และ โหมดอิ่มตัว (saturation) การทำงานทางกายภาพของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ในโหมดแอ็กทีฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 จากการไบอัสทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ในรูปที่ 2.2(ก) จะใช้แหล่งจ่ายภายนอก V_{BE} และ V_{CB} เมื่อไบอัสแรงดัน V_{BE} ให้กับทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์จะได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส โดยทั่วไปทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอนจะมีค่าแรงดัน V_{BE} ประมาณ 0.7 V ในขณะเดียวกันถ้าไบอัสให้ขาคอลเลคเตอร์มีศักย์สูงกว่าขาเบสด้วยแรงดัน V_{CB} รอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์และเบสจะได้รับไบอัสแบบรีเวิร์ดไบอัส กระแสที่ไหลที่ขาคอลเลคเตอร์เรียกว่า I_C กระแสที่ไหลที่ขาเบสเรียกว่า I_B และ กระแสที่ไหลที่ขาอิมิเตอร์เรียกว่า I_E

กระแสคอลเลคเตอร์ I_C สามารถกำหนดเป็นสมการได้คือ [72]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 การไบอัสไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \tag{2.1}$$

สมการที่ (2.1) อาจจะสามารถเขียนได้อีกรูปแบบเป็น $V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$

เมื่อ I_S เป็นกระแสอิ่มตัว และ V_T เป็นแรงดันอุณหภูมิ (thermal voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส ค่า V_T เป็นแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิซึ่งกำหนดได้คือ

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{2.2}$$

โดยที่ k เป็นค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ 1.3806488×10^{-23} J/K T คืออุณหภูมิ มีหน่วยเป็นองศาเซลเซียส และ q คือประจุไฟฟ้า มีค่าประมาณ 1.6×10^{-19} C

กระแสที่ขาเบส I_B สามารถกำหนดได้คือ [72]

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \tag{2.3}$$

โดยที่ β คืออัตราการขยายกระแสของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมีค่าประมาณ 100 ถึง 200 ซึ่งไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์จะมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งขึ้นอยู่กับความกว้างของบริเวณเบสและการเจือสารที่ส่วนอิมิเตอร์และเบส

กระแสอิมิเตอร์ I_E เป็นกระแสผลรวมของ I_C และ I_B ($I_E = I_C + I_B$) ดังนั้นเมื่อกระแส I_E จะกำหนดได้คือ [72]

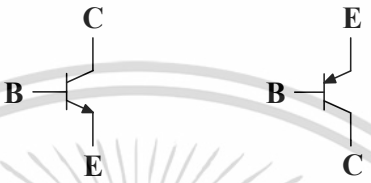
$$I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta} = \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) I_C \tag{2.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ $\alpha = \frac{\beta+1}{\beta}$ สมการที่ (2.4) สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$I_E = \alpha I_C \tag{2.5}$$

พารามิเตอร์ α มีค่าประมาณ 0.99 สัญลักษณ์ของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



(ก) (ข)

รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ (ก) ชนิด NPN (ข) ชนิด PNP

2.2 หลักการทรานส์ลิเนียร์

หลักการของทรานส์ลิเนียร์ (translinear principle) ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกในปี 1975 โดย Gilbert [73] โดยเป็นวงจรที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ หลักการของทรานส์ลิเนียร์จะใช้ประโยชน์ความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่าความนำ (transconductance) และ กระแสคอลเลคเตอร์ของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ จากสมการที่ (2.1) กระแสคอลเลคเตอร์ I_C ของไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นความสัมพันธ์แบบล็อการิทึม คือ $I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$ หรือ เขียนใหม่ได้เป็น

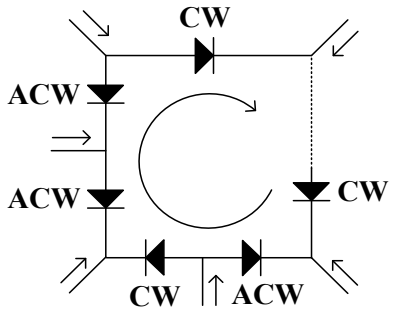
$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \tag{2.6}$$

ค่าความนำจะสามารถหาได้คือ

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = g_m = \frac{I_C}{V_T} \tag{2.7}$$

วงจรทรานส์ลิเนียร์จะมีลักษณะการเชื่อมต่อวงจรด้วยไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ที่ไบอัสรอยต่อเบสและอิมิเตอร์แบบฟอร์เวิร์ดไบอัส โดยจะเชื่อมต่อเป็นลูปที่ต่อเนื่องกัน ทรานซิสเตอร์ที่ประกอบขึ้นเป็นลูป (loop) สามารถกำหนดเป็นลูปตามเข็มนาฬิกา (clockwise: CW) และลูปทวนเข็มนาฬิกา (antickockwise: ACW) ขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกระแส ในหนึ่งลูปสามารถประกอบด้วยทั้งทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP แต่จะมีกฎอยู่ว่า แรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะต้องเท่ากับแรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ในทิศทางตามทวนเข็มนาฬิกา และ แรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะต้องเท่ากับแรงดัน V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ในทิศทางตามทวนเข็มนาฬิกาเช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 หลักการวงจรทรานส์ลิเนียร์

จากเงื่อนไขนี้ สามารถสรุปได้ว่าแรงดันรอยต่อ V_{BE} ของลูปจะต้องมีจำนวนเป็นเลขคู่

พิจารณาลูปหนึ่งลูปที่มีทรานซิสเตอร์ NPN จำนวน j ตัว (มีแรงดัน V_{BE} เท่ากับ j จำนวน) ในแต่ละทิศทาง และ มีทรานซิสเตอร์ PNP จำนวน k ตัว (มีแรงดัน V_{BE} เท่ากับ k จำนวน) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 เมื่อใช้ทฤษฎี KVL (Kirchhoff's Voltage Law) กับลูป จะได้ว่าผลรวมของแรงดันในทิศทาง CW จะต้องเท่ากับผลรวมเรงดันในทิศทาง ACW คือ

$$\sum_{CWj} V_{BEj} + \sum_{CWk} V_{BEk} = \sum_{ACWj} V_{BEj} + \sum_{ACWk} V_{BEk} \tag{2.8}$$

เมื่อแทนค่าแรงดัน V_{BE} ด้วยสมการที่ (2.6) จะได้

$$\sum_{CWj} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{I_{Sn}}\right) + \sum_{CWk} V_T \ln\left(\frac{I_{Ck}}{I_{Sp}}\right) = \sum_{ACWj} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{I_{Sn}}\right) + \sum_{ACWk} V_T \ln\left(\frac{I_{Ck}}{I_{Sp}}\right) \tag{2.9}$$

เมื่อ I_{Cj} และ I_{Ck} คือกระแสคอลเลคเตอร์ที่สัมพันธ์กับแรงดัน V_{BE} ภายในลูป กระแส I_{Sn} และ I_{Sp} คือกระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ตามลำดับ และ สามารถแสดงอยู่ในเทรมของความหนาแน่นกระแส คือ $J_{Sn} = J_{Sn}A$ และ $J_{Sp} = J_{Sp}A$ เมื่อ J_{Sn} และ J_{Sp} เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิต ดังนั้นจะได้

$$\sum_{CWj} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{I_{Sn}A_j}\right) + \sum_{CWk} V_T \ln\left(\frac{I_{Ck}}{I_{Sp}A_k}\right) = \sum_{ACWj} V_T \ln\left(\frac{I_{Cj}}{I_{Sn}A_j}\right) + \sum_{ACWk} V_T \ln\left(\frac{I_{Ck}}{I_{Sp}A_k}\right) \tag{2.10}$$

จากคุณสมบัติของล็อกการึทึมจะได้

$$\prod_{CW_{j,k}} \frac{I_{Cj}I_{Ck}}{J_{Sn}^j A_j J_{Sp}^k A_k} = \prod_{ACW_{j,k}} \frac{I_{Cj}I_{Ck}}{J_{Sn}^j A_j J_{Sp}^k A_k} \tag{2.11}$$

เทอม J_S สามารถหักล้างกันได้ ถ้าสมมติว่าทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\prod_{CW_{j,k}} \frac{I_{Cj} I_{Ck}}{A_j A_k} = \prod_{ACW_{j,k}} \frac{I_{Cj} I_{Ck}}{A_j A_k} \tag{2.12}$$

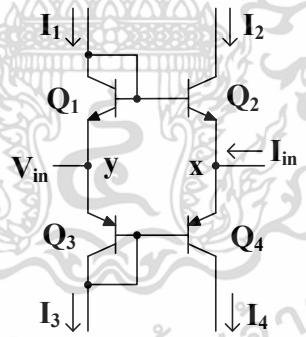
ถ้า j + k = m จะเขียนใหม่ได้คือ

$$\prod_{CW_m} \frac{I_{Cm}}{A_m} = \prod_{ACW_m} \frac{I_{Cm}}{A_m} \tag{2.13}$$

ซึ่งสมการสามารถแสดงหลักการของหลักการทรานส์ลิเนียร์ที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ในรูปแบบทรานส์ลิเนียร์ลูป ผลคูณของความหนาแน่นกระแสที่รอยต่อในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจะเท่ากับผลคูณของความหนาแน่นกระแสที่รอยต่อในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา หลักการของทรานส์ลิเนียร์มีข้อดีคือเป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และ เป็นอิสระจากกระบวนการ แต่ทรานซิสเตอร์ในลูปจะต้องให้ความสำคัญในเรื่องความสมพงษ์กัน

2.2.1 วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสม

วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสม (mixed translinear loop) ประกอบด้วยทรานส์ซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ซึ่งเป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ทำงานในคลาส AB วงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 วงจรนี้มักถูกนำมาใช้เป็นวงจรตามแรงดัน (voltage follower) สำหรับวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์



รูปที่ 2.5 วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสม

จากรูปที่ 2.5 พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 เมื่อใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์ลูป จะได้

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \tag{2.14}$$

ถ้าต้องการหาค่าความสัมพันธ์แรงดันที่โนด y (V_y หรือ V_{in}) และ ที่โนด x (V_x) จะเขียนใหม่ได้คือ

$$V_x - V_y = V_{BE1} - V_{BE2} \tag{2.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมุติว่า Q_1 และ Q_2 (Q_3 และ Q_4) มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ จะได้ความสัมพันธ์แรงดันที่โนด x และ โนด y เป็น $V_x = V_y$ ซึ่งเป็นคุณสมบัติวงจรตามแรงดันของวงจร CCII

จากสมการที่ (2.15) เมื่อแทนค่าด้วยสมการที่ (2.6) จะได้

$$V_x - V_y = V_{T1} \ln\left(\frac{I_1}{I_{S2}}\right) - V_{T2} \ln\left(\frac{I_2}{I_{S2}}\right) \tag{2.16}$$

กำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$ $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ และ $V_x - V_y = V_{xy}$ จะได้

$$V_{xy} = -V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \tag{2.17}$$

จากรูปที่ 2.5 เมื่อ Q_1 และ Q_3 ถูกต่อให้ทำงานเป็นเหมือนไดโอด ดังนั้น I_1 และ I_3 จึงสามารถกำหนดให้เป็นกระแสอ้างอิงคือ $I_1 = I_3 \cong I_B$ ดังนั้น I_2 จะกำหนดได้เป็น [74]

$$I_2 = \frac{\sqrt{I_{in}^2 + 4I_B^2} - I_{in}}{2} \tag{2.18}$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.18) ลงในสมการที่ (2.17) จะได้

$$V_{xy} = -V_T \ln\left(\frac{\sqrt{I_{in}^2 + 4I_B^2} - I_{in}}{2I_B}\right) \tag{2.19}$$

หรือจัดรูปสมการใหม่ได้คือ

$$V_{xy} = -V_T \ln\left(\sqrt{1 + \frac{I_{in}^2}{4I_B^2}} - \frac{I_{in}}{2I_B}\right) \tag{2.20}$$

กำหนดให้ $I_{in} << 2I_B$ ดังนั้นจะประมาณให้ $\sqrt{1 + \frac{I_{in}^2}{4I_B^2}} \cong 1$ สมการที่ (2.20) เขียนใหม่ได้คือ

$$V_{xy} = -V_T \ln\left(1 - \frac{I_{in}}{2I_B}\right) \tag{2.21}$$

เทอม $\ln\left(1 + \left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right)\right)$ สามารถประมาณค่าด้วยอนุกรมกำลังคือ $\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \cdots$

ดังนั้นจะสามารถประมาณสมการที่ (2.21) ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{xy} = -V_T \ln\left(1+\left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right)\right) = -V_T \ln\left(1+\left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right)-\left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right)^2+\left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right)^3-\cdots\right) \quad (2.22)$$

ถ้าละเลยเทรมยกกำลังเพราะมีค่าน้อยมาก คือ $\ln\left(1+\left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right)\right) \cong \frac{I_{in}}{2I_B}$ สมการที่ (2.22) เขียนใหม่ได้คือ

$$V_{xy} = -V_T\left(-\frac{I_{in}}{2I_B}\right) \quad (2.23)$$

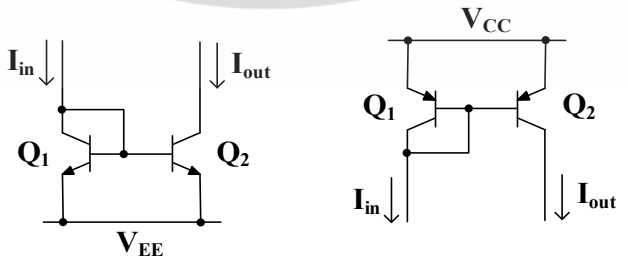
ดังนั้นถ้าจะหาความต้านทานที่โนด x และโนด y จะได้

$$R_x = \frac{V_{xy}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_B} \quad (2.24)$$

ความต้านทานนี้จะมีประโยชน์กับวงจร CCII ซึ่งจะทำให้วงจรสายพานกระแส CCII กลายเป็นวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส CCCII จากสมการที่ (2.24) จะเห็นว่า R_x สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส I_B ($I_B \cong I_1 = I_3$)

2.2.2 วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน

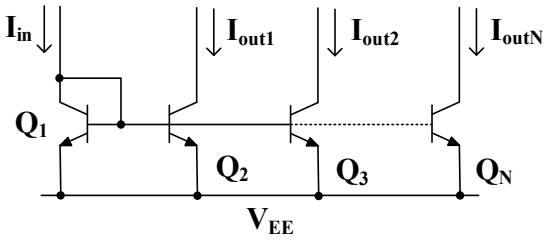
วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เป็นวงจรที่มีความสำคัญสำหรับการออกแบบวงจรรวม วงจรสะท้อนสามารถใช้เป็นโหลดให้กับวงจร เช่น วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมปลิไฟล์เออร์ ใช้เป็นวงจรจ่ายกระแส (current source) วงจรสะท้อนกระแสในทางอุดมคติ จะต้องสะท้อนกระแสอินพุตไปสู่เอาต์พุตโดยกระแสเอาต์พุตจะต้องเหมือนกับอินพุตในกรณีที่มีอัตราการขยายเท่ากับหนึ่ง มีค่าความต้านทานอินพุตเข้าใกล้ศูนย์ และ มีค่าความต้านทานเอาต์พุตเข้าใกล้อนันต์ ถ้าวงจรสะท้อนกระแสมีอัตราการสะท้อนกระแส วงจรสะท้อนกระแสจะสามารถใช้เป็นวงจรขยายกระแส (current amplifier)



(ก) (ข)

รูปที่ 2.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดหลายเอาต์พุต

วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 รูปที่ 2.6(ก) เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ NPN สองตัว สมมติว่าทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถูกต่อเป็นไดโอด ทำให้แรงดันระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาเบสมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 (V_{BE1}) จะเท่ากับ แรงดันระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 (V_{BE2}) และ ทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองเท่ากัน แต่ในทางปฏิบัติกระแสกระแส I_{out} จะมีค่าน้อยกว่ากระแส I_{in} เล็กน้อยอันเนื่องมาจากข้อจำกัดกระแสเบสของ Q_1 และ Q_2 จากรูปที่ 2.6(ก) กระแสเอาต์พุตแสดงได้คือ [72]

$$I_{out} = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta}} I_{in} \tag{2.25}$$

เมื่อ β คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ จาก $I_{out} = I_{C2}$ และ $I_{in} = I_{C1}$ จากสมการที่ (2.25) ถ้าอัตราขยายกระแส β ของทรานซิสเตอร์มีค่ามาก ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} และ กระแส I_{out} สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{out} \approx I_{in} \tag{2.26}$$

รูปที่ 2.6(ข) แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จากรูป Q_1 ต่อเป็นเสมือนไดโอดเพื่อสร้างเป็นกระแสอินพุต วงจรในรูปที่ 2.6(ข) อาจจะเรียกว่าเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ

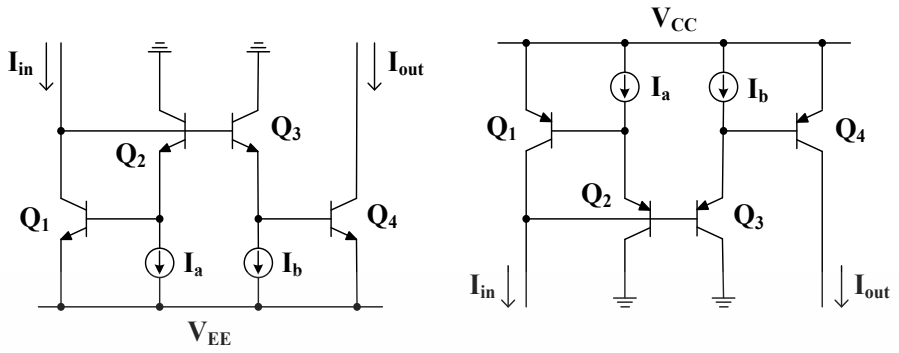
วงจรสะท้อนกระแสสามารถสร้างให้มีหลายเอาต์พุตแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 วงจรสามารถสร้างได้จากวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานโดยการต่อทรานซิสเตอร์แบบคาดเคด (cascade) สมมติว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ กระแสเอาต์พุตสามารถแสดงได้คือ

$$I_{out1} = I_{out2} = ... = I_{outN} = I_{in} \tag{2.27}$$

2.2.3 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 [75] จากรูป วงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สี่ตัว การวิเคราะห์สามารถใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์



รูปที่ 2.8 วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ (ก) แบบบวก (ข) แบบลบ

จากวงจรในรูปที่ 2.8(ก) เมื่อใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์โดยพิจารณาแรงดัน V_{BE} ของ Q_1 ถึง Q_4 จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \tag{2.28}$$

เมื่อแทน $V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$ ลงใน (2.28) โดยสมมติว่า Q_1 ถึง Q_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$V_T \ln\left(\frac{I_a}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{in}}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_b}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{out}}{I_S}\right) \tag{2.29}$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$I_a I_{in} = I_b I_{out} \tag{2.30}$$

และเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{out} = \frac{I_a}{I_b} I_{in} \tag{2.31}$$

จากสมการที่ (2.31) แสดงได้ว่ากระแส I_{out} สามารถปรับค่าได้ด้วยอัตราส่วนกระแส I_a/I_b ดังนั้นจึงเรียกวงจรสะท้อนกระแสชนิดนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับอัตราขยายกระแสได้ จากสมการจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

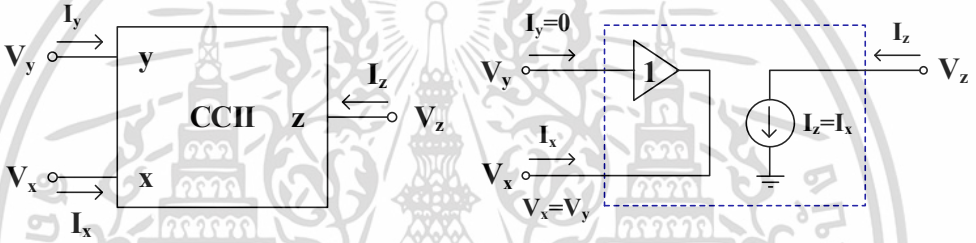
เห็นได้ว่าวงจรเป็นอิสระจากอุณหภูมิ วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับอัตราขยายกระแสได้แบบลบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8(ข)

2.3 วงจรสายพานกระแส

2.3.1 วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง

วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second Generation Current Conveyor: CCII) ถูกนำเสนอโดย Sedra และ Smith [1] ในปี 1970 สัญลักษณ์และวงจรเสมือนวงจร CCII สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 คุณสมบัติสามารถแสดงได้คือ

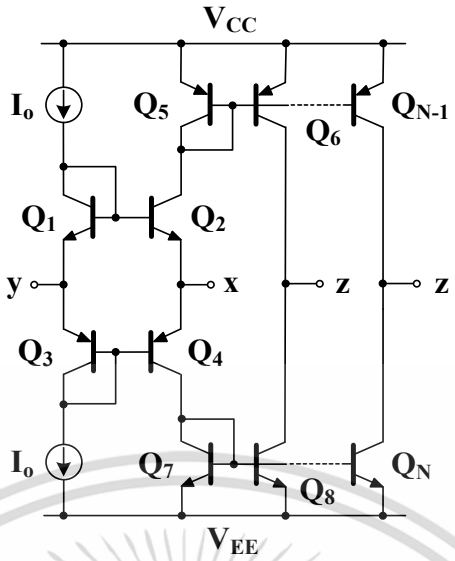
$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix} \tag{2.32}$$



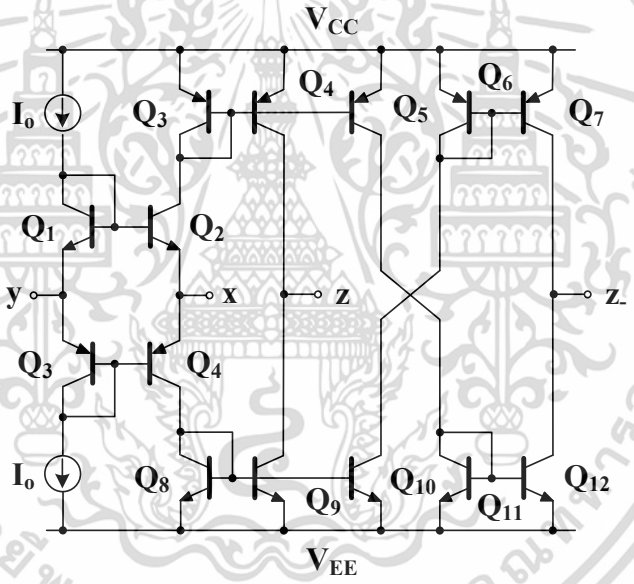
รูปที่ 2.9 สัญลักษณ์และวงจรเสมือนวงจร CCII

จากสมการที่ (2.32) จะเห็นได้ว่ากระแส I_y ที่ขั้ว y มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งก็คือค่าความต้านทานที่ขั้ว y นั้นจะต้องมีค่าสูงมาก แรงดัน V_x มีค่าเท่ากับแรงดัน V_y ($V_x = V_y$) กระแส I_z มีค่าเท่ากับแรงดัน I_x ($I_z = I_x$) ทิศทางการไหลของกระแสที่แสดงดังรูปที่ 2.9 จะเป็นวงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCII+) ถ้าทิศทางการไหลของกระแส I_z มีทิศทางตรงข้ามกับวงจรในรูปที่ 2.9 จะเป็นวงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII-)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจร CCII แบบบวกที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.11 วงจร CCII แบบบวกและแบบลบที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

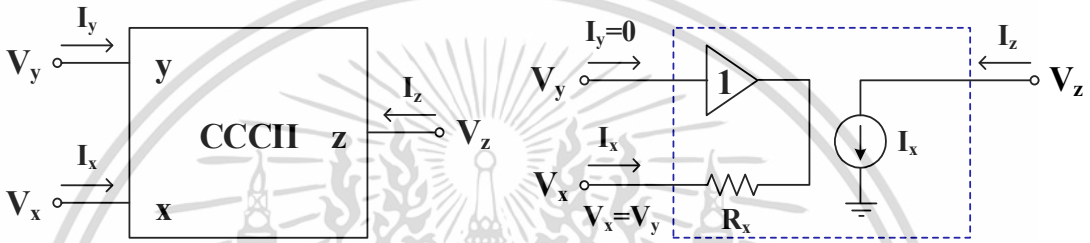
รูปที่ 2.10 แสดงวงจร CCII แบบบวกที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานส์ซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_4 วงจรประกอบด้วยวงจรทรานส์ลิเนียร์ผสม วงจร CCII ในรูปที่ 2.10 จะละเลยค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ($R_x \approx 0$) ขั้ว z ของวงจร CCII สามารถมีหลายเอาต์พุตได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสหลายเอาต์พุต วงจร CCII แบบบวกและแบบลบ (CCII+ และ CCII-) สามารถสร้างให้อยู่ในวงจรเดียวกันได้แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 โดยที่ขั้ว z_+ เป็นเอาต์พุตของวงจร CCII+ ส่วนขั้ว z_- เป็นเอาต์พุตของวงจร CCII-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Controlled Current Conveyor: CCCII) [2] สามารถแสดงสัญลักษณ์ได้ดังรูปที่ 2.12 จากรูปวงจรมีคุณสมบัติเหมือนวงจร CCII ทุกประการ ยกเว้น วงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x (R_x) ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่ขั้วต่างๆ สามารถแสดงได้คือ

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix} \tag{2.32}$$



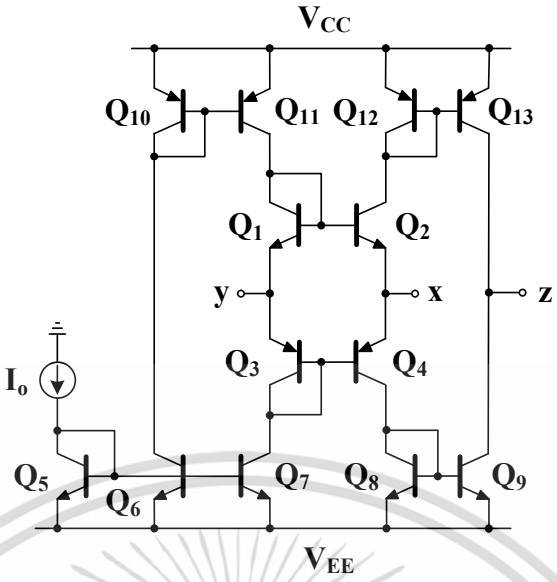
รูปที่ 2.12 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CCCII

วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสสร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์สามารถแสดงได้ดังวงจรในรูปที่ 2.13 กรณีนี้ค่าความต้านทาน R_x จะถูกนำมาพิจารณาด้วย โดยกำหนดให้มีช่วงค่าอยู่ในช่วงที่จำกัด ค่าความต้านทานภายในที่ขั้ว x ของวงจร CCCII (R_x) นี้จะเสมือนเป็นตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านทางการปรับค่ากระแสไบแอส I_o จากหลักการวงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสมในหัวข้อ 2.2.1 (สมการที่ (2.24)) ค่าความต้านทานที่ขั้ว x ของวงจร CCCII สามารถกำหนดได้คือ

$$R_x = \frac{V_T}{2I_o} \tag{2.33}$$

โดยที่ V_T เป็นแรงดันอุณหภูมิ มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส จากสมการที่ (2.47) จะเห็นได้ว่า ค่า R_x สามารถปรับค่าด้วยกระแสไบอัส I_o ได้อย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งค่าความต้านทาน R_x ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส I_o นี้มีประโยชน์อย่างมากในการประยุกต์ใช้งาน เช่น ใช้ปรับค่าความถี่คัทออฟเมื่อประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองความถี่ และ ใช้ปรับค่าการกำเนิดความถี่เมื่อประยุกต์ใช้งานในวงจรออสซิลเลเตอร์ แต่ค่าความต้านทาน R_x นี้จะได้รับผลกระทบเมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง วงจร CCCII แบบบวกและลบ ในวงจรเดียวสามารถสร้างได้ดังรูปที่ 2.11 และ ถ้าต้องการวงจร CCCII ที่มีขั้ว z หลายขั้วสามารถทำได้เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



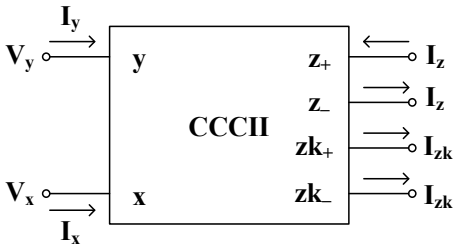
รูปที่ 2.13 วงจร CCCII สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

2.3.3 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบมีอัตราขยายกระแส

วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบมีอัตราขยายกระแส (Current-Controlled Current Conveyor with Controlled Current Gain: ECCCII) [5] หรือ หรือในบางบทความจะใช้ชื่อว่า Electronically Tunable Second Generation Current Conveyor (ECCII) [6]-[7] วงจรสายพานกระแสชนิดนี้จะมีการทำงานเหมือนกับวงจรสายพานกระแส CCII หรือ CCCII ทุกประการ แต่ความแตกต่างคือ วงจรสายพานกระแส ECCCII และ ECCII จะมีอัตราการขยายกระแสที่ขั้ว z ประโยชน์ของอัตราการขยายกระแสนี้จะทำให้สามารถนำไปใช้ประโยชน์หลายประการ เช่น ใช้ปรับค่าอัตราการขยายในวงขยายกระแส หรือ อัตราขยายกระแสในวงจรกรองความถี่ [8], [76] ใช้ปรับค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทในวงจรออสซิลเลเตอร์ [77] สัญลักษณ์ของวงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแสแสดงรูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันสามารถแสดงได้คือ

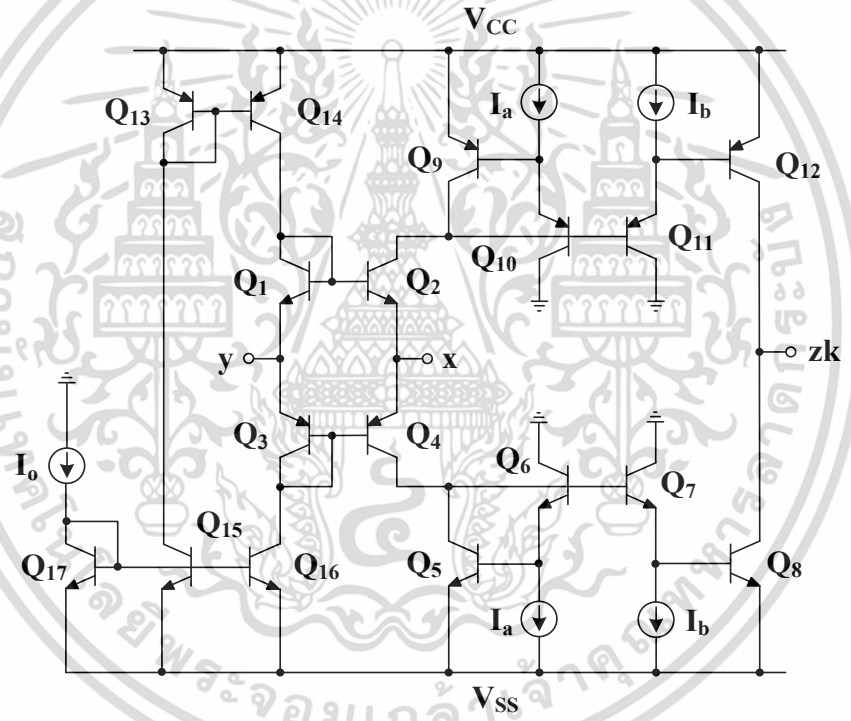
$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_{zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \\ V_{zk} \end{pmatrix} \tag{2.34}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 สัญลักษณ์วงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแส

โดยที่ R_x กำหนดได้จากสมการที่ (2.33) และ k เป็นอัตราขยายกระแสระหว่างขั้ว z และขั้ว x ของวงจร โดยเครื่องหมาย $\pm$ ในสมการที่ (2.34) หมายถึงวงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแสสามารถเป็นวงจรที่มีขั้ว z และ ขั้ว zk ได้ทั้งบวกและลบได้ในวงจรเดียว

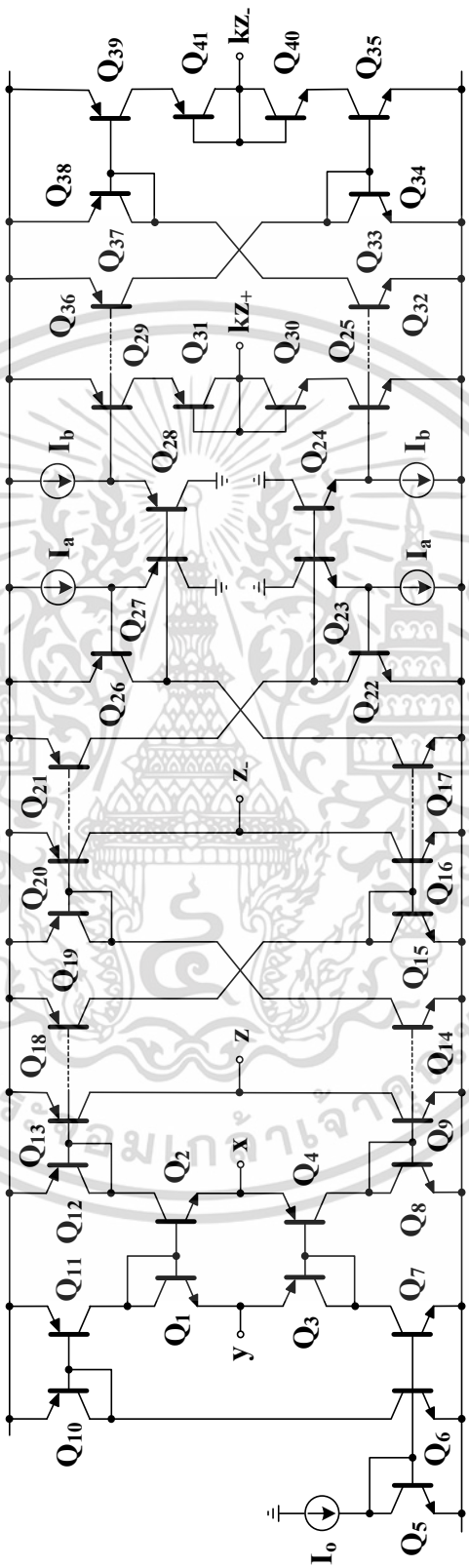


รูปที่ 2.15 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบมีอัตราขยายกระแสสร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.15 แสดงวงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแสสร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ จากรูป วงจรจะใช้วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแส แบบบวก (Q_5 ถึง Q_8) และ แบบลบ (Q_9 ถึง Q_{11}) มาทำการกำหนดอัตราการขยายกระแส k จากหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.2 และ วงจรสะท้อนกระแสที่ปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ในหัวข้อ 2.2.2 อัตราการขยายกระแส k ของวงจร CCCII จะสามารถกำหนดได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k = \frac{I_a}{I_b} \tag{2.35}$$



รูปที่ 2.16 วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสแบบมีอัตราขยายกระแสแบบหลายเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทำงานและคุณสมบัติของวงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแสจะมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจร CCCII กล่าว คือ มีค่าความต้านทานที่ขั้ว y z และขั้ว zk มีค่าสูง (ในทางอุดมคติมีค่าเป็นอนันต์) และ มีค่าความต้านทานที่ขั้ว x เท่ากับ R_x ที่สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส I_o วงจร CCCII ที่สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์แบบมีหลายเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 ซึ่งเป็นวงจร CCCII ที่มีเอาต์พุตขั้ว z_+ z_- zk_+ และ zk_- ในวงจรเดียว

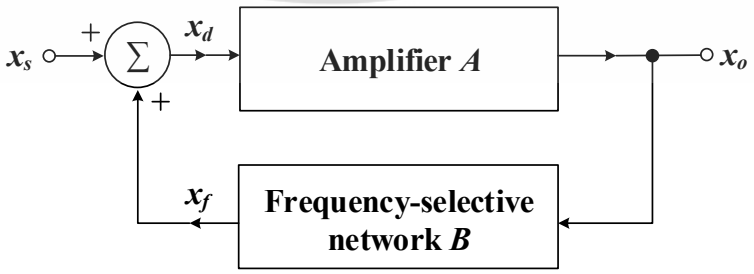
2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุตจากภายนอกแต่อย่างใด วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์จะต้องถูกสร้างจากสมการโพลิโนเมียล (polynomial equation) อันดับสองขึ้นไป วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นวงจรที่สามารถประยุกต์ใช้งานได้มากมายในระบบอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์มีหลายชนิดด้วยกัน เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเวนบริดจ์ (Wien-bridge oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส (phase-shift oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดราเจอร์ (quadrature oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตส์ (Colpitts oscillator) และ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบฮาร์ทเลย์ (Hartley oscillator)

2.4.1 ส่วนประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้หลักการป้อนกลับแบบบวกจะประกอบด้วยส่วนสำคัญสองส่วนด้วยกัน คือ วงจรขยาย (amplifier circuit) และ โครงข่ายเลือกความถี่ (frequency selection network) โดยทั่วไป วงจรขยายจะทำหน้าที่สองอย่างไปพร้อมๆ กัน คือ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่สูญเสียในวงจรเพื่อให้วงจรคงสถานะการกำเนิดสัญญาณไว้ได้ และ ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดขนาดสัญญาณด้วย ส่วนวงจรเลือกความถี่จะทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดความถี่ และ จะทำหน้าที่เป็นวงจรป้อนกลับด้วย โดยสัญญาณจากเอาต์พุตที่ป้อนกลับไปอินพุตจะต้องมีเฟสตรงกับสัญญาณอินพุต (in phase) ทั้งนี้เพื่อทำให้สัญญาณเกิดการเสริมกันเพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตที่อยู่ในสถานะคงตัว

รูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยาย และ โครงข่ายเลือกความถี่ ที่เชื่อมต่อป้อนกลับแบบบวก ความเป็นจริงวงจรออสซิลเลเตอร์จะไม่ต้องป้อนสัญญาณอินพุต แต่เพื่อให้ง่ายต่อการหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์และอธิบาย อินพุตจึงถูกใส่ไว้ในรูปที่ 2.17 สัญญาณที่ถูกป้อนกลับ (x_f) จะมีสัญลักษณ์เป็นบวก



รูปที่ 2.17 โครงสร้างพื้นฐานวงจรออสซิลเลเตอร์แสดงการป้อนกลับแบบบวก [78]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปอัตราขยายของวงจรขยายจะเป็นจำนวนเชิงซ้อน เมื่อวงจรออสซิลเลเตอร์เกิดการออสซิลเลทขึ้นแล้ว วงจรขยายจะทำงานในช่วงกลางของแถบความถี่ ดังนั้น A(s) จะเป็นจำนวนจริงค่าคงที่ค่าหนึ่ง ($s = j\omega$) ซึ่งสามารถแทนด้วย $A(s) = A_o$ สำหรับการป้อนกลับสัญญาณ x_f จะเป็นการป้อนกลับแบบบวก โดยที่เฟสของ x_f จะต้องตรงกับเฟสสัญญาณอินพุต เฟสของสัญญาณ x_f จะถูกกำหนดโดยวงจรเลือกความถี่ ดังนั้นถ้าอัตราของวงจรขยาย $A(s) = A_o$ และ A_o มีค่าเป็นค่าบวกแล้ว เฟสของสัญญาณที่ป้อนให้กับอินพุตของวงจรขยายจะต้องมีมุมเฟสเท่ากับ 0 องศา ดังนั้นในการป้อนกลับแบบบวกเฟสของสัญญาณที่ผ่าน B(s) ก็ควรจะมีเฟสเท่ากับ 0 องศา (หรือ n360 โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็ม)

ในบางกรณีเอาต์พุตของวงจรขยายอาจจะมีค่าเป็นลบ (สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตมีเฟสตรงกันข้ามกัน) ถ้า A_o มีค่าลบ เฟสของสัญญาณที่เลื่อนผ่านวงจรขยายจะมีมุมเฟสเป็น ±180 องศา ดังนั้นเมื่อป้อนกลับแบบบวกเฟสสัญญาณที่ผ่าน B(s) ควรจะมีเฟสเป็น ±180 องศา หรือ ±n180 องศา หรือ กล่าวได้ว่า สำหรับการป้อนกลับแบบบวกผลรวมของเฟสที่เลื่อนในลูปปิด (closed loop) จะต้องมีค่าเป็น 0 องศา หรือ n180 องศา จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์แสดงได้คือ

$$x_o = A(s)x_d \tag{2.36}$$

$$x_f = B(s)x_o \tag{2.37}$$

และ

$$x_d = x_i + x_f \tag{2.38}$$

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.36) ถึง (2.38) อัตราการขยายของการป้อนกลับกำหนดได้คือ [78]

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)B(s)} \tag{2.39}$$

โดย A(s) เป็นอัตราขยายของวงจรขยายแบบลูปเปิด (open-loop gain) และ B(s) เป็นอัตราขยายของโครงข่ายเลือกความถี่ โดยที่ A(s)B(s) จะกำหนดเป็น อัตราขยายลูป หรือ ลูปเกน (loop gain) จะนิยามให้ loop gain (LG) เป็น

$$LG(s) = A(s)B(s) \tag{2.40}$$

สมการคุณสมบัติจะกลายเป็น

$$1 - LG(s) = 0 \tag{2.41}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 เงื่อนไขที่เหมาะสมสำหรับการออสซิเลท

เมื่ออัตราการขยายลูป AB ที่มีค่าเท่ากับหนึ่ง จะได้ความถี่ f_o ค่าหนึ่ง นั่นคืออัตราการขยายของการป้อนกลับ A_f จะมีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้น ณ ที่ความถี่ f_o เอาต์พุตจะมีสัญญาณเป็นอนันต์เมื่ออินพุตมีสัญญาณเป็นศูนย์ ($x_i = 0$) ดังนั้นเงื่อนไขสำหรับการป้อนกลับเพื่อให้ได้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดความถี่ f_o คือ

$$LG(j\omega_o) = A(j\omega_o)B(j\omega_o) = 1 \tag{2.42}$$

นั่นคือ ที่ความถี่ ω_o เฟสของลูปเกนจะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ และ ขนาดของลูปเกนควรจะมีค่าเป็นหนึ่ง เงื่อนไขนี้เป็นที่ทราบกันดีว่าคือ Barkhausen criterion ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า การกำเนิดสัญญาณของวงจรจะเกิดขึ้นได้อย่างต่อเนื่อง ถ้าอัตราขยายลูปมีค่าเท่ากับหนึ่ง จากสมการที่ (2.42) สามารถเขียนความสัมพันธ์ในแบบพิกัดเชิงขั้ว (polar form) ได้คือ

$$A(j\omega_o)B(j\omega_o) = \left|A(j\omega_o)B(j\omega_o)\right| \angle A(j\omega_o)B(j\omega_o) = 1 \tag{2.43}$$

จากสมการที่ (2.43) สามารถแยกพิจารณาได้เป็นสองส่วน คือ ขนาด และ เฟส ซึ่งเขียนได้เป็น

$$\left|A(j\omega_o)B(j\omega_o)\right| = 1 \tag{2.44}$$

$$\angle A(j\omega_o)B(j\omega_o) = \pm n360^\circ \tag{2.45}$$

เมื่อ n = 0, 1, 2,... จากสมการที่ (2.45) แสดงได้ว่าสัญญาณจะเคลื่อนไปในลูปปิดด้วยค่ามุมเฟสเท่ากับ 0 องศา หรือ n360 องศา และ เนื่องจาก $A(j\omega_o) = A_o$ เป็นค่าคงที่ ดังนั้นมุมเฟสของ $\angle A_oB(j\omega_o)$ จึงเป็นค่ามุมเฟสของ $B(j\omega_o)$ จาก Barkhausen criterion จะทำให้สมการที่ (2.44) ถูกนำไปใช้เพื่อหาค่าเงื่อนไขการออสซิเลท และ สมการที่ (2.45) ถูกนำไปใช้หาค่าความถี่การออสซิลเลตอย่างไรก็ตาม Barkhausen criterion สามารถแสดงได้เพียงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตมีมุมเฟสเท่ากับ n360 องศาเท่านั้น ไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดขึ้นได้ ดังนั้นในการควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุตอาจจะต้องเพิ่มวงจรเข้าไปควบคุมระดับสัญญาณ หรือ ใช้หลักการจำกัดขนาดของสัญญาณด้วยอุปกรณ์ภายในวงจรเองเพื่อรักษาขนาดของสัญญาณให้คงที่

2.5 วงจรกรองความถี่

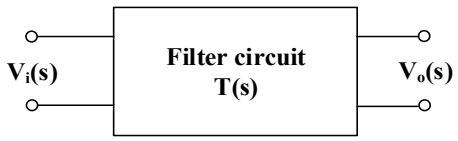
2.5.1 หลักการกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรเชิงเส้นวงจรหนึ่งที่สามารถแสดงเป็นโครงข่ายสองพอร์ตแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 [78] ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน T(s) ของวงจรกรองความถี่สามารถเขียนได้คือ

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \tag{2.46}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ s = jω T(s) สามารถแสดงในเทรมขนาดและเฟสได้คือ



รูปที่ 2.18 ระบบวงจรกรองความถี่ [78]

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\phi(\omega)} \tag{2.47}$$

ค่าขนาดของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน มักจะแสดงค่าอัตราขยายในหน่วย dB คือ

$$G(\omega) = 20\log|T(j\omega)| \ \text{dB} \tag{2.48}$$

และถ้าเป็นฟังก์ชันการลดทอน จะแสดงได้คือ

$$A(\omega) = -20\log|T(j\omega)| \ \text{dB} \tag{2.49}$$

เมื่อสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณอินพุต $|V_i(j\omega)|$ ถูกป้อนให้กับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันขนาด $|T(j\omega)|$ จะทำให้ได้สเปกตรัมเอาต์พุตแสดงได้คือ

$$|V_o(j\omega)| = |T(j\omega)||V_i(j\omega)| \tag{2.50}$$

และคุณสมบัติทางเฟสสามารถแสดงได้คือ

$$\phi_{V_o(\omega)} = \phi_{T(\omega)} + \phi_{V_i(\omega)} \tag{2.51}$$

วงจรกรองความถี่สามารถประยุกต์ใช้งานเพื่อทำหน้าที่แยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ จากสมการที่ (2.50) จะเห็นว่าขนาด (magnitude) ของสัญญาณเอาต์พุตคือผลคูณของขนาดสัญญาณอินพุตและขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองความถี่ ฟังก์ชันขนาด $T(j\omega)$ จะมีการตอบสนองแบ่งออกได้เป็นสองช่วง คือ ช่วงความถี่ผ่าน (passband) และ ช่วงความถี่หยุด (stopband) หรือ ช่วงลดทอน จากการตอบสนองฟังก์ชันขนาดของ $T(j\omega)$ จะทำให้ได้วงจรกรองความถี่ 5 แบบ คือ

1) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter: LP)
2) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter: HP)
3) วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter: BP)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) วงจรกรองแถบความถี่หยุด (Band-stop filter: BS)

5) วงจรกรองทุกความถี่ผ่าน (All-pass filter: AP)

2.5.2 มาตราฐานทรานส์เฟอร์ฟังก์วงจรไบควอด

วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง จะมีสมการมาตราฐานแสดงได้คือ [79]

$$T(s)=\frac{N(s)}{D(s)}=\frac{b_2s^2+b_1s+b_0}{s^2+a_1s+a_0} \tag{2.52}$$

ซึ่งจะถูกเรียกว่า ฟังก์ชันไบควอดราติก (biquadratic function) สมมติว่าโพลและซีโรเป็นจำนวนสังยุคของจำนวนเชิงซ้อน (complex conjugate) โดยที่โพลและซีโรที่อยู่บนแกนจริงที่มีค่าเป็นลบสามารถสร้างได้จากวงจร RC สมการสามารถแสดงได้คือ

$$T(s)=\frac{N(s)}{D(s)}=\frac{(s+z)(s+z^*)}{(s+p)(s+p^*)}=K_0\frac{s^2+\left(\frac{\omega_z}{Q_z}\right)s+\omega_z^2}{s^2+\left(\frac{\omega_p}{Q_p}\right)s+\omega_p^2} \tag{2.53}$$

เมื่อ

$$\omega_z^2=(\mathrm{Re\ z})^2+(\mathrm{Im\ z})^2,\ Q_z=\frac{\omega_z}{2\mathrm{Re}(z)} \tag{2.54}$$

$$\omega_p^2=(\mathrm{Re\ p})^2+(\mathrm{Im\ p})^2,\ Q_p=\frac{\omega_p}{2\mathrm{Re(p)}} \tag{2.55}$$

K_0 อัตราการขยายที่อาจจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ ω_p เรียกว่า ค่าโพลความถี่ (pole frequency) และ Q_p เรียกว่าโพล Q ค่าโพลสามารถกำหนดได้ [79]

$$p_{1,2}=-\frac{\omega_p}{2Q_p}+j\frac{\omega_p}{Q_p}\sqrt{4Q_p^2-1} \tag{2.56}$$

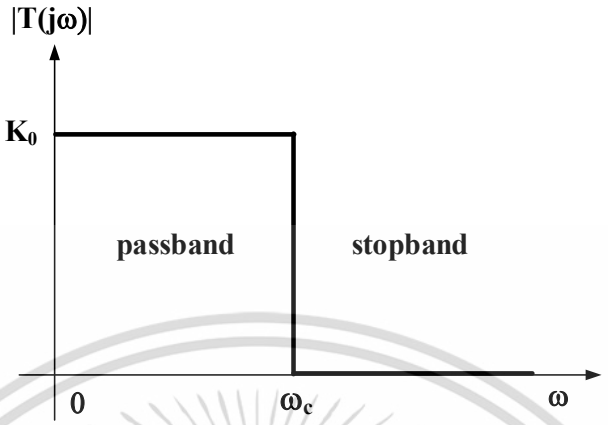
ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบไบควอดสามารถให้ฟังก์ชันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองแถบความถี่หยุด และ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ ได้จากสมการที่ (2.52) โดยการกำหนดสัมประสิทธิ์เศษ (b_0 b_1 b_2) ของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ซึ่งสามารถแบ่งเป็นกรณีต่างๆ ได้ดังนี้

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เป็นวงจรที่จะยอมให้ความถี่จาก 0 ถึง ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency: ω_c) สามารถผ่านวงจรไปได้ ส่วนความถี่ที่สูงกว่า ω_c จนถึงอนันต์จะถูกลดทอน การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 2.19 ค่าความถี่ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนึ่งที่แบ่งระหว่าง ช่วงความถี่ผ่าน และ ช่วงความถี่หยุด จะเรียกว่า ความถี่คัทออฟ K_0 คืออัตราการขยายของทรานส์ฟังก์ชัน

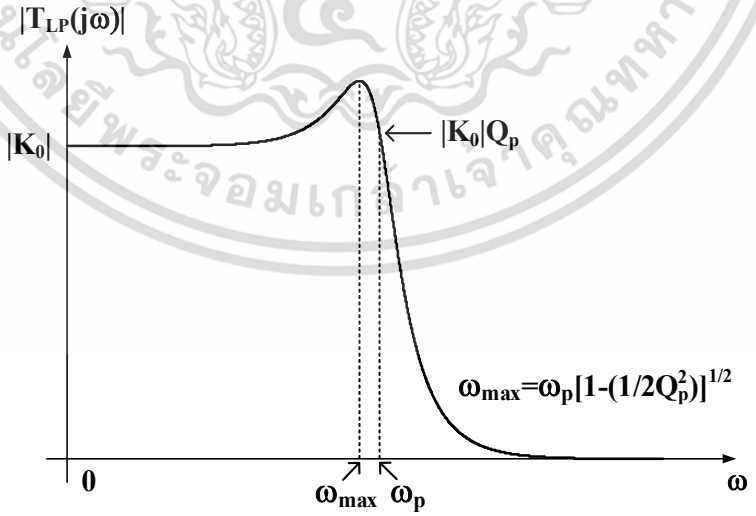


รูปที่ 2.19 การตอบสนองทางขนาดของวงกรองความถี่ต่ำผ่านอุดมคติ

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ สมการแสดงได้คือ

$$T(s) = K_0 \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \tag{2.57}$$

กราฟการตอบสนองทางขนาดในทางปฏิบัติแสดงได้ดังรูปที่ 2.20

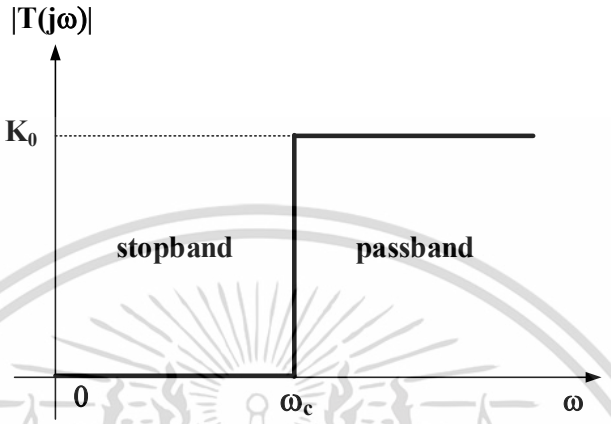


รูปที่ 2.20 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

วงจรกรองความถี่สูงผ่านเป็นวงจรที่จะลดทอนความถี่จาก 0 ถึง ความถี่คัทออฟ ω_c ส่วนความถี่ที่สูงกว่า ω_c จนถึงอนันต์จะสามารถผ่านวงจรออกเอาต์พุตไปได้ การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.20

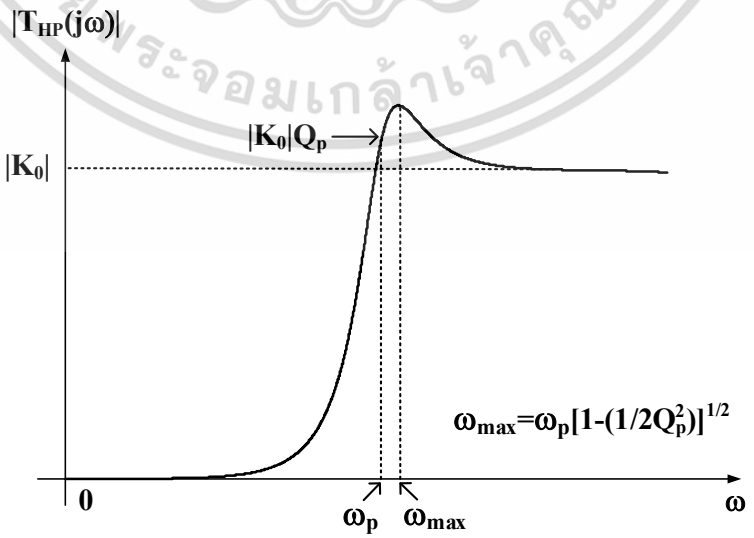


รูปที่ 2.21 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบอุดมคติ

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน และ สมการแสดงได้คือ

$$T(s) = K_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \tag{2.58}$$

กราฟการตอบสนองทางขนาดในทางปฏิบัติแสดงได้ดังรูปที่ 2.22



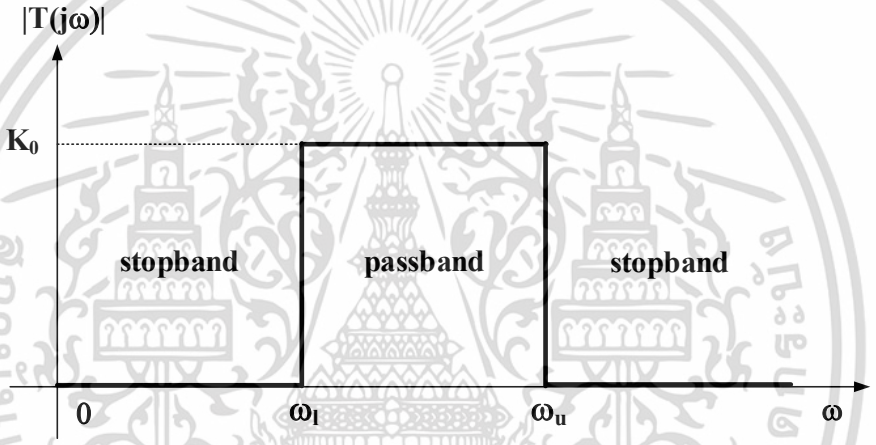
รูปที่ 2.22 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.20 และ 2.22 ω_{max} เป็นความถี่ที่ขนาดของการตอบสนองมีค่าสูงสุด ซึ่งกำหนดได้คือ $\omega_{max}=\omega_p\sqrt{1-\left(1/2Q_p^2\right)}$ ส่วนขนาดของการตอบสนอง ณ ที่โพลความถี่ ω_p หาได้จาก $|K_0|Q_p$ และ K_0 เป็นขนาดการตอบในช่วงราบเรียบ

3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_l และ ω_u ($\omega_l < \omega_u$) ในขณะที่แถบความถี่หยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบ คือ ในช่วงความถี่ 0 ถึง ความถี่คัทออฟ ω_l และ ช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u จนถึงความถี่อนันต์ การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 2.21



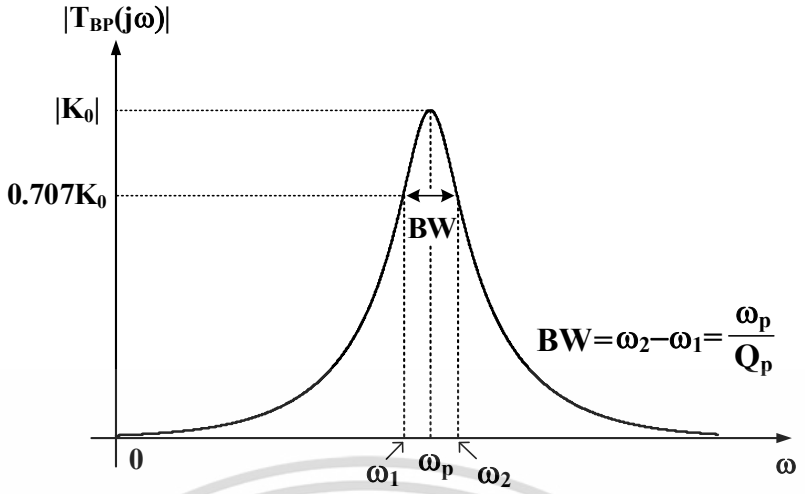
รูปที่ 2.23 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคติ

3. ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน และ สมการแสดงได้คือ

$$T(s)=K_0\frac{\frac{\omega_p}{Q_p}s}{s^2+\frac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^2} \qquad (2.59)$$

กราฟการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางปฏิบัติแสดงได้ดังรูปที่ 2.24 จากรูป ω_p เป็นโพลความถี่มีขนาดเท่ากับ K_0 ความถี่ ω_1 และ ω_2 กำหนดได้จากขนาดที่ลดลง 0.707 เท่าของ K_0 ($0.707K_0$) ช่วงระหว่างความถี่ ω_2-ω_1 จะเรียกว่า แบนด์วิดท์ (bandwidth: BW) ซึ่งจะกำหนดได้จาก ω_p/Q_P

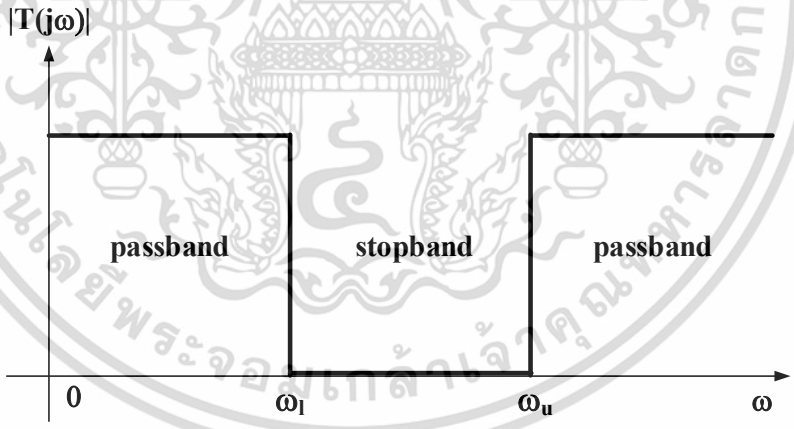
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน

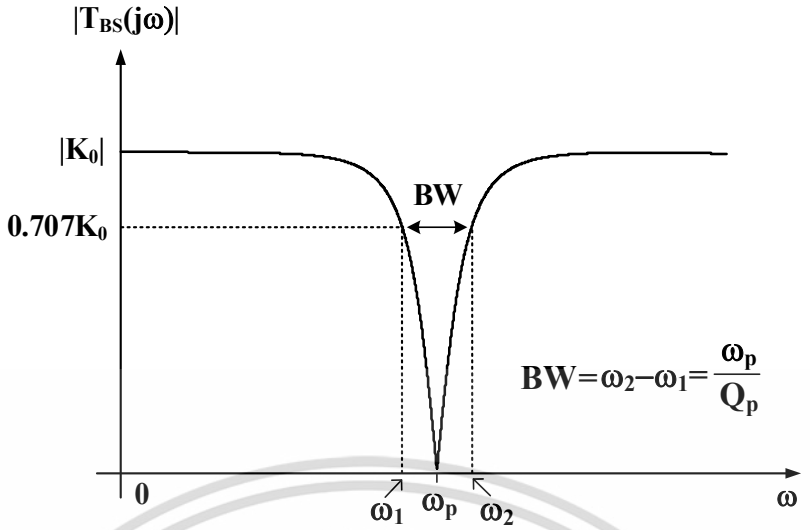
4 วงจรกรองแบบแถบความถี่หยุด

วงจรกรองแบบแถบความถี่หยุดเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่หยุดอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_l และ ω_u ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึง ความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแบบแถบความถี่หยุดแบบอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.25 การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแบบแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่หยุด

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองแถบความถี่หยุด และ สมการแสดงได้คือ

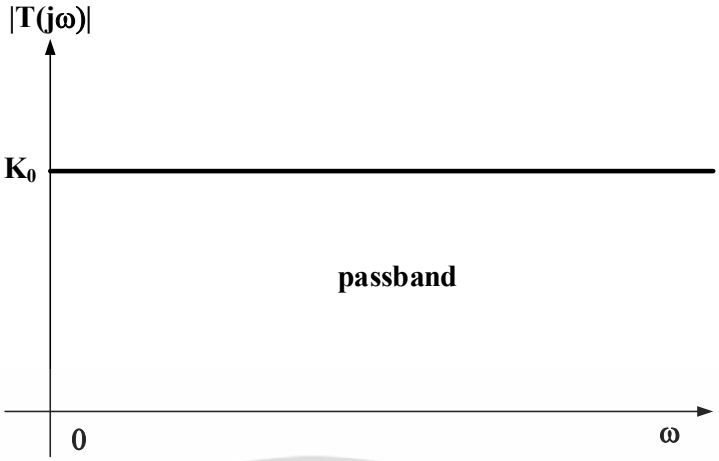
$$T(s) = K_0 \frac{s^2 + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \qquad (2.60)$$

กราฟการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองแถบความถี่หยุด แสดงได้ดังรูปที่ 2.26 จากรูป ω_p เป็นโพลความถี่ มีขนาดเท่ากับ K_0 ความถี่ ω_1 และ ω_2 กำหนดได้จากขนาดที่ลดลง 0.707 เท่าของ K_0 ($0.707K_0$) ช่วงระหว่างความถี่ ω_2-ω_1 จะเรียกว่า แบนด์วิดท์ (bandwidth: BW) ซึ่งจะกำหนดได้จาก ω_p/Q_P เช่นเดียวกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ที่ยอมให้ทุกความถี่ผ่านวงจรไปได้ ผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 2.23 วงจรกรองชนิดนี้อาจเรียกได้ว่าเป็นวงจรเลื่อนเฟส เนื่องจากวงจรกรองขนิกนี้จะยอมให้ทุกความถี่ผ่านวงจรไปได้ แต่เฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเลื่อนไป ซึ่งอาจจะมีเฟสนำหน้า (phase lead) หรือ เฟสล้าหลัง (phase lag)

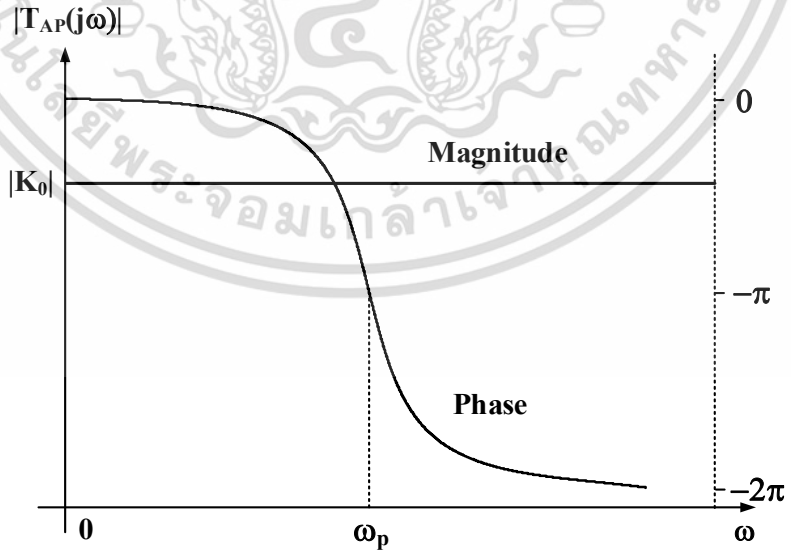
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถีแบบอุดมคติ

วงจรกรองความถี่ที่มีการตอบสนองเชิงความถี่แบบอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง ในทางปฏิบัติค่าความถี่คัทออฟจะเป็นค่าความถี่ที่ขนาดของสัญญาณลดลง 0.707 เท่าของขนาดสูงสุด หรือลดลง –3 dB ของขนาดสูงสุด ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางปฏิบัติ และ สมการแสดงได้คือ

$$T(s) = K_0 \frac{s^2 - \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \qquad (2.61)$$



รูปที่ 2.28 การตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟการตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 2.29 จากรูป ω_p เป็นโพลความถี่ และ มีขนาดเท่ากับ K_0 จากรูปจะเห็นว่าขนาดของการตอบสนองมีค่าคงที่ K_0 ตลอดช่วงความถี่ คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่านคือเฟสของวงจรจะเลื่อนอยู่ระหว่าง 0 ถึง -360 องศา (-2π) โดยที่ความถี่ ω_p จะมีเฟสเท่ากับ -180 องศา ($-\pi$)

2.6 ค่าความไว

โดยทั่วไป อุปกรณ์ไฟฟ้า เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ ในทางปฏิบัติ มักจะมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ระบุไว้ ซึ่งสาเหตุเกิดจากกระบวนการผลิต การเปลี่ยนแปลงทางเคมีอันเนื่องมาจากอายุของอุปกรณ์ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ เป็นต้น สำหรับวงจรกรองความถี่ ค่าความไว ω และ Q จะถูกพิจารณา จากสมการมาตราฐานไบควอดที่แสดงได้คือ

$$T(s) = K_0 \frac{s^2 + \left(\frac{\omega_z}{Q_z}\right)s + \omega_z^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_p}{Q_p}\right)s + \omega_p^2} \tag{2.62}$$

กำหนดให้ ความไวของโพลความถี่ ω_p ถูกเปลี่ยนแปลงโดยตัวต้านทาน R ค่าความไวที่โพลความถี่นี้จะสามารถกำหนดได้จาก $\Delta\omega_p/\omega_p$ ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของตัวต้านทาน $\Delta R/R$ สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$S_R^{\omega_P} = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\left(\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}\right)}{\left(\frac{\Delta R}{R}\right)} \tag{2.63}$$

$$S_R^{\omega_p} = \frac{R}{\omega_p}\frac{\partial\omega_p}{\partial R} \tag{2.64}$$

หรือมีค่าเป็น

$$S_R^{\omega_P} = \frac{\partial\left(\ln\omega_p\right)}{\partial\left(\ln R\right)} \tag{2.65}$$

เมื่อเราพิจารณาเป็นเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน ω_p จะได้

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \times 100\% \tag{2.66}$$

เปอร์เซ็นต์ที่เปลี่ยนแปลงใน R แสดงได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta R}{R}\times 100\% \qquad (2.67)$$

ค่าอัตราส่วนของเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงของทั้งสองปริมาณสามารถบอกได้ ถ้าอัตราส่วนมีค่าน้อย หมายถึง การเปลี่ยนแปลงค่าใน R นั้นส่งผลต่อค่า ω_p น้อย ในทางกลับกันถ้าอัตราส่วนมีค่ามาก การเปลี่ยนแปลงค่าใน R จะส่งผลอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงใน ω_p สมการที่ (2.64) เขียนอยู่ในเทอมของสมการทั่วไปได้คือ

$$S_x^p = \frac{x}{p}\frac{\partial p}{\partial x} \qquad (2.67)$$

โดยที่ p คือ พารามิเตอร์ของวงจร เช่น ω_p หรือ Q และ x คือ ตัวแปรที่มีอิทธิพลต่อพารามิเตอร์ p เช่น อุปกรณ์ R L และ C ในวงจร ดังนั้นจะสามารถใช้ค่าของ S_x^p เพื่อหาค่าเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงใน p ที่เกิดจากเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงจาก x ตัวอย่างเช่น ถ้าความไวของ ω_p เมื่อเทียบกับความต้านทาน R มีค่าเท่ากับ 5 การเบี่ยงเบนของค่า R ที่ 1% จะส่งผลทำให้มีการเบี่ยงเบนเท่ากับ 5 %

2.7 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง อุปกรณ์ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ถูกนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรพื้นฐานได้แก่ วงจรสะท้อนกระแส วงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแส วงจรทรานส์ลิเนียร์ลูปผสม วงจรสายพานกระแส วงจรสายพานกระแสที่มีอัตราขยายกระแสที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ จากนั้นได้กล่าวถึงหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์ องค์ประกอบของการกำเนิดสัญญาณ ต่อมาเป็นเรื่องวงจรกรองความถี่ คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน แถบความถี่หยุด และ ผ่านทุกความถี่ ต่อมาเป็นเรื่องหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์ และ สุดท้ายเป็นเรื่องของค่าความไวซึ่งเป็นเนื้อหาที่เกี่ยวกับค่าของอุปกรณ์ที่เบี่ยงเบนไป แล้วมีผลต่อพารามิเตอร์ ω_c และ Q ของวงจรกรองความถี่และวงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงงานวิจัยต่างๆ ที่เกี่ยวของกับวิทยานิพนธ์ที่ได้เคยนำเสนอในวารสารต่างๆ ในบทนี้ได้เลือกงานวิจัยที่นำเสนอ วงจรควอดราเจอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างได้ในวงจรเดียวมาพิจารณาเท่านั้น โดยจะอธิบายการทำงาน การสร้างวงจรด้วยอุปกรณ์ที่แตกต่างกัน ข้อดีข้อเสียของวงจรที่นำเสนอเหล่านั้น วงจรบางวงจรสามารถสร้างวงจรควอดราเจอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้ในวงจรเดียวแต่ต้องเปลี่ยนการเชื่อมต่อภายนอก บางวงจรไม่สามารถสร้างการกรองได้ครบทั้งห้าแบบ หรือ บางวงจรใช้จำนวนอุปกรณ์มากเกิน

3.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CCCII และ OTA

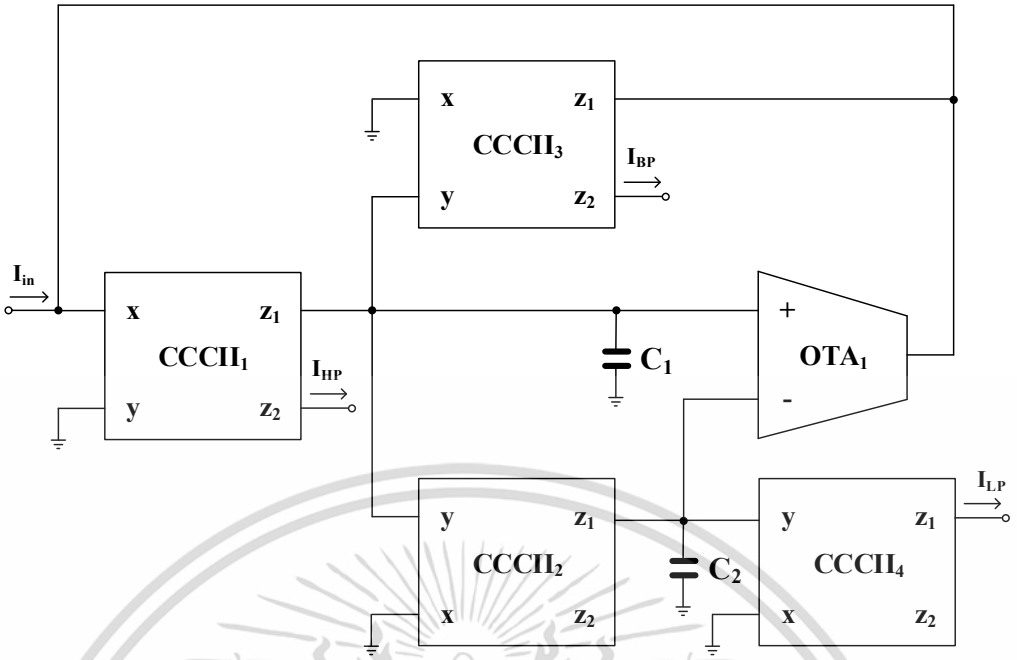
วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CCCII และ OTA (Operational Transconductance Amplifier) ถูกนำเสนอในปี 2009 โดย [33] รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของวงจรเมื่อทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ จากรูปวงจรใช้วงจร CCCII 4 วงจร วงจร OTA 1 วงจร และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว โครงสร้างของวงจรกรองความถี่เป็นแบบหนึ่งอินพุตและสามเอาต์พุต กำหนดให้ ค่าความนำของ OTA_1 มีค่าเป็น g_{m1} วงจร $CCCII_1$ ถึง $CCCII_4$ มีค่าความต้าทานแฝงที่ขั้ว x เป็น R_{x1} R_{x2} R_{x3} และ R_{x4} ตามลำดับ กระแส I_{in} เป็นอินพุต เอาต์พุต I_{HP} I_{LP} และ I_{BP} ในรูปที่ 3.1 สามารถแสดงได้คือ

$$I_{HP} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{R_{x3}} - g_{m1}\right)s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_1 R_{x2}}} I_{in} \tag{3.1}$$

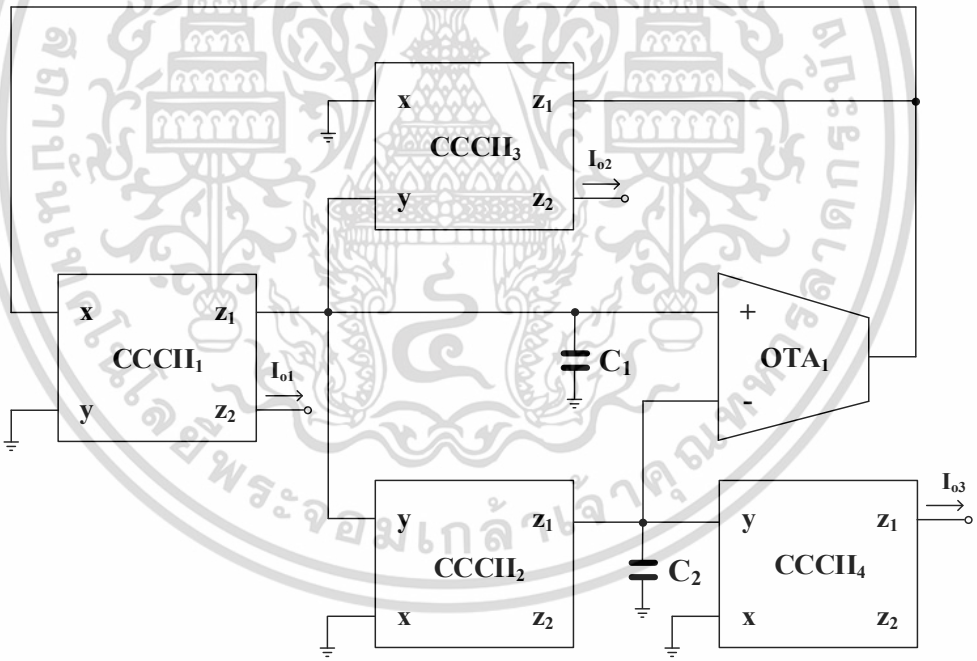
$$I_{LP} = \frac{\frac{1}{C_1 C_1 R_{x2} R_{x4}}}{s^2 + \frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{R_{x3}} - g_{m1}\right)s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_1 R_{x2}}} I_{in} \tag{3.2}$$

$$I_{BP} = \frac{\frac{1}{C_1 R_{x2}} s}{s^2 + \frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{R_{x3}} - g_{m1}\right)s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_1 R_{x2}}} I_{in} \tag{3.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร CCCII และ OTA



รูปที่ 3.2 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CCCII และ OTA

จากสมการที่ (3.1) ถึง (3.3) จะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่สามารถให้ฟังก์ชันการกรองได้สามแบบคือ การกรองความถี่สูงผ่าน การกรองความถี่ต่ำผ่าน การกรองแถบความถี่ผ่าน และ ถ้าต้องการการกรองแถบความถี่หยุด สามารถทำได้โดยการรวมระหว่าง เอาต์พุต I_{HP} และ I_{LP} ($I_{HP} + I_{LP}$) แต่ไม่สามารถสร้างการกรองผ่านทุกความถี่ได้ ดังนั้นวงจรที่นำเสนอใน [33] จึงสามารถสร้างการกรองได้มากที่สุดเพียงสี่การกรองเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาเฉพาะส่วนของการกรอง โดยกำหนดได้ $g_{m1} = I_{AB}/2V_T$ $R_{x2} = V_T/2I_{B2}$ และ $R_{x3} = V_T/2I_{B3}$ [33] ส่วนของสมการที่ (3.1) ถึง (3.3) จะสามารถแสดงได้คือ

$$s^2 + \frac{1}{2C_1V_T}\left(4I_{B3} - I_{AB}\right)s + \frac{I_{B2}I_{AB}}{C_1C_1V_T^2} \tag{3.4}$$

จากสมการที่ (3.4) สามารถแสดงได้ว่าวงจรจะสามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ เมื่อ $I_{AB} < 4I_{B3}$ การเพิ่มค่า I_{AB} เท่ากับหรือมากกว่า $4I_{B3}$ จะทำให้วงจรเข้าสู่ย่านไม่เสถียร และ ทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลท จากสมการที่ (3.4) ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองทั้งสามแบบสามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \frac{1}{V_T}\sqrt{\frac{I_{B2}I_{AB}}{C_1C_1}} \tag{3.5}$$

$$Q = \frac{2}{4I_{B3} - I_{AB}}\sqrt{\frac{C_1I_{B2}I_{AB}}{C_2}} \tag{3.6}$$

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่มีข้อดีคือสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ได้อิสระจากัน นอกจากนี้ พารามิเตอร์ ω_o และ Q ยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อีกด้วย

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CCCII และ OTA ซึ่งเป็นวงจรเดียวกับวงจรในรูปที่ 3.1 ในกรณีทำงานเป็นวงจรวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ อินพุต I_{in} จะไม่ถูกใช้งาน เอาต์พุต I_{HP} I_{BP} และ I_{LP} จะกลายเป็นเอาต์พุต I_{o1} I_{o2} และ I_{o3} ตามลำดับ สมการคุณสมบัติของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.2 สามารถแสดงได้คือ

$$s^2 + \frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{R_{x3}} - g_{m1}\right)s + \frac{g_{m1}}{C_1C_1R_{x2}} = 0 \tag{3.7}$$

จากสมการที่ (3.7) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท กำหนดได้คือ

$$\frac{1}{R_{x3}} = g_{m1} \tag{3.8}$$

กำหนดได้ $g_{m1} = I_{AB}/2V_T$ และ $R_{x3} = V_T/2I_{B3}$ [33] ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทในสมการที่ (3.8) มีค่าเท่ากับ $I_{AB} = 4I_{B3}$ และ ค่าความถี่การออสซิเลท สามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1C_1R_{x2}}} \tag{3.9}$$

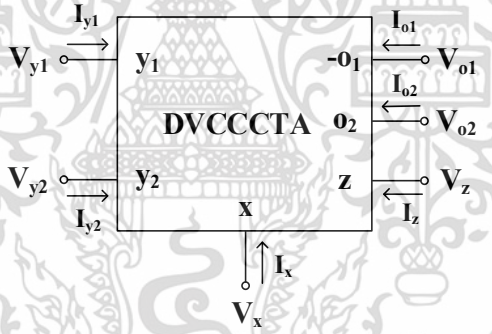
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.8) และ (3.9) สามารถแสดงได้ว่า ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การออสซิลเลต สามารถควบคุมได้อิสระจากกัน โดยค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้จากการปรับค่า R_{x3} ส่วนค่าความถี่การออสซิลเลตสามารถปรับค่าได้ด้วย R_{x2} ซึ่งเป็นข้อดีของวงจรนี้ สัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์สามารถได้จากเอาต์พุต I_{o1} และ I_{o2}

จากวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CCCII และ OTA ที่นำเสนอใน [33] สามารถสรุปได้ดังนี้ วงจรใช้วงจร CCCII 4 วงจร วงจร OTA 1 วงจร และตัวเก็บประจุ 2 ตัว เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ สามารถสร้างการกรองได้สามแบบคือ การกรองความถี่สูงผ่าน การกรองความถี่ต่ำผ่าน และ การกรองแถบความถี่ผ่าน หรือ การกรองแถบความถี่หยุดสามารถสร้างได้โดยการรวมเอาต์พุตแบบการกรองความถี่สูงและการกรองความถี่ต่ำผ่านเข้าด้วยกัน

3.2 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร DVCCCTA

วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร DVCCCTA ถูกนำเสนอในปี 2011 โดย [34] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจร DVCCCTA 1 วงจร และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร DVCCCTA แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์วงจร DVCCCTA

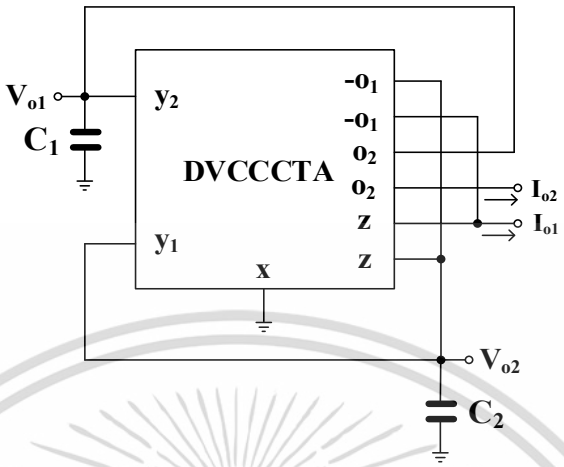
คุณสมบัติของวงจร DVCCCTA แสดงได้คือ

$$\left.\begin{aligned} I_{y1} = I_{y2} &= 0 \\ V_x = I_x R_x + V_{y1} - V_{y2} &\\ I_z = I_x &\\ I_{-o1} = -g_{m1} V_z &\\ I_{o2} = g_{m2} V_z &\end{aligned}\right\} \qquad (3.10)$$

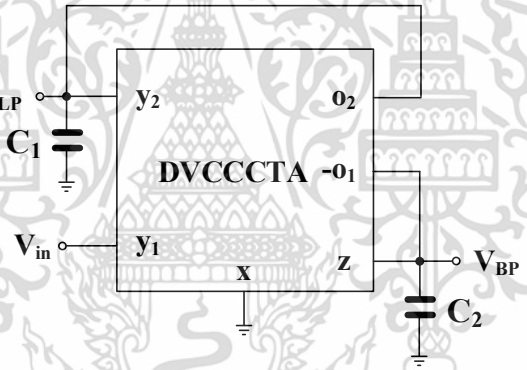
วงจร DVCCCTA หนึ่งวงจรจะมีพารามิเตอร์ให้สามารถใช้งานได้สามค่าคือ R_x g_{m1} และ g_{m2} วงจร DVCCCTA ที่ถูกนำมาใช้ใน [34] สร้างจากเทคโนโลยีซีมอส ดังนั้นจะได้ว่า $R_x = \sqrt{1/8kI_{B1}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$g_{m1} = \sqrt{kI_{B2}}$ และ $g_{m2} = \sqrt{kI_{B3}}$ โดยที่ $k = \mu C_{ox}(W/L)$ จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ R_x g_{m1} และ g_{m2} สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส



รูปที่ 3.4 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร DVCCCTA



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร DVCCCTA

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร DVCCCTA วงจรประกอบด้วยวงจร DVCCCTA หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุสองตัว รูปที่ 3.5 แสดงวงจรในรูปที่ 3.4 เมื่อถูกสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ จากรูปที่ 3.4 และ 3.5 จะเห็นได้ว่า วงจรที่ทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ เปลี่ยนมาเป็นวงจรที่ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่จะต้องเปลี่ยนการเชื่อมต่อวงจร จากรูปที่ 3.4 สมการคุณสมบัติของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์สามารถแสดงได้คือ

$$s^2 C_1 C_2 R_x + sC_1(g_{m1}R_x - 1) + g_{m2} = 0 \tag{3.11}$$

จากสมการที่ (3.11) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถแสดงได้คือ

$$g_{m1}R_x = 1 \tag{3.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่การออสซิเลทสามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_2 R_x}} \tag{3.13}$$

จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะเห็นได้ว่า ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การออสซิลเลท สามารถควบคุมได้อิสระจากกัน โดยที่ ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถควบคุมได้โดย g_{m1} ส่วนค่าความถี่การออสซิเลทสามารถควบคุมได้โดย g_{m2} วงจรในรูปที่ 3.4 สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์ ได้ที่เอาต์พุต I_{o1} และ I_{o2} และ ให้สัญญาณเอาต์พุตแรงดันรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์ ได้ที่เอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.4 สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตแบบแบบควอดราเจอร์ได้ทั้งแบบกระแสและแรงดันในวงจรเดียว

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร DVCCCTA อินพุต V_{in} ถูกป้อนเข้าที่ขั้ว y_1 ของวงจร DVCCCTA วงจรสามารถสร้างการกรองได้สองแบบคือ การกรองความถี่ต่ำผ่าน และการกรองแถบความถี่ผ่าน ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของการกรองทั้งสองแบบสามารถแสดงได้คือ

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{sC_1}{s^2 C_1 C_1 R_x + sC_1 R_x g_{m1} + g_{m2}} \tag{3.14}$$

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m2}}{s^2 C_1 C_1 R_x + sC_1 R_x g_{m1} + g_{m2}} \tag{3.15}$$

สมการที่ (3.14) และ (3.15) ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q สามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}}{C_1 C_1 R_x}} \tag{3.16}$$

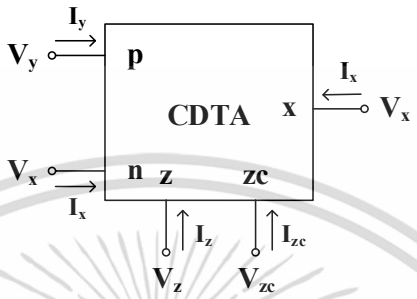
$$Q = \frac{1}{g_m}\sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 R_x}} \tag{3.17}$$

จากสมการที่ (3.16) และ (3.17) จะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่มีข้อดีคือสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ได้อิสระจากกัน นอกจากนี้ พารามิเตอร์ ω_o และ Q ยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CDTA

วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร CDTA ถูกนำเสนอในปี 2014 โดย [35] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจร CDTA 2 วงจร และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CDTA แสดงได้ดังรูปที่ 3.6

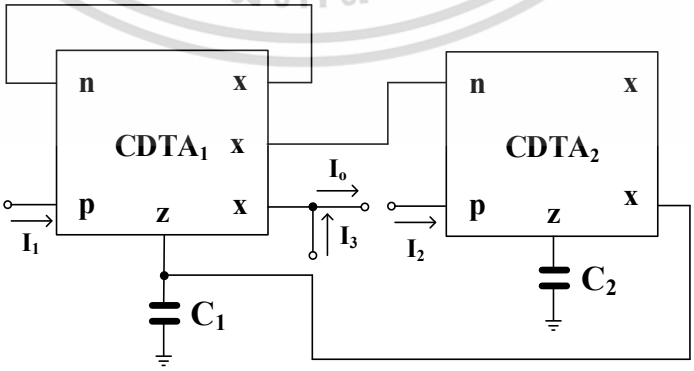


รูปที่ 3.6 สัญลักษณ์วงจร CDTA

คุณสมบัติของวงจร CDTA แสดงได้คือ

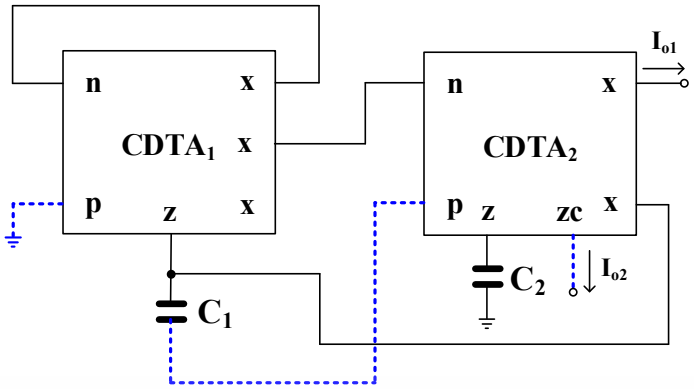
$$\left.\begin{aligned} V_p &= V_n = 0 \\ I_z &= I_p - I_n \\ I_{x\pm} &= \pm g_m V_z = \pm g_m Z_z I_z \end{aligned}\right\} \qquad (3.18)$$

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร CDTA วงจรประกอบด้วยวงจร CDTA 2 วงจร และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว รูปที่ 3.8 แสดงวงจรในรูปที่ 3.7 เมื่อถูกเปลี่ยนมาทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จากรูปที่ 3.7 และ 3.8 จะเห็นได้ว่าจากวงจรที่ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ และ เปลี่ยนมาเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จะต้องเปลี่ยนการเชื่อมต่อวงจรดังแสดงเป็นเส้นประดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร CDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร CDTA

จากวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตในรูปที่ 3.7 ถ้ากำหนดให้ I_1 I_2 และ I_3 เป็นกระแสอินพุต เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 3.7 แสดงได้คือ

$$I_o = \frac{s\frac{g_{m1}}{C_1}I_1 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_1}I_2 + \left(s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_1}\right)I_3}{s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_1}} \qquad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของการกรองห้าแบบสามารถกำหนดได้คือ

การตอบสนองความถี่ต่ำผ่าน เมื่อ $I_1 = I_3 = 0$ และ $I_2 = I_{in}$

การตอบสนองความถี่สูงผ่าน เมื่อ $I_1 = I_2 = -I_{in}$ และ $I_3 = I_{in}$

การตอบสนองแถบความถี่ผ่าน เมื่อ $I_2 = I_3 = 0$ และ $I_1 = I_{in}$

การตอบสนองความถี่หยุดผ่าน เมื่อ $I_1 = 0$ $I_1 = -I_{in}$ และ $I_3 = I_{in}$

การตอบสนองผ่านทุกความถี่ผ่าน เมื่อ $I_2 = 0$ $I_1 = -2I_{in}$ และ $I_3 = I_{in}$

จะเห็นได้ว่าการกรองความถี่ทั้งห้าแบบสามารถสร้างได้โดยการเลือกป้อนอินพุตอย่างเหมาะสม แต่อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อเสียคือ การใช้อินพุตที่มีค่าเป็นลบ เช่น $I_1 = I_2 = -I_{in}$ ในกรณีการสร้างการตอบสนองความถี่สูงผ่าน และ การใช้เงื่อนไข $I_1 = -2I_{in}$ ในกรณีการสร้างการตอบสนองผ่านทุกความถี่ผ่าน การสร้างสัญญาณในลักษณะนี้ทำให้ต้องใช้วงจรจากภายนอกเพิ่มเติม ซึ่งทำให้ต้องใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟเพิ่มขึ้น

จากสมการที่ (3.19) ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองทั้งห้าแบบสามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_1}} \qquad (3.20)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_1}{g_{m2}C_2}} \qquad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.20) และ (3.21) จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ แต่มีข้อจำกัดทางด้านการควบคุมค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q เป็นอิสระจากกัน เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ Q สามารถปรับค่าได้ด้วยอัตราส่วน C_1/C_2 ซึ่งจะมีผลต่อ ω_o เมื่อเปลี่ยนค่า C_1 และ C_2

จากรูปที่ 3.8 สมการคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถแสดงได้คือ

$$s^2C_1C_2 + s\left(g_{m1}C_2 - g_{m2}C_1\right) + g_{m1}g_{m2} = 0 \tag{3.22}$$

จากสมการที่ (3.22) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถแสดงได้คือ

$$g_{m1}C_2 = g_{m2}C_1 \tag{3.23}$$

ค่าความถี่การออสซิเลทสามารถแสดงได้คือ

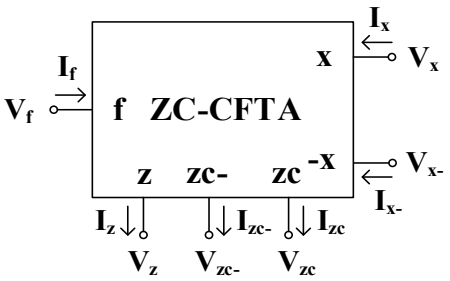
$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.24}$$

จากสมการที่ (3.23) และ (3.24) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถควบคุมได้โดย C_1 และ C_2 ส่วนค่าความถี่การออสซิเลทสามารถควบคุมได้โดย g_{m1} และ g_{m2} วงจรในรูปที่ 3.8 สามารถให้สัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์ได้ที่เอาต์พุต I_{o1} และ I_{o2} ความสัมพันธ์เอาต์พุต I_{o1} และ I_{o2} ที่สามารถยืนยันความต่างเฟส 90 องศา ได้คือ

$$\frac{I_{o1}(s)}{I_{o2}(s)} = \frac{g_{m2}}{sC_2} = \frac{I_{o1}(j\omega)}{I_{o2}(j\omega)} = \frac{g_{m2}}{\omega C_2}e^{-j90^\circ} \tag{3.25}$$

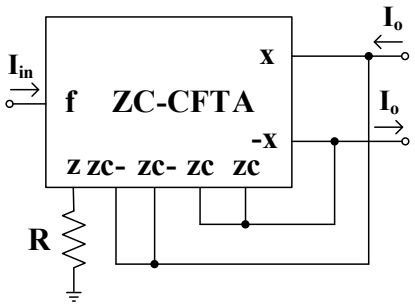
ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่าเอาต์พุต I_{o1} และ I_{o2} มีเฟสต่างกัน 90 องศา

3.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร ZC-CFTA

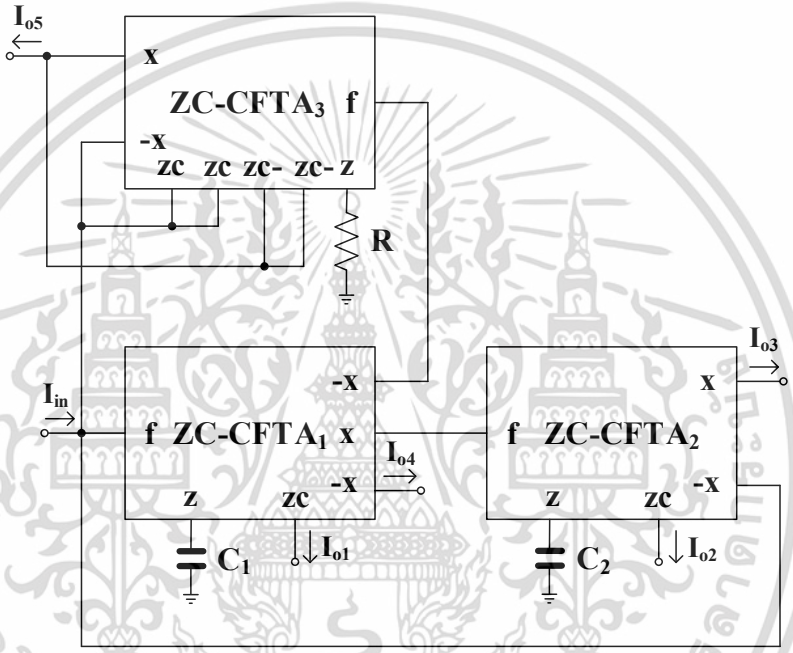


รูปที่ 3.9 สัญลักษณ์วงจร ZC-CFTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรขยายกระแสใช้วงจร ZC-CFTA



รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร ZC-CFTA

วงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าและวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจร ZC-CFTA (z-copy current follower transconductance amplifier) ถูกนำเสนอในปี 2014 โดย [36] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจร ZC-CFTA 3 วงจร และ ตัวเก็บประจุสองตัว สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร ZC-CFTA แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 คุณสมบัติของวงจร ZC-CFTA แสดงได้คือ

$$\left.\begin{aligned} V_f &= 0 \\ I_{zc} &= I_z = I_f \\ I_x &= g_m V_z \end{aligned}\right\} \tag{3.26}$$

ถ้าวงจร ZC-CFTA สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ ค่า g_m มีค่าเท่ากับ $g_m = I_B/2V_T$

รูปที่ 3.11 แสดงวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร ZC-CFTA วงจรประกอบด้วยวงจร ZC-CFTA 3 วงจร ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และ ตัวต้านทาน 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัว วงจรในรูปที่ 3.11 สามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ได้ในวงจรเดียว ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้วงจรขยายกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.11 จากรูปอัตราการขยายกระแสสามารถแสดงได้คือ [36]

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = 2 - g_m R \tag{3.27}$$

จากสมการที่ (3.27) อัตราการขยายจะเท่ากับศูนย์ ถ้า $g_mR = 2$ และ ถ้า $g_mR > 2$ อัตราการขยายของวงจรจะมีค่าเป็นลบ และ $g_mR < 2$ อัตราการขยายจะมีค่าเป็นบวก จากรูปที่ 3.11 ลูปเกนมีค่าเท่ากับ $g_{m1}/sC_1 \times (-g_{m2}/sC_2)$ และ $-A_i g_{m1}/sC_1$ ถ้ากำหนด $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถแสดงได้คือ

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{A_i g_m}{C} s + \frac{g_m^2}{C^2}} \tag{3.28}$$

$$\frac{I_{o2}}{I_i} = \frac{-I_{o4}}{I_i} = \frac{\frac{g_m}{C} s}{s^2 + \frac{A_i g_m}{C} s + \frac{g_m^2}{C^2}} \tag{3.29}$$

$$\frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{\frac{g_m^2}{C^2}}{s^2 + \frac{A_i g_m}{C} s + \frac{g_m^2}{C^2}} \tag{3.30}$$

$$\frac{I_{o5}}{I_i} = \frac{\frac{A_i g_m}{C} s}{s^2 + \frac{A_i g_m}{C} s + \frac{g_m^2}{C^2}} \tag{3.31}$$

จากสมการที่ (3.28) ถึง (3.31) วงจรกรองความถี่สามารถให้ฟังก์ชันการกรองได้สามแบบคือ การกรองความถี่สูงผ่าน การกรองแถบความถี่ผ่าน และ การกรองแถบความถี่ผ่าน ถ้าต้องการสร้างการกรองแถบความถี่หยุด สามารถทำได้โดยการรวมระหว่าง กระแส I_{o1} และ I_{o3} ($I_{o1} + I_{o3}$) และ ถ้าต้องการสร้างการกรองผ่านทุกความถี่ สามารถทำได้โดยการรวมกระแส I_{o1} I_{o3} และ I_{o4} ($I_{o1} + I_{o4} + I_{o3}$) ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองทั้งห้าแบบสามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \tag{3.32}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{1}{A_i} \tag{3.33}$$

จะเห็นได้ว่า ω_o สามารถปรับค่าได้ด้วยการเปลี่ยนค่า g_m และ Q สามารถปรับค่าโดย A_i ดังนั้น ω_o และ Q จึงสามารถปรับค่าได้อิสระจากกัน

จากรูปที่ 3.11 ถ้า $I_i = 0$ และ A_i กำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ โดยกำหนด $g_{m3}R = 2$ วงจรในรูปที่ 3.11 จะกลายเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ในกรณีนี้ Q จะมีค่าเป็นอนันต์ และ สามารถกำเนิดความถี่ ω_o สมการคุณสมบัติของวงจรรูปที่ 3.11 เมื่อทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเตอร์สามารถแสดงได้คือ

$$s^2 + \frac{(2 - g_{m3}R)g_m}{C}s + \frac{g_m^2}{C^2} = 0 \tag{3.34}$$

ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถแสดงได้คือ

$$g_{m3}R = 2 \tag{3.35}$$

ค่าความถี่การออสซิเลท สามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.36}$$

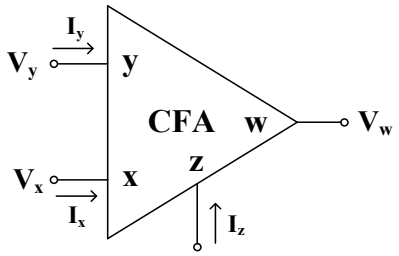
จากสมการที่ (3.35) และ (3.36) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดย g_m ส่วนค่าความถี่การออสซิเลทสามารถควบคุมได้โดย g_{m1} และ g_{m2} วงจรในรูปที่ 3.11 สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสแบบควอดราเจอร์ได้ที่เอาต์พุต I_{o1} ถึง I_{o4} ความสัมพันธ์เอาต์พุต I_{o1} I_{o2} I_{o3} และ I_{o4} ที่สามารถแสดงได้ได้คือ

$$\left.\begin{aligned} \frac{I_{o1}}{I_{o2}} &= \frac{g_{m2}}{j\omega C_2} = -j \\ \frac{I_{o3}}{I_{o1}} &= \frac{g_{m2}}{j\omega C_2} \times \frac{g_{m1}}{j\omega C_1} = -1 \\ \frac{I_{o1}}{I_{o2}} &= \frac{g_{m2}}{j\omega C_2} = -j \end{aligned}\right\} \tag{3.37}$$

ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่าเอาต์พุต I_{o1} มีเฟสตามหลัง I_{o2} อยู่ 90 องศา เอาต์พุต I_{o3} มีเฟสตรงข้าม (out of phase) กับ I_{o1} ขณะที่ เอาต์พุต I_{o4} มีเฟสตรงข้าม (out of phase) กับ I_{o2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CFA

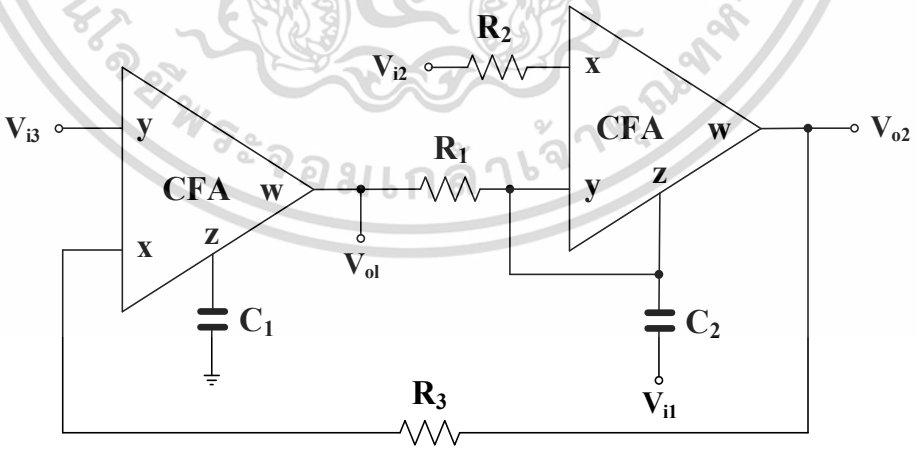


รูปที่ 3.12 สัญลักษณ์วงจร CTA

วงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าและวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจร CFA (Current Feedback Amplifier) ถูกนำเสนอในปี 2016 โดย [37] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร CFA 2 วงจร ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และ ตัวต้าทาน 3 ตัว สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CFA แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 คุณสมบัติของวงจร CFA แสดงได้คือ

$$\left.\begin{aligned} I_y &= 0 \\ V_x &= V_y \\ I_z &= I_x \\ V_w &= V_z \end{aligned}\right\} \tag{3.38}$$

คุณสมบัติของวงจร CFA อธิบายได้คือ ความต้านทานที่ขั้ว y และ z มีค่าสูงมาก (ทางอุดมคติมีค่าเป็นอนันต์) ส่วนขั้ว x และ w จะมีค่าต่ำมาก (ในทางอุดมคติมีค่าเป็นศูนย์)



รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร CFA

จากวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตในรูปที่ 3.13 ถ้ากำหนดให้ V_{i1} V_{i2} และ V_{i3} เป็นอินพุต เอาต์พุต V_{o2} ของวงจรแสดงได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = \frac{s^2 V_{i1} - s\left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) V_{i2} + \frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2} V_{i3}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2}\right) s + \frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2}} \quad (3.39)$$

จากสมการที่ (3.39) ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของการกรองห้าแบบสามารถกำหนดได้คือ

การตอบสนองความถี่ต่ำผ่าน เมื่อ $V_{i1} = V_{i2} = 0$ (ต่อลงกราวด์) และ $V_{i3} = V_{in}$

การตอบสนองแถบความถี่ผ่าน เมื่อ $V_{i1} = V_{i3} = 0$ (ต่อลงกราวด์) และ $V_{i2} = V_{in}$

การตอบสนองความถี่สูงผ่าน เมื่อ $V_{i2} = V_{i3} = 0$ (ต่อลงกราวด์) และ $V_{i1} = V_{in}$

การตอบสนองความถี่หยุดผ่าน เมื่อ $V_{i2} = 0$ (ต่อลงกราวด์) และ $V_{i1} = V_{i3} = V_{in}$

การตอบสนองผ่านทุกความถี่ผ่าน เมื่อ $V_{i1} = V_{i3} = V_{i3} = V_{in}$ และ $R_2 = 2R_1$

จะเห็นได้ว่าการกรองความถี่ทั้งห้าแบบสามารถสร้างได้โดยการเลือกป้อนอินพุตอย่างเหมาะสม แต่อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อเสียคือ การใช้เงื่อนไขอินพุต เช่น $V_{i1} = V_{i3} = V_{in}$ ในกรณีการสร้างการตอบสนองความถี่หยุดผ่าน และ $V_{i1} = V_{i3} = V_{i3} = V_{in}$ ในกรณีการสร้างการตอบสนองผ่านทุกความถี่ผ่าน การสร้างสัญญาณในลักษณะนี้ทำให้ต้องใช้วงจรจากภายนอกเพิ่มเติม โดยเฉพาะวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดันจะต้องใช้อุปกรณ์มากกว่าวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส

จากสมการที่ (3.39) ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองทั้งห้าแบบแสดงได้คือ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_1 C_2}} \quad (3.40)$$

$$Q = \frac{R_2}{R_2 - R_1}\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_3 C_2}} \quad (3.41)$$

จากสมการที่ (3.40) และ (3.41) จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q สามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกัน โดยที่ พารามิเตอร์ ω_o สามารถควบคุมได้ด้วย R_1 และ R_3 ในขณะที่พารามิเตอร์ Q สามารถควบคุมได้ด้วย R_2

จากรูปที่ 3.12 ถ้ากำหนดให้ $V_{i1} = V_{i2} = V_{i3} = 0$ (ต่อลงกราวด์) และ กำหนดเงื่อนไขอย่างเหมาะสม วงจรในรูปที่ 3.12 จะทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ สมการคุณสมบัติของวงจรรูปที่ 3.12 เมื่อทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลแสดงได้คือ

$$s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2}\right) s + \frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2} = 0 \quad (3.42)$$

ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถแสดงได้คือ

$$R_2 = R_1 \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่การออสซิเลท สามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_1 C_2}} \tag{3.44}$$

จากสมการที่ (3.43) และ (3.44) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การออสซิลเลท สามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกัน โดยเงื่อนไขการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้ด้วย R_2 ส่วนค่าความถี่การออสซิเลทสามารถควบคุมได้โดย R_1 และ R_3 วงจรในรูปที่ 3.13 สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตแรงดันสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์ได้ที่เอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ความสัมพันธ์เอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ที่สามารถแสดงได้ได้คือ

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{1}{\omega C_2 R_3} e^{j90^\circ} \tag{3.45}$$

ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่าเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} มีเฟสต่างกัน 90 องศา

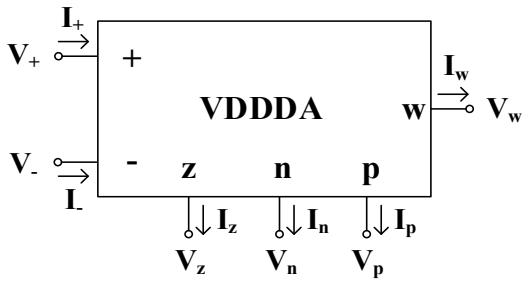
3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร VDDDA

วงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าและวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจร VDDDA (Voltage Differencing Differential Difference Amplifier) ถูกนำเสนอในปี 2017 โดย [38] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจร VDDDA 3 วงจร ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และ ตัวต้าทาน 1 ตัว สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร VDDDA แสดงได้ดังรูปที่ 3.14 คุณณสมบัติของวงจร VDDDA แสดงได้คือ

$$\begin{pmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_z \\ I_n \\ I_p \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_z \\ V_n \\ V_p \\ I_w \end{pmatrix} \tag{3.46}$$

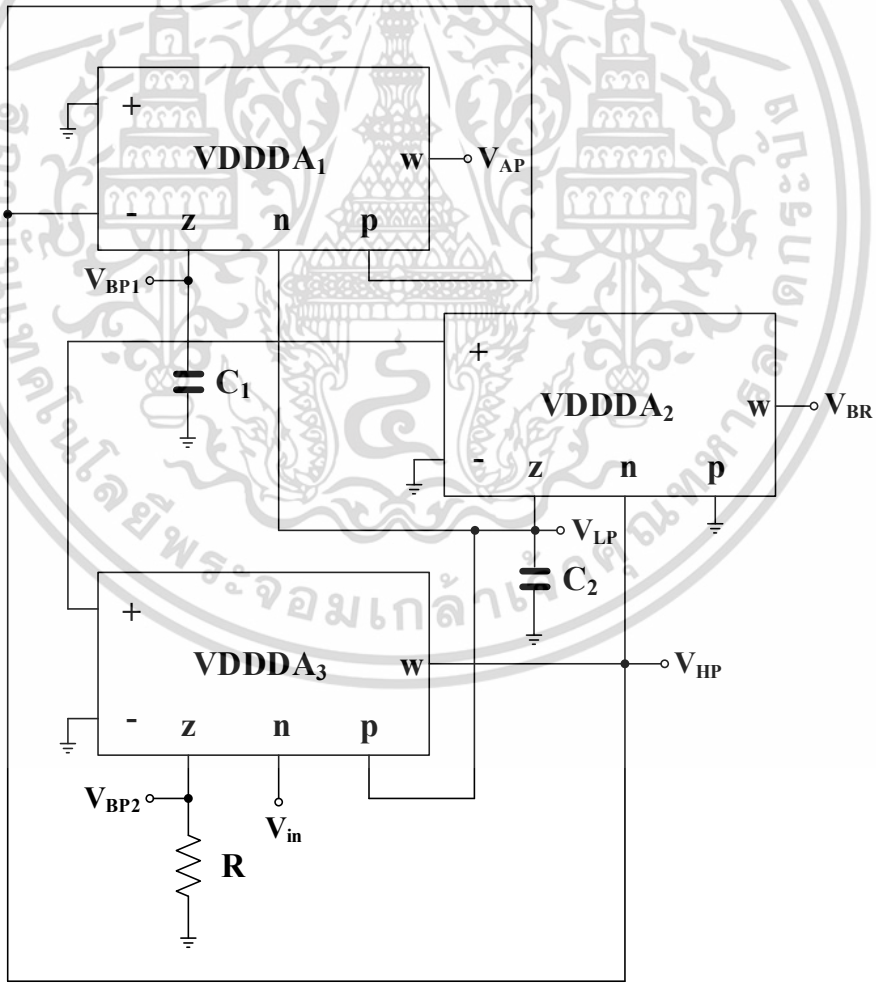
จากรูปที่ 3.14 และ สมการที่ (3.46) สามารถอธิบายได้ดังนี้ วงจรมีขั้วหกขั้วคือ V_+ V_- z n p และ w โดยขั้ว V_+ และ V_- เป็นขั้วแรงดันอินพุตซึ่งจะถูกเปลี่ยนเป็นกระแส I_z ที่ขั้ว z ด้วยค่าความนำ g_m โดยทั่วไปค่าความนำสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยกระแสไบอัส ผลต่างของแรงดันที่ขั้ว z n และ p จะเป็นค่าแรงดัน V_w ที่ขั้ว w ที่มีอัตราขยายแรงดันเท่ากับหนึ่งเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



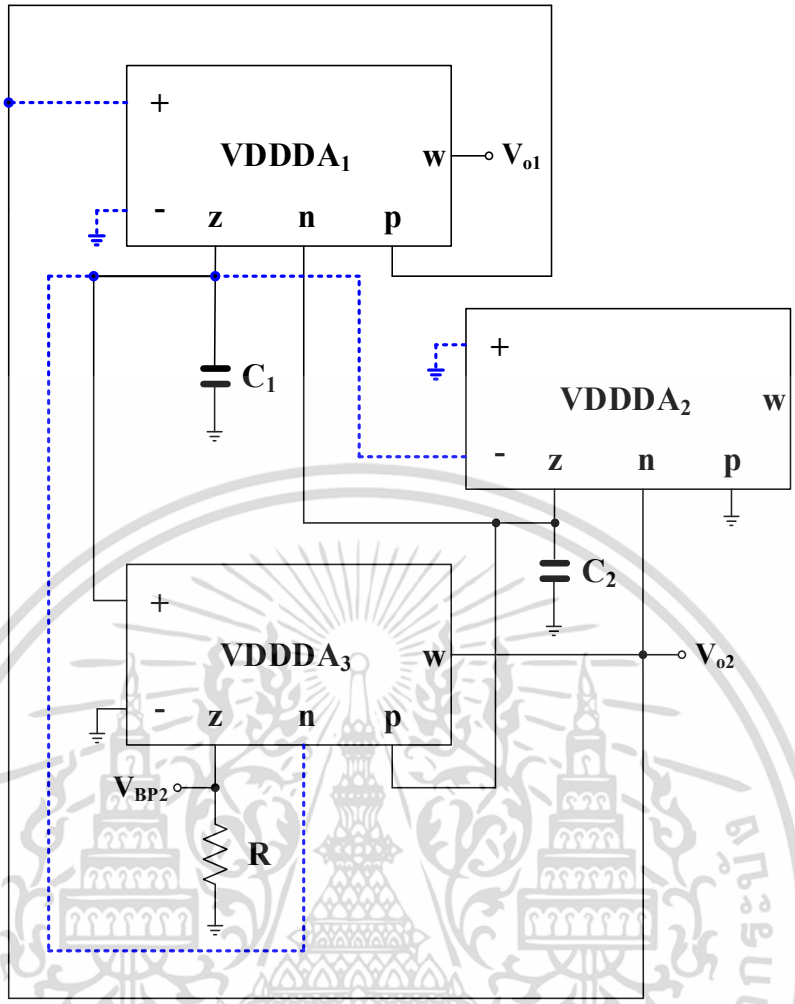
รูปที่ 3.14 สัญลักษณ์วงจร VDDDA

รูปที่ 3.15 แสดงวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร VDDDA วงจรประกอบด้วยวงจร VDDDA 3 วงจร ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และ ตัวต้านทาน 1 ตัว รูปที่ 3.16 แสดงวงจรในรูปที่ 3.15 เมื่อถูกเปลี่ยนมาทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จากรูปที่ 3.15 และ 3.16 จะเห็นได้ว่าจากวงจรที่ทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ และ เปลี่ยนมาเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จะต้องเปลี่ยนการเชื่อมต่อวงจรดังแสดงเป็นเส้นปะดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.15 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้วงจร VDDDA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจร VDDDA

จากวงจรในรูปที่ 3.15 กำหนดให้ V_{in} เป็นแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตการกรองความถี่ต่ำผ่านคือ V_{LP} แรงดันเอาต์พุตการกรองความถี่สูงผ่านคือ V_{HP} แรงดันเอาต์พุตการกรองแถบความถี่หยุดคือ V_{BS} แรงดันเอาต์พุตการกรองผ่านทุกความถี่คือ V_{AP} และ แรงดันเอาต์พุตการกรองแถบความถี่ผ่านมีสองเอาต์พุตคือ V_{BP1} และ V_{BP2} ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของการกรองแบบต่างๆ สามารถแสดงได้คือ

$$\frac{V_{HP}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{s^2}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.47}$$

$$\frac{V_{LP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.48}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{BR}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.49}$$

$$\frac{V_{AP}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-\left(s^2 - \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.50}$$

$$\frac{V_{BP1}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{g_{m1}}{C_1}s}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.51}$$

$$\frac{V_{BP2}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.52}$$

ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองทั้งห้าแบบแสดงได้คือ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.52}$$

$$Q = \frac{1}{g_{m3}R}\sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \tag{3.54}$$

จากสมการที่ (3.52) และ (3.53) จะเห็นว่าสามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านทางการควบคุมค่า g_{m1} g_{m2} และ g_{m3} นอกจากนี้ ค่าพารามิเตอร์ Q สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กรอนิกส์ผ่าน g_{m3} โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ ω_o

รูปที่ 3.16 แสดงวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรที่ปรับปรุงมาจากวงจรในรูปที่ 3.15 โดยการต่อขั้ว V_{BP1} ของ $VDDDA_1$ เข้ากับขั้ว V_{in} ของ $VDDDA_3$ สลับการต่อระหว่างขั้ว V_+ และ V_- ของ $VDDDA_1$ และ $VDDDA_2$ ขั้วแรงดันเอาต์พุต V_{o1} ต่อออกจากขั้ว w ของ $VDDDA_1$ และขั้วแรงดันเอาต์พุต V_{o2} ต่อออกจากขั้ว w ของ $VDDDA_3$ สมการคุณสมบัติของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.16 สามารถเขียนได้คือ

$$s^2 + (1 - g_{m3}R)\left(\frac{g_{m1}}{C_1}\right)s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} = 0 \tag{3.55}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท สามารถแสดงได้คือ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.56}$$

ค่าความถี่การออสซิเลท สามารถแสดงได้คือ

$$1 \le g_{m3}R \tag{3.57}$$

จากสมการที่ 3.56 และ 3.57 จะเห็นว่า ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การออสซิเลท สามารถถูกควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัส นอกจากนี้พารามิเตอร์ทั้งสองสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน

ความสัมพันธ์ของเอาต์พุต V_{o2} และ V_{o1} แสดงได้คือ

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = -sC_2g_{m2} \tag{3.58}$$

ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่าแรงดันเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} มีเฟสต่างกัน 90 องศา

3.7 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการศึกษาถึงข้อดี และ ข้อด้อยของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างได้ในวงจรเดียว ที่นำเสนอในวารสารต่างๆ ใน [33]-[38] งานวิจัยใน [33] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร CCCII และ วงจร OTA ข้อดีของวงจรนี้คือสามารถสร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร และ สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่วงจรมีข้อเสียคือใช้วงจรแอ็กทีฟมากเกิน และ สร้างการกรองได้ไม่ครบห้าแบบ งานวิจัยใน [34] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร DVCCCTA ข้อดีของวงจรนี้คือใช้วงจร DVCCCTA เพียงหนึ่งวงจร และสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่มีข้อสียคือการสร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกรองความถี่จะต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร งานวิจัยใน [35] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร CDTA ข้อดีของวงจรนี้คือใช้วงจร CDTA สองวงจร และ ปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่มีข้อสียคือการสร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกรองความถี่จะต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร งานวิจัยใน [36] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร ZC-CFTA มีข้อดีคือสามารถสร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร และ สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่วงจรมีข้อเสียคือใช้วงจร ZC-CFTA สามวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานวิจัยใน [37] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร CFA ข้อดีสามารถสร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร แต่มีข้อสียคือไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และงานวิจัยใน [38] นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้วงจร DVCCCTA ข้อดีของวงจรคือสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่มีข้อเสียคือการสร้างวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ หรือ วงจรกรองความถี่จะต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร และ ใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟมากเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

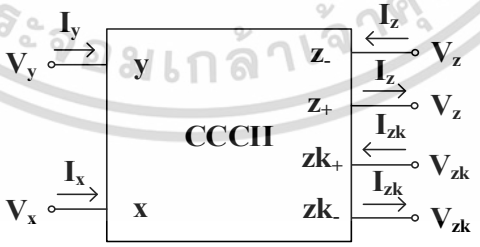
บทที่ 4
วงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง วงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ วงจรที่นำเสนอใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบทรานส์ลิเนียร์ที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์มาสร้างเป็นวงจรที่นำเสนอ โครงสร้างของวงจรใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์สองวงจร และ ตัวเก็บประจุสองตัว วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ สามารถสร้างได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนการเชื่อมต่อภายนอกแต่อย่างใด เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์ ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และค่าความถี่การออสซิลเลท สามารถควบคุมได้อิสระจากกัน และ สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตได้ทั้งกระแสและแรงดัน เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรสามารถสร้างการกรองได้ครบทั้งห้าแบบคือ การกรองความถี่ต่ำผ่าน การกรองความถี่สูงผ่าน การกรองแถบความถี่ผ่าน การกรองแถบความถี่หยุด และ การกรองผ่านทุกความถี่ ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองทั้งห้าแบบสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน และสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รายละเอียดต่างๆ มีดังนี้

4.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับค่ากระแสเอาต์พุตได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

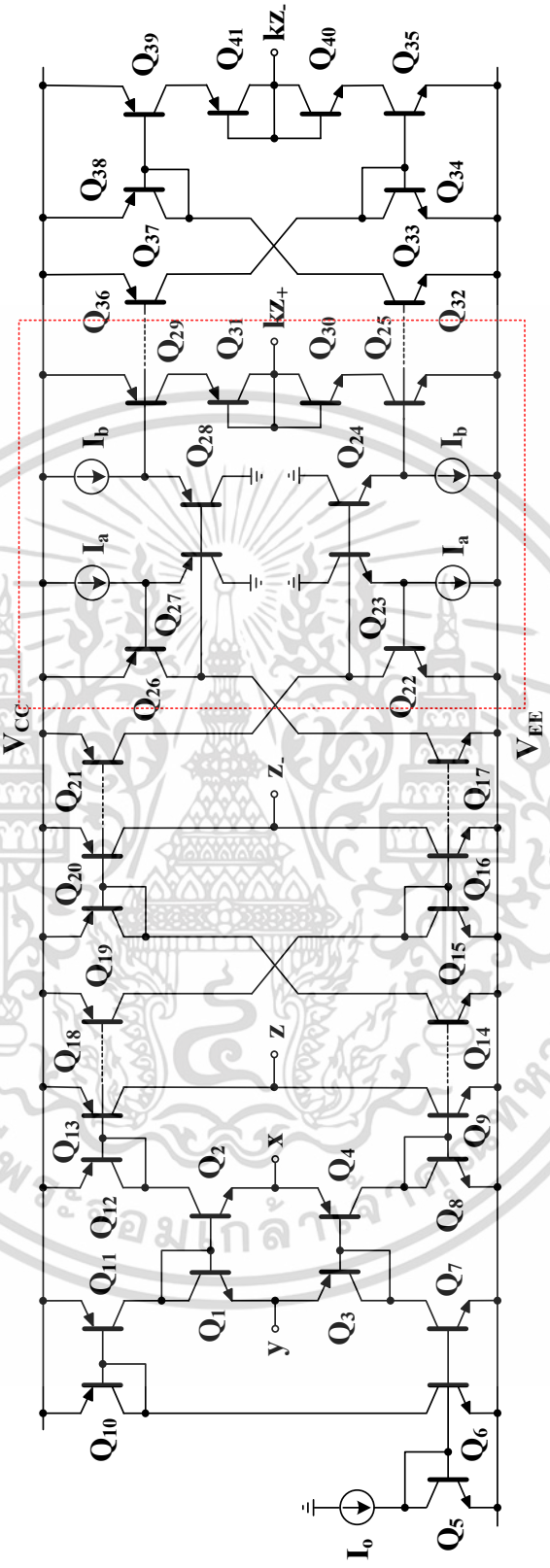
ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์เป็นอุปกรณ์หลัก ลักษณะที่พิเศษของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือสามารถปรับค่ากระแสที่ขั้ว z ได้ สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ ซึ่งเรียกสั้นๆ ว่า วงจร CCCII แสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์วงจร CCCII

จากรูป วงจร CCCII จะมีอัตราการขยายกระแสที่ขั้ว zk ซึ่งสามารถสร้างได้ทั้งเอาต์พุตชนิดบวก (zk_+) และ เอาต์พุตชนิดลบ (zk_-) ส่วนขั้ว z เป็นขั้วเอาต์พุตปกติของวงจร CCCII ซึ่งสามารถสร้างได้ทั้งเอาต์พุตชนิดบวก (z_+) และ เอาต์พุตชนิดลบ (z_-) ได้เช่นเดียวกัน นอกจากนี้วงจร CCCII จะมีค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x เป็น R_x ซึ่งค่าความต้านทานนี้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจร CCCII สร้างด้วยไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจร CCCII ในรูปที่ 4.1 ในทางอุดมคติแสดงได้คือ

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_{zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \\ V_{zk} \end{pmatrix} \tag{4.1}$$

รูปที่ 4.2 แสดงวงจร CCCII แบบมีอัตราขยายกระแสสร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นวงจรเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.16 ในบทที่ 2 จากรูปที่ 4.2 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_{21} จะทำงานเป็นวงจร CCCII ทั่วไป [2] โดยมีขั้ว z_+ และ z_- เป็นเอาท์พุทแบบบวกและลบ ตามลำดับ ถ้าสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 และวงจรสะท้อนกระแสที่อยู่รอบๆ ทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ อัตราการขยายแรงดันระหว่างขั้ว x และ y และ อัตราการขยายกระแสระหว่างขั้ว z และ x จะมีค่าเป็นหนึ่งเท่า พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X (R_x) จะสามารถแสดงได้คือ [2]

$$R_x = \frac{V_T}{2I_o} \tag{4.2}$$

จะเห็นว่า ความต้านทานแฝง R_x สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัส I_o โดยที่ V_T คือ ค่าแรงดันอุณหภูมิ ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิ 27 ^{o}C

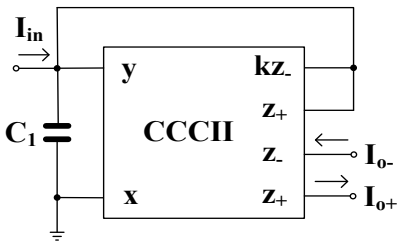
ทรานซิสเตอร์ Q_{22} ถึง Q_{40} จะถูกใช้สำหรับสร้างอัตราการขยายกระแสให้กับวงจร CCCII โดยทรานซิสเตอร์ Q_{22} ถึง Q_{25} จะทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่มีอัตราการขยาย ส่วน Q_{26} ถึง Q_{29} จะทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่มีอัตราการขยาย สมมุติว่า Q_{22} ถึง Q_{29} มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ อัตราการขยายกระแส k ของ CCCII สามารถกำหนดได้คือ

$$k = \frac{I_a}{I_b} \tag{4.3}$$

ดังนั้นวงจร CCCII จึงสามารถมีอัตราการขยายกระแสได้ที่ขั้ว zk และ อัตราการขยายกระแสสามารถควบคุมได้ด้วยอัตราส่วนของกระแสไบอัส I_a และ I_b ค่าอัตราการขยายกระแสนี้ยังสามารถควบคุมได้ในแบบเชิงเส้นและเป็นอิสระจากอุณหภูมิอีกด้วย อย่างไรก็ตามจากความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.3) จะยืนยันได้เฉพาะวงจรที่สร้างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรวงจรอินทีเกรเตอร์โดยใช้วงจร CCCII ชนิดปรับอัตราขยายกระแส ซึ่งเป็นวงจรที่สำคัญที่ทำให้สามารถนำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้ในวงจรเดียวได้ วงจรกระกอบด้วย วงจร CCCII หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุหนึ่งตัว วงจรในรูปที่ 4.3 สามารถทำงานที่เป็นวงจรอินทีเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสียได้ในวงจรเดียวกันโดยไม่เปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร จากวงจรในรูปที่ 4.3 ถ้า I_{in} เป็นกระแสอินพุท และ I_{o-} และ I_{o+} เป็นกระแสเอาต์พุต ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถแสดงได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจรอินทีเกรเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์

$$\frac{I_{o\pm}}{I_{in}} = \pm\frac{1}{sC_1R_x + k - 1} \tag{4.4}$$

เมื่อ k คือ อัตราการขยายกระแสของวงจร CCCII และ R_x คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ ขั้ว x ของวงจร จากสมการที่ (4.4) จะเห็นได้ว่า วงจรอินทีเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสียสามารถกำหนดได้โดยเงื่อนไขคือ $1 \le k \le 2$ เมื่อทำงานเป็นวงจรอินทีเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียโดยกำหนดให้ k = 1 ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถแสดงได้คือ

$$\frac{I_{o\pm}}{I_{in}} = \pm\frac{1}{sC_1R_x} \tag{4.5}$$

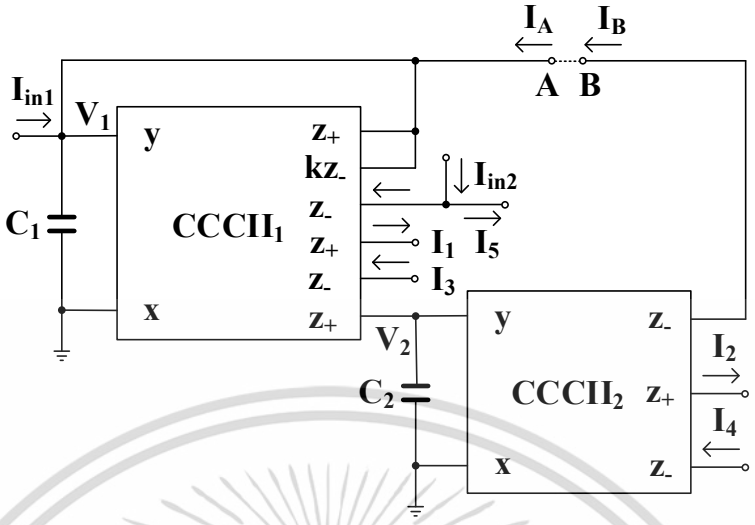
เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรอินทีเกรเตอร์แบบสูญเสียโดยกำหนดให้ k = 2 ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถแสดงได้คือ

$$\frac{I_{o\pm}}{I_{in}} = \pm\frac{1}{sC_1R_x + 1} \tag{4.6}$$

จากสมการที่ (4.5) และ (4.6) วงจรอินทีเกรเตอร์แบบกลับขั้วและไม่กลับขั้วสามารถสร้างได้ในวงจรเดียวกันโดยไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.4 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ

รูปที่ 4.4 แสดงวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ วงจรใช้วงจร CCCII ที่ปรับค่าอัตราการขยายกระแสได้สองวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว วงจรอินทีเกรเตอร์ที่ใช้วงจรสายพานกระแสแบบทรานส์ลิเนียร์ดังแสดงในรูปที่ 4.3 จะถูกใช้เป็นวงจรพื้นฐาน ซึ่งทำงานเป็นวงจรวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสียในวงจรเดียวซึ่งทำให้สามารถลดการใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟ และ พาสซีฟลงได้ การใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงลงกราวด์ทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [80] เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายการทำงาน จะใช้โนด A และ โนด B เพื่อแสดงกระแสอินพุตและเอาต์พุต ในกรณีที่วงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โนด A และ โนด B จะถูกเชื่อมต่อถึงกัน การทำงานของวงจรแบ่งออกเป็นสองกรณี คือ กรณีแรก วงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ กรณีที่สองทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

กรณีแรก เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จากวงจรในรูปที่ 4.4 กำหนดให้ กระแส $I_{in1} = I_{in2} = 0$ (ไม่ใช้งาน) วงจรจะให้สัญญาณเอาท์พุทแรงดันแบบควอเดรเจอร์สองสัญญาณที่โนด V_1 และ V_2 และ ให้สัญญาณเอาท์พุทกระแสแบบควอดราเจอร์สี่สัญญาณที่ขั้ว I_1 I_2 I_3 และ I_4 พิจารณาที่ โนด A และ B ใช้สมการที่ (4.1) และ การวิเคราะห์วงจรแบบโนดแรงดันจะได้ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของกระแสระหว่างโนด B และ โนด A ได้คือ

$$\frac{I_B}{I_A} = \frac{-1}{s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} + sC_2 R_{x2}\left(k-1\right)} \tag{4.7}$$

กำหนดให้ ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของกระแสระหว่างโนด I_B และ I_A มีค่าเท่ากับ 1 ($I_B/I_A = 1$) (หรือเชื่อมต่อจุด A และ จุด B เข้าด้วยกัน) สมการคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์แสดงคือ

$$s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} + sC_2 R_{x2}\left(k-1\right) + 1 = 0 \tag{4.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ R_{x1} และ R_{x2} คือค่าความต้านทานแฝงที่ ขั้ว X ของวงจร $CCCII_1$ และ วงจร $CCCII_2$ ตามลำดับ และ k คือค่า อัตราการขยายกระแสของวงจร $CCCII_1$ จากสมการที่ (4.8) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การการออสซิลเลท ของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์แสดงได้คือ

$$k = 1 \tag{4.9}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \tag{4.10}$$

เมื่อพิจารณา สมการที่ (4.9) และ (4.10) จะเห็นว่า ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทสามารถควบคุมด้วย ค่าอัตราการขยายกระแส k ของวงจร $CCCII_1$ และ สามารถปรับค่าด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยอัตราส่วนของกระแสไบอัส I_a และ I_b ดังแสดงในสมการที่ (4.3) และ ค่าความถี่การการออสซิลเลท สามารถควบคุมได้ด้วยความต้านทาน R_{x1} และ R_{x2} หรือ ค่าความถี่การการออสซิลเลท สามารถปรับค่าด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยกระแสไบอัส I_{o1} และ I_{o2} ของวงจร $CCCII_1$ และ วงจร $CCCII_2$ ดังแสดงในสมการที่ (4.2) นอกจากนี้วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอสามารถควบคุมค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การการออสซิลเลท ได้อย่างอิสระจากกันอีกด้วย

จากวงจรรูปที่ 4.4 วงจร $CCCII_2$ ต่อกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงลงกราวด์ C_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทีเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาท์พุท I_1 และ I_2 สามารถแสดงได้คือ

$$I_1 = sR_{x2}C_2I_2 \tag{4.11}$$

และความสัมพันธ์ระหว่างเอาท์พุท V_1 และ V_2 ได้ แสดงได้คือ

$$V_1 = sR_{x2}C_1V_2 \tag{4.12}$$

เมื่อทำการหาค่าเฟส ของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย จากสมการที่ (4.11) จะได้ว่าสัญญาณ I_1 และ I_2 มีเฟสต่างกัน 90 องศา หรือ $\phi = \pi/2$ และ จากสมการที่ (4.12) จะได้ว่าสัญญาณ V_1 และ V_2 มีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังนั้นจึงยืนยันได้ว่า วงจรวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณเอาท์พุทกระแสแบบควอเดรเจอร์ที่เอาต์พุต I_1 และ I_2 และ สัญญาณเอาท์พุทแรงดันแบบควอดราเจอร์ที่เอาต์พุต V_1 และ V_2 เนื่องจากวงจร CCCII สามารถสร้างให้มีทั้งเอาต์พุตแบบบวก และ แบบลบในวงจรเดียว จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตกระแสแบบควอดราเจอร์ได้ที่เอาต์พุต I_3 และ I_4 ($I_3 = -I_1$ และ $I_4 = -I_2$) ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าวงจรที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้ให้ สัญญาณเอาท์พุทกระแสแบบควอดราเจอร์สี่สัญญาณ คือ I_1 I_2 I_3 และ I_4 นอกจากนี้ขั้ว I_1 I_2 I_3 และ I_4 มีอิมพิแดนซ์สูงที่เนื่องจากต่อออกที่ขั้ว Z ของวงจร CCCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

วงจรในรูปที่ 4.4 สามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โดยกำหนดให้ I_{in1} และ I_{in2} เป็นอินพุตกระแส และ โนด A และ B เชื่อมต่อถึงกัน กระแสเอาต์พุต I_1 I_2 I_3 I_4 และ I_5 สามารถแสดงได้คือ

$$I_1 = -I_3 = \frac{sC_2R_{x2}}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1)+1} I_{in1} \tag{4.13}$$

$$I_2 = -I_4 = \frac{1}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1)+1} I_{in1} \tag{4.14}$$

$$I_5 = \frac{-sC_2R_{x2}}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1)+1} I_{in1} + I_{in2} \tag{4.15}$$

จากสมการที่ (4.13) ถึง (4.15) วงจรในรูปที่ 4.4 สามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ได้จะต้องมีเงื่อนไขคือ

$$k > 1 \tag{4.16}$$

จากสมาการที่ (4.13) ถึง (4.15) การกรองความถี่แบบต่างๆ สามารถกำหนดได้คือ

การกรองแถบความถี่ผ่านแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in}$ และ $I_1 = I_{out}$
การกรองแถบความถี่ผ่านแบบกลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in}$ และ $I_3 = I_{out}$
การกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in}$ และ $I_2 = I_{out}$
การกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in}$ และ $I_4 = I_{out}$
การกรองแถบความถี่หยุดแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $I_5 = I_{out}$
การกรองความถี่สูงผ่านแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $I_4 + I_5 = I_{out}$
การกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับขั้วสัญญาณ เมื่อ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $I_3 + I_4 = I_{out}$

การกรองแถบความถี่หยุด สามารถหาได้จากสมการที่ (4.15) โดยกำหนดให้ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $k = 2$ กระแสเอาท์พุทของการกรองแถบความถี่หยุด ($I_{out}=I_5$) สามารถแสดงได้คือ

$$I_{out} = \left(\frac{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + 1}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2} + 1} \right) I_{in} \tag{4.17}$$

การกรองความถี่ความถี่สูงผ่าน สามารถหาได้โดยการใช้สมการที่ (4.14) และ สมการที่ (4.15) โดยวิธีนำกระแส I_4 และ I_5 มารวมกัน และกำหนดให้ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $k = 2$ กระแสเอาท์พุทของวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน ($I_{out} = I_4 + I_5$) สามารถแสดงได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out} = I_4 + I_5 = \frac{s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2}}{s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} + s C_2 R_{x2} + 1} I_{in} \tag{4.18}$$

การกรองความถี่ผ่านทุกความถี่ สามารถหาได้โดยการใช้สมการที่ (4.13) และ สมการที่ (4.15) โดยนำกระแส I_3 และ I_5 มารวมกัน และ กำหนดให้ $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$ และ $k = 2$ กระแสเอาท์พุทของวงจรกรองความถี่แบบผ่านทุกความถี่ ($I_{out} = I_3 + I_5$) สามารถแสดงได้คือ

$$I_{out} = I_3 + I_5 = \left(\frac{s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} - s C_2 R_{x2} + 1}{s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} + s C_2 R_{x2} + 1} \right) I_{in} \tag{4.19}$$

ค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_o) และ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของการกรองทั้งห้าแบบสามารถกำหนดได้คือ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2}} \tag{4.20}$$

$$Q = \frac{1}{k-1} \sqrt{\frac{R_{x1} C_1}{R_{x2} C_2}} \tag{4.21}$$

จากสมการที่ (4.20) และ (4.21) ค่าพารามิเตอร์ ω_o ของการกรองความถี่สามารถควบคุมได้ด้วยความต้านทาน R_{x1} และ R_{x2} โดยวิธีการปรับค่ากระแสไบอัส I_{o1} และ I_{o2} ของวงจร $CCCII_1$ และ $CCCII_2$ ตามลำดับ และ ค่าพารามิเตอร์ Q สามารถควบคุมได้โดยปรับค่าอัตราการขยายกระแส k ด้วยวิธีการการปรับอัตราส่วนของกระแสไบอัส I_b/I_a ซึ่งสามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ได้อิสระจากกัน เพื่อให้ง่ายในการควบคุมค่าพารามิเตอร์ Q อัตราส่วนของ R_{x1}/R_{x2} และ C_1/C_2 ควรจะกำหนดให้มีค่าคงที่ สำหรับวงจรไบควอดที่มีค่า Q สูง สามารถทำได้โดยการลดค่า k ให้มีค่าน้อยมากๆ นอกจากนี้ค่า Q ยังเป็นอิสระจากผลของอุณหภูมิอีกด้วย

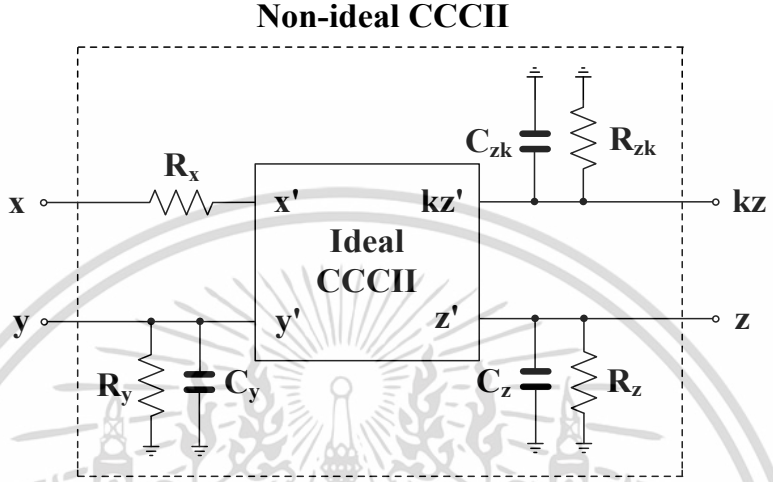
4.5 การวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติ

จากการวิเคราะห์ก่อนหน้านี้ จะสมมติว่า CCCII มีคุณสมบัติเป็นอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติวงจร CCCII จะมีความผิดพลาด เมื่อพิจารณาคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII สมการที่ (4.1) สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_{zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & R_x & 0 & 0 \\ 0 & \pm\beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm\beta_k k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \\ V_{zk} \end{pmatrix} \tag{4.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า α=1–ε_v และ ε_v ($|\varepsilon_v|$«1) คือค่าแรงดันที่ผิดพลาด (voltage tracking error) ระหว่างขั้ว y และ ขั้ว x ส่วนค่า β=1–ε_i and ε_i (ε_i«1) คือค่ากระแสที่ผิดพลาด (current tracking error) ระหว่างขั้ว z และ ขั้ว x และ β_k=1–ε_{ki} และ ε_{ki} (ε_{ki}«1) คือค่ากระแสที่ผิดพลาด (current tracking error) ระหว่างขั้ว zk และ ขั้ว x



รูปที่ 4.6 วงจร CCCII แบบไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อวงจร CCCII ทำงานในย่านความถี่สูง ที่ขั้วต่างๆ ของวงจร CCCII จะปรากฏค่าพารามิเตอร์แฝง วงจร CCCII แบบไม่เป็นอุดมคติที่มีค่าพารามิเตอร์แฝงแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 โดยที่ขั้ว x จะมีค่าความต้านทานแฝง R_x ที่ต่ออนุกรม ที่ขั้ว y จะมีค่าความต้านทานแฝง R_y ที่มีค่าสูงต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุแฝง C_y ที่มีค่าต่ำ ที่ขั้ว z จะมีค่าความต้านทานแฝง R_z ที่มีค่าสูงต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุแฝง C_z ที่มีค่าต่ำ และ ที่ขั้ว zk จะมีค่าความต้านทานแฝง R_{zk} ที่มีค่าสูงต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุแฝง C_{zk} ที่มีค่าต่ำ

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรแบบไม่เป็นอุดมคติ โดยใช้สมการที่ (4.22) และ รูปที่ 4.6 จะสามารถแสดงสมการคุณสมบัติวงจรควอดราเจอร์ออสซิสเลเตอร์ได้คือ

$$s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'\left(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2\right) + \alpha_1\alpha_2\beta_2 = 0 \qquad (4.23)$$

โดยที่

$$C_1' = C_1 \| C_{y1} \| C_{z1+} \| C_{zk-} \| C_{z2-}$$

$$C_2' = C_2 \| C_{y2} \| C_{z1+}$$

$$R_{x1}' = R_{x1},\ R_{x2}' = R_{x2}$$

เมื่อ α_1 และ α_2 คือค่าอัตราการขยายแรงดันที่ผิดพลาด (voltage gain error) ระหว่างขั้ว y และขั้ว x ของวงจร $CCCII_1$ และ วงจร $CCCII_2$ ตามลำดับ ต่อมา β_1 และ β_2 คือค่าอัตราการขยายกระแสที่ผิดพลาด (current gain error) ระหว่างขั้ว x และ ขั้ว z ของวงจร $CCCII_1$ และ วงจร $CCCII_2$ ต่อมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

β_k คือค่ากระแสที่ผิดพลาด (current tracking error) ระหว่างขั้ว x กับ ขั้ว zk ของวงจร $CCCII_1$ ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท และ ค่าความถี่การออสซิลเลท เขียนใหม่ได้คือ

$$k \le \frac{\beta_2}{\beta_k} \tag{4.24}$$

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2}{C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}'}} \tag{4.25}$$

จากสมการที่ (4.24) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท จะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยไปจากกรณีอุดมคติ โดยแฟคเตอร์ของอัตราส่วนของ อัตราการขยายกระแสผิดพลาด (current gain error) ระหว่างขั้ว x กับขั้ว z ของวงจร $CCCII_2$ ต่อ ค่ากระแสที่ผิดพลาด (current tracking error) ระหว่างขั้ว x กับ ขั้ว zk ของวงจร $CCCII_1$ หรือ β_2/β_k อย่างไรก็ตาม เราสามารถทำการปรับค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท ด้วยวิธีง่ายๆ โดยทำการปรับค่าอัตราการขยายกระแส k ด้วยการปรับค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัส I_b/I_a และ จากสมการที่ (4.25) ค่าความถี่การออสซิลเลท จะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยจากในกรณีอุดมคติเช่นเดียวกัน โดยแฟคเตอร์ของ $(\alpha_1\alpha_2\beta_2)^{1/2}$ และ ค่าพารามิเตอร์แฝงคือ C_1 C_2 R_{x1} และ R_{x2} จะกลายเป็น C_1' C_2' R_{x1}' และ R_{x2}' ตามลำดับ อย่างไรก็ตามจะพบว่าค่าที่เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยนี้จะไม่ได้ส่งผลกระทบหรือเกิดผลเสียต่อค่าความถี่การออสซิลเลท เพราะสามารถปรับค่าด้วยวิธีการไบอัสกระแสของวงจร CCCII

ในกรณีวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ เมื่อใช้สมการที่ (4.22) และ วงจรในรูปที่ 4.6 กระแสเอาต์พุต I_1 I_2 I_3 I_4 และ I_5 ของวงจรในรูปที่ 4.4 สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$I_1 = -I_3 = \frac{\alpha_1 sC_2'R_{x2}'}{s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'\left(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2\right) + \alpha_1\alpha_2\beta_2} I_{in1} \tag{4.26}$$

$$I_2 = -I_4 = \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2}{s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'\left(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2\right) + \alpha_1\alpha_2\beta_2} I_{in1} \tag{4.27}$$

$$I_5 = -\frac{\alpha_1 sC_2'R_{x2}'}{s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'\left(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2\right) + \alpha_1\alpha_2\beta_2} I_{in1} + I_{in2} \tag{4.28}$$

ค่าความถี่ธรรมชาติกรณีไม่เป็นอุดมคติ (ω_{on}) และ ค่าตัวประกอบคุณภาพกรณีไม่เป็นอุดมคติ (Q_n) แสดงได้คือ

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2}{C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}'}} \tag{4.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_n = \frac{1}{\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2}\sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2 C_1' R_{x1}'}{C_2' R_{x2}'}} \qquad (4.30)$$

จากสมการที่ (4.29) และ (4.30) จะเห็นได้ว่า ความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCCII จะทำค่าความถี่ธรรมชาติ และ ค่าตัวประกอบคุณภาพ เปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อย อย่างไรก็ตามค่าความถี่ธรรมชาติ และ ค่าตัวประกอบคุณภาพ ยังคงควบคุมได้อย่างอิสระและคุบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์เช่นเดิม

4.6 การวิเคราะห์ค่าความไว

ค่าความไวของพารามิเตอร์ของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ พารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองความถี่จะนำมาพิจารณา จากสมการที่ (4.10) ค่าความไว ω_o ของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ต่อพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟแสดงได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ความไว ω_o ต่อพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์

x	R_{x1}	R_{x2}	C_1	C_2
$S_x^{\omega_o}$	-0.5	-0.5	-0.5	-0.5

จากสมการที่ (4.20) และ (4.21) ค่าความไวของ ω_o และ Q ของวงจรกรองความถี่ต่อพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟแสดงได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ความไว ω_o และ Q ต่อพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรกรองความถี่

x	R_{x1}	R_{x2}	C_1	C_2	k
$S_x^{\omega_o}$	-0.5	-0.5	-0.5	-0.5	-
S_x^{Q}	0.5	-0.5	0.5	-0.5	-1

กรณีที่สองเป็นการหาค่าความไวของพารามิเตอร์ของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ จากสมการที่ (4.25) ค่าความไวของ ω_{on} ของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ต่อพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟแสดงได้ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ความไวของ ω_{on} ต่อพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์กรณีไม่เป็นอุดมคติ

X	R_{x1}'	R_{x2}'	C_1'	C_2'	α_1	α_2	β_2
$S_x^{\omega_{on}}$	-0.5	-0.5	-0.5	-0.5	0.5	0.5	0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.29) และ (4.30) ค่าความไวของ ω_{on} และ Q_n ของวงจรกรองความถี่ต่อพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟกรณีไม่เป็นอุดมคติแสดงได้ดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ความไว ω_{on} และ Q_n ต่อพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟของวงจรกรองความถี่กรณีไม่เป็นอุดมคติ

x	R'_{x1}	R'_{x2}	C'_1	C'_2	α_1	α_2	β_2	β_k	k
$S_x^{\omega_o}$	-0.5	-0.5	-0.5	-0.5	0.5	0.5	0.5	-	-
$S_x^{Q_n}$	0.5	-0.5	0.5	-0.5	-0.5	0.5	-0.5	-1	-1

4.7 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้จะเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ โดยจะเริ่มจากวงจร CCCII ชนิดมีอัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นวงจรที่สำคัญสำหรับใช้สร้างวงจรที่นำเสนอ วงจร CCCII จะถูกนำมาใช้สร้างเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูยเสียและไม่สูญเสียที่สามารถทำงานได้ในวงจรเดียว วงจรอินทิเกรเตอร์จะถูกนำมาใช้สร้างเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ วงจรที่นำเสนอจะถูกวิเคราะห์ในกรณีอุปกรณ์ CCCII ไม่เป็นอุดมคติ และ วิเคราะห์ค่าความไว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
การจำลองและการทดลองการทำงาน

5.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองการทำงานและผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE วงจร CCCII จะถูกจำลองการทำงานด้วยทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ BJT จาก AT&T คุณสมบัติของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่จะแสดงในบทนี้ นอกจากนี้การทำงานของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่สามารถยืนยันได้ด้วยผลการทดลอง ในกรณีนี้วงจร CCCII จะถูกสร้างด้วยทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ เบอร์ 2N3906 สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด PNP วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ จะถูกสร้างเป็นวงจรในแบบแยกอุปกรณ์ (discrete)

5.2 การจำลองคุณสมบัติวงจร CCCII

เพื่อทดสอบคุณสมบัติของวงจร CCCII ก่อนที่จะนำมาสร้างเป็นวงจรที่นำเสนอ วงจร CCCII จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยวงจร CCCII ในรูปที่ 4.2 จะถูกออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N ซึ่งเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบอาเรย์ ALA400 จาก AT&T [82] กำหนดแหล่งจ่ายแรงดันมีค่าเท่ากับ ± 1.5 V ตารางที่ 5.1 แสดงคุณสมบัติของวงจร CCCII ในกรณีต่างๆ จากตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์แฝง R_x จะเปลี่ยนแปลงจาก 2.7 kΩ ถึง 58 Ω เมื่อกระแสไบอัส I_o เปลี่ยนค่าจาก 5 µA ถึง 250 µA อัตราการขยาย k สามารถปรับค่าจาก 0.96 ถึง 4.5 เท่าเมื่อกระแส I_a เปลี่ยนค่าจาก 50 µA ถึง 250 µA โดย I_b = 50 µA คงที่ และ วงจรมีแบนด์วิดท์ประมาณ 19 MHz ระหว่างขั้ว I_x และ I_{zk} เมื่อ k = 1 และ I_o = 50 µA

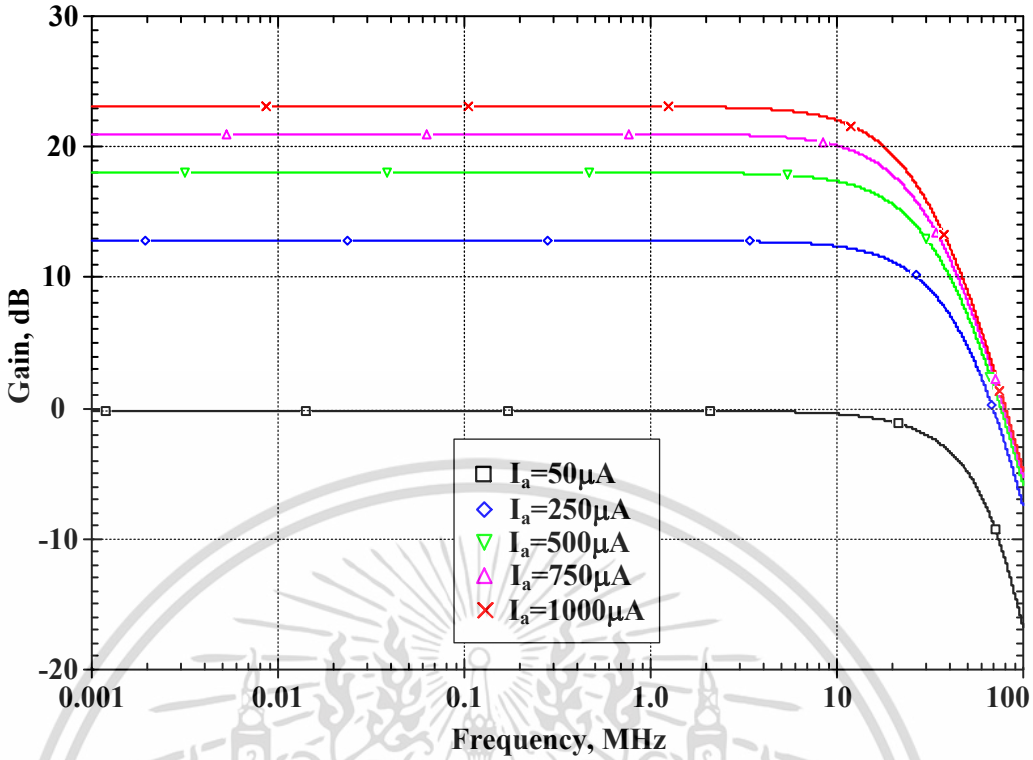
รูปที่ 5.1 แสดงอัตราการขยายกระแส k ของวงจร CCCII เมื่อปรับค่ากระแสไบอัส I_a มีค่าเป็น 50 µA 250 µA 500 µA 750 µA และ 1000 µA โดยที่กระแส I_b = 50 µA คงที่ จะเห็นได้ว่าอัตราการขยายสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส I_a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 ผลการจำลองการทำงานวงจร CCCII

พารามิเตอร์	ค่า
เทคโนโลยี	Bipolar
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm$1.5 V
R_x (I_o = 5-250 µA)	2.7 k ถึง 58 [Ω]
อัตราการขยาย k (I_a = 50-250 µA)	0.96 ถึง 4.5
อัตราการขยายแรงดัน (V_x/V_y)	0.99
อัตราการขยายกระแส (I_z/I_x)	0.99
แบนด์วิดท์ (-3dB) @ I_o = 50 µA:	
V_x/V_y	70 MHz
I_z/I_x	31 MHz
I_{zk}/I_x (k = 1)	19 MHz
พารามิเตอร์แฝง	
$R_y//C_y$ @ I_o = 50µA	748 kΩ // 0.893 pF
$R_z//C_z$ @ I_o = 50µA	788 kΩ // 0.491 pF
$R_{zk}//C_{zk}$ @ I_o = 50µA I_a = I_b = 50µA	814 kΩ // 0.916 pF
$R_x//L_x$ @ I_o = 50µA	275 // 0.119 µH
กำลังงานไฟฟ้า	
I_a = I_b = 50µA (k =1) @ I_o = 50µA	2.2 mW
I_a = 250µA I_b = 50µA (k = 5) @ I_o = 50µA	4.76 mW
I_a = 250µA I_b = 50µA (k = 5) @ I_o = 250µA	17 mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



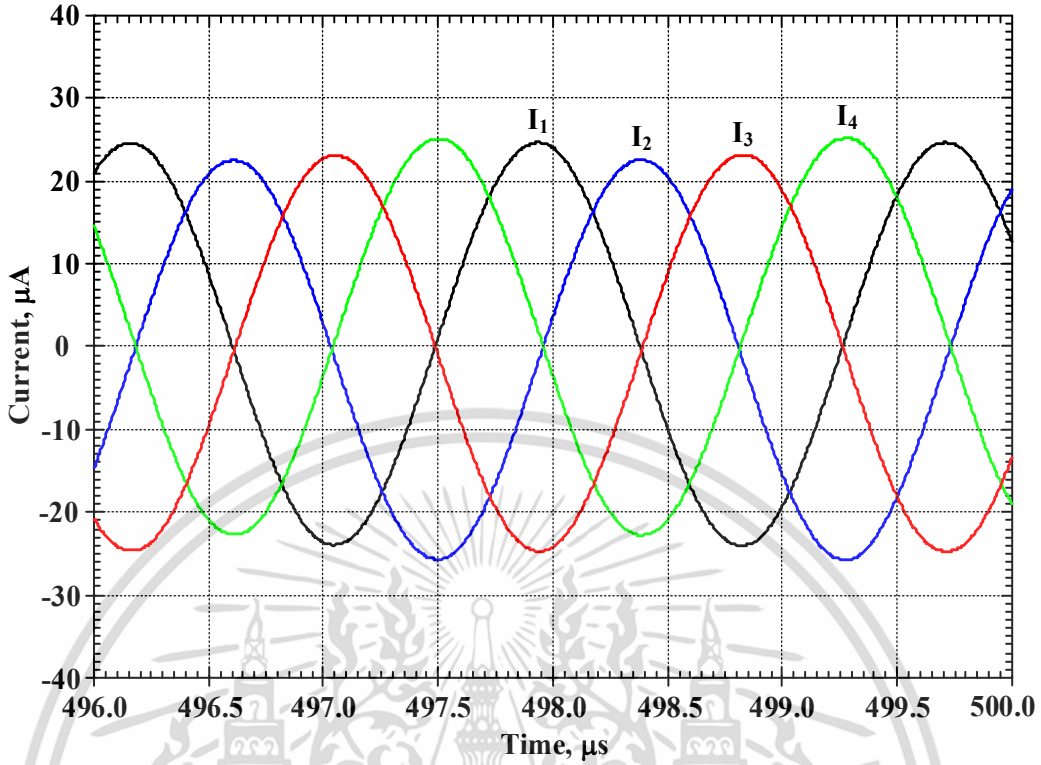
รูปที่ 5.1 ผลการจำลองปรับค่าอัตราการขยายกระแส k ด้วยกระแสไบอัส I_a

5.3 การจำลองและผลการจำลองวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์

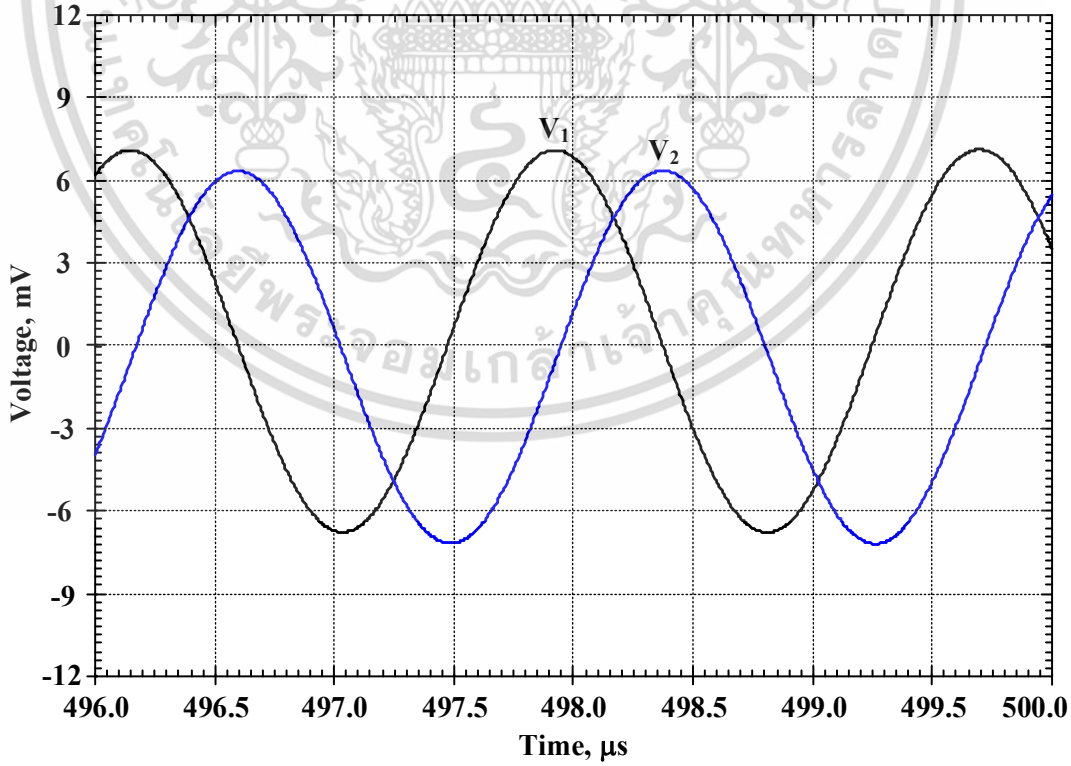
วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่จะถูกออกแบบโดยกำหนดค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1$ nF และ กระแสไบอัส I_b มีค่าคงที่เท่ากับ 50 μA ส่วนกระแสไบอัส I_a ใช้สำหรับปรับค่าอัตราการขยายกระแส k

กรณีแรก วงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 จะทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จากการจำลองการทำงานของวงจด้วยโปรแกรม PSPICE พบกว่าวงจรที่ออกแบบจะยังไม่สามารถกำเนิดความถี่ได้ ถ้ากระแสไบอัส I_a มีค่าน้อยว่า 60 μA ดังนั้นวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 สามารถทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ถ้า $I_a \geq 60$ μA หรือ ($k \geq 1.2$) ถ้าอัตราการขยาย k มีค่าน้อยกว่า 1.2 วงจรจะเข้าสู่ย่านไม่เสถียรและจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นเพื่อให้วงจรในรูปที่ 4.4 ทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ จึงกำหนด $I_a = 54.5$ μA ($k = 1.08$) รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณเอาท์พุต I_1 I_2 I_3 และ I_4 ที่ได้จากการจำลองการทำงาน จากรูปจะเห็นว่ากระแสเอาท์พุท I_1 และ I_2 จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา กระแส I_1 จะกลับเฟสกับ I_3 กระแส I_2 จะกลับเฟสกับ I_4 โดยที่ I_3 และ I_4 จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ด้วยเช่นกัน รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองการทำงานที่โนด V_1 และ V_2 จากรูปที่ 5.2 และ 5.3 สามารถยืนยันได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามทฤษฎีที่นำเสนอ คือ ทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่สามารถให้เอาต์พุตแบบแรงดันและกระแสได้ในวงจรเดียว จากผลการจำลองการทำงาน ความถี่ของสัญญาณที่ได้จากวงจรมีค่าเท่ากับ 562 kHz ในขณะที่ค่าความถี่ในทางทฤษฎีคือ 612 kHz ซึ่งค่าที่ผิดพลาดนี้เกิดจาก ค่าแรงดันและค่ากระแสที่ผิดพลาดที่เป็นผลมาจากความไม่เป็นอุดมคติของ CCCII ซึ่งแสดงไว้ดังสมการที่ (4.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 รูปคลื่นกระแสเอาท์พุท I_1 I_2 I_3 และ I_4

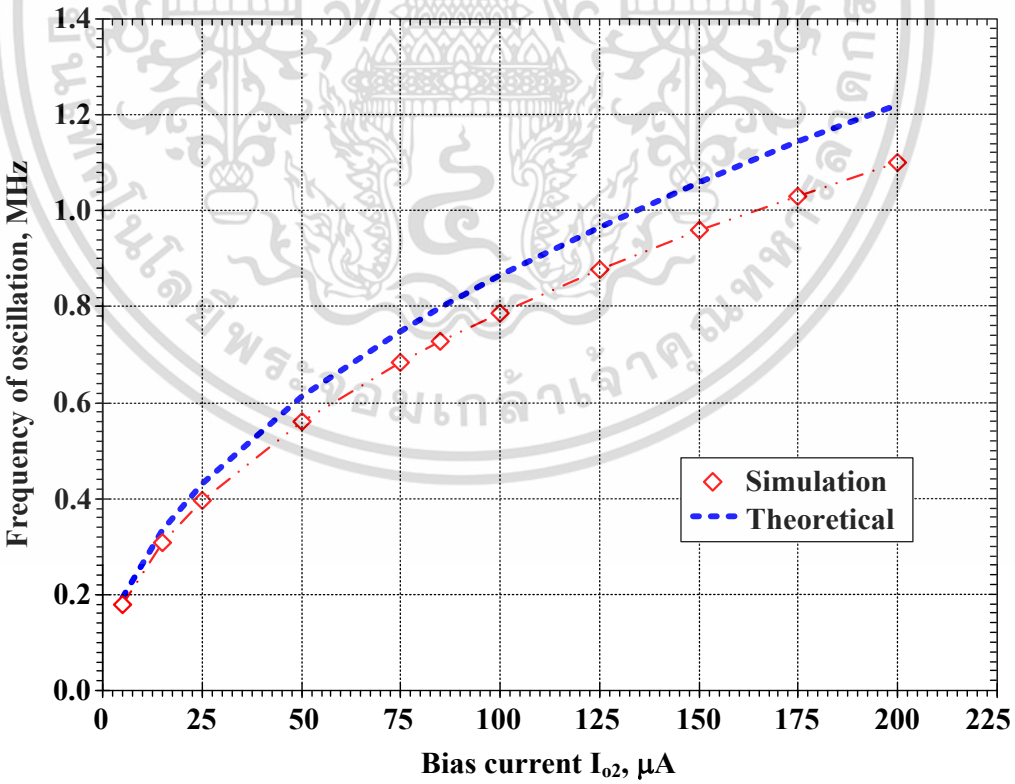


รูปที่ 5.3 รูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท V_1 และ V_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

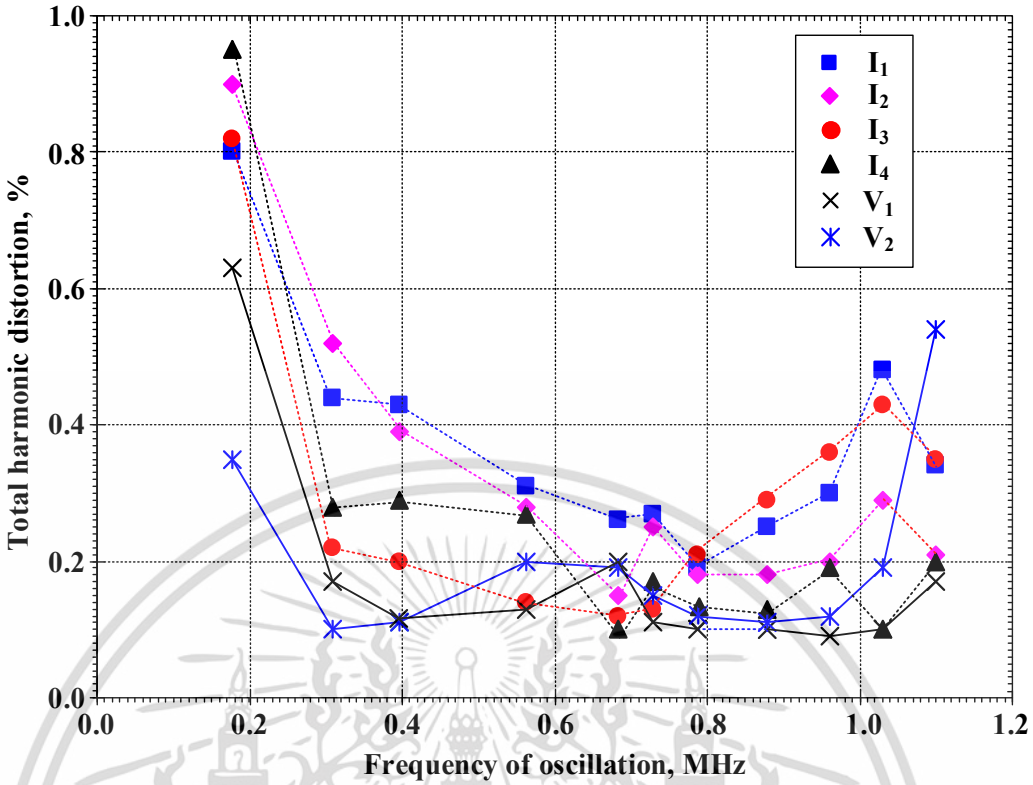
จากรูปที่ 5.3 จะเห็นว่าสัญญาณแรงดัน V_1 และ V_2 มีขนาดค่อนข้างเล็ก (มีค่าประมาณ 7 mV_{peak}) ซึ่งถูกจำกัดโดยค่าแรงดันเอาท์พุทสูงสุดมีค่าประมาณ 20 mV_{rms} ของวงจรที่ใช้อุปกรณ์ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ ในทางปฏิบัติอาจจะต้องใช้วงจรขยายสัญญาณจากภายนอกเข้ามาช่วยเพิ่มขนาดสัญญาณ หรือ อาจจะใช้สัญญาณจากกระแส I_1 และ I_2 โดยนำตัวต้านทานมาต่อเข้าที่เอาต์พุตกระแส I_1 และ I_2 เพื่อเปลี่ยนกระแสนั้นเป็นแรงดัน แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะเป็นแรงดันเอาต์พุตแบบควอดราเจอร์ที่สามารถนำไปใช้งานได้ นอกจากนี้ขนาดของสัญญาณแรงดัน V_1 และ V_2 สามารถเพิ่มขึ้นได้ถ้าปรับเงื่อนไขการออสซิลเลท โดยการลดค่า k ลงมา ($k < 1.08$) แต่วิธีนี้จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าความเพี้ยน (THD) เพิ่มขึ้นด้วย

รูปที่ 5.4 แสดงค่าความถี่การออสซิลเลทเมื่อปรับค่ากระแสไบอัส I_{o2} เป็นค่าต่างๆ จาก 5 µA ถึง 200 µA จากรูปจะเห็นว่าเมื่อกระแสไบอัส I_{o2} เปลี่ยนค่าจาก 5 µA ถึง 200 µA จะได้ความถี่การออสซิลเลท มีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 0.178 MHz ถึง 1.1 MHz ผลการจำลองได้นำมาเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีที่ได้จากสมการที่ (4.10) จากการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการจำลองและค่าทางทฤษฎีจะพบว่า ผลที่ได้จากการจำลองมีความความคลาดเคลื่อนประมาณ 9.84 เปอร์เซ็นต์ที่ความถี่สูงสุด 1.1 MHz ค่าความเพี้ยนรวม (Total Harmonic Distortion: THD) ของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 5.5 จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.4 สามารถยืนยันได้ว่าค่าความถี่การออสซิลเลทสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และ สามารถปรับค่าเป็นอิสระจากค่าเงื่อนไขการออสซิลเลท



รูปที่ 5.4 การปรับค่าความถี่ด้วยกระแสไบอัส I_{o2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

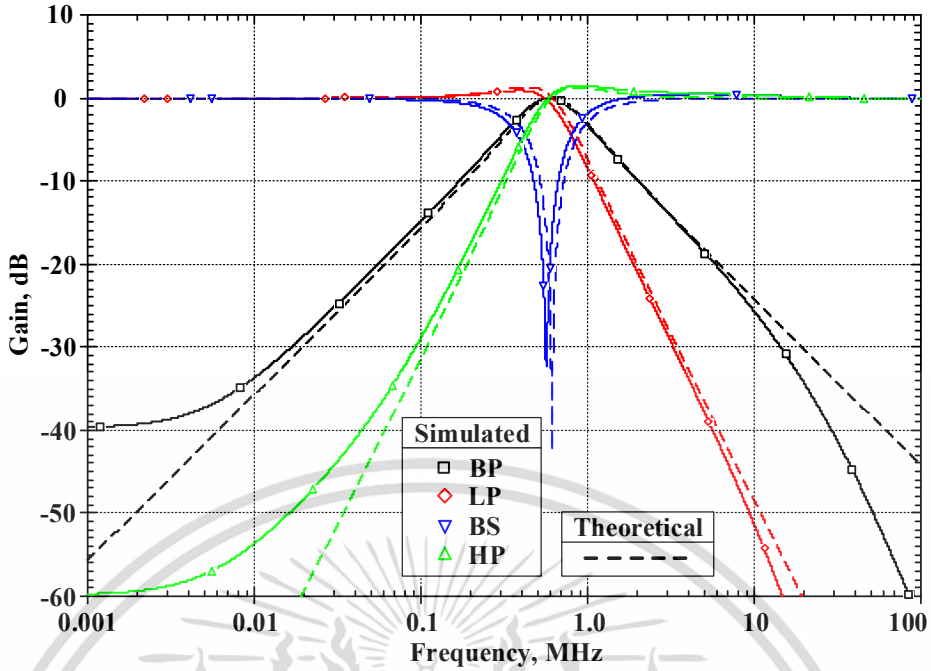


รูปที่ 5.5 ค่า THD ของสัญญาณที่ความถี่การออสซิลเลทค่าต่างๆ

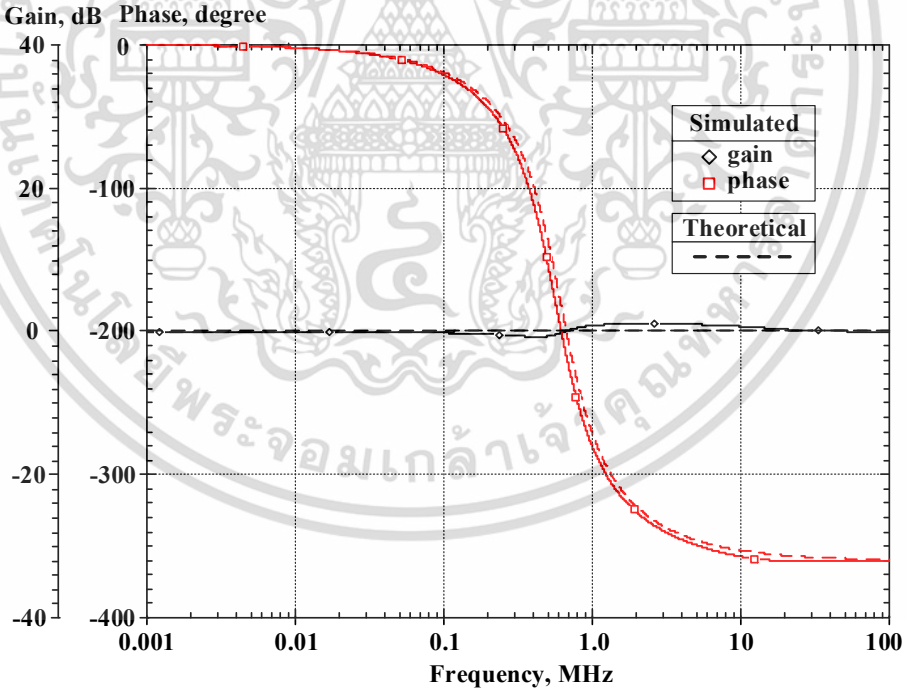
5.4 ผลการจำลองวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

วงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 จะถูกจำลองการทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โดยกำหนดให้กระแสไบอัส I_b = 50 μA และ I_a = 110 μA (k = 2.2) รูปที่ 5.6 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันการกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน และ แถบความถี่หยุด เมื่อกระแส $I_{o1} = I_{o2}$ = 50 μA และ $C_1 = C_2$ = 1 nF จากเงื่อนไขนี้จะทำให้ได้ ค่าความถี่ธรรมชาติในกรณีอุดมคติเท่ากับ 612 kHz และ ค่าตัวประกอบคุณภาพในทางอุดมคติมีค่าเท่ากับหนึ่ง รูปที่ 5.7 แสดงผลการตอบสนองความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ จากรูปที่ 5.6 และ 5.7 สามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ได้ครบทั้งห้าแบบในวงจรเดียว โดยมีค่าความถี่ธรรมชาติค่าเท่ากับ 587 kHz ในขณะที่ค่าความถี่ธรรมชาติในทางอุดมคติคือ 612 kHz ซึ่งความผิดพลาดนี้มีสาเหตุจากผลของความไม่เป็นอุดมคติของ CCCII ซึ่งได้แสดงไว้ในสมการที่ (4.29) ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.6 และ 5.7 ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่าทางอุดมคติ จะเห็นว่าผลการจำลองและกราฟทางอุดมคติของการกรองแบบต่างๆ มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่จะเกิดความผิดพลาดในช่วงการลดทอนที่ต่ำกว่า -30 dB ซึ่งเป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงที่แสดงในรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

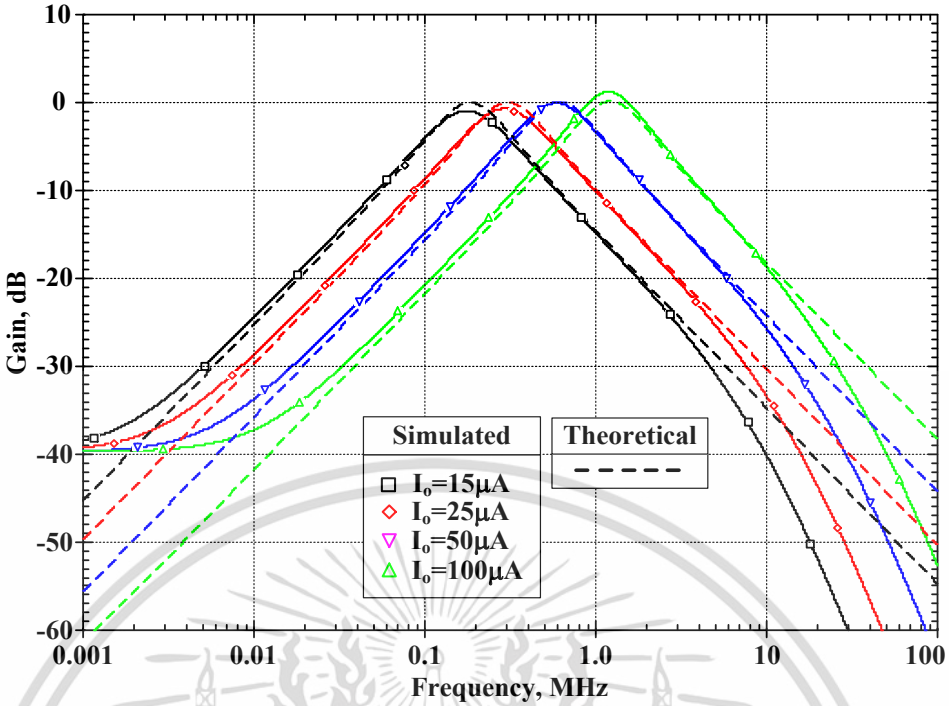


รูปที่ 5.6 การตอบสนองความถี่ของการกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน และแถบความถี่หยุด



รูปที่ 5.7 การตอบสนองของความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

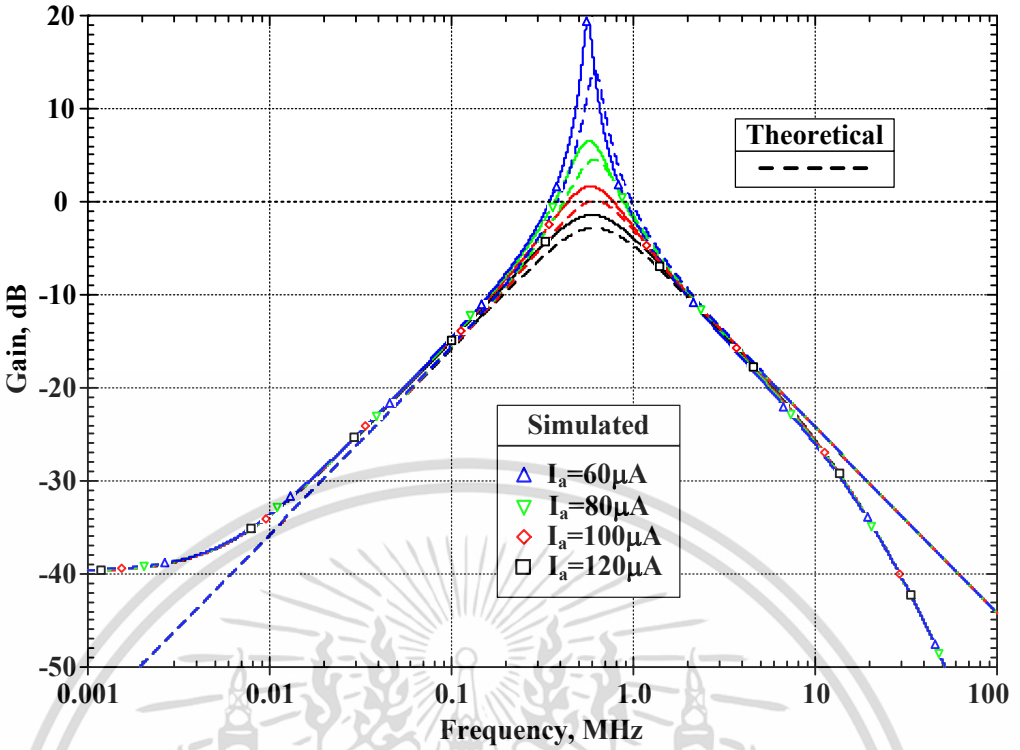
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับค่า I_o ($I_o=I_{o1}=I_{o2}$)

ในรูปที่ 5.8 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับค่ากระแส $I_o = I_{o1} = I_{o2}$ มีเป็น 15 25 50 และ 100 μA ตามลำดับ โดยที่กำหนด I_a = 110 μA I_b = 50 μA จะได้ค่าตัวประกอบ Q ≈ 1 ผลการจำลองนี้สามารถยืนยันได้จากสมการที่ (4.20) รูปที่ 5.9 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพถูกควบคุมด้วยอัตราการขยาย k โดยในกรณีนี้ให้ $I_1 = I_{out}$ กำหนด $I_{o1} = I_{o2}$ = 50 μA และ I_b = 50 μA และ ค่าตัวประกอบคุณภาพจะถูกควบคุมได้โดยการปรับค่า I_a ผลการจำลองนี้สามารถยืนยันได้จากสมการที่ (4.21)

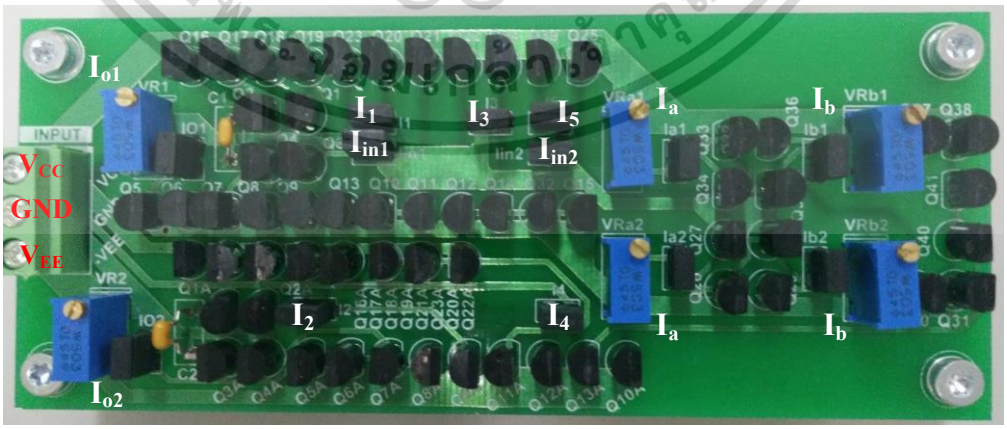
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่า I_a เป็นค่าต่างๆ

5.5 ผลการทดลอง

เพื่อยืนยันการทำงานของวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรที่นำเสนอจะถูกนำมาออกแบบเป็นวงจรจริง วงจร CCCII ถูกสร้างด้วยทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3906 สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด PNP วงจรถูกนำมาสร้างวงจรจริงและใช้ทดสอบฟังก์ชันการทำงาน แสดงได้ดังรูปที่ 5.10

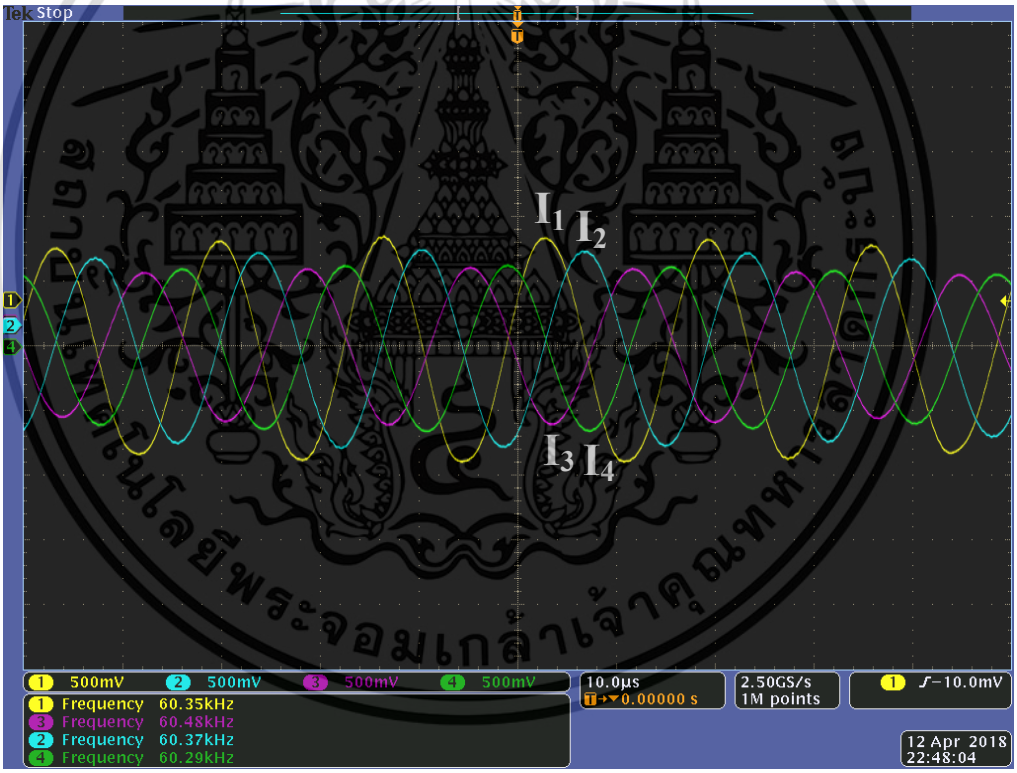


รูปที่ 5.10 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สร้างขึ้นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

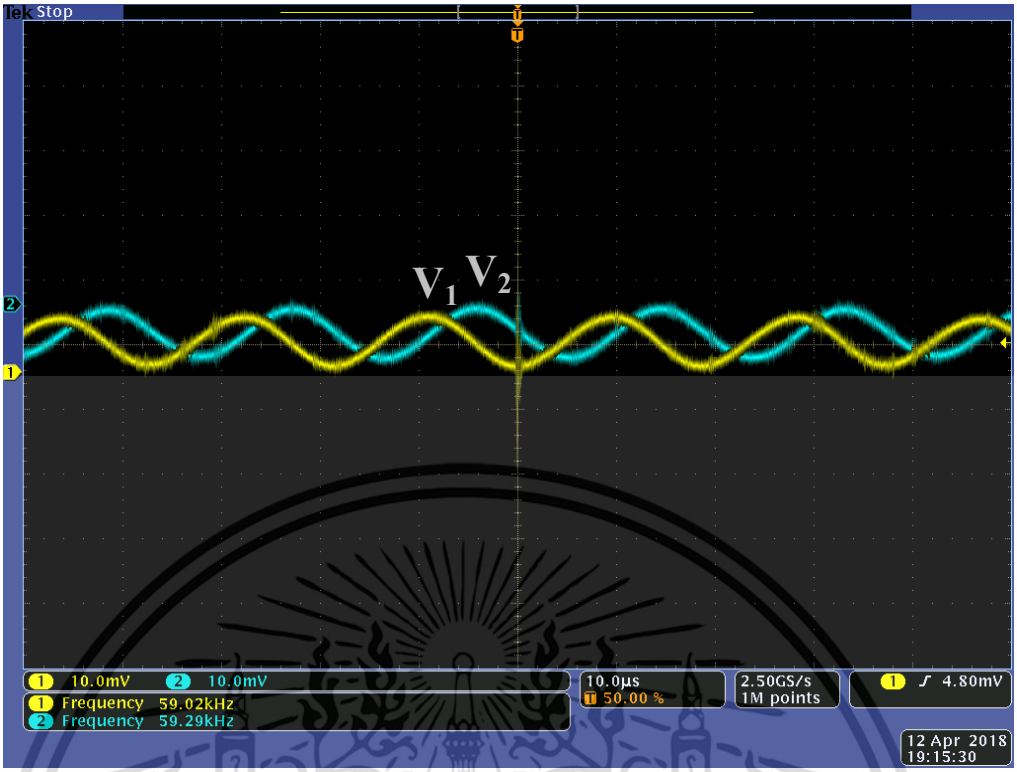
วงจรกำหนดแหล่งจ่ายแรงดันเท่ากับ ± 1.5 V กำหนดค่าตัวเก็บประจุมีค่า $C_1 = C_2 = 10$ nF ตัวต้านทานปรับค่าได้จะถูกนำมาใช้เพื่อปรับกระแสไบอัส และมีจุดเพื่อวัดกระแสไบอัส เนื่องจากวงจรทำงานในโหมดกระแสการป้อนแรงดันจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (function signal generator) เพื่อป้อนให้กับวงจรจะใช้ตัวต้านทาน 200 kΩ มาทำหน้าที่เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นกระแส และ ที่เอาต์พุตจะใช้ตัวต้านทาน 200 kΩ มาทำหน้าที่เป็นตัวแปลงกระแสเป็นแรงดันเพื่อวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคป โดยใช้ออสซิลโลสโคปยี่ห้อ Tektronix รุ่น MSO 4034

กรณีแรก เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ โดยกำหนดให้ $I_a = 48$ µA ขณะเดียวกันกำหนดให้ $I_b = 50$ µA และ $I_o = 50$ µA โดยที่กระแส $I_o = I_{o1} = I_{o2}$ รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณรูปคลื่นกระแสเอาท์พุท I_1 I_2 I_3 และ I_4 ที่ได้จากการทดลองเมื่อเอาท์พุท I_1 I_2 I_3 และ I_4 ถูกต่อด้วยตัวต้านทาน 200 kΩ รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณแรงดัน ที่โนด V_1 และ V_2 ได้จากทดลองจากรูปที่ 5.11 และ 5.12 ความถี่การออสซิลเลตมีค่าประมาณ 60 kHz จากผลการทดลองนี้สามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตกระแสสี่เอาต์พุตและเอาต์พุตแรงดันสองเอาต์พุตในวงจรเดียว

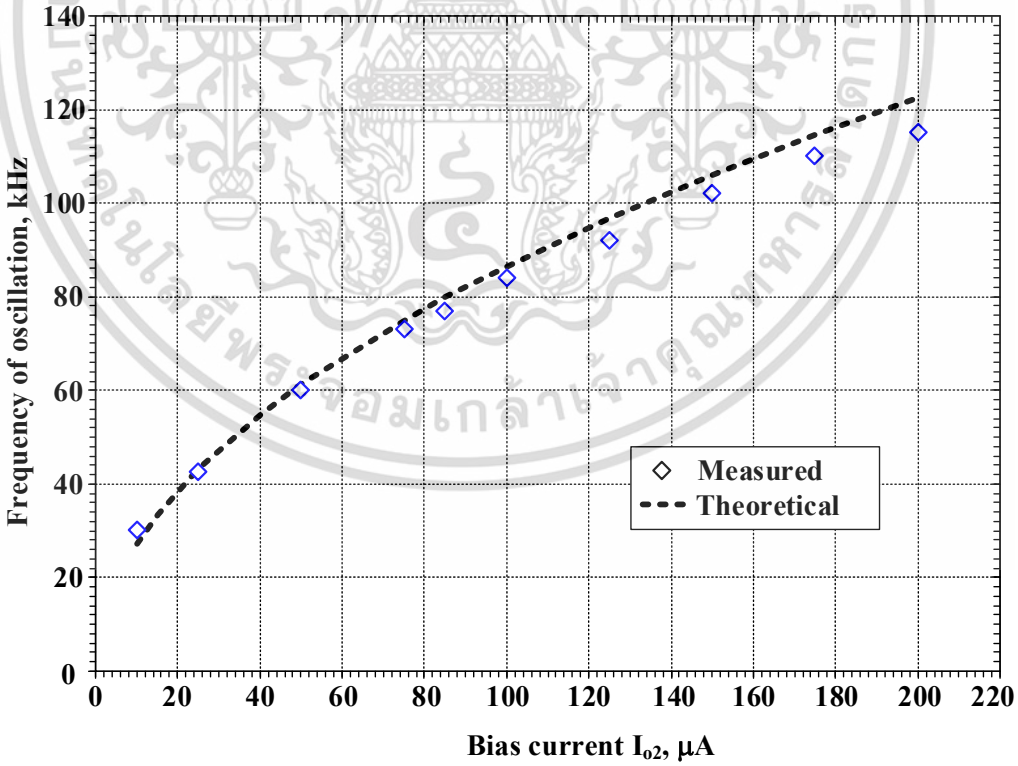


รูปที่ 5.11 แรงดันที่วัดได้เมื่อกระแสเอาท์พุท I_1 I_2 I_3 และ I_4 ถูกต่อด้วยตัวต้านทาน 200 kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 ค่าแรงดันที่โนด V_1 และ V_2

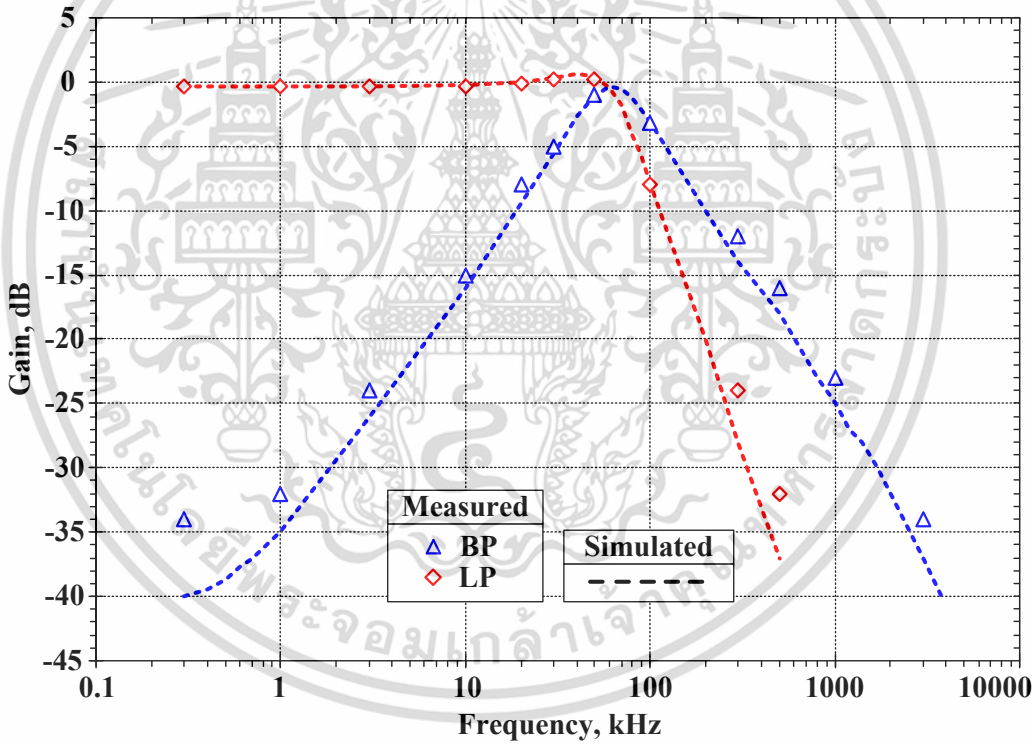


รูปที่ 5.13 ค่าความถี่การออสซิลเลทเมื่อปรับกระแสไบอัส I_{o2} เป็นค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

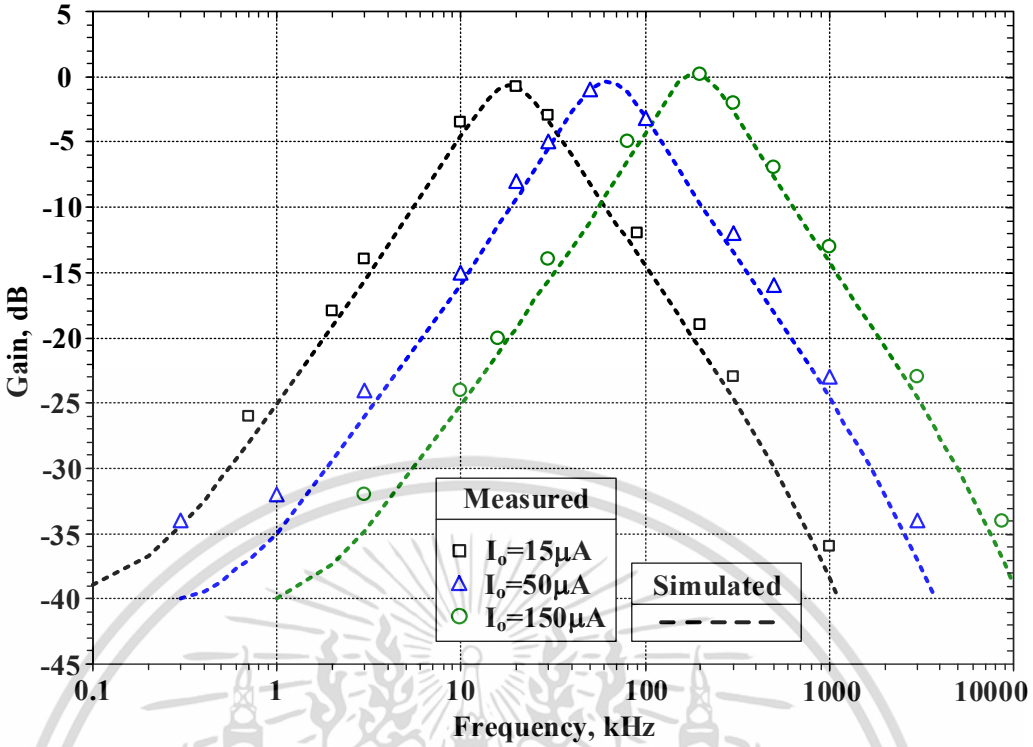
กรณีที่สอง เมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ได้กำหนดให้กระแส I_b = 50 µA และ I_a = 100 µA (k = 2) รูปที่ 5.14 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชัน การกรองความถี่ต่ำผ่าน และ แถบความถี่ผ่าน เมื่อค่ากระแส I_o = 50 µA ($I_o = I_{o1} = I_{o2}$) ในกรณีนี้ตัวต้านทาน 200 kΩ จะใช้เพื่อเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสอินพุต และ เปลี่ยนกระแสเอาต์พุตเป็นแรงดันด้วยตัวต้านทาน 200 kΩ การตอบสนองทางเอาท์พุทแบบความถี่ต่ำผ่านและแถบความถี่ผ่านจากการทดลองจะเปรียบเทียบผลการจำลองจากรูปที่ 5.14 ค่าความถี่ธรรมชาติมีค่าเท่ากับ 61 kHz

จากผลการทดลองจะสามารถสร้างการกรองได้เพียงสองฟังก์ชันเท่านั้นคือการกรองความถี่ต่ำผ่านและแถบความถี่ผ่าน เนื่องจากการสร้างการกรอง เช่น ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่หยุด และผ่านทุกความถี่จะต้องใช้วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสแบบหลายเอาต์พุต ในกรณีการทดลองในรูปที่ 5.14 จะป้อนสัญญาณเข้าที่อินพุต I_{in1} เท่านั้น แต่อย่างไรก็ตาม จากผลการจำลองในรูปที่ 5.14 สามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถให้การกรองได้ตรงตามทฤษฎี รูปที่ 5.15 แสดงผลตอบสนองความถี่แถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่ากระแส $I_o = I_{o1} = I_{o2}$ เป็น 15 50 และ 150 µA ตามลำดับ



รูปที่ 5.14 ผลการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน และ กรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 การตอบสนองความถี่ของการกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับค่า I_o เป็นค่าต่างๆ

5.6 บทสรุป

เนื้อหาในบทนี้จะเกี่ยวกับการจำลองและผลการจำลองการทำงานวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ วงจรที่นำเสนอจำถูกนำมาสร้างเป็นวงจรจริงเพื่อวัดผลการทดลองเพื่อยืนยันการทำงานของวงจร จากผลการจำลองและผลการทดลองสามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้ในวงจรเดียว ในกรณีวงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทและค่าความถี่การออสซิลเลทสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์ทั้งสองสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ในกรณีวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรสามารถสร้างการกรองได้ครบทั้งห้าแบบในวงจรเดียว ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q สามารถควบคุมได้อิสระจากกัน และ สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอได้ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรจริงโดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ซึ่งสามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาด ผลการทดลองสามารถยืนยันได้ว่าวงจรสามารถทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างวงจรแต่อย่างใด เพียงแต่ปรับอัตราการขยายของวงจร CCCII ให้ได้เงื่อนไขที่เหมาะสมเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โดยใช้วงจร CCCII สองวงจร เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ ต่อรวมกับตัวเก็บประจุแบบลงกราวด์ลองตัว วงจรที่นำเสนอสามารถสร้างได้ทั้ง วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร โดยวงจรที่นำเสนอจะใช้อัตราการขยายกระแส CCCII มากำหนดเงื่อนไขที่เหมาะสมสำหรับเลือกการทำงานของวงจรทั้งสอง

กรณีเมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ ค่าเงื่อนไขการออสซิเลท และ ค่าความถี่การออสซิลเลท สามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกัน วงจรสามารถให้สัญญาณเอาท์พุทแรงดันแบบควอเดรเจอร์สองสัญญาณ และ สัญญาณเอาท์พุทกระแสแบบควอเดรเจอร์สี่สัญญาณ ค่าความถี่การออสซิลเลเตอร์สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ กรณีเมื่อวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ การกรองความถี่ต่ำผ่าน การกรองความถี่สูงผ่าน การกรองแถบความถี่ผ่าน การกรองแถบความถี่หยุด และ การกรองผ่านทุกความถี่ พารามิเตอร์ ค่าความถี่ธรรมชาติ และ ค่าตัวประกอบคุณภาพ สามารถควบคุมได้อิสระจากกันและสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางแบบอิเล็กทรอนิกส์

วงจรที่นำเสนอจำถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยวงจร CCCII จะถูกออกแบบด้วยพารามิเตอร์ไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ NR100N และ PR100N ALA400 จาก AT&T วงจรใช้แหล่งจ่าย $\pm$1.5 V ผลการจำลองการทำงานสามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ตามทฤษฎีที่นำเสนอ วงจรที่นำเสนอจะถูกนำมาสร้างเป็นวงจรจริงเพื่อวัดผลการทดลองเพื่อยืนยันการทำงานของวงจร วงจร CCCII จะถูกสร้างด้วยทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่หาซื้อได้ตามท้องตลาด ผลการทดลองสามารถแสดงได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ตรงตามทฤษฎีที่นำเสนอ

เมื่อวงจรที่นำเสนอถูกนำมาเปรียบเทียบกับวงจรที่ตีพิมพ์ในวารสารต่างๆ ที่ทำงานในลักษณะเดียวกันคือนำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในวงจรเดียว วงจรที่นำเสนอมีข้อดีดังนี้ ใช้จำนวนอุปกรณ์แอ็กทีฟน้อยกว่า [33] [36]-[68] สร้างการกรอง LP HP BP BS และ AP ได้ในวงจรเดียว ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ในขณะที่วงจรใน [35] [37] ใช้ตัวเก็บประจุหรือตัวต้านทานแบบลอยตัว การเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่นำเสนอและวงจรที่นำเสนอในวารสารต่างๆ สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติวงจรที่นำเสนอและวงจรที่นำเสนอในเอกสารต่างๆ

อ้างอิง	เทคโนโลยี	[ก]	[ข]	[ค]	[ง]	[จ]
[33]	ไบโพล่าร์	4-CCCII 1-OTA และ 2-C	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
[34]	CMOS (0.25 μm)	1-DVCCCTA และ 2-C	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
[35]	CMOS (0.18 μm)	2-CDTA และ 2-C	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่
[36]	ไบโพล่าร์	3-ZC-CFTA 2-C และ 1-R	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่
[37]	-	2-AD844 2-C และ 3-R	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
[38]	CMOS (0.18 μm)	3-VDDDA 2-C และ 1-R	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
วงจรที่นำเสนอ	ไบโพล่าร์	2-CCCII และ 2-C	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่

หมายเหตุ

[ก] = จำนวนอุปรณ์แอ็กทีฟและพาสซีฟ

[ข] = สร้างวงจรกรองความถี่และวงจรควอดราเจอออสซิลเตอร์ได้โดยไม่เปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร

[ค] = ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทและความถี่การออสซิลเลทสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน

[ง] = ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของการกรองสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน

[จ] = สร้างการกรองความถี่ได้ครบทั้งห้าแบบ

C = Capacitor

R = Resistor

6.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ AEU-International Journal of Electronices and Communications ถึงแม้จะเป็นวงจรที่สามารถตีพิมพ์ได้แต่ยังมีข้อด้อยที่สามารถนำมาพัฒนาต่อยอดได้ ซึ่งผู้เขียนได้สรุปเป็นข้อๆ ดังนั้น

1. วงจรที่นำเสนอสร้างด้วยเทคโนโลยีไบโพล่าร์ ซึ่งในปัจจุบันเทคโนโลยีไบโพล่าร์มีการพัฒนาน้อยกว่าเทคโนโลยีซีมอส ดังนั้นการสร้างวงจรด้วยเทคโนโลยีซีมอสจะทำให้วงจรมีความน่าสนใจกว่าวงจรที่สร้างด้วยเทคโนโลยีไบโพล่าร์

2. ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวงจรควอดราจเจอร์ยังมีขนาดไม่คงที่เมื่อปรับค่าความถี่ด้วยกระแสไปอัส ซึ่งในทางปฏิบัติ การประยุกต์ใช้งานจะต้องการขนาดสัญญาณสองสัญญาณที่มีขนาดเท่ากัน ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยใช้วงจร Amplitude-Gain Control (AGC) ซึ่งมีผู้นำเสนอไว้หลายวงจรในวารสารต่างๆ ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] A. Sedra, K. C. Smith, “A second-generation current conveyor and its applications,” IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. 17, pp. 132–134, 1970.

[2] A. Fabre, O. Saaid, F. Weist, C. Boucheron, “High frequency applications based on a new current controlled conveyor,” IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, vol. 43, pp. 82–91, 1996.

[3] W. Kiranon, J. Kesorn, P. Wardkein, “Current controlled oscillators based on translinear conveyors,” Electronics Letters, vol. 32, pp. 1330–1331, 1996.

[4] M. T. Abuelma’atti, M. A. Al-Qahtani, “A current-mode current-controlled–conveyor-base analogue multiplier/divider,” International Journal of Electronics, vol. 85, pp. 71–77, 1998.

[5] A. Fabre, N. Mimeche, “Class A/AB second generation current conveyor with controlled current gain,” Electronics Letters, vol. 43, pp. 82-91, 1996.

[6] W. Surakampontorn, K. Kumwachara, “CMOS-based electronically tunable current conveyor,” Electronics Letters, vol. 28, pp. 1316-1317, 1992.

[7] S. Minaei, O. K. Sayin, H. Kuntman, “A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters,” IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Regular Papers, vol. 53, pp. 1448-1458, 2006.

[8] M. Kumngern, W. Jongchanavawat, K. Dejhan, “New electronically tunable current-mode universal biquad filter using translinear current conveyors,” International Journal of Electronics, vol. 97, pp. 511–523, 2010.

[9] S. Haykin, M. Moher, An introduction to analog and digital communications, John Wiley & Sons, New York, 2007.

[10] W. Bolton, Measurement and instrumentation systems, Newnes, Oxford, 1996.

[11] K. N. Salama, A. M. and Soliman, “Novel oscillators using the operational transresistance amplifier,” Microelectronics Journal, vol. 31, pp. 39-47, 2000.

[12] J. W. Horng, “Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, E85-A, pp. 1416–1419, 2002.

[13] B. Linares-Barranco, A. Rodriguez-Vanquez, E. Sanchez-Sinencio, T. Serrano-Gotarredona, J. Ramos-Martos, J. Ceballos-Caceres, J. M. Mora, A. Linares-Barranco, “A precise 90° quadrature OTA-C oscillator tunable in the 50-130-MHz range,” IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, vol. 51, pp. 649–663, 2004.

[14] A. U. Keskin, D. Biolek, “Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA),” IEE Proceeding of Circuits Devices and Systems, vol. 153, pp. 214–218, 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[15] N. Herencsar, K. Vrba, J. Koton, A. Lahiri, “Realisations of single-resistance-controlled quadrature oscillators using a generalised current follower transconductance amplifier and a unity-gain voltage-follower,” International Journal of Electronics, vol. 97, pp. 897–906, 2010.

[16] D. Biolek, A. Lahiri, W. Jaikla, M. Siripruchyanun, J. Bajer, “Realization of electronically tunable voltage-mode/current-mode quadrature sinusoidal oscillator using ZC-CG-CDBA,” Microelectronics Journal, vol. 42, pp. 1116–1123, 2011.

[17] P. Prommee, N. Prapakorn, M. N. S. Swamy, “Log-domain current-mode quadrature sinusoidal oscillator,” Radioengineering, vol. 20, pp. 600-607, 2012.

[18] R. Sotner, Z. Hrubos, N. Herencsar, J. Jerabek, T. Dostal, K. Vrba, “Precise electronically adjustable oscillator suitable for quadrature signal generation employing active elements with current and voltage gain control,” Circuits Systems and Signal Processing, vol. 33, pp. 1–35, 2014.

[19] E. Yuce, “DO-CCII/DO-DVCC based electronically fine tunable quadrature oscillators,” Journal of Circuits, Systems and Computers, vol. 26, 1750025, 2017.

[20] W. Jaikla, A. Lahiri, “Resistor-less current-mode four-phase quadrature oscillator using CCCDTA and grounded capacitors,” International Journal of Electronics and Communications, vol. 66, pp. 214–218, 2012.

[21] D. Biolek, A. Lahiri, W. Jaikla, M. Siripruchyanun, J. Bajer, “Realization of electronically tunable voltage-mode/current-mode quadrature sinusoidal oscillator using ZC-CG-CDBA,” Microelectronics Journal, vol. 42, pp. 1116–1123, 2011.

[22] R. Sotner, Z. Hrubos, N. Herencsar, J. Jerabek, T. Dostal, K. Vrba, “Precise electronically adjustable oscillator suitable for quadrature signal generation employing active elements with current and voltage gain control,” Circuits Systems and Signal Processing, vol. 33, pp. 1–35, 2014.

[23] H. Hayt, J. E. Kemmerly, S. M. Durbin, Engineering Circuit Analysis, New York, McGraw-Hill, 2002.

[24] R. Schaumann, M. S. Ghausi, K. R. Laker, Design of Analog Filter: Passive, Active RC, and Switched Capacitor, New Jersey, Prentice Hall, 1990.

[25] J. Karki, “Active low-pass filter design,” Texas Instruments, application report, 2002 (www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf)

[26] T. M. Hassan, S. A. Mahmoud, “Fully programmable universal filter with independent gain-ω_o-Q control based on new digitally programmable CMOS CCII,” Journal of Circuits, Systems and Computers, vol. 18, pp. 875-897, 2009.

[27] S. Maheshwari, I. A. Khan, “Novel voltage-mode universal filter using only two CDBAs,” Journal of Circuits, Systems and Computers, vol. 14, pp. 159–164, 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[28] W. Tangsrirat, T. Dumawipata, W. Surakampontorn, “Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers,” International Journal of Electronics and Communications, vol. 61, pp. 209–214, 2007.

[29] S. Nikoloudis, C. Psychalinos, “Multiple input single output universal biquad filter with current feedback operational amplifiers,” Circuits, Systems, and Signal Processing, vol. 29, pp. 1167–1180, 2010.

[30] B. Singh, A. K. Singh, R. Senani, “New universal current-mode biquad using only three ZC-CFTAs,” Radioengineering, vol. 21, pp. 273–280, 2012.

[31] F. Yucel, E. Yuce, “Grounded capacitor based fully cascadable electronically tunable current-mode universal filter,” International Journal of Electronics and Communications, vol. 79, pp. 116–123, 2017.

[32] C.-N. Lee, “Independently tunable plus-type DDCC-based voltage-mode universal biquad filter with MISO and SIMO types,” Microelectronics Journal, Microelectronics Journal, vol. 67, pp. 71–81, 2017.

[33] M. Siripruchyanun, W. Jaikla, “Cascadable current-mode biquad filter and quadrature oscillator using DO-CCCIIs and OTA,” Circuits, Systems, and Signal Processing, vol. 28, pp. 99–110, 2009.

[34] W. Jaikla, M. Siripruchyanun, A. Lahiri, “Resistorless dual-mode quadrature sinusoidal oscillator using a single active building block,” Microelectronics Journal, vol. 42, pp. 135–140, 2011.

[35] J. Jin, C. Wang, “Current-mode universal filter and quadrature oscillator using CDTAs,” Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, vol. 22, pp. 276-286, 2014.

[36] Y. A. Li, “Electronically tunable current-mode biquadratic filter and four-phase quadrature oscillator,” Microelectronics Journal, vol. 45, pp. 330-335, 2014.

[37] H.-P. Chen, Y.-S. Hwang, Y.-T. Ku, S.-F. Wang, C.-H. Wu, “Voltage-mode universal biquadratic filter and quadrature oscillator using CFAs;” IEICE Electronics Express, vol. 13, pp. 1-11, 2016.

[38] S. Tuntrakoon, M. Kumngern, R. Sotner, N. Herencsar, P. Suwanjan, W. Jaikla. High input impedance voltage-mode universal filter and its modification as quadrature oscillator using VDDDAs. Indian Journal of Pure and Applied Physics, vol. 55, pp. 324-332, 2017.

[39] M. Siripruchyanun, P. Koseeyapom, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, “Fully current controllable AM/FM modulator and quadrature sinusoidal oscillator based on CCCIIs,” in Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Canada, 2004, pp. IV-549-IV-552.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[40] S. Maheshwari, I. A. Khan, “Current controlled third order quadrature oscillator,” IEE Proceeding of Circuits Devices and Systems, vol. 152, pp. 605–607, 2005.

[41] M. Kumngern, K. Knobnob, K. Dejhan, “Single-resistance-controlled current-mode quadrature sinusoidal oscillator,” in Proceedings of 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chonburi, Thailand, 2009, pp. 1–4.

[42] S. N. Songkla, W. Jaikla, B. Sreewirote, “A new resistor-less current-mode sinusoidal quadrature oscillator using CCCIIs,” in Proceedings of 18th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Poland, 2011, pp. 212–215.

[43] S. Summart, C. Thongsopa, W. Jaikla, “CCCIIs-based sinusoidal quadrature oscillators with non-interactive control of condition and frequency,” Indian Journal of Pure and Applied Physics, vol. 52, pp. 277–283, 2014.

[44] P. Thitimahatthanagusol, C. Saetiaw, T. Thosdeekoraphat, C. Thongsopa, S. Summart, “CCCIIs-based first-order all-pass filter and quadrature oscillators,” Journal of Circuits, Systems and Computers, vol. 26, 1750094 [18 pages], 2017.

[45] N. Minhaj, “Current conveyor-based voltage-mode two-phase and four-phase quadrature oscillators,” International Journal of Electronics, vol. 94, pp. 663-669, 2007.

[46] S. Maheshwari, “Grounded capacitor CM-APS with high output impedance,” Journal of Circuits, Systems, and Computers, vol. 16, pp. 567-576, 2007.

[47] S. Maheshwari, “High performance mixed-mode quadrature oscillator,” Journal of Active and Passive Electronic Devices, vol. 2, pp. 223-226, 2007.

[48] S. Maheshwari, “Current-mode third-order quadrature oscillator,” IET Circuits, Devices and Systems, vol. 4, pp. 188–195, 2010.

[49] S. Maheshwari, I. A. Khan, “Mixed-mode quadrature oscillator using translinear conveyors and grounded capacitors,” 2011 International Conference on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies, 2011, pp. 153-155.

[50] B. Chaturvedi, J. Mohan, “Single active element based mixed-mode quadrature oscillator using grounded components,” Istanbul University-Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 15, pp. 1897-1906, 2015.

[51] M. T. Abuelma’atti, N. A. Tasadduq, “New current-mode current-controlled filters using the current controlled conveyor,” International Journal of Electronics, vol. 85, pp 483–488, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[52] M. T. Abuelma'atti, N. A. Tasadduq, “A novel single-input multiple-output current-mode current-controlled universal filter,” Microelectronics Journal, vol. 29, pp. 901–905, 1998.

[53] S. Minaei, S. Turkoz, “New current-mode current-controlled universal filter with single input and three outputs,” International Journal of Electronics, vol. 88, pp. 333–337, 2001.

[54] S. Minaei, O. Cicekoglu, H. Kuntman, S. Turkoz, “High output impedance current-mode lowpass, bandpass and highpass filters using current controlled conveyors,” International Journal of Electronics, vol. 88, pp. 915–922, 2001.

[55] E. Altuntas, A. Toker, “Realization of voltage and current mode KHN biquads using CCCIIs,” International Journal of Electronics and Communications, vol. 56, pp. 45–49, 2002.

[56] M. Sagbas, K. Fidanboylu, “Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements,” Electronics Letters, vol. 40, pp. 2–4, 2004.

[57] S. Minaei, S. Turkoz, “Current-mode electronically tunable universal filter using only plus-type current controlled conveyors and grounded capacitors,” ETRI Journal, vol. 26, pp. 292–296, 2004.

[58] S. Minaei, E. Yuce, “Current-mode active-C filter employing reduced number of CCCII+s,” Journal of Circuits, Systems and Computers, vol. 16, pp. 507–516, 2007.

[59] C. Wang, H. Liu, Y. Zhao, “A new current-mode current-controlled universal filter based on CCCII(±),”Circuits, Systems, and Signal Processing, vol. 27, pp. 673–682, 2008.

[60] E. Yuce, “Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCIIs and grounded capacitors,” Microelectronics Journal, vol. 40, pp. 1719–1725, 2009.

[61] N. Pandey, S. K. Paul, S. B. Jain, “A new electronically tunable current mode universal filter using MO-CCCII,” Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 58, pp. 171–178, 2009.

[62] C. Wang, J. Xu, A. U. Keskin, S. Du, Q. Zhang, “A new current-mode current-controlled SIMO-type universal filter,” International Journal of Electronics and Communications, vol. 65, pp. 231–234, 2011.

[63] F. Yucel, E. Yuce, “Grounded capacitor based fully cascadable electronically tunable current-mode universal filter,” International Journal of Electronics and Communications, vol. 79, pp. 116–123, 2017.

[64] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, “Electronically tunable current-mode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

grounded capacitors," Circuits, Systems, and Signal Processing, vol. 25, pp. 701–713, 2006.

[65] R. Yuce, A. Kircay, S. Tokat, "Universal resistorless current-mode filters employing CCCIIs," International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 36, pp. 739–755, 2008.

[66] D. Agrawal, S. Maheshwari, "Current mode filters with reduced complexity using a single EX-CCCII," International Journal of Electronics and Communications, vol. 80, pp. 86–93, 2017.

[67] T. Tsukutani, Y. Sumi, N. Yabuki, "Versatile current-mode biquadratic circuit using only plus type CCCIIs and grounded capacitors," International Journal of Electronics, vol. 94, pp. 1147–1156, 2007.

[68] W. Tangsrirat, "Current-tunable current-mode multifunction filter based on dual-output current-controlled conveyors," International Journal of Electronics and Communications, vol. 61, pp. 528–533, 2007.

[69] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, "High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors," International Journal of Electronics and Communications, vol. 61, pp. 127–131, 2007.

[70] L. Zhijun, "Mixed-mode universal filter using MCCCII," International Journal of Electronics and Communications, vol. 63, pp. 1072–1075, 2009.

[71] R. Sotner, Z. Hrubos, B. Sevcik, J. Slezak, J. Petrzela, T. Dostal, "An example of easy synthesis of active filter and oscillator using signal flow graph modification and controllable current conveyors," Journal of Electrical Engineering, vol. 62, pp. 258–266, 2011.

[72] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2001.

[73] B. Gilbert, "Translinear circuits: a proposed classification," Electronics Letters, vol. 11, pp. 14–16, 1975.

[74] คงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์ "วงจรฟังก์ชันอนาลอกชนิดทรานส์ลิเนียร์คลาส AB" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง 2545.

[75] C. Toumazou, F. J. Lidgey and D. G. Haigh, Analogue IC design: the current-mode approach, London: Peter Peregrinus, 1990.

[76] M. Kumngern, F. Khateb, P. Phasukkit, S. Tungjitkusolmun, S. Junnapiya, "ECCCII-based current-mode universal filter with independent control of wo and Q," Radioengineering, vol. 23, pp. 687-696, 2014.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[77] M. Kumngern, J. Chanwutitum, K. Dejhan, “Electronically tunable multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors,” Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 65, pp 327–334, 2010.

[78] A. S. Sedra, K. C. Smith, Microelectronic Circuits, Fourth Edition, Oxford University Press, 1998, ch. 12, pp. 974-976.

[79] R. Raut, M. N. S. Swamy, Modern analog filter analysis and design: a practical approach, Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2010.

[80] S.–S. Gupta, R. Senani, “Grounded-capacitor current-mode SRCO: Novel application of DVCC,” Electronics Letters, vol. 36, pp. 195–196, 2000.

[81] R. Sotner, J. Jerabek, L. Langhammer, J. Polak, N. Herencsar, R. Prokop, J. Petrzela, W. Jaikla, “Comparison of two solutions of quadrature oscillators with linear control of frequency of oscillation employing modern commercially available devices,” Circuits, Systems, and Signal Processing, vol. 34, pp. 3449–3469, 2015.

[82] D. R. Frey, “Log domain filtering: an approach to current mode filtering,” IEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems, vol. 140, pp. 406–416, 1993.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา

[1] M. Kumngern, **E. Wareechol**, P. Phasukkit, "Quadrature oscillator and universal filter based on translinear current conveyors," AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 95, pp. 69-78, 2018.

[2] **E. Wareechol**, B. Knobnob, M. Kumngern, "FDCCII-based third-order quadrature sinusoidal oscillator," 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Athens, Greece, July 4-6, 2018.

[3] **E. Wareechol**, M. Kumngern, U. Torteanchai, "Quadrature oscillator/universal filter using CCCII with adjustable gain," 22nd International Computer Science and Engineering Conference (ICSEC), Chiang Mai, Thailand, November 21-23, 2018.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) 94 (2018) 69–78

Contents lists available at ScienceDirect

Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)

journal homepage: www.elsevier.com/locate/aeue

Regular paper

Quadrature oscillator and universal filter based on translinear current conveyors

Montree Kumngern*, Eakluck Wareechol, Pattarapong Phasukkit

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

ARTICLE INFO

Keywords:
Quadrature oscillator
Universal filter
Translinear current conveyor
Current-mode circuit
Mixed-mode circuit

ABSTRACT

This paper presents quadrature oscillator and universal filter based on translinear current conveyors. The proposed circuit can realize as a quadrature oscillator or a universal filter without changing the circuit topology. When it works as a quadrature oscillator, four quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs can be obtained. The condition and frequency of oscillation of oscillator can be controlled orthogonally and electronically. When it works as a universal filter, low-pass, band-pass, high-stop, band-stop, and all-pass filtering functions can be obtained simultaneously. The natural frequency and quality factor of filters can be controlled orthogonally and electronically. The proposed topology is simulated using PSPICE simulators and experimental results are also used to confirm workability of new circuit.

1. Introduction

A quadrature oscillator (QO) is the circuit that typically provides two sinusoid signals with 90° phase difference. The QO can be applied in communication, measurement and control systems such as quadrature mixers and single sideband generators for communication systems [1], vector generators and selective voltmeters for measurements systems [2]. The condition of oscillation (CO) and frequency of oscillation (FO) are important parameters for designing oscillator circuits. Typically, CO and FO should be controlled independently. The FO will be easily controlled, if it can be electronically adjusted which is suitable for applications to programmable oscillators. Many voltage-mode and current-mode QOs have been reported in technical literature; see, for example [3–12]. In [3], a QO using two operational transresistance amplifiers (OTRAs), four resistors and two capacitors is proposed and in [4], a QO using two current differencing buffered amplifiers (CDBAs), two grounded capacitors and four resistors is reported. However, these circuits are suffering from a lack of electronic tuning capability. In [5–12], several electronically tunable QOs are proposed using different active devices. A QO in [5] uses operational transconductance amplifiers (OTAs), a QO in [6] uses current differencing transconductance amplifiers (CDTAs), a QO in [7] uses current follower transconductance amplifiers (CFTAs) while a QO in [9] uses log-domain circuit and a QO in [12] uses second-generation current conveyor (CCII)/differential voltage current conveyor (DVCC). However, these topologies provide only either a quadrature current output or a quadrature voltage output. A four-phase QO using current-controlled CDTA (CCCDTA) has been proposed in [10], but only quadrature current output is provided. New active building blocks such as z-copy-controlled gain current differencing buffered amplifier (ZC-CG-CDBA) [8], controlled gain-buffered current and voltage amplifier (CG-BCVA)/controlled gain-current follower differential output buffered amplifier (CG-CFDOBA) [11] have been used to realize QOs. The voltage and current gains of these devices are used to control CO and FO of QOs, but QO in [11] provides only a quadrature voltage output while voltage-mode/current-mode QO in [8] suffers from the use of floating passive components which is not ideal for integrated circuit (IC) implementation.

A universal filter is the circuit that can realize various second-order filter into single topology such as low-pass (LP), high-pass (BP), band-pass (HP), band-stop (BS) and all-pass (AP) filters. The second-order filter can be applied to electronic and communication systems such as phase-locked loop (PLL) FM stereo demodulators, touch-tone telephone used for tone decoder, cross-over network used in a three-way high-fidelity loudspeaker [13]. Moreover, second-order filters can be used to realize high-order filters [14]. The natural frequency (ω_o) and the quality factor (Q) are important parameters for designing universal filters. Typically, parameters ω_o and Q should be controlled orthogonally. Also parameters ω_o and Q will be easily controlled, if it can be electronically adjusted which is suitable for high-order filter applications. Generally, high-order filters can be realized by cascading of second-order filters, which each second-order filter could be different parameters ω_o and Q [15]. The universal filter with electronic control of parameter ω_o is suitable for application to digital programmable filters [16]. Several universal filters using variant active devices

* Corresponding author.
E-mail address: kkmontre@gmail.com (M. Kumngern).

https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.06.044
Received 14 February 2018; Accepted 27 June 2018
1434-8411/ © 2018 Elsevier GmbH. All rights reserved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

available in technical literature; see, for example [17–22]. In [17], a voltage-mode universal using two CDBAs and six passive components is proposed. In [18], a multiple-input single-output (MISO) current-mode universal filter using two CDTAs and two grounded capacitors is proposed while a MISO voltage-mode universal filter using four current feedback operational amplifiers (CFOAs) and seven passive components is proposed in [19]. A single-input multiple-output (SIMO) current-mode universal filter using three z-copy CFTAs is reported in [20] and a SIMO current-mode universal filter using five CCIIs is proposed in [21]. In [22], a voltage-mode universal filter using three differential difference current conveyors (DDCCs) and seven passive components is proposed. Compared with current-mode SIMO filters in [20,21], current-mode MISO filter in [18] employs lesser active devices and compared with voltage-mode filters in [17,19,22], current-mode filters in [18,20,21] employ lesser both active and passive components. Therefore, this paper is focused on multiple-input multiple-output (MIMO) current-mode universal filter which employs a few active and passive elements. It should be noted that the circuits in [3–12] provide a QOs while the circuits in [17–22] provide a universal filter.

Recently, QO and universal filter can be obtained into single topology which employs different active devices [23–28]. The circuit in [23] realizes QO and universal filter employing four current-controlled current conveyors (CCCIIs), one operational transconductance amplifier (OTA) and two grounded capacitors. This topology can be realized either a QO or a universal filter without changing the connection by using the ratio of two bias currents, but only LP, HP and BP filters are obtained. The circuit in [24] realizes QO, LP and BP filters using only one differential voltage current-controlled conveyor transconductance amplifier (DVCCCTA) and two grounded capacitors and circuit in [25] realizes QO and universal filter using CDTAs, but changing the connection is needed. QO and universal filter in [26] uses three ZC-CFTAs, one resistor and two grounded capacitors which provides four-phase quadrature current outputs and five standard filtering functions. Voltage-mode universal filter and QO using two current feedback amplifiers (CFAs), two capacitors and three resistors is proposed in [27]. The circuit in [28] realizes QO and universal filter using three voltage differencing differential difference amplifiers (VDDDAs), two grounded capacitors and one grounded resistor that offers five standard filtering functions. However, the topologies in [27,28] need a changing the connection for obtaining either a QO or a universal filter.

In recent years, the design and implementation of current-mode analog signal processing circuits using second-generation current conveyors (CCIIs) [29] have received considerable attention because their performances such as signal bandwidth, linearity, circuit realization and dynamic range are better than those of their voltage-mode operational amplifiers (op-amp) counterpart [30,31]. Typically, CCII is assumed as low parasitic resistance on x-terminal and high parasitic resistance on y- and z-terminals. The domain of electronically adjustable function cannot be obtained from conventional CCII. To obtain adjustable function domain, a second-generation current-controlled current conveyor (CCCII) has been introduced [32]. The CCCII exploits the parasitic resistance at x-terminal (R_x). Namely, parasitic resistance R_x can be controlled by adjusting its bias current which is the advantage for analog circuit applications. Usually, conventional CCCII has a unity voltage gain between y- and x-terminals and has a unity current gain between x- and z-terminals. The unity current gain between x- and z-terminals will be limited some applications of CCCIIs. Therefore, CCIIs/CCCIIs with adjustable current gain have been proposed [33–36]. This property will increase the performance of CCII/CCCII in the case of applications such as adjustable Q and current gain of transfer function for universal filters [37,38] electronic control of CO for oscillators [39,40] selecting either a negative or positive resistor into one topology [41]. CCII with adjustable current gain can be implemented using CMOS technology [34,35] and bipolar technology [36]. This work is focused on the translinear current conveyor which implemented by bipolar technology that parasitic resistance R_x and current gain can be obtained into single CCCII.

There are many CCCII-based QOs and universal filters available in open literature; see, for instance [42–72]. The circuits in [42–53] provide QOs and the circuits in [54–72] provide universal filters. A QO in [42] employs four CCCIIs and two grounded capacitors, a third-order QO in [43] employs four CCCIIs and three grounded capacitors, a QO in [46] employs two CCCIIs, two grounded capacitors and one grounded resistor, a QO in [45] employ three CCCIIs, two grounded capacitors and one grounded resistor while a QO in [46] employs four CCCIIs and two grounded capacitors and a QO in [47] employs three CCCIIs and two grounded capacitors. However, these QOs provide only quadrature current outputs. QOs that provide both quadrature voltage output and quadrature current output into single topology, the so-called mixed-mode QO, have been reported in [48–53]. To obtaining a quadrature signal, these structures are realized using either as two/three integrators [42–46,48,50–53] or an all-pass section and an integrator [47,49]. The advantage of integrator-based QOs over the QOs using all-pass section and integrator based circuit is that single-element control can be obtained.

In case of CCCII-based universal filters, the circuits in [53–65,21] propose current-mode SIMO filters, the circuits in [66–68] propose current-mode MISO filters and the circuits in [69–72] propose current-mode MIMO filters. These reported circuits meet the advantage of an electronic tuning capability, but suffer from one or more of the following weaknesses: (i) use of an excessive number of active components [54–67], (ii) cannot provide LP, HP, BP, BS and AP filters into one circuit [60], (iii) use of floating capacitor or resistor [59,61]. It should be noted that the reported CCCII-based circuits in [42–75] can only realize either a QO or a universal filter.

The purpose of this paper is to propose one circuit with the same configuration has two functions, the QO and universal filter, using CCCIIs with controlled current gain. The proposed circuit can realize either as a QO or a universal filter without changing topology. Unlike previous works, the proposed topology uses current gain of CCCII to selecting either a QO or a universal filter. When it works as a QO, the CO and FO of oscillator can be controlled independently and electronically. The oscillator also offers both four quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs. When the circuit works as universal filter, LP, BP, HP, BS and AP filters can be obtained. The parameters ω_o and Q of all filters can be controlled electronically and separately by adjusting the bias currents. PSPICE simulation results which confirm the theoretical analysis are also obtained. The comparison between the proposed topology and some previously works is summarized in Table 1. By a careful survey of the existing publications, the topologies in [23,26] can be realized QO and universal filter without changing topology. Compared with [23,26], the proposed topology employs less than active components and can be provided five standard filtering functions.

2. Circuit description

The concept of the CCIIs with adjustable current gain was first introduced by [33] using operational amplifier and OTA. Then, both CMOS and bipolar technologies are used to design CCIIs with adjustable current gain [34–36]. The concept of bipolar CCII with adjustable current gain in [36] is adopted to realize CCCII that used in this work. The schematic of bipolar translinear current conveyor is shown in Fig. 1 (a) [37] and its circuit symbol is shown in Fig. 1(b). This schematic is modified from initial report in [36] and the current gain can be obtained using two current mirrors with adjustable gain [31,36]. Compared with the schematic of CMOS CCIIs with adjustable current gain in [34,35], the schematic in Fig. 1(a) is less than circuit complexity and easy to obtain multiple-output plus/minus CCII. Moreover, bipolar-based CCCII is typically varied its bias current over three decades. Thus, the current gain of bipolar CCII can be wide-range tuned whereas the square-law characteristic of MOS transistor in saturation region will be

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1
Comparison of proposed topology with those of some previous circuits.

Reference	Technology	Number of active & passive components	Offer QO and universal filter without changing topology	Controlling ω_o without affecting FO	Controlling ω_o without affecting Q	Obtaining output quadrature signals	Offer five standard filtering functions	Using grounded passive components
This work	Bipolar (ALA400)	2-CCCII & 2-C	Yes	Yes	Yes	4-I/2-V	Yes	Yes
[23]	Bipolar (ALA400)	4-CCCII, 1-OTA & 2-C	Yes	Yes	Yes	2-I	No	Yes
[24]	CMOS (0.25 μm)	1-DVCCCTA & 2-C	No	Yes	Yes	2-I/2-V	No	Yes
[25]	CMOS (0.18 μm)	2-CDTA & 2-C	No	No	No	2-I	Yes	Yes (§)
[26]	Bipolar (ALA400)	3-ZC-CFTA & 2-C, 1-R	Yes	Yes	Yes	4-I	Yes	Yes
[27]	–	2-AD844, 2-C, 3-R	No	Yes	Yes	2-V	Yes	No
[28]	CMOS (0.18 μm)	3-VDDDA & 2-C & 1-R	No	Yes	Yes	2-V	No	Yes
[42]	Bipolar (ALA400)	3-CCCII & 2-C	No (QO*)	Yes	–	2-V	–	Yes
[44]	Bipolar (ALA400)	2-CCCII & 2-C, 1-R	No (QO*)	Yes	–	4-I	–	Yes
[45]	CMOS (0.25 μm)	3-CCCII & 2-C, 1-R	No (QO*)	Yes	–	2-I	–	Yes
[46]	CMOS (0.35 μm)	4-CCCII & 2-C	No (QO*)	Yes	–	2-I	–	Yes
[47]	CMOS (0.35 μm)	3-CCCII & 2-C	No (QO*)	Yes	–	2-I	–	Yes
[48] (Fig. 2)	–	3-AD844 & 2-C, 4-R	No (QO*)	Yes	–	2-V	–	Yes
[49]	Bipolar (ALA400)	2-CCCII & 2-C	No (QO*)	Yes	–	2-I(√)/2-V	–	Yes
[50]	Bipolar (ALA400)	2-CCCII & 2-C	No (QO*)	Yes	–	2-I/2-V	–	Yes
[52]	Bipolar (ALA400)	3-CCCII & 2-C	No (QO*)	Yes	–	4-I/2-V	–	Yes
[53]	CMOS (0.18 μm)	1-DXCCII & 2-C, 3-R	No (QO*)	–	–	2-I(√)/3-V	–	Yes
[58] (Fig. 6)	CMOS (0.35 μm)	5-CCCII & 2-C, 1-R	No (filter*)	Yes	Yes	–	Yes	Yes
[60]	Bipolar (ALA400)	5-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[61] (Fig. 5)	Bipolar (ALA400)	3-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[62]	Bipolar (ALA400)	4-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[67]	Bipolar (ALA400)	5-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[68] (Fig. 4)	Bipolar (ALA400)	3-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[69]	CMOS (0.25 μm)	1-EX-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	No	–	No	Yes
[70]	CMOS (0.5 μm)	2-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[71]	Bipolar (ALA400)	4-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[72]	Bipolar (ALA400)	3-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes
[73]	Bipolar (ALA400)	4-CCCII & 2-C	No (filter*)	–	Yes	–	Yes	Yes

Note: I = output current, V = output voltage, DVCCCTA = differential voltage current-controlled conveyor transconductance amplifier, VDDDA = voltage differencing differential difference amplifier, EX-CCCII = extra-X current controlled conveyor, MCCCII = multiple outputs current controlled conveyor, filter* = topology provides only filter, QO* = topology provides only QO, § = in case QO use floating capacitor, † = not provide high-input impedance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

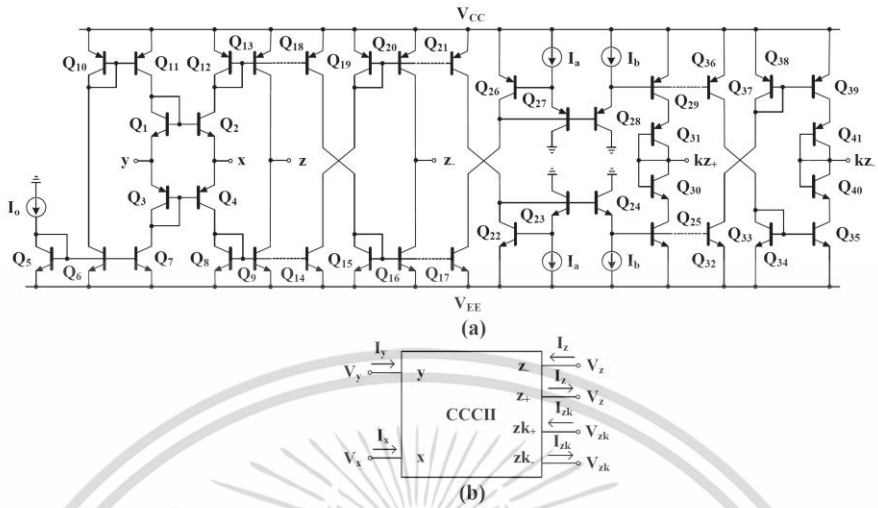


Fig. 1. (a) bipolar implementation of translinear current conveyor [37], (b) circuit symbol.

limited tuning range of current gain of CMOS CCII [34,35]. However, the advantages of CMOS technology are low cost, compact size and high system-on-chip integration capability.

Transistors Q_1 to Q_{21} of Fig. 1(a) are used to realize conventional CCCII [32]. Terminals z+ and z− are respectively provided plus and minus output currents of CCCII. Assume that Q_1 to Q_4 and all current mirrors are identical, the voltage gain between x- and y-terminals and current gain between z- and x-terminals are unity. At x-terminal of CCCII, the parasitic resistance R_x can be given by [32]

$$R_x = \frac{V_T}{2I_o} \tag{1}$$

This R_x is the resistance of a translinear-mixed loop Q_1 to Q_4 which can be controlled by bias current I_o, where V_T is the thermal voltage ($V_T \approx$ 26 mV at 27 °C).

Transistors Q_{22} to Q_{40} are used to realize current gain of CCCII which can be obtained using positive and negative current mirrors with adjustable gain (Q_{22} to Q_{25} and Q_{26} to Q_{29}) [31,36]. Assume that Q_{22} to Q_{29} are identical, the current gain k of CCCII can be given by [31,36]

$$k = \frac{I_a}{I_b} \tag{2}$$

Therefore, CCCII can be provided current gain at zk-terminal and this current gain can be adjusted by bias currents I_a and I_b. It should be noted that current gain k can be controlled linearity and temperature-independent. However, the relation (2) is confirmed only bipolar implementation for Fig. 1(a). If bipolar junction transistors in Fig. 1(a) are replaced by MOS transistors, the relation in (2) will not be confirmed. The ideal characteristic of CCCII with adjustable current gain in Fig. 1 can be expressed by

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_{zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \\ V_{zk} \end{pmatrix} \tag{3}$$

The integrator circuit using one CCCII with adjustable gain and one grounded capacitor is shown in Fig. 2. It will be used as a basic building block for the proposed QO and universal filter. The circuit can be worked both as lossless and lossy integrators into single topology. Using (3) and nodal analysis, the transfer function can be expressed by

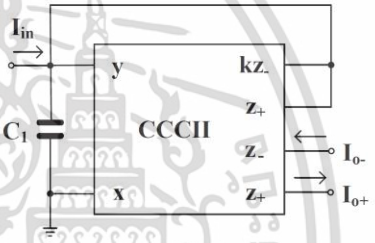


Fig. 2. Integrator circuit using translinear current conveyor.

$$\frac{I_{o\pm}}{I_{in}} = \pm\frac{1}{sC_1R_x + k - 1} \tag{4}$$

where k is the current gain of CCCII and R_x is the parasitic resistance at x-terminal. From (4), it is easily seen that lossless and lossy integrators can be given by $1 \le k \le 2$. This property is different from the conventional CCII-based integrators reported in [29,73] which lossless and lossy integrators cannot be obtained into one circuit.

Letting k = 1, which can be given by (2), lossless integrator can be obtained and its transfer function is given by

$$\frac{I_{o\pm}}{I_{in}} = \pm\frac{1}{sC_1R_x} \tag{5}$$

The lossy integrator can be obtained by letting k = 2 which can be given by (2) and its transfer function becomes

$$\frac{I_{o\pm}}{I_{in}} = \pm\frac{1}{sC_1R_x + 1} \tag{6}$$

It should be noted that both inverting and non-inverting integrators can also be obtained into single topology.

Fig. 3 shows the proposed QO and universal filter which consists of one CCCII with controlled current gain, one conventional CCCII and two grounded capacitors. The circuit is based on integrator circuit in Fig. 2 which can be worked as lossless and lossy integrators into one circuit. Therefore, the proposed QO and universal filter possesses low active and passive components. The employment of grounded capacitor is suitable for integrated circuit implementation [74]. To easy explanation in case of QO, nodes A and B are used. Nodes A and B will be closed for both functions, the QO and the universal filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

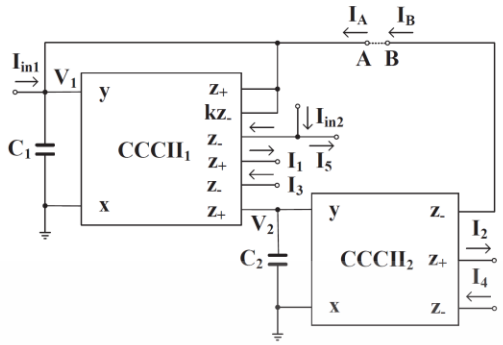


Fig. 3. Proposed QO and universal filter using translinear current conveyors.

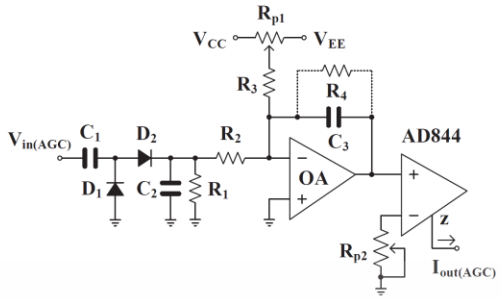


Fig. 4. AGC circuit [75].

First case, the topology in Fig. 3 will be worked as a QO. In this case, $I_{in1} = I_{in2} = 0$ (not use), V_1 and V_2 are the output voltages and I_1 to I_4 are the output currents. Considering nodes A and B, current transfer function between I_B and I_A using nodal analysis can be given by

$$\frac{I_B}{I_A} = \frac{-1}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1)} \tag{7}$$

Letting $I_B/I_A = 1$ (nodes A and B are closed), the characteristic equation of proposed QO in Fig. 3 can be expressed by

$$s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1) + 1 = 0 \tag{8}$$

where R_{x1} and R_{x2} are the parasitic resistances at x-terminal of $CCCII_1$ and $CCCII_2$, respectively, and k is the current gain of $CCCII_1$. From (8), the CO and FO can be respectively obtained as

$$k \leqslant 1 \tag{9}$$

and

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \tag{10}$$

According to (9) and (10), it is evident that CO can be controlled by current gain k of $CCCII_1$ and FO can be independently controlled by resistances R_{x1} and/or R_{x2} without affecting CO. Using (2), CO can be controlled electronically using I_a/I_b and using (1) FO can also be controlled electronically using I_{o1} and I_{o2}, where I_{o1} and I_{o2} are the bias currents of $CCCII_1$ and $CCCII_2$, respectively.

From Fig. 3, $CCCII_2$ along with C_2 forms the lossless integrator, the relation between I_1 and I_2 can be given by

$$I_1 = sR_{x2}C_2I_2 \tag{11}$$

The various voltage outputs are related as

$$V_1 = sR_{x2}C_1V_2 \tag{12}$$

where the phase difference of lossless integrator is $\phi = \pi/2$. It guarantees that the proposed QO provides quadrature output currents I_1 and I_2 and quadrature output voltages V_1 and V_2. Using the multiple-output CCCII that provides an inverted version of the output current, quadrature currents I_3 ($I_3 = -I_1$) and I_4 ($I_4 = -I_2$) can also be obtained. Thus, the proposed QO can be generated four-phase quadrature outputs. Also, all current output terminals possess high impedance level when it is at high impedance z-terminal of CCCII.

It should be noted from (11) and (12) that varying FO by R_{x2} will effect to output amplitude of signals. To control the output amplitude of signals to be constant, the amplitude-automatic gain control (AGC) circuit is required. Fig. 4 shows AGC circuit reported in [75] as an example circuit. $V_{in\ (AGC)}$ should be applied by output signal of QO. From (11) and (12), it is found that the amplitudes of V_1 and I_1 are dependent on tuning of FO. However, the low level amplitude of V_1 cannot be used in this case, thus a copied current I_1 is required which can be obtained using additional current mirrors. This current I_1 should be converted to voltage by a resistor (i.e. R = 200 kΩ) and a voltage across resistor can be applied to $V_{in\ (AGC)}$ of AGC circuit. The current $I_{out(AGC)}$ of AGC circuit can be supplied additionally to bias current I_a for compensating the CO.

Second case, the topology in Fig. 3 will be worked as a universal filter. In this case, I_{in1} and I_{in2} are the inputs, I_1, I_2, I_3, I_4 and I_5 are the outputs and nodes A and B are closed. Using (3) and nodal analysis, output currents I_1 to I_5 can be expressed as

$$I_1 = -I_3 = \frac{sC_2R_{x2}}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1) + 1}I_{in1} \tag{13}$$

$$I_2 = -I_4 = \frac{1}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1) + 1}I_{in1} \tag{14}$$

$$I_5 = \frac{-sC_2R_{x2}}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}(k-1) + 1}I_{in1} + I_{in2} \tag{15}$$

From (13)–(15), the condition for obtaining universal filter is

$$k > 1 \tag{16}$$

Therefore, BP and LP transfer functions can be obtained as

- non-inverting BP response, if $I_{in1} = I_{in}$ and $I_1 = I_{out}$,
- inverting BP response, if $I_{in1} = I_{in}$ and $I_3 = I_{out}$,
- non-inverting LP response, if $I_{in1} = I_{in}$ and $I_2 = I_{out}$,
- inverting LP response, if $I_{in1} = I_{in}$ and $I_4 = I_{out}$.

The BS transfer function can be obtained using (15) by letting $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$, k = 2. The output current of BS filter ($I_{out} = I_5$) can be expressed as

$$I_{out} = \left(\frac{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + 1}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2} + 1}\right)I_{in} \tag{17}$$

The HP transfer function can be obtained using (14) and (15) by summing between currents I_4 and I_5 and letting $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$, k = 2. The output current of HP filter ($I_{out} = I_4 + I_5$) can be expressed as

$$I_{out} = I_4 + I_5 = \frac{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2}}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2} + 1}I_{in} \tag{18}$$

The AP transfer function can be obtained using (13) and (15) by summing between I_3 and I_5 and letting $I_{in1} = I_{in2} = I_{in}$, k = 2. The output current of AP filter ($I_{out} = I_3 + I_5$) can be expressed by

$$I_{out} = I_3 + I_5 = \left(\frac{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} - sC_2R_{x2} + 1}{s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2} + 1}\right)I_{in} \tag{19}$$

The parameters ω_o and Q of all filters can be given as

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \tag{20}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{1}{k-1}\sqrt{\frac{R_{x1}C_1}{R_{x2}C_2}} \tag{21}$$

From (20) and (21), it can see that ω_o for all filtering functions can be electronically controlled by R_{x1} and R_{x1} via bias currents I_{o1} and I_{o2} while Q can be controlled by k via the ratio I_b/I_a without affecting the parameter ω_o. To easily control Q, the ratios R_{x1}/R_{x2} and C_1/C_2 should be kept constant. For high-Q biquads, it can be obtained by decreasing factor k. Also it should be noted that the Q-value is also temperature-independent.

3. Non-ideal effect

Taking the non-idealities of the CCCII into account, the relationship of the voltage and current in (3) can be rewritten as

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ I_{zk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & R_x & 0 & 0 \\ 0 & \pm\beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm\beta_k k & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \\ V_{zk} \end{pmatrix} \tag{22}$$

where $\alpha = 1 - \varepsilon_v$ and ε_v ($|\varepsilon_v|$«1) denotes the voltage tracking error from y- to x-terminals, $\beta = 1 - \varepsilon_i$ and ε_i (ε_i«1) denotes the current tracking error from z- to x-terminals, $\beta_k = 1 - \varepsilon_{ki}$ and ε_{ki} (ε_{ki}«1) denotes the current tracking error from zk- to x-terminals.

For high-frequency operation, non-ideal CCCII symbol with various parasitic elements can be shown in Fig. 5. The x-terminal exhibits low-value serial resistance R_x and y-terminal exhibits high-value parasitic resistance R_y with low-value parasitic capacitance C_y. The z-terminal exhibits high-value parasitic resistance R_z in parallel with low-value capacitance C_z. The zk-terminal exhibits high-value parasitic resistance R_{zk} in parallel with low-value capacitance C_{zk}.

Re-analysis using (22) and Fig. 5 yields the characteristic equation of QO as

$$s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2) + \alpha_1\alpha_2\beta_2 = 0 \tag{23}$$

where

$$C_1' = C_1 \,\|C_{y1}\|\, C_{z1+} \,\|C_{zk-}\|\, C_{z2-}$$

$$C_2' = C_2 \,\|C_{y2}\|\, C_{z1+}$$

$$R_{x1}' = R_{x1}\,,\; R_{x2}' = R_{x2}$$

when α_1 and α_2 are respectively voltage gain errors from y- to x-terminals of $CCCII_1$ and $CCCII_2$, β_1 and β_2 are respectively current gain errors from x- to z-terminals of the $CCCII_1$ and $CCCII_2$, β_k is the current tracking error from x- to zk-terminals of $CCCII_1$. The modified CO and FO can be expressed respectively as

$$k \leqslant \frac{\beta_2}{\beta_k} \tag{24}$$

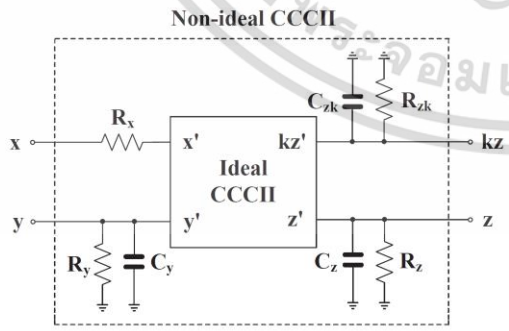


Fig. 5. CCCII with its parasitic components.

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2}{C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}'}} \tag{25}$$

From (9) and (24), CO is slightly changed from the ideal case by a factor of β_2/β_k. However, the CO can be easily improved by adjusting the current gain k through the current I_a/I_b. From (25), the FO is slightly deviated from the ideal case by the factor $(\alpha_1\alpha_2\beta_2)^{1/2}$ and parasitic components C_1, C_2, R_{x1} and R_{x2} to become C'_1, C'_2, R'_{x1} and R'_{x2}, respectively. However, this deviation is no drawback to FO when it can be adjusted by the bias currents of CCCIIs.

In addition, re-analysis universal filter using (22) and Fig. 5, non-ideal natural frequency (ω_{on}) and non-ideal quality factor (Q_n) can be expressed as

$$I_1 = -I_3 = \frac{\alpha_1 sC_2'R_{x2}'}{s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2) + \alpha_1\alpha_2\beta_2} I_{in1} \tag{26}$$

$$I_2 = -I_4 = \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2}{s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2) + \alpha_1\alpha_2\beta_2} I_{in1} \tag{27}$$

$$I_5 = -\frac{\alpha_1 sC_2'R_{x2}'}{s^2C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}' + sC_2'R_{x2}'(\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2) + \alpha_1\alpha_2\beta_2} I_{in1} + I_{in2} \tag{28}$$

The ω_{on} and Q_n can be expressed as

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2}{C_1'C_2'R_{x1}'R_{x2}'}} \tag{29}$$

$$Q_n = \frac{1}{\alpha_1\beta_k k - \alpha_1\beta_2}\sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2 C_1'R_{x1}'}{C_2'R_{x2}'}} \tag{30}$$

From (29) and (30), non-idealities of CCCIIs slightly change the parameters ω_o and Q. However, the parameters ω_o and Q still can be orthogonally controlled. The incremental sensitivities of the parameters ω_o and Q are within 1 in magnitude.

4. Simulation results

To verify the theoretical prediction of the proposed topology, circuit in Fig. 3 was simulated using PSPICE simulations. The CCCII with controlled current gain in Fig. 1 was simulated using the transistor models NR100N and PR100N of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [76] and power supply of ± 1.5 V. The proposed circuit was designed as $C_1 = C_2 = 1$ nF, the bias current I_b was fixed as 50 μA and the bias current I_a was varied to control current gain. The simulated parameter of CCCII in Fig. 1 can be shown in Table 2. Fig. 6 shows the simulated

Table 2
Simulated parameters of CCCII in Fig. 1.

Parameters	Value
Technology	Bipolar
Supply voltage	± 1.5 V
R_x (I_o = 5–250 μA)	2.7 k to 58 [Ω]
Current gain k (I_a = 50–250 μA)	0.96–4.5
Voltage gain (V_x/V_y)	0.99
Current gain (I_z/I_x)	0.99
−3 dB bandwidth @ I_o = 50 μA	
V_x/V_y	70 MHz
I_z/I_x	31 MHz
I_{zk}/I_x (k = 1)	19 MHz
$R_y//C_y$ @ I_o = 50 μA	748 kΩ // 0.893 pF
$R_z//C_z$ @ I_o = 50 μA	788 kΩ // 0.491 pF
$R_{zk}//C_{zk}$ @ I_o = 50 μA, $I_a = I_b$ = 50 μA	814 kΩ // 0.916 pF
$R_x//L_x$ @ I_o = 50 μA	275 // 0.119 μH
Static power dissipation	
$I_a = I_b$ = 50 μA (k = 1) @ I_o = 50 μA	2.2 mW
I_a = 250 μA, I_b = 50 μA (k = 5) @ I_o = 50 μA	4.76 mW
I_a = 250 μA, I_b = 50 μA (k = 5) @ I_o = 250 μA	17 mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

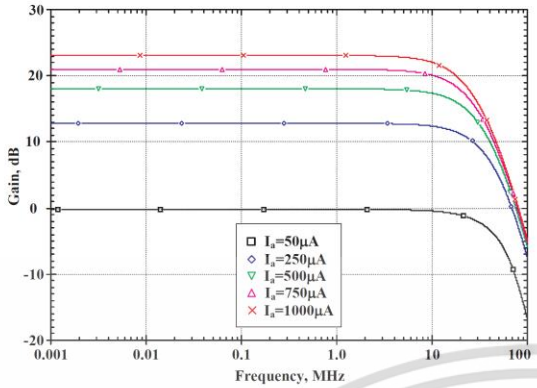


Fig. 6. Simulated current gain k when I_a was varied.

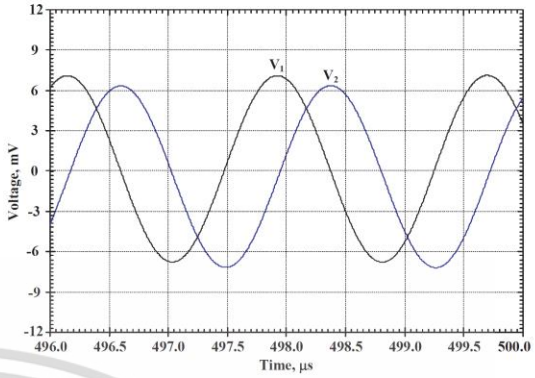


Fig. 8. Simulated two voltage output waveforms.

frequency response of the CCCII with different gain k by varying bias current I_a as 50, 250, 500, 750 and 1000 μA whereas bias currents I_o was fixed as 50 μA.

From our investigation, the proposed circuit will not oscillate if the bias current I_a was adjusted higher than of 60 μA. Therefore, the circuit in Fig. 3 will work as universal filter by avoiding from the oscillation if $I_a \geq 60$ μA ($k \geq 1.2$).

When the circuit in Fig. 3 was realized as QO, it was designed as $I_b = 50$ μA and $I_a = 54.5$ μA ($k = 1.08$). Figs. 7 and 8 show respectively the voltage and current output waveforms of proposed QO. It is clear that the proposed QO can be generated four-phase quadrature current outputs and two-phase quadrature voltage outputs into single topology. The simulated result shows a frequency of 562 kHz whereas theoretical value was 612 kHz. According to (25), this drop-off would be caused by voltage and current tracking errors of CCCIIs. The low level of output amplitudes in Figs. 7 and 8 (≈7 mV) were restricted from the maximum input voltage (≈20 mV_{rms}) of BJT-based circuits. In addition, the output amplitudes are also dependent on CO, but adjusting the output amplitude by CO may be increased total harmonic distortion (THD) of output signals. The variable of FO as a function of bias current I_{o2} was shown in Fig. 9. From this figure, when the bias current I_{o2} was varied from 5 to 200 μA, the obtaining frequencies were 0.178–1.1 MHz, respectively. The simulated result was also compared with expected value that obtained from (10). At the simulated frequency of 1.1 MHz, the error between simulated result and expected value was 9.84%. Simulated THD was also shown in Fig. 10. To obtain the simulated results in Figs. 9 and 10, the CO was slightly adjusted by bias current I_a to obtain

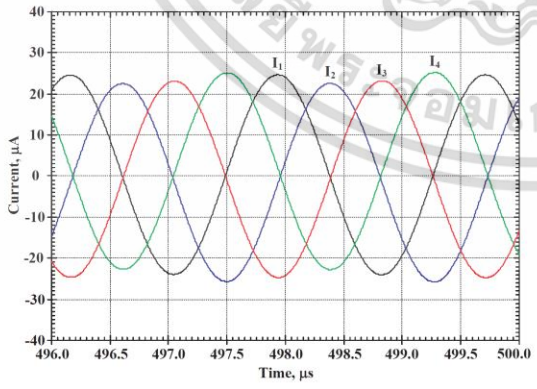


Fig. 7. Simulated four current output waveforms.

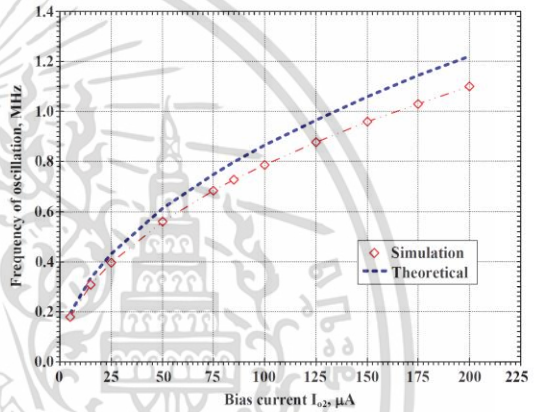


Fig. 9. Frequency tuning with the bias current I_{o2}.

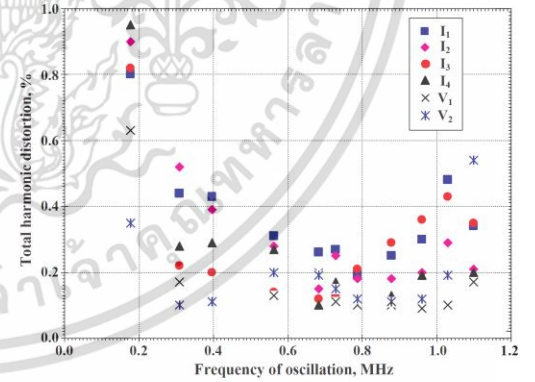


Fig. 10. Simulated THD versus f_o.

a low THD of output signals

The circuit in Fig. 3 was realized to obtain a universal filter by setting $I_b = 50$ μA and $I_a = 110$ μA ($k = 2.2$). Fig. 11 shows the simulated frequency responses of BP, LP, BS and HP filters with $I_{o1} = I_{o2} = 50$ μA and $C_1 = C_2 = 1$ nF. From these parameters, the ideal value of a center frequency f_o was 612 kHz and a quality factor Q was about 1. Fig. 12 shows the simulated frequency responses of the gain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

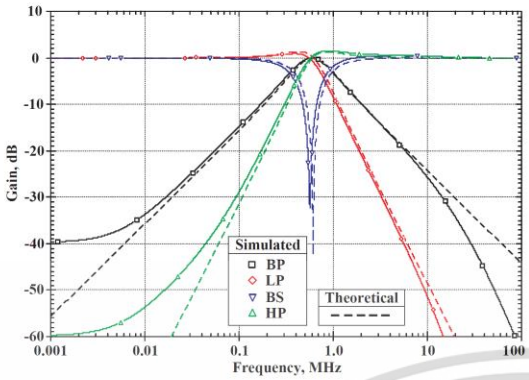


Fig. 11. Simulated frequency response LP, BP, HP and BS filters.

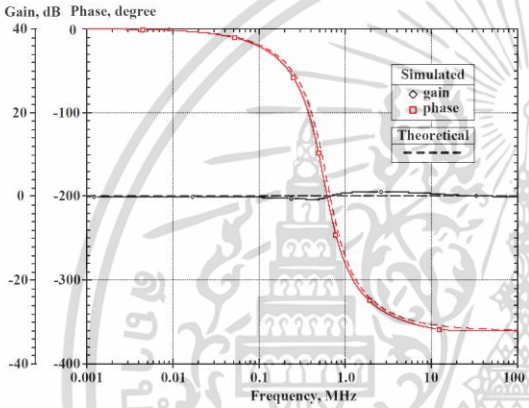


Fig. 12. Simulated gain and phase responses of AP filter.

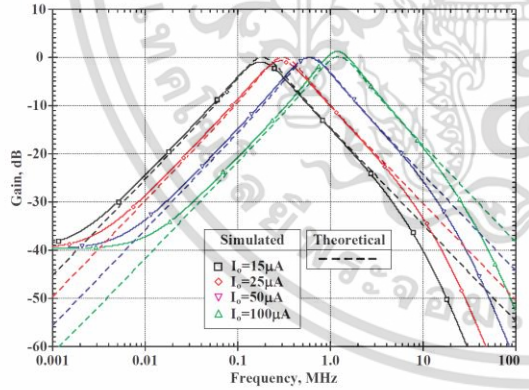


Fig. 13. Simulated frequency responses of BP filter when I_o was varied.

and phase characteristics of the AP filter. It is clear from Figs. 11 and 12 that five standard filtering functions can be obtained. From Figs. 11 and 12, a center frequency of 587 kHz was expressed. The center frequency was 587 kHz instead of 612 kHz. According to (29), this error would be caused by non-ideal effect of CCCII. Fig. 13 shows simulated frequency response of BP filter when bias current I_o (i.e. $I_o = I_{o1} = I_{o2}$) was varied

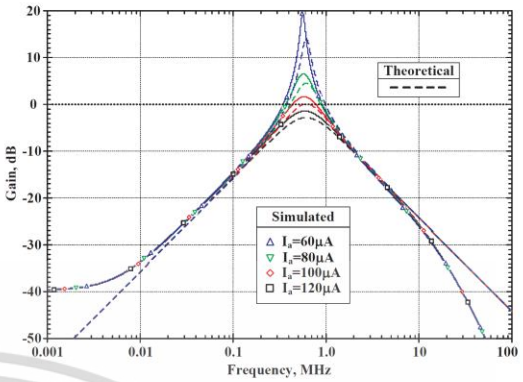


Fig. 14. Simulated frequency responses of BP filter when I_a was varied.

for 15, 25, 50 and 100 μA while keeping I_a = 110 μA, I_b = 50 μA to obtain Q ≈ 1. This result is confirmed by (20).

Fig. 14 shown simulated frequency response of BP filter when Q was varied by tuning k. In this case, $I_1 = I_{out}$, $I_{o1} = I_{o2}$ = 50 μA and I_b = 50 μA were given while I_a was varied for adjusting Q. This result is confirmed by (21).

5. Experimental results

The proposed QO and universal filter in Fig. 3 was also experimentally tested, as shown in Fig. 15. The CCCII in Fig. 1 was realized using commercially available 2N3904 for NPN transistors and 2N3906 for PNP transistors. The supply voltage ± 1.5 V and $C_1 = C_2$ = 10 nF were given. The oscilloscope Tektronix MSO 4034 was used for measuring.

For operating as QO, the current I_a was decreased to 48 μA while keeping I_b = 50 μA and I_o = 50 μA ($I_o = I_{o1} = I_{o2}$). Fig. 16 shows the output waveforms I_1, I_2, I_3 and I_4 when these output terminals were connected by a resistor-value of 200 kΩ and voltage across these resistors was measured. Fig. 17 shows the experimental output waveforms V_1 and V_2. The oscillating frequency of 60 kHz was expressed. The variation of FO as a function of bias current I_{o2} was shown in Fig. 18. From this figure, when the bias current I_{o2} was varied from 10 to 200 μA, oscillating frequency was varied from 30 to 115 kHz, respectively. The theoretical value is also used to confirm the experimental result.

Fig. 19 shows measured frequency responses of LP and BP filters when I_b = 50 μA, I_a = 100 μA and I_o = 50 μA ($I_o = I_{o1} = I_{o2}$) were given. In this case, the resistors were used for converting voltage-to-current as input and current-to-voltage as output. The experimental result was also compared with simulated result. From this figure, the natural frequency was 61 kHz. Fig. 20 shows measured frequency response of BP filter when I_o ($I_o = I_{o1} = I_{o2}$) was varied for 15, 50 and 150 μA and keeping Q ≈ 1.

Fig. 15. Measured prototype.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 16. The experimental output waveforms across the resistors 200 kΩ.

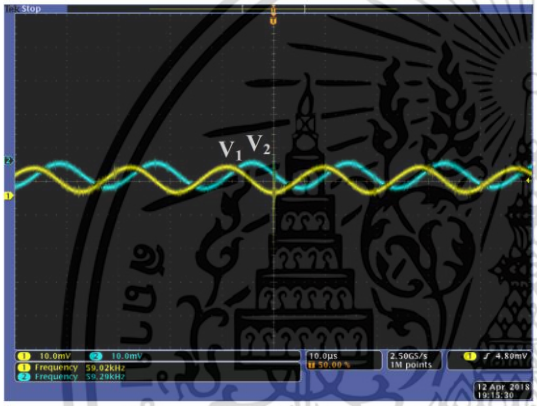


Fig. 17. The experimental output waveforms V_1 and V_2.

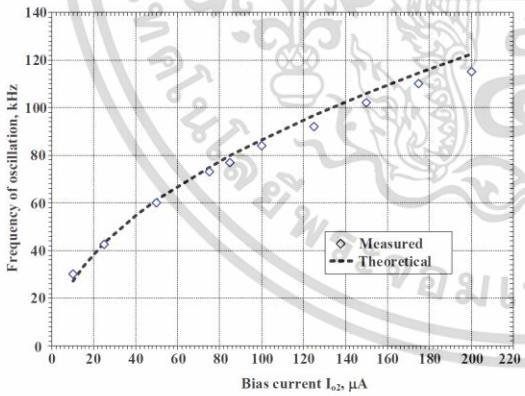


Fig. 18. Vaiation of oscillation frequency with bias current I_{o2}.

6. Conclusions

In this paper, quadrature oscillator and universal filter based on translinear current conveyors is presented. The proposed topology employs two translinear current conveyors and two grounded capacitors that can be realized either as a quadrature oscillator and a universal filter without changing topology. When it works as a quadrature oscillator, the conditional and frequency of oscillation can be controlled independently and electronically by adjusting the bias currents. The proposed quadrature oscillator provides four quadrature current outputs and two quadrature voltage outputs. When the circuit works as a universal filter, it can realize BP, LP, BS, HP and AP filtering functions. The natural frequency and quality factor of all filters can be controlled orthogonally and electronically. The proposed topology has been simulated using PSPICE simulations to confirm workability of new topology. Real results from laboratory are also included.

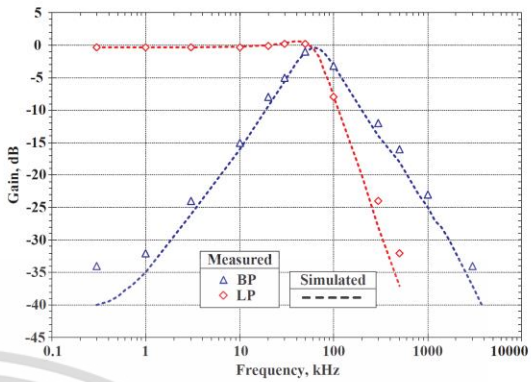


Fig. 19. Measured frequency responses LP and BP filters.

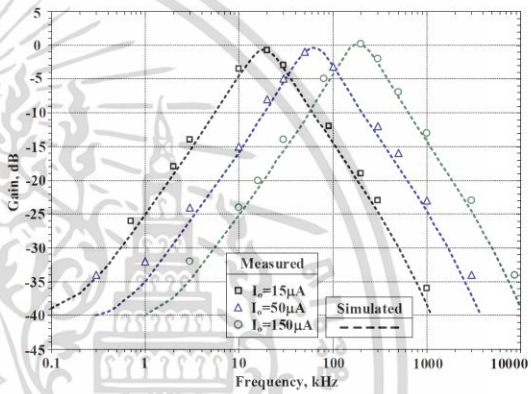


Fig. 20. Measured frequency responses of BP filter when I_o was varied.

Appendix A. Supplementary material

Supplementary data associated with this article can be found, in the online version, at https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.06.044.

References

[1] Haykin S, Moher M. An introduction to analog and digital communications. New York: John Wiley & Sons; 2007.
[2] Bolton W. Measurement and instrumentation systems. Oxford: Newnes; 1996.
[3] Salama KN, Soliman AM. Novel oscillators using the operational transresistance amplifier. Microelectron J 2000;31:39–47.
[4] Horng JW. Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors. IEICE Trans Fund Electron Commun Comput Sci 2002;E85-A:1416–9.
[5] Linares-Barranco B, Rodriguez-Vanquez A, Sanchez-Sinencio E, Serrano-Gotarredona T, Ramos-Martos J, Ceballos-Caceres J, Mora JM, Linares-Barranco A. A precise 90° quadrature OTA-C oscillator tunable in the 50–130-MHz range. IEEE Trans Circ Syst-I 2004;51:649–63.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[6] Keskin AU, Biolek D. Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA). IEE Proc Circ Dev Syst 2006;153:214–8.
[7] Herencsar N, Vrba K, Koton J, Lahiri A. Realisations of single-resistance-controlled quadrature oscillators using a generalised current follower transconductance amplifier and a unity-gain voltage-follower. Int J Electron 2010;97:897–906.
[8] Biolek D, Lahiri A, Jaikla W, Siripruchyanun M, Bajer J. Realization of electronically tunable voltage-mode/current-mode quadrature sinusoidal oscillator using ZC-CG-CDBA. Microelectron J 2011;42:1116–23.
[9] Prommee P, Prapakorn N, Swamy MNS. Log-domain current-mode quadrature sinusoidal oscillator. Radioengineering 2012;20:600–7.
[10] Jaikla W, Lahiri A. Resistor-less current-mode four-phase quadrature oscillator using CCCDTA and grounded capacitors. Int J Electron Commun 2012;66:214–8.
[11] Sotner R, Hrubos Z, Herencsar N, Jerabek J, Dostal T, Vrba K. Precise electronically adjustable oscillator suitable for quadrature signal generation employing active elements with current and voltage gain control. Circ Syst Signal Process 2014;33:1–35.
[12] Yuce E. DO-CCII/DO-DVCC based electronically fine tunable quadrature oscillators. J Circ Syst Comput 2017;26:1750025.
[13] Hayt H, Kemmerly JE, Durbin SM. Engineering circuit analysis. New York: McGraw-Hill; 2002.
[14] Schaumann R, Ghausi MS, Laker KR. Design of analog filter: passive, active RC, and switched capacitor. New Jersey: Prentice Hall; 1990.
[15] Karki J. Active low-pass filter design. Texas Instruments, application report; 2002 < http://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf > .
[16] Hassan TM, Mahmoud SA. Fully programmable universal filter with independent gain-ω_o-Q control based on new digitally programmable CMOS CCII. J Circ Syst Comput 2009;18:875–97.
[17] Maheshwari S, Khan IA. Novel voltage-mode universal filter using only two CDBAs. J Circ Syst Comput 2005;14:159–64.
[18] Tangsrirat W, Dumawipata T, Surakampontorn W. Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers. Int J Electron Commun 2007;61:209–14.
[19] Nikoloudis S, Psychalinos C. Multiple input single output universal biquad filter with current feedback operational amplifiers. Circ Syst Signal Process 2010;29:1167–80.
[20] Singh B, Singh AK, Senani R. New universal current-mode biquad using only three ZC-CFTAs. Radioengineering 2012;21:273–80.
[21] Yucel F, Yuce E. Grounded capacitor based fully cascadable electronically tunable current-mode universal filter. Int J Electron Commun 2017;79:116–23.
[22] Lee C-N. Independently tunable plus-type DDCC-based voltage-mode universal biquad filter with MISO and SIMO types. Microelectron J Microelectron J 2017;67:71–81.
[23] Siripruchyanun M, Jaikla W. Cascadable current-mode biquad filter and quadrature oscillator using DO-CCCIIs and OTA. Circ Syst Signal Process 2009;28:99–110.
[24] Jaikla W, Siripruchyanun M, Lahiri A. Resistorless dual-mode quadrature sinusoidal oscillator using a single active building block. Microelectron J 2011;42:135–40.
[25] Jin J, Wang C. Current-mode universal filter and quadrature oscillator using CDTAs. Turk J Electr Eng Comput Sci 2014;22:276–86.
[26] Li YA. Electronically tunable current-mode biquadratic filter and four-phase quadrature oscillator. Microelectron J 2014;45:330–5.
[27] Chen H-P, Hwang Y-S, Ku Y-T, Wang S-F, Wu C-H. Voltage-mode universal biquadratic filter and quadrature oscillator using CFAs. IEICE Electron Express 2016;13:1–11.
[28] Tuntrakoon S, Kumngern M, Sotner R, Herencsar N, Suwanjan P, Jaikla W. High input impedance voltage-mode universal filter and its modification as quadrature oscillator using VDDDAs. Indian J Pure Appl Phys 2017;55:324–32.
[29] Sedra A, Smith KC. A second generation current conveyor and its applications. IEEE Trans Circuit Theory 1970;17:132–4.
[30] Roberts GW, Sedra AS. All-current-mode frequency selective circuits. Electron Lett 1987;25:759–61.
[31] Toumazou C, Lidgey FJ, Haig DG. Analogue IC design: the current-mode approach. London: Peter Peregrinus; 1990.
[32] Fabre A, Saaid O, Wiest F, Boucheron C. High frequency applications based on a new current controlled conveyor. IEEE Trans Circ Syst-I 1996;43:82–91.
[33] Senani R. Novel circuit implementation of current conveyors using an OA and an OTA. Electron Lett 1980;16:2–3.
[34] Surakampontorn W, Kumwachara K. CMOS-based electronically tunable current conveyor. Electron Lett 1992;28:1316–7.
[35] Minaei S, Sayin OK, Kuntman H. A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters. IEEE Trans Circ Syst–I: Regular Papers 2006;53:1448–58.
[36] Fabre A, Mimeche N. Class A/AB second generation current conveyor with controlled current gain. Electron Lett 1996;43:82–91.
[37] Kumngern M, Jongchanavawat W, Dejhan K. New electronically tunable current-mode universal biquad filter using translinear current conveyors. Int J Electron 2010;97:511–23.
[38] Kumngern M. A new current-mode universal filter with single-input five-output using translinear current conveyors. Aust J Electr Electron Eng 2012;9:177–84.
[39] Kumngern M, Chanwutitum J, Dejhan K. Electronically tunable multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors. Analog Integrated Circ Signal Process 2010;65:327–34.
[40] Kumngern M, Junnapiya S. A new sinusoidal oscillator using translinear current conveyors. In: Proceedings of 2010 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS), Malaysia; 2010. p. 1–4.
[41] Pawarangkoon P, Kiranon W. Electronically tunable floating resistor. Int J Electron 2004;91:665–73.
[42] Siripruchyanun M, Koseeyapom P, Koseeyaporn J, Wardkein P. Fully current controllable AM/FM modulator and quadrature sinusoidal oscillator based on CCCIIs. In: Proceedings of IEEE international symposium on circuits and systems, Canada; 2004. p. IV-549–IV-552.
[43] Maheshwari S, Khan IA. Current controlled third order quadrature oscillator. IEE Proc Circ Dev Syst 2005;152:605–7.
[44] Kumngern M, Knobnob K, Dejhan K. Single-resistance-controlled current-mode quadrature sinusoidal oscillator. In: Proceedings of 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chonburi, Thailand; 2009. p. 1–4.
[45] Songkla SN, Jaikla W, Sreewirote B. A new resistor-less current-mode sinusoidal quadrature oscillator using CCCIIs. In: Proceedings of 18th international conference mixed design of integrated circuits and systems, Poland; 2011. p. 212–215.
[46] Summart S, Thongsopa C, Jaikla W. CCCIIs-based sinusoidal quadrature oscillators with non-interactive control of condition and frequency. Ind J Pure Appl Phys 2014;52:277–83.
[47] Thitimahatthanagusol P, Saetiaw C, Thosdeekoraphat T, Thongsopa C, Summart S. CCCIIs-based first-order all-pass filter and quadrature oscillators. J Circ Syst Comput 2017;26(1750094) [18 pages].
[48] Minhaj N. Current conveyor-based voltage-mode two-phase and four-phase quadrature oscillators. Int J Electron 2007;94:663–9.
[49] Maheshwari S. Grounded capacitor CM-APS with high output impedance. J Circ Syst Comput 2007;16:567–76.
[50] Maheshwari S. High performance mixed-mode quadrature oscillator. J Active Passive Electron Dev 2007;2:223–6.
[51] Maheshwari S. Current-mode third-order quadrature oscillator. IET Circuits, Devices and Systems 2010;4:188–95.
[52] Maheshwari S, Khan IA. Mixed-mode quadrature oscillator using translinear conveyors and grounded capacitors. In: 2011 International conference on multimedia, signal processing and communication technologies; 2011. p. 153–155.
[53] Chaturvedi B, Mohan J. Single active element based mixed-mode quadrature oscillator using grounded components. Istanbul Univ-J Electr Electron Eng 2015;15:1897–906.
[54] Abuelma'atti MT, Tasadduq NA. New, current-mode current-controlled filters using the current controlled conveyor. Int J Electron 1998;85:483–8.
[55] Abuelma'atti MT, Tasadduq NA. A novel single-input multiple-output current-mode current-controlled universal filter. Microelectron J 1998;29:901–5.
[56] Minaei S, Turkoz S. New current-mode current-controlled universal filter with single input and three outputs. Int J Electron 2001;88:333–7.
[57] Minaei S, Cicekoglu O, Kuntman H, Turkoz S. High output impedance current-mode lowpass, bandpass and highpass filters using current controlled conveyors. Int J Electron 2001;88:915–22.
[58] Altuntas E, Toker A. Realization of voltage and current mode KHN biquads using CCGIIs. Int J Electron Commun 2002;56:45–9.
[59] Sagbas M, Fidanboylu K. Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements. Electron Lett 2004;40:2–4.
[60] Minaei S, Turkoz S. Current-mode electronically tunable universal filter using only plus-type current controlled conveyors and grounded capacitors. ETRI J 2004;26:292–6.
[61] Minaei S, Yuce E. Current-mode active-C filter employing reduced number of CCCII +s. J Circ Syst Comput 2007;16:507–16.
[62] Wang C, Liu H, Zhao Y. A new current-mode current-controlled universal filter based on CCCII(±). Circ Syst Signal Process 2008;27:673–82.
[63] Yuce E. Current-mode electronically tunable biquadratic filters consisting of only CCCIIs and grounded capacitors. Microelectron J 2009;40:1719–25.
[64] Pandey N, Paul SK, Jain SB. A new electronically tunable current mode universal filter using MO-CCCII. Analog Integr Circ Signal Process 2009;58:171–8.
[65] Wang C, Xu J, Keskin AU, Du S, Zhang Q. A new current-mode current-controlled SIMO-type universal filter. Int J Electron Commun 2011;65:231–4.
[66] Tangsrirat W, Surakampontorn W. Electronically tunable current-mode universal filter employing only plus-type current-controlled conveyors and grounded capacitors. Circ Syst Signal Process 2006;25:701–13.
[67] Yuce R, Kircay A, Tokat S. Universal resistorless current-mode filters employing CCCIIs. Int J Circuit Theor Appl 2008;36:739–55.
[68] Agrawal D, Maheshwari S. Current mode filters with reduced complexity using a single EX-CCCII. Int J Electron Commun 2017;80:86–93.
[69] Tsukutani T, Sumi Y, Yabuki N. Versatile current-mode biquadratic circuit using only plus type CCCIIs and grounded capacitors. Int J Electron 2007;94:1147–56.
[70] Tangsrirat W. Current-tunable current-mode multifunction filter based on dual-output current-controlled conveyors. Int J Electron Commun 2007;61:528–33.
[71] Tangsrirat W, Surakampontorn W. High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors. Int J Electron Commun 2007;61:127–31.
[72] Zhijun L. Mixed-mode universal filter using MCCCII. Int J Electron Commun 2009;63:1072–5.
[73] Sotner R, Hrubos Z, Sevcik B, Slezak J, Petrzela J, Dostal T. An example of easy synthesis of active filter and oscillator using signal flow graph modification and controllable current conveyors. J Electr Eng 2011;62:258–66.
[74] Gupta S-S, Senani R. Grounded-capacitor current-mode SRCO: novel application of DVCC. Electron Lett 2000;36:195–6.
[75] Sotner R, Jerabek J, Langhammer L, Polak J, Herencsar N, Prokop R, Petrzela J, Jaikla W. Comparison of two solutions of quadrature oscillators with linear control of frequency of oscillation employing modern commercially available devices. Circ Syst Signal Process 2015;34:3449–69.
[76] Frey DR. Log domain filtering: an approach to current mode filtering. IEE Proc Circ Dev Syst 1993;140:406–16.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายเอกลักษณ์ วารีชล

วัน เดือน ปีเกิด 11 กุมภาพันธ์ พ.ศ.2519 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร

ที่อยู่ 49/44-45 หมู่บ้านสัมมากร-นิมิตใหม่ ถนนนิมิตใหม่
แขวงคลองสามวาตะวันออก เขตคลองสามวา กรุงเทพฯ 10510

ประวัติการศึกษา 2543 อุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2545 วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2557 วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและสารสนเทศ
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ.2550 - 2551 บริษัท United Information Highway (UIH)

พ.ศ.2548 - 2549 บริษัท ITO JV โครงการก่อสร้างสนามบินสุวรรณภูมิ

พ.ศ.2545 - 2548 บริษัท Advance Data Network Communication (DATA NET)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้