

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์
โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้

SYNTHESIS AND DESIGN OF SINUSOIDAL AND QUADRATURE OSCILLATORS
USING LT1228 WITH AMPLITUDE CONTROLLABILITY



ศุภพร ดวงแก้ว
SULEEPORN DUANGKAEW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2567

ลิขสิทธิ์ของคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

SYNTHESIS AND DESIGN OF SINUSOIDAL AND QUADRATURE
OSCILLATORS USING LT1228 WITH AMPLITUDE CONTROLLABILITY



SULEEPORN DUANGKAEW

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENTS
FOR THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE IN INDUSTRIAL EDUCATION PROGRAM
IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS ENGINEERING
SCHOOL OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2024

COPYRIGHT OF SCHOOL OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ชื่อเรื่อง	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้
นักศึกษา	ศุสิทธิ์ ดวงแก้ว
รหัสประจำตัว	66036034
ปริญญา	ครุศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
ปีการศึกษา	2567
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก	รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยะ ศุภวารสุวัฒน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้ วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้ เพื่อสังเคราะห์ออกแบบ วิเคราะห์และทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้ ซึ่ง LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ในวงจร วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีทั้งหมดสองวงจร วงจรที่หนึ่งจะสังเคราะห์โดยอาศัยหลักการป้อนกลับวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ประกอบไปด้วย LT1228 จำนวน 1 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว มีจุดเด่น คือ โหนดเอาต์พุตให้กำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดัน มีอิมพีแดนซ์ต่ำ สามารถนำไปต่อคาสเคดโหมดแรงดันกับวงจรอื่นโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์มาต่อเพิ่มเติม สามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้เหมาะสำหรับการนำมาไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุม โดยไม่ต้องเปลี่ยนโครงสร้างภายในวงจร และควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณ โดยได้นาฬิกาแบบที่หนึ่งมาปรับปรุงเพิ่มประสิทธิภาพเป็นวงจรแบบที่สอง การสังเคราะห์วงจรได้อาศัยหลักการนำวงจรอินทิเกรเตอร์มาต่อร่วมกัน สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์หรือให้กำเนิดสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยใช้ LT1228 จำนวน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 3 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ซึ่งยังคงจุดเด่นเหมือนกับวงจรที่หนึ่งดังที่กล่าวก่อนหน้า การวิเคราะห์การทำงานของทั้งสองวงจรในทางทฤษฎี จะได้สมการลักษณะสมบัติ สมการเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ของสัญญาณ การทดสอบสมรรถนะของทั้งสองวงจรที่นำเสนอจะใช้การทดสอบสมรรถนะสองรูปแบบ คือ การจำลองผลผ่านโปรแกรม PSpice และการทดลองจากการต่อวงจรจริง ซึ่งผลการทดสอบสมรรถนะได้สอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์และยืนยันการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

คำสำคัญ: วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์, วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์, การปรับขนาดสัญญาณ, ไอซีที่มีขายในเชิงพาณิชย์, LT1228

Title SYNTHESIS AND DESIGN OF SINUSOIDAL AND QUADRATURE
OSCILLATORS USING LT1228 WITH AMPLITUDE
CONTROLLABILITY

Student SULEEPORN DUANGKAEW

Student ID 66036034

Degree Master of Science in Industrial Education Program in
Electrical Communications Engineering

Academic Year 2024

Advisor Associate Professor Dr. WINAI JAIKLA

Co-Advisor Associate Professor Dr. PIYA SUPAVARASUWAT

ABSTRACT

This thesis presents the synthesis and design of sinusoidal and quadrature oscillators using LT1228 with amplitude controllability. The primary objective is to synthesize, design, analyze, and validate the performance of circuits capable of generating sine waveforms with adjustable amplitudes. Two circuits are proposed in this thesis. The first circuit is derived from the feedback topology of a second-order bandpass filter and comprises one LT1228, two capacitors, and two resistors. It offers a low-impedance voltage-mode output, rendering it suitable for direct cascading with other voltage-mode circuits without an additional buffer. A notable advantage is its electronic tunability, allowing for integration with microcontrollers or microcomputers without altering the core circuit structure. Moreover, the output amplitude can be controlled independently of the oscillation frequency and condition. The second circuit is improved from the first to enhance circuit performance by synthesizing based on the feedback integrator circuits. This design generates two sine wave outputs in quadrature (90-degree phase shift) using two LT1228s, three capacitors, and two resistors, while preserving the beneficial features of the first circuit. Theoretical analysis of both circuits yields characteristic equations, oscillation conditions, and frequency of oscillation. Performance circuits are evaluated through both PSpice simulations and hardware implementations. The performance test results align with the theory that has been analyzed and validated the operation of the proposed circuits.

Keywords: Sinusoidal oscillator, Quadrature sinusoidal oscillator, Amplitude control, Commercial IC, LT1228

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความความกรุณาให้การช่วยเหลือจากรองศาสตราจารย์.ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้มอบความรู้ คำแนะนำ คำปรึกษารวมถึงประสบการณ์และกำลังใจ ทำให้ผู้จัดทำสามารถทำวิทยานิพนธ์ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี อีกทั้งรองศาสตราจารย์.ดร.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วมเช่นกัน นอกจากนี้ขอขอบคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน รองศาสตราจารย์.ดร.วิสุทธิสุนทรกนกพงศ์ รองศาสตราจารย์.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ และผู้ช่วยศาสตราจารย์.ดร.ภมร ศิลาพันธ์ ที่ได้สละเวลามาเป็นกรรมการการสอบวิทยานิพนธ์ของผู้จัดทำ รวมถึงได้ให้ข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนา ตลอดจนคำแนะนำต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์ให้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

ผู้เขียนขอขอบคุณทางสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ให้การสนับสนุน “ทุนสนับสนุนการวิจัยสำหรับอาจารย์ที่ปรึกษาของผู้ช่วยวิจัยระดับบัณฑิตศึกษา” หมายเลขทุน : KREF016623 และขอขอบคุณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือ อุปกรณ์ และสถานที่ในการทดลอง รวมถึงขอกราบขอบพระคุณครอบครัวและเพื่อนๆของผู้จัดทำที่มีความห่วงใย เอาใจใส่ ให้การสนับสนุน คำปรึกษา และเป็นกำลังใจให้กับผู้จัดทำมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอขอบพระคุณไปยังบุคคลที่ได้เอยนามมา ณ ที่นี้ ที่ให้การสนับสนุน และเป็นกำลังใจตลอดมาจนทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี คุณค่าและประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้จัดทำมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศุสิทธิ์ ดวงแก้ว

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูปภาพ.....	ช
บทที่ 1	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	4
1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	7
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย	8
บทที่ 2.....	10
2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์	10
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของ LT1228.....	15
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	17
บทที่ 3.....	51
3.1 การสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับ วงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสอง.....	52
3.2 การสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์อันดับ สาม.....	71
บทที่ 4.....	95
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองแถบ ผ่านอันดับสอง	95

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสาม	108
บทที่ 5	125
5.1 สรุปผลการวิจัย	125
5.2 อภิปรายผล	126
5.3 ข้อเสนอแนะ.....	130
บรรณานุกรม.....	131
ภาคผนวก.....	136
ภาคผนวก ก.....	137
ประวัติผู้เขียน.....	150



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบงานวิจัยที่ผ่านมาโดยเลือกจากวงจรรำกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้ไอซีใน เชิงพาณิชย์.....	46
ตารางที่ 4.1 การกำหนดค่าอุปกรณ์วงจรรำกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับ วงจรรองแถบผ่านอันดับสองที่ใช้จำลองผลใน โปรแกรม PSpice	89
ตารางที่ 4.2 การกำหนดค่าอุปกรณ์วงจรรำกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสามที่ใช้จำลองผล ในโปรแกรม PSpice	101
ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบงานวิจัยที่ผ่านมาโดยเลือกจากวงจรรำกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้ไอซี ในเชิงพาณิชย์กับงานที่นำเสนอ.....	118



สารบัญรูปร่าง

หน้า

ภาพที่ 1.1 แผนภาพการทำงานการสังเคราะห์วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง.....	5
ภาพที่ 1.2 แผนภาพการทำงานการสังเคราะห์วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์อันดับสาม	6
ภาพที่ 2.1 แผนภาพการทำงานแสดงการป้อนกลับแบบบวก	11
ภาพที่ 2.2 แผนภาพการทำงานแสดงหลักการทั่วไปของวงจรรำเนิดสัญญาณไซน์.....	12
ภาพที่ 2.3 ไอซี LT1228.....	15
ภาพที่ 2.4 ความต้านทานแฝงและความจุแฝง LT1228 ในทางปฏิบัติ.....	17
ภาพที่ 2.6 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ DBTA 1 ตัว	18
ภาพที่ 2.6 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ CCII 3 ตัว.....	19
ภาพที่ 2.9 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ CCTA 1 ตัว.....	21
ภาพที่ 2.10 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ ECCII 3 ตัวและ CCII 1 ตัว.....	22
ภาพที่ 2.11 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ CG-CFDOBA และ CG-BCVA อย่างละ 1 ตัว.....	24
ภาพที่ 2.12 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดัน 4 เฟสโดยใช้ DO-CG-CFBA 2 ตัว และ CCA 1 ตัว.....	26
ภาพที่ 2.13 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์โหมดแรงดันใช้ VDTA 1 ตัวและCCA 1 ตัว.....	28
ภาพที่ 2.14 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์โหมดแรงดันใช้ ECCII 2 ตัว DVBIและVGA 1 ตัว	30
ภาพที่ 2.15 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์โหมดแรงดันใช้ ECCII, VGAและCA-SIDO 1 ตัว	32
ภาพที่ 2.16 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์ใช้ VG-(I)CCII 2 ตัวและ iVGA 1 ตัว.....	34
ภาพที่ 2.17 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์ใช้ LT1228 5 ตัว.....	36
ภาพที่ 2.18 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ LT1228 1 ตัว.....	37
ภาพที่ 2.19 วงจรรำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสแบบควอเตรเจอร์โดยใช้ VDCC 1 ตัว.....	39

ภาพที่ 2.20 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ LT1228 3 ตัว.....	40
ภาพที่ 2.21 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ VCII 2 ตัว.....	42
ภาพที่ 2.22 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ CCTA 1 ตัว.....	43
ภาพที่ 2.23 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ CFOA 1 ตัว.....	45
ภาพที่ 2.24 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสโดยใช้ CFOA 1 ตัว.....	46
ภาพที่ 2.25 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ LT1228 1 ตัว.....	48
ภาพที่ 3.1 แผนภาพการทำงานในการสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับ วงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง.....	52
ภาพที่ 3.2 วงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสองที่สังเคราะห์มาจากวงจร RC.....	54
ภาพที่ 3.3 วงจรขยายที่สังเคราะห์มาจาก LT1228.....	56
ภาพที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สังเคราะห์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่าน อันดับสอง.....	58
ภาพที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสองที่มี ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ.....	66
ภาพที่ 3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสองแทน แอดมิตแตนซ์.....	67
ภาพที่ 3.7 แผนภาพการทำงานการสังเคราะห์วงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม	71
ภาพที่ 3.8 LT1228 ตัวที่ 1 ต่อกับตัวเก็บประจุ.....	75
ภาพที่ 3.9 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียที่สังเคราะห์จากตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัว	76
ภาพที่ 3.10 วงจรขยายรวมกับวงจรรองความถี่แบบไม่สูญเสียสังเคราะห์มาจาก LT1228 ตัวที่ 2 ต่อกับตัวเก็บประจุที่อนุกรมกับตัวต้านทาน.....	76
ภาพที่ 3.11 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม.....	78
ภาพที่ 3.12 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามที่มีผลกระทบจากความไม่เป็นอุดม คติ.....	87
ภาพที่ 3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามในรูปแอดมิตแตนซ์.....	88
ภาพที่ 4.1 ผลการจำลองขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 1.....	97

ภาพที่ 4.2 ผลการจำลองขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 1 ที่สภาวะอยู่ตัว	97
ภาพที่ 4.3 ผลการจำลองสเปกตรัมของวงจรที่ 1 ออกแบบที่ความถี่ 160kHz.....	97
ภาพที่ 4.4 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณกับค่าความ จู่ที่เปลี่ยนไปของวงจรที่ 1	98
ภาพที่ 4.5 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่ของสัญญาณของวงจรที่ 1	99
ภาพที่ 4.6 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณกับค่าความ ต้านทานของวงจรที่ 1	100
ภาพที่ 4.7 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยายกับค่าความ ต้านทานของวงจรที่ 1	101
ภาพที่ 4.8 ผลการทดลองแสดงสัญญาณไซน์ในผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรที่ 1.....	103
ภาพที่ 4.9 ผลการทดลองสเปกตรัมของวงจรที่ 1 ออกแบบที่ความถี่เท่ากับ 160kHz	104
ภาพที่ 4.10 ผลการทดลองความถี่ของสัญญาณไซน์กับตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนไปในการคำนวณ ทฤษฎีเทียบการทดลองต่อจริง	104
ภาพที่ 4.11 ผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่ของสัญญาณของวงจรที่ 1	105
ภาพที่ 4.12 ผลการทดลองต่อจริงของขนาดสัญญาณกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 1	107
ภาพที่ 4.13 ผลการทดลองต่อจริงเทียบกับทฤษฎีค่าอัตราขยายกับค่าความต้านทาน R _i ของวงจรที่ 1	108
ภาพที่ 4.14 การจำลองผลขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 2.....	110
ภาพที่ 4.15 การจำลองผลขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 2 ที่สภาวะอยู่ตัว.....	111
ภาพที่ 4.16 การจำลองผลสเปกตรัมของวงจรที่ 2 ออกแบบที่ความถี่ 100kHz.....	112
ภาพที่ 4.17 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณกับค่า ความจู่ที่เปลี่ยนไปของวงจรที่ 2	113
ภาพที่ 4.18 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่สัญญาณของวงจรที่ 2	113
ภาพที่ 4.19 กราฟผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณกับค่า ความต้านทานของวงจรที่ 2	115
ภาพที่ 4.20 กราฟผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยายกับค่าความ ต้านทานของวงจรที่ 2	116
ภาพที่ 4.21 ผลการทดลองแสดงสัญญาณไซน์ในผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรที่ 2	118

ภาพที่ 4.22 ผลการทดลองแสดงสเปกตรัมของวงจรถี 2 ออกแบบที่ความถี่เท่ากับ 100kHz 119

ภาพที่ 4.23 ผลการทดลองเปรียบเทียบความถี่ของสัญญาณไซน์กับตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนไปในการ
คำนวณทฤษฎีเทียบการทดลองต่อจริงวงจรถี 2 120

ภาพที่ 4.24 ผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่ของสัญญาณของวงจรถี 2 121

ภาพที่ 4.25 ผลการทดลองต่อจริงแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณกับค่าความต้านทาน
ของวงจรถี 2 123

ภาพที่ 4.26 ผลการทดลองต่อจริงเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยายกับค่า
ความต้านทานของวงจรถี 2 124



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ (Sinusoidal Oscillators) เป็นวงจรรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีบทบาทสำคัญในทางวิศวกรรม ถูกออกแบบมาเพื่อสร้างสัญญาณไซน์แบบต่อเนื่องโดยเฉพาะ อีกทั้งเป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่สำคัญที่ถูกนำไปใช้ประโยชน์ในงานต่าง ๆ เช่น เครื่องมือวัด การวัด การสื่อสาร การควบคุมและระบบอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ (Sobot, 2012 : 221-240; Chaturvedi and Mohan, 2015 : 1897-1906; Senani, et. al. 2016 : 3-70; Yeşil and Kaçar, 2018 : 6-12) ในระบบการสื่อสารวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์มีบทบาทสำคัญ เช่น การมอดูเลต การย้ายแบนด์ความถี่ การผสมสัญญาณ การส่งสัญญาณระยะไกล เป็นต้น (พิพัฒน์ พรหมมี, 2566 : 429) หนึ่งในเทคนิคการมอดูเลตที่มีความสำคัญอย่างมากในระบบการสื่อสาร คือ การมอดูเลตแถบความถี่ข้างเดียว (Single Sideband Modulation : SSB) ซึ่งเป็นเทคนิคที่ช่วยลดแบนด์วิดท์ของสัญญาณและเพิ่มประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูล (Haykin, 2013 : 120) การสร้างสัญญาณ SSB มีหลายวิธี หนึ่งในแนวทางที่แพร่หลาย คือ การใช้วงจรถูกเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ซึ่งอาศัยการปรับเฟสของสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) ที่สร้างมาจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ให้ต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตาม วิธีนี้อาจมีข้อจำกัดด้านความแม่นยำของเฟสเมื่อใช้งานที่ความถี่สูง (Proakis & Manolakis, 2020 : 225-230) อีกแนวทางหนึ่ง คือ การใช้วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ที่สามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์ได้ ทำให้ควบคุมขนาดสัญญาณพาหะได้โดยตรง ซึ่งช่วยลดขนาดและลดปัญหาความไม่สมดุลของสัญญาณพาหะทั้งสองสัญญาณ รวมถึงเลื่อนเฟสไป 90 องศา ทำได้จากแหล่งกำเนิดสัญญาณไซน์ในวงจรถูกกำเนิดสัญญาณเดียวกันทำให้สามารถสร้างสัญญาณที่แม่นยำและมีประสิทธิภาพมากขึ้น (Razavi, 2018 : 315)

อุปกรณ์บล็อกแอคทีฟ (Active Building Block : ABB) เป็นอุปกรณ์ที่ปัจจุบันถูกใช้งานกันอย่างแพร่หลายในการออกแบบวงจรถูกกำเนิดสัญญาณและวงจรถูกผสมต่าง ๆ จะช่วยลดความซับซ้อนของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่จะต่อเพิ่มภายนอกอุปกรณ์บล็อกแอคทีฟ ส่งผลให้ใช้อุปกรณ์แบบแพสซีฟที่นำมาต่อเพิ่มในวงจรถูกกำเนิดสัญญาณเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้นก็ได้วงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่มีประสิทธิภาพสูง โครงสร้างของอุปกรณ์บล็อกแอคทีฟถูกผลิตขึ้นมีหลากหลายรูปแบบจากอุปกรณ์ที่ใช้สร้าง โดยรูปแบบที่ใช้ทรานซิสเตอร์ทั้งซีเอ็มอส

(C-MOS) หรือ ไบโพลาร์ (BJT) มีข้อดีประกอบไปด้วย ใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำ ใช้พลังงานต่ำ มีขนาดกะทัดรัด มีความเร็วสูง ช่วยลดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิรวมถึงการผลิตที่ไม่ตรงกัน และอื่น ๆ (Sotner, et. al. 2019 : 568) อย่างไรก็ตามอุปกรณ์บล็อกแอกทิฟที่ใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์จะมีประสิทธิภาพดีที่สุด เมื่อถูกสร้างออกมาในรูปแบบวงจรรวมหรือชิป ซึ่งต้นทุนในการผลิตชิปจะมีราคาสูง ด้วยเหตุนี้การใช้อุปกรณ์บล็อกแอกทิฟที่สร้างจากไอซีในเชิงพาณิชย์ในการออกแบบวงจระอนาล็อกจึงสะดวกในการต่อวงจรสำหรับทดลองและราคาถูกกว่าที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ทั้งแบบซีมอสหรือไบโพลาร์ ไอซีในเชิงพาณิชย์ที่มีจำหน่ายทั่วไปที่รู้จักกัน ได้แก่ LF351 μ A741 ที่เรียกว่า ออปแอมป์ (Operational Amplifiers : Op-Amps) ส่วน AD844 OPA860 และ EL2082 เป็นสายพานลำเลียงกระแส (Current Conveyors : CC) ส่วน LM13700 และ LT1228 เป็นวงจรรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifiers : OTA) อีกทั้ง AD835 เป็นตัวคูณแอนะล็อก (Analog Multiplier) เป็นต้น สำหรับ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟที่น่าสนใจ เนื่องจากเป็นไอซีเชิงพาณิชย์ที่ภายในประกอบด้วยสองส่วนย่อยคือ OTA และ วงจรรขยายกระแสแบบป้อนกลับ (Current Feedback Amplifier : CFA) อยู่ภายในไอซีเดียวกัน ส่วนของ OTA ใน LT1228 จะทำหน้าที่แปลงผลต่างของแรงดันที่ขาเข้าเป็นกระแสที่ขาออก โดยค่าความนำถ่ายโอน (g_m) ของ OTA สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสหรือปรับด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วน CFA ที่ขาเอาต์พุตจะมีความต้านทานต่ำสามารถต่อใช้งานเป็นวงจรรขยายตามที่ต้องการหรือสามารถต่อไปยังวงจรรอื่นโดยไม่ต้องใช้วงจรรบัฟเฟอร์มาต่อเพิ่มได้ (Linear Technology, Online)

จากการศึกษาพบว่าวงจรรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้ไอซีในเชิงพาณิชย์มาเป็นอุปกรณ์แอกทิฟที่มีอยู่ทั่วไปและได้นำเสนอมาอย่างต่อเนื่อง โดยวงจรรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้ มีการใช้ไอซีชนิดต่าง ๆ เช่น AD844 AD835 AD830 AD8138 EL2082 OPA860 OPA633 OPA660 OPA615 VCA810 BUF634 และ LT1228 สามารถสรุปจุดเด่นและจุดด้อยของงานที่ผ่านมาเป็นข้อได้ดังนี้

- เป็นวงจรรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ (Quadrature Sinusoidal Oscillator) ซึ่งให้สัญญาณขาออกสองสัญญาณที่มีมุมแตกต่างกัน 90 องศา (Herencsar, et. al. 2009 : 1708-1714; Sotner, et. al. 2011 : 317-326; Sotner, et. al. 2013 : 65-72; Sotner, et. al. 2014 : 1-35; Sotner, et. al. 2014 : 1264-1289; Sotner, et. al. 2014 : 121-136; Sotner, et. al. 2015 : 3449-3469; Sotner, et. al. 2018 : 1685-1694; Sotner, et. al. 2018 : 1495-

1505; Wang, et. al. 2019 : 2349; Jaikla, et. al. 2020 : 1319; Arora and Singh, 2022 : 154304; Panikhom, et. al. 2023 : 40-51)

- ใช้ไอซีจำนวนมาก (Herencsar, et. al. 2009 : 1708-1714; Hrub, et. al. 2011 : 258-266; Sotner, et. al. 2011 : 317-326; Sotner, et. al. 2013 : 65-72; Sotner, et. al. 2014 : 1-35; Sotner, et. al. 2014 : 1264-1289; Sotner, et. al. 2014 : 121-136; Sotner, et. al. 2015 : 3449-3469; Sotner, et. al. 2017 : 56-66; Sotner, et. al. 2018 : 1685-1694; Sotner, et. al. 2018 : 1495-1505; Wang, et. al. 2019 : 2349; Arora, 2021 : 383-409; Jaikla, et. al. 2020 : 1319; Arora and Singh, 2022 : 154304; Panikhom, et. al. 2023 : 40-51)
- ใช้ไอซีต่างชนิดกัน (Hrub, et. al. 2011 : 258-266; Sotner, et. al. 2011 : 317-326; Sotner, et. al. 2013 : 65-72; Sotner, et. al. 2014 : 1-35; Sotner, et. al. 2014 : 1264-1289; Sotner, et. al. 2014 : 121-136; Sotner, et. al. 2015 : 3449-3469; Sotner, et. al. 2017 : 56-66; Sotner, et. al. 2018 : 1685-1694; Sotner, et. al. 2018 : 1495-1505; Wang, et. al. 2019 : 2349; Arora, 2021 : 383-409; Jaikla, et. al. 2020 : 1319; Arora and Singh, 2022 : 154304; Panikhom, et. al. 2023 : 40-51)
- ไม่สามารถควบคุมการทำงานในวงจรด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ (Herencsar, et. al. 2009 : 1708-1714; Sotner, et. al. 2011 : 317-326; Sotner, et. al. 2014 : 121-136; Arora and Singh, 2022 : 154304; Bhaskar, et. al. 2023 : 154938; Srivastava, et. al. 2024 : 155297)
- ไม่มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำจึงต้องใช้บัฟเฟอร์มาต่อเพิ่มเพื่อเชื่อมต่อกับอุปกรณ์หรือวงจรอื่น ๆ (Sotner, et. al. 2011 : 317-326; Sotner, et. al. 2013 : 65-72; Sotner, et. al. 2014 : 121-136; Sotner, et. al. 2015 : 3449-3469; Sotner, et. al. 2017 : 56-66; Sotner, et. al. 2018 : 1685-1694; Sotner, et. al. 2018 : 1495-1505; Panikhom, et. al. 2023 : 40-51)
- ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่หรือเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณ (Herencsar, et. al. 2009 : 1708-1714; Hrub, et. al.

2011 : 258-266; Sotner, et. al. 2011 : 317-326; Sotner, et. al. 2013 : 65-72; Sotner, et. al. 2014 : 1-35; Sotner, et. al. 2014 : 1264-1289; Sotner, et. al. 2014 : 121-136; Sotner, et. al. 2015 : 3449-3469; Sotner, et. al. 2017 : 56-66; Sotner, et. al. 2018 : 1685-1694; Sotner, et. al. 2018 : 1495-1505; Wang, et. al. 2019 : 2349; Rungsa, 2019 : 220-224; Arora, 2021 : 383-409; Arora and Singh, 2022 : 154304; Panikhom, et. al. 2023 : 40-51 Bhaskar, et. al. 2023 : 154938; Srivastava, et. al. 2024 : 155297)

- ปรับอัตราขยายของสัญญาณส่งผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ของวงจร (Kulapong, et. al. 2023 : 26-32)

จากข้อมูลที่ได้นำเสนอข้างต้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะนำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยพัฒนางจร เพื่อให้สามารถควบคุมการทำงานได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ รวมทั้งปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ของสัญญาณไซน์และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งโครงสร้างของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ผู้จัดทำได้นำเสนอการใช้ LT1228 ที่มีในเชิงพาณิชย์เป็นอุปกรณ์แอกทิฟ ต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ คือ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเตอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้

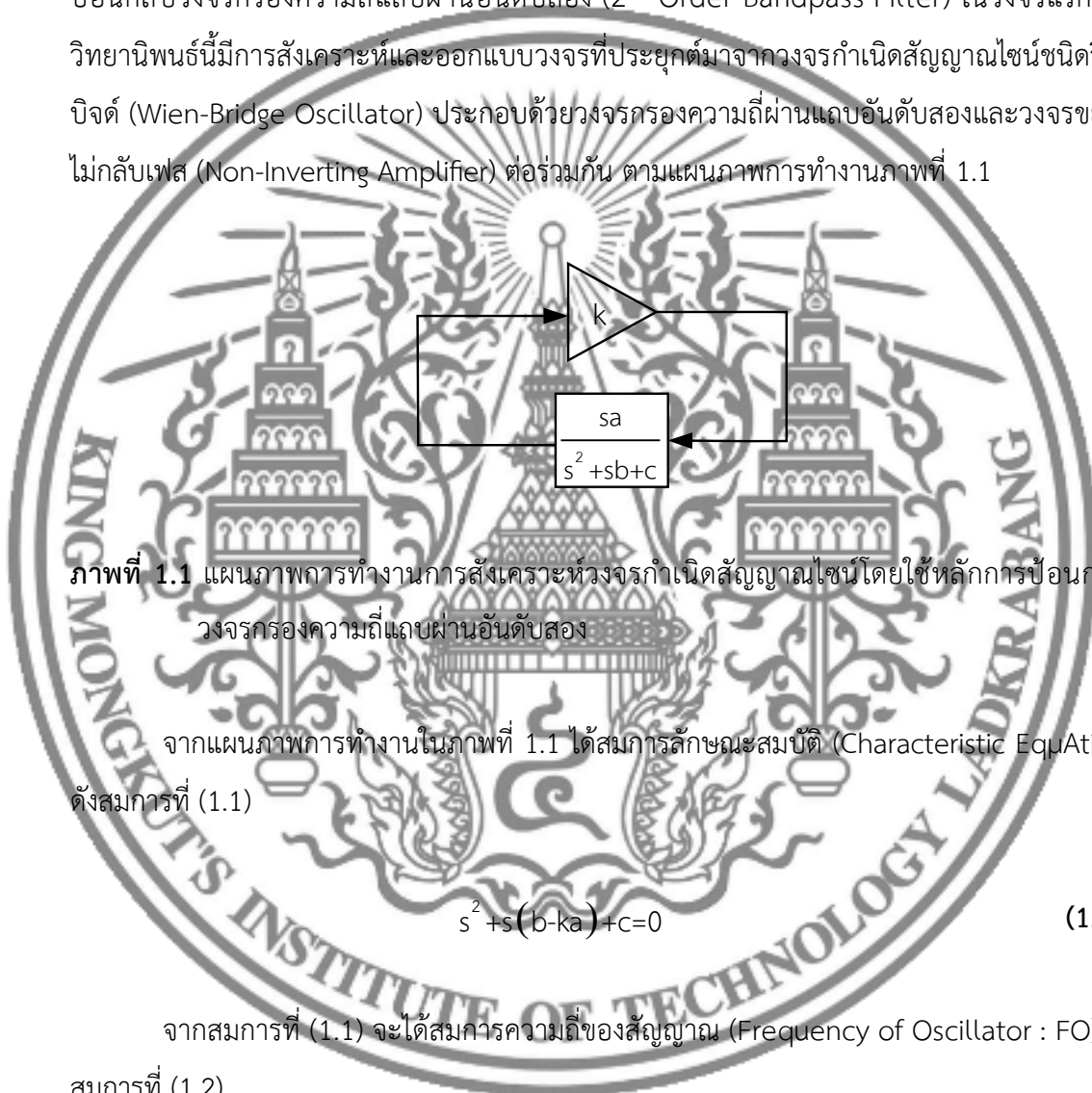
1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเตอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเตอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

1.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ที่แถบผ่านอันดับสอง

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ที่แถบผ่านอันดับสอง (2nd Order-Bandpass Filter) ในวงจรแรกของวิทยานิพนธ์นี้มีการสังเคราะห์และออกแบบวงจรที่ประยุกต์มาจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ชนิดวินด์บิจด์ (Wien-Bridge Oscillator) ประกอบด้วยวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสองและวงจรขยายไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier) ต่อกันตามแผนภาพการทำงานภาพที่ 1.1



ภาพที่ 1.1 แผนภาพการทำงานการสังเคราะห์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ที่แถบผ่านอันดับสอง

จากแผนภาพการทำงานในภาพที่ 1.1 ได้สมการลักษณะสมบัติ (Characteristic Equation) ดังสมการที่ (1.1)

$$s^2 + s(b-ka) + c = 0 \quad (1.1)$$

จากสมการที่ (1.1) จะได้สมการความถี่ของสัญญาณ (Frequency of Oscillator : FO) ดังสมการที่ (1.2)

$$\omega_0 = \sqrt{c} \quad (1.2)$$

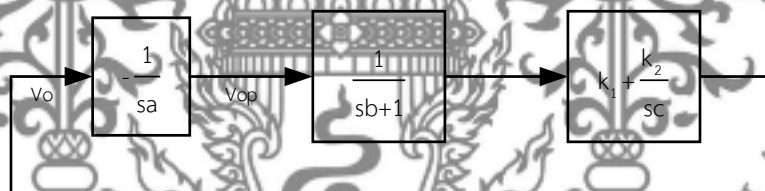
จากสมการที่ (1.1) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ (Condition of Oscillator : CO) ดังสมการที่ (1.3)

$$k \geq \frac{b}{a} \quad (1.3)$$

จากสมการที่ (1.2) และ (1.3) สามารถปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ได้ที่ c และยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไซน์ได้ที่ a, b และอัตราการขยาย k จะพบว่าทั้งสองสมการสามารถปรับความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจะกัน

1.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม เป็นวงจรที่สองของวิทยานิพนธ์นี้ อาศัยแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบตามแผนภาพการทำงานตามภาพที่ 1.2 ประกอบด้วยวงจรมินิเกรเตอร์แบบลบไม่สูญเสีย (Negative Lossless Integrator) วงจรมินิเกรเตอร์แบบสูญเสีย (Lossy Integrator) และวงจรรวมกับวงจรมินิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Amplifier Summing with Lossless Integrator) ต่อกัน



ภาพที่ 1.2 แผนภาพการทำงานการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

จากแผนภาพการทำงานในภาพที่ 1.2 ได้สมการลักษณะสมบัติ ดังสมการที่ (1.4)

$$s^3 abc + s^2 ac + sck_1 + k_2 = 0 \quad (1.4)$$

จากสมการที่ (1.4) จะได้สมการความถี่ของสัญญาณ ดังสมการที่ (1.5)

$$\omega = \sqrt{\frac{k_1}{ab}} \quad (1.5)$$

จากสมการที่ (1.4) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ดังสมการที่ (1.6)

$$\frac{c}{b} \geq \frac{k_2}{k_1} \quad (1.6)$$

จากสมการที่ (1.5) และ (1.6) สามารถปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ได้ที่ k_1 , a และ b อีกทั้งยังสามารถปรับค่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไซน์ได้ที่ b , c และอัตราการขยาย k_1 , k_2 จะพบว่าทั้งสองสมการมี k_1 และ b ซึ่งทำให้ไม่สามารถปรับความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกัน ดังนั้นหากต้องการปรับโดยไม่ให้ความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไม่ให้เกิดกระทบกันและกัน ควรจะปรับความถี่ที่ a และปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ c จึงจะทำให้การปรับทั้งสองสมการไม่กระทบกัน

จากแผนภาพการทำงานในภาพที่ 1.2 สามารถหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชัน (Transfer Function) ของบล็อกวงจรอินทิเกรเตอร์แบบลบไม่สูญเสีย ได้ตามสมการที่ (1.7)

$$\frac{V_{op}}{V_o} = -\frac{1}{s a} \quad (1.7)$$

จากสมการที่ (1.7) จะได้สมการเฟสตามสมการที่ (1.8)

$$\theta_{V_{op}/V_o} = 90^\circ \quad (1.8)$$

จากสมการที่ (1.8) จะพบว่าผลต่างเฟสสัญญาณไซน์ที่ V_{op} มีเฟสหน้าสัญญาณไซน์ที่ V_o อยู่ 90 องศา หรือเป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ (Quadrature)

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ 2 วงจร คือ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสองและวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม ซึ่งมีขอบเขตการวิจัยของแต่ละวงจร ดังนี้

1.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่าน อันดับสอง

1.4.1.1 ออกแบบโดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (LT1228) 1 ตัว

1.4.1.2 สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขการ
กำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณ

1.4.1.3 สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.1.4 สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ได้ในช่วงความถี่ถึง 1 MHz

1.4.1.5 มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ

1.4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

1.4.2.1 ออกแบบโดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (LT1228) 2 ตัว

1.4.2.2 สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขการ
กำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณ

1.4.2.3 สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

1.4.2.4 สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.2.5 สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ได้ในช่วงความถี่ถึง 1 MHz

1.4.2.6 มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ

1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 สัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ (Quadrature Sinusoidal Signals) หมายถึง สัญญาณไซน์
สองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

1.5.2 ไอซีที่มีขายในเชิงพาณิชย์ หมายถึง อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอคทิฟชนิดหนึ่ง เป็น
วงจรรวมสำเร็จภาพที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาด

1.5.3 การสังเคราะห์ (Synthesis) หมายถึง กระบวนการนำ LT1228 มาต่อร่วมกับตัวความ
ต้านทานและเก็บประจุ เพื่อให้ได้วงจรมกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยอิเล็กทรอนิกส์และ
ปรับขนาดสัญญาณไซน์ได้

1.5.4 การออกแบบ (Design) หมายถึง การปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ได้สังเคราะห์ไว้แล้ว เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองการกำเนิดสัญญาณไซน์ตามเงื่อนไข ความถี่ของสัญญาณ ไซน์ และขนาดของสัญญาณไซน์ที่ต้องการ

1.5.5 สมรรถนะ (Performance) หมายถึง ความสามารถของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ LT12288 ต่อกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

1.5.6 โปรแกรม PSpice หมายถึง โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จภาพที่ใช้จำลองทดสอบการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์เสมือนจริง

1.5.7 การควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Control) หมายถึง การควบคุมเงื่อนไขหรือความถี่ของสัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้วิธีการปรับค่ากระแสที่ขั้วของจุดสัญญาณควบคุม

1.5.6 การปรับความถี่และเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณอิสระจากกัน (Independently FO and CO Adjusting) หมายถึง สมการที่ใช้ในการปรับความถี่และเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณไม่มีตัวแปรที่ซ้ำกันอยู่ทั้ง 2 สมการ



บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทที่ 2 นี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยมีกล่าวถึงวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์และ LT1228 ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทิฟที่นำมาสังเคราะห์วงจร อีกทั้งนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ศึกษาถึงจุดเด่นและจุดด้อยของแต่ละงานวิจัยที่ผ่านมา ซึ่งข้อมูลเหล่านั้นจะถูกนำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ในงานวิทยานิพนธ์นี้ ให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ซึ่งสามารถแยกรายละเอียดมีหัวข้อดังต่อไปนี้

- 2.1 หลักการกำเนิดสัญญาณไซน์
- 2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของ LT1228
- 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

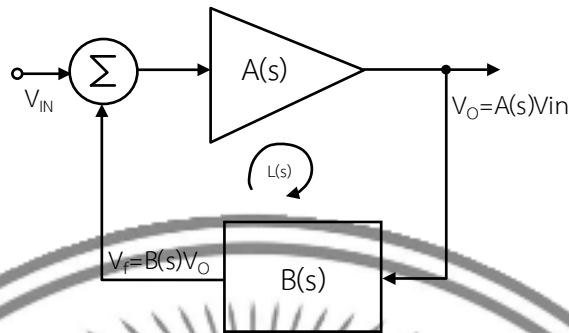
2.1 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์

2.1.1 หลักการของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ ถือกำเนิดเริ่มต้นจากการเป็นวงจร RC แอกทิฟแบบลูปปิดโดยที่วงจรไม่ต้องมีสัญญาณอินพุตเข้าวงจรก็สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ได้ เพียงป้อนแค่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ใช้สำหรับไบอัสอุปกรณ์ที่ใช้งานอยู่ในวงจร จากทฤษฎีพื้นฐานของการกำเนิดสัญญาณแบบป้อนกลับ (Feedback Oscillators) ซึ่งโดยปกติจะถูกสร้างจากวงจรขยายและวงจร RC หรือวงจร LC แบบเลือกความถี่ ที่ถูกต่อรวมกันในลักษณะการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)

จากภาพที่ 2.1 แสดงการทำงานเบื้องต้นของวงจรขยายที่มีการป้อนกลับแบบบวก โดยมีสัญญาณเข้าที่ V_{IN} รวมกับสัญญาณที่ป้อนกลับมาจากฟังก์ชันเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่ (Feedback Frequency Select Network) $B(s)$ นำสัญญาณที่ได้จากการรวมเข้าวงจรขยาย (Gain) $A(s)$ ได้สัญญาณออกที่ V_o แล้วป้อนกลับเข้าที่ $B(s)$ โดย $s=j\omega$ สามารถเขียนสมการถ่ายโอนฟังก์ชันได้ดังสมการที่ (2.1)

$$V_f = A(s)B(s)V_{IN} \quad (2.1)$$



ภาพที่ 2.1 แผนภาพการทำงานแสดงการป้อนกลับแบบบวก

เมื่อกำหนดให้วงรอบปิด (Loop Gain) $L(s) = A(s)B(s)$ จากสมการที่ 2.1 ในกรณีที่ $A(s)B(s) < 1$ จะทำให้ขนาดของสัญญาณ V_{IN} ที่ป้อนกลับมาที่ V_f ถูกลดทอนลงไปเรื่อยๆตามเวลา ส่วน $A(s)B(s) > 1$ ขนาดของสัญญาณ V_{IN} ที่ป้อนกลับมาที่ V_f จะมากขึ้นเรื่อยๆ ตามเวลา จะพบว่าในทั้งสองกรณีนี้จะสร้างสัญญาณได้ไม่คงที่และไม่ต่อเนื่อง ดังนั้น สัญญาณจะคงที่และมีความต่อเนื่อง ก็ต่อเมื่อ $A(s)B(s) = 1$ ซึ่งทำให้ขนาดของสัญญาณ V_{IN} ที่ป้อนกลับมาที่ V_f จะคงที่ตามเวลา และมีเฟสเท่ากันเป็นไปตามเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen Criterion)

ในการทำงานพื้นฐานของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์ เนื่องจากเกณฑ์ของบาร์คฮูเซน กำหนดว่าขนาดวงรอบปิดมีค่าเท่ากับ 1 ตามสมการที่ (2.2)

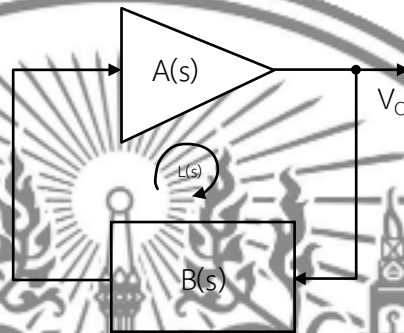
$$L(s) = A(s)B(s) = 1 \tag{2.3}$$

และสมการเฟสวงรอบปิดของระบบ ดังสมการที่ (2.4)

$$\theta = \angle A(s)B(s) = 2n\pi \text{ เมื่อ } n=0,1,2,.. \tag{2.4}$$

เนื่องจากวงจรถ่ายสัญญาณไซน์ใช้สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal noise) ที่ประกอบไปด้วยองค์ประกอบความถี่เริ่มตั้งแต่ไม่กี่เฮิรตซ์ไปจนถึงหลายร้อยเฮิรตซ์ภายในระบบเพื่อให้ได้สัญญาณไซน์ จึงไม่มีการป้อนสัญญาณอินพุต ตามภาพที่ 2.2 ดังนั้นในช่วงแรกเมื่ วงจรทำงาน สัญญาณรบกวนทั้งหมดที่มีหลายองค์ประกอบความถี่ จะถูกขยายโดย $A(s)$ และเอาต์พุตที่ถูกขยายจะกลายเป็นอินพุตของ $B(s)$ ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ จึงได้เอาต์พุตออกมาเพียงความถี่เดียว การเลื่อน

เฟสมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้ค่า $L(s)$ ของระบบในช่วงแรกจะต้องมีค่ามากกว่า 1 เล็กน้อยเพื่อชดเชยขนาดสัญญาณรบกวนที่ความถี่หนึ่งๆ จะค่อยๆเพิ่มขึ้นตามเวลา และเมื่อถึงแรงดันไฟฟ้า ณ ขณะหนึ่ง $L(s)$ ของวงจรจะกลายเป็น 1 ดังนั้นจะได้ $L(s)$ ดังสมการที่ (2.5)



ภาพที่ 2.2 แผนภาพการทำงานแสดงหลักการทั่วไปของวงจรกำเนตสัญญาณไซน์

$$A(s)B(s) \geq 1 \quad (2.5)$$

จากภาพที่ 2.2 ฟังก์ชันเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่ จะต้องเป็นฟังก์ชันพหุนามกำลังสองขึ้นไปจึงจะเกิดการแกว่ง (Oscillate) ของสัญญาณได้ จากสมการที่ (2.5) ในทางอุดมคติ $A(s)B(s)=1$ จะได้ว่า $1-A(s)B(s)=0$ หากกำหนดฟังก์ชันทั่วไปของ $B(s)$ เป็นพหุนามอันดับสองและสามที่ $A(s)$ มีอัตราขยายค่าคงที่เป็น a จะได้ดังนี้

กำหนดฟังก์ชันทั่วไปของ $B(s)$ เป็นพหุนามอันดับ 2 จะได้ดังสมการที่ (2.6)

$$1-a(b_0s^2+b_1s+b_2)=0 \quad (2.6)$$

จะได้ว่า $ab_0s^2+ab_1s+(ab_2-1)=0$ หรือเขียนแทนค่าสัมประสิทธิ์แสดงค่าฟังก์ชันได้ดังสมการที่ (2.7)

$$A_0s^2+A_1s+A_2=0 \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) จะได้สมการลักษณะสมบัติ ของวงจรกำเนตสัญญาณไซน์ที่มีเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับสอง เมื่อแทนค่า $s=j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (2.8)

$$-A_0\omega^2 + A_1j\omega + A_2 = 0 \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) พิจารณาพจน์ที่เป็นจำนวนจินตภาพ จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับ สองได้ดังสมการที่ (2.9)

$$A_1 = 0 \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.8) พิจารณาพจน์ที่เป็นจำนวนจริงจะได้สมการความถี่ของสัญญาณ ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับสองได้ดังสมการที่ (2.10)

$$\omega^2 = \frac{A_2}{A_0} \quad (2.10)$$

กำหนดฟังก์ชันทั่วไปของ B(s) เป็นพหุนามอันดับ 3 จะได้ได้ดังสมการที่ (2.11)

$$1 - a(b_0s^3 + b_1s^2 + b_2s + b_3) = 0 \quad (2.11)$$

จะได้ว่า $ab_0s^3 + ab_1s^2 + ab_2s + (ab_3 - 1) = 0$ หรือเขียนแทนค่าสัมประสิทธิ์แสดงค่าฟังก์ชันได้ดังสมการที่ (2.12)

$$A_0s^3 + A_1s^2 + A_2s + A_3 = 0 \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) จะได้สมการลักษณะสมบัติ ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับสามเมื่อแทนค่า $s = j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (2.13)

$$-A_0j\omega^3 - A_1\omega^2 + A_2j\omega + A_3 = 0 \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.13) พิจารณาเทียบสัมประสิทธิ์ที่พจน์จำนวนจริงและจำนวนจินตภาพให้เป็น 0 จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับสามได้ดังสมการที่ (2.14)

$$A_1 A_2 - A_0 A_3 = 0 \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) พิจารณาจะได้สมการความถี่ของสัญญาณ ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่เป็นฟังก์ชันพหุนามอันดับสามได้ดังสมการที่ (2.15)

$$\omega^2 = \frac{A_2}{A_0} = \frac{A_3}{A_1} \quad (2.15)$$

Senani, et al. (2016). and Hajder (2002) ได้กล่าวเพิ่มเติมถึงการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสองและอันดับสูงกว่า พบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่อันดับสูงจะให้ประสิทธิภาพการทำงานสูง ความแม่นยำที่สูง และการบิดเบือนฮาร์โมนิกที่ต่ำ เป็นสัญญาณไซน์ที่มีสัญญาณรบกวนน้อย ดังนั้นหากเปรียบเทียบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสองกับสาม วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสามจะให้สัญญาณไซน์ที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสอง

2.1.2 หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ

หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 สถานะ (จิรสุดา เกษร. 2542 : 33-34) คือ

2.1.2.1 สถานะเริ่มต้นการทำงานของวงจร (First Turn-on)

สถานะนี้จะเกิดขึ้นขณะมีการจ่ายกำลังงานจากแหล่งจ่ายภายนอกให้แก่อุปกรณ์ภายในวงจร ซึ่งการจ่ายพลังงานนี้ ส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนย้าย (Transition) ขึ้น เกิดการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณหลายความถี่ แต่มีฟังก์ชันเครือข่ายป้อนกลับแบบเลือกความถี่ภายในวงจรกำเนิดสัญญาณ ส่งผลให้สัญญาณที่ได้จึงมีเพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่ผ่านออกมาได้และถูกป้อนย้อนกลับไปยังฟังก์ชันขยาย เกิดเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ของสัญญาณเพียงความถี่เดียวที่เอาต์พุตของวงจร

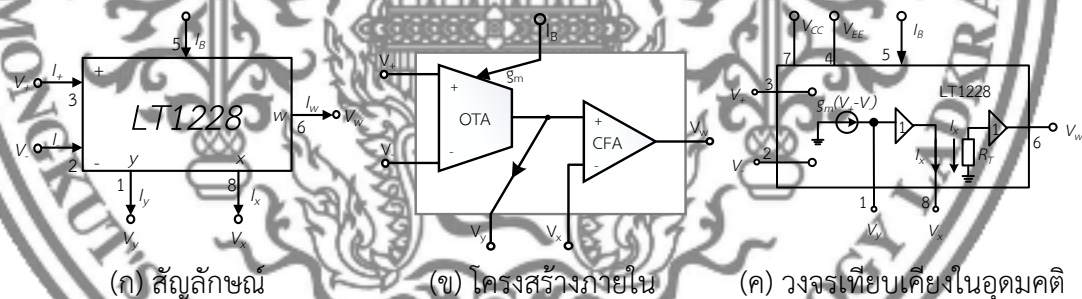
2.1.2.2 สภาวะสร้างสัญญาณ (Signal Build Up)

เมื่อสัญญาณที่มีความถี่เดียวที่เกิดขึ้นหลังจากสภาวะแรกถูกป้อนกลับไปยังขาเข้าของวงจร วงจรจะจัดสัญญาณให้มีสัญญาณเฟสตรงกันเพื่อเป็นการเสริมสัญญาณหรือสัญญาณจะถูกขยายขนาดให้มีกำลังมากยิ่งขึ้นไปเรื่อย ๆ

2.1.2.3 สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ (Sustained Oscillation)

ในทางทฤษฎีตามเงื่อนไขไบราร์คชูเช่น คือ ผลคูณระหว่างเกนของวงจรขยายและวงจรป้อนกลับ จะต้องมามีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้สัญญาณที่สร้างเกิดสภาวะที่มีการรักษาการกำเนิดสัญญาณคงที่ ตามสมการที่ (2.2) แต่ในทางปฏิบัตินั้น สภาวะเริ่มแรกค่าอัตราขยายลูปปิด หรือ $L(s)$ ของระบบจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเล็กน้อย เพื่อช่วยชดเชยการลดทอนของสัญญาณที่มีค่ามาก ให้รักษาอัตราขยายให้เท่ากับหนึ่งใกล้เคียงกับสมการตามทฤษฎี ทำให้สัญญาณที่ได้ถูกจำกัดขนาดของสัญญาณที่ออกมาให้มีขนาดของสัญญาณคงที่

2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของ LT1228



ภาพที่ 2.3 ไอซี LT1228

LT1228 เป็นไอซีเชิงพาณิชย์ที่ผลิตโดยบริษัท Linear Technology ด้านนอกของไอซีเป็นลักษณะพลาสติกแบบ Plastic Dual in-line package (PDIP) 8 ขา สัญลักษณ์ไอซีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีหมายเลขขาแสดงในภาพที่ 2.3 (ก) ซึ่งประกอบด้วยขาอินพุตแรงดันไฟฟ้า 2 ขา คือ ขา V_+ (ขา 2) และ V_- (ขา 3) มีอิมพีแดนซ์สูง ส่วนขา y (ขา 1) เป็นกระแสเอาต์พุตที่มีอิมพีแดนซ์สูง ส่วนขา x (ขา 8) และขา w (ขา 6) เป็นแรงดันเอาต์พุตที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ นอกจากนี้มีขาสำหรับไบอัสกระแส I_B (ขา 5) เพื่อปรับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance : g_m) ของ OTA ซึ่งสามารถควบคุมด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ ส่วนขา $+V_{CC}$ (ขา 7) และ $-V_{EE}$ (ขา 4) รองรับแรงดันไฟฟ้าจาก

แหล่งกำเนิดไฟฟ้าตั้งแต่ประมาณ $\pm 2 \text{ V}$ ถึง $\pm 15 \text{ V}$ โครงสร้างภายใน LT1228 จะประกอบไปด้วย วงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier: OTA) โดยจะเปลี่ยน อินพุตที่เป็นแรงดันได้เอาต์พุตเป็นกระแส และวงจรขยายป้อนกลับกระแส (Current Feedback Amplifier: CFA) แสดงในภาพที่ 2.3 (ข) และในภาพที่ 2.3 (ค) แสดงวงจรเทียบเคียงของ LT1228

จากวงจรภายในของ LT1228 จึงได้สมการเมทริกซ์ในสมการที่ (2.16) ซึ่งเป็นการแสดงความสัมพันธ์แต่ละขาและคุณลักษณะของขาในเทอมของแรงดันไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าในอุดมคติของ LT1228

$$\begin{pmatrix} I_+ \\ I_- \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ V_x \\ I_w \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

ในสมการที่ (2.16) R_T แสดงถึง transresistance gain ของ LT1228 ซึ่งในอุดมคติมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ คุณลักษณะนี้ช่วยให้ LT1228 มีอัตราขยายแรงดันแบบลูปเปิดเป็นอนันต์ทำให้ภายใน CFA กลายเป็นวงจรขยายหรือบัฟเฟอร์ สำหรับกระแสเอาต์พุตของ OTA จะเกี่ยวข้องกับค่า g_m ซึ่งสามารถควบคุมได้ผ่านการปรับกระแสไบอัสตรงภายนอก (I_B) ดังสมการที่ (2.17)

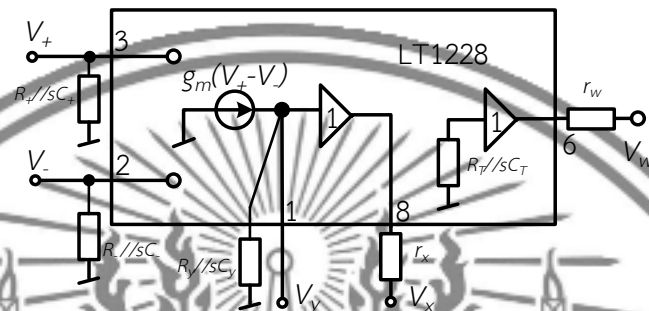
$$g_m = \frac{I_B}{3.87V_T} \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) V_T คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าความร้อน (Thermal Voltage) มีค่าเท่ากับ 26mV ณ อุณหภูมิห้อง (25 องศาเซลเซียส) เมื่อแทนค่า $V_T=26\text{mV}$ จะได้ดังสมการที่ (2.18)

$$g_m \approx 10I_B \quad (2.18)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้สมการที่ (2.18) เพื่อให้ง่ายในการคำนวณค่า g_m ดังนั้นจากสมการจะพบได้ว่าค่า g_m ใน LT1228 สามารถควบคุมได้ง่ายด้วยอิเล็กทรอนิกส์ โดยควบคุม I_B หากนำไป

ประยุกต์ใช้งานก็อาจจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุม I_B ได้ (Siripongdee and Jaikla, 2017 : 1-10; Jaikla, et. al. 2021 : 7376)



ภาพที่ 2.4 ความต้านทานแฝงและความจุแฝง LT1228 ในทางปฏิบัติ

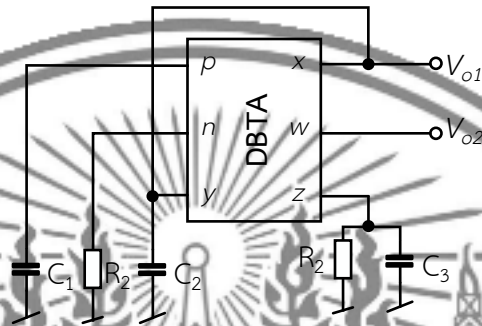
จากภาพที่ 2.5 ในทางปฏิบัติ LT1228 จะมีความต้านทานแฝงและความจุแฝงที่ต่อขนานที่แต่ละขั้วของค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝง ข้อมูลจากตารางที่ ๓ การไปอัสกรแสตรงที่ $I_B=100 \mu A$ จะมีค่าความต้านทานแฝงที่ขา + และ - อยู่ที่ $200 \text{ k}\Omega$ ค่าความจุแฝงอยู่ที่ 3 pF ส่วนขา y ค่าความต้านทานแฝงอยู่ที่ $8 \text{ M}\Omega$ ค่าความจุแฝงอยู่ที่ 6 pF และจากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice พบว่าค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝง คือ $R_T=197.66 \text{ k}\Omega$ $C_T=5.95 \text{ pF}$ $r_x=46.92 \Omega$ และ $r_w=19.80 \Omega$ (Jaikla, et. al. 2021 : 7376)

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในหัวข้อนี้นำเสนอผลการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยเลือกจากวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นไอซีในเชิงพาณิชย์ เพื่อให้ทราบถึงจุดเด่นและด้อยของงานวิจัยที่ผ่านมา ซึ่งจะเป็นข้อมูลที่จะถูกนำมาใช้ เพื่อพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น และลดข้อจำกัด ซึ่งงานวิจัยที่ผู้จัดทำได้ไปศึกษามีดังนี้

2.3.1 Herencsar, et. al. (2009 : 1708-1714) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้อุปกรณ์บล็อกแอกทิฟ DBTA (Differential-input Buffered and Transconductance Amplifier) หนึ่งตัว (สร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์ คือ AD844 3 ตัว) ต่อร่วมกับ

อุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 3 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัว ให้สัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศา ดังภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ DBTA 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.5 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.19)

$$s^2 C_2 C_3 + s(C_2 G_2 - C_1 g_m) + G_1 g_m = 0 \quad (2.19)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.19) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.20)

$$C_1 R_2 = \frac{C_2}{g_m} \quad (2.20)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.21)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_2 C_3 R_1}} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.20) และ (2.21) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ C_1 หรือ

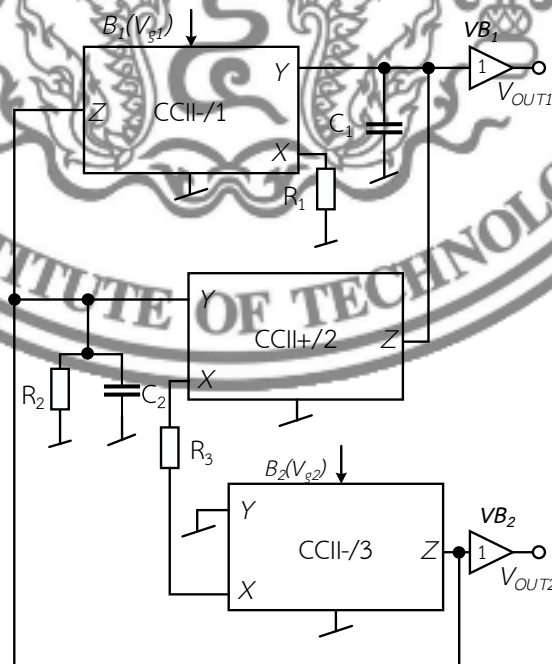
R_2 และปรับความถี่ของสัญญาณที่ C_3 หรือ R_1 โดยหากต้องการให้ปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์จะต้องใช้ FET มาต่อแทนตัวต้านทาน

จากภาพที่ 2.4 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} ตามสมการที่ (2.22)

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = -\frac{g_m}{sC_2} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{o1} และ V_{o2} เป็นควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้ คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด สามารถคาดเดาวงจรอื่นมาต่อได้โดยไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมาก สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับอิสระจากกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้ และมีเพียงผลการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice ไม่มีผลการทดสอบจริงยืนยัน



ภาพที่ 2.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ CCII 3 ตัว

2.3.2 Hrub, et. al. (2011 : 258-266) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ โหมดแรงดันดังภาพที่ 2.4 โดยใช้ CCII (Second-generation Current Conveyors) 3 ตัว (ในวงจรนี้ใช้ไอซีทั้งหมด 3 ตัว โดย CCII- ทั้ง 2 ตัวต่อโดยใช้ไอซี OPA860 และ CCII+ 1 ตัวต่อโดยใช้ EL2082) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว รวมทั้งมีบัฟเฟอร์อีก 2 ตัว วงจรนี้ให้สัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศา จากวงจรในภาพที่ 2.6 จะได้สมการลักษณะสมบัตินี้ดังสมการที่ (2.23)

$$s^2 + s \left(\frac{R_3 - R_2 B_2}{R_3 R_2 C_2} \right) + \frac{B_1}{R_1 R_3 C_1 C_2} = 0 \quad (2.23)$$

จากสมการลักษณะสมบัตินี้ (2.23) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.24)

$$R_3 = R_2 B_2 \quad (2.24)$$

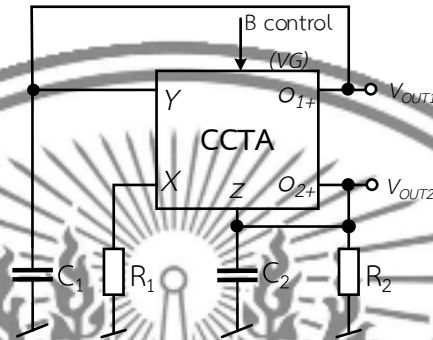
และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.25)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{B_1}{C_1 C_3 R_1 R_3}} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.24) และ (2.25) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ R_2 และ B_2 (current gain) ส่วนความถี่สามารถปรับที่ B_1 , R_1 , C_1 และ C_3 ดังนั้นปรับที่ B_1 และ B_2 จึงปรับได้สะดวกกว่าโดยปรับจากการป้อนแรงดันภายนอกเข้าไป

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ และมีทั้งผลการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice กับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดเดาว่าวงจรอื่น

มาต่อได้ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่มเติม ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณอินพุตได้ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกันในกรณีที่กำหนดให้ค่าตัวต้านทานเท่ากันทั้งหมด



ภาพที่ 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณอินพุตควอเทอเรียร์โหมดแรงดันโดยใช้ CCTA 1 ตัว

2.3.3 Sotner, et. al. (2011 : 317-326) ได้นำเสนอวงจรถ่ายสัญญาณอินพุตควอเทอเรียร์โหมดแรงดันโดยใช้ CCTA (Current Conveyor Transconductance Amplifier) 1 ตัว ที่สร้างมาจาก CCI และ OTA (วงจรถ่ายสัญญาณอินพุตควอเทอเรียร์โหมดแรงดัน 3 ตัว ใช้ไอซี OPA860 2 ตัวและในการปรับ B จะใช้ EL2082 มาเพิ่มอีก 1 ตัว) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟแบบต่อลงกราวด์ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัว วงจรนี้ออกแบบใช้หลักการวงจรรวม ให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศา ดังภาพที่ 2.7

จากวงจรในภาพที่ 2.6 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.26)

$$s^2 + s \left(\frac{g_m R_2 - 1}{R_2 C_2} \right) + \frac{g_m B}{R_1 C_1 C_2} = 0 \quad (2.26)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.26) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.27)

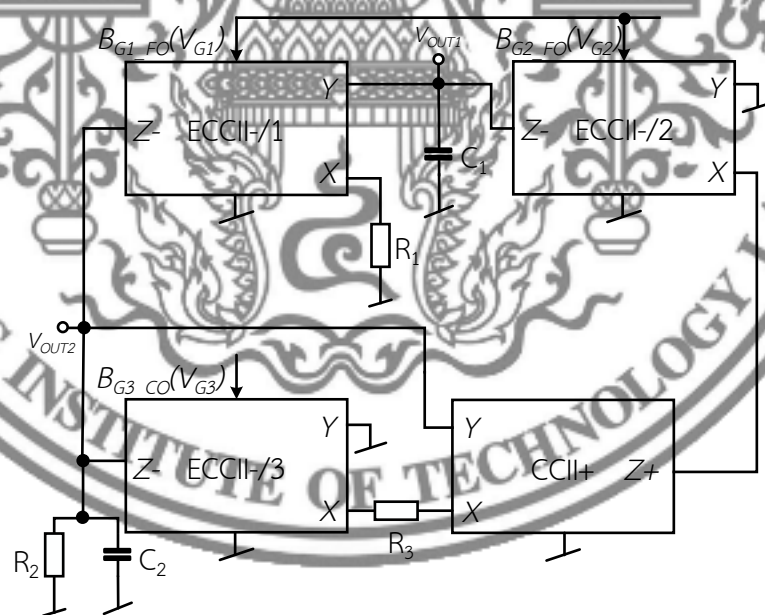
$$g_m R_2 = 1 \quad (2.27)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.28)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m B}{C_1 C_2 R_1}} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.25) และ (2.26) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ R_2 ส่วนความถี่สามารถปรับที่ B (current gain) โดยปรับจากป้อนแรงดันภายนอกเข้าไปโดยใช้ไอซี EL2082

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด สามารถคาดคะเนวงจรอื่นมาต่อได้โดยไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้ และสมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับอิสระจากกัน



ภาพที่ 2.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ ECCII 3 ตัวและ CCII 1 ตัว

2.3.4 Sotner, et. al. (2013 : 65-72) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันแสดงในภาพที่ 2.6 โดยใช้ ECCII (Electronically Controllable Current Conveyors of The Second Generation) 3 ตัวและ CCII+ 1 ตัว (ในวงจรนี้ใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ทั้งหมด 6 ตัว

ECCII 1 ตัวต่อโดยใช้ไอซี EL2082 1 ตัว CCII+ 1 ตัวต่อโดยใช้ไอซี OPA860 1 ตัว นอกจากนี้ยังมีการใช้ไอซี OPA633 เป็นบัฟเฟอร์ที่ V_{OUT1} และ V_{OUT2} ตำแหน่งละ 1 ตัว) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัว วงจรนี้ออกแบบใช้หลักการวงจรรวม ให้สัญญาณโหมดตรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศา

จากวงจรในภาพที่ 2.7 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.27)

$$s^2 + s \left(\frac{R_3 - R_2 B_{G3}}{R_2 R_3 C_2} \right) + \frac{B_{G1} B_{G2}}{R_1 R_3 C_1 C_2} = 0 \quad (2.29)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.27) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.28)

$$B_{G3} \geq \frac{R_3}{R_2} \quad (2.30)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.29)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{B_{G1} B_{G2}}{C_1 C_2 R_1 R_3}} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.28) และ (2.29) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ B_{G3} ส่วนความถี่สามารถปรับที่ $B_{G1,2} = B_{G1} = B_{G2}$ ดังนั้นจึงปรับได้ง่ายด้วยอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อกันและกัน โดยสามารถปรับ B_G จากการป้อนกระแสภายนอกเข้าไป

จากภาพที่ 2.7 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{OUT1} และ V_{OUT2} ตามสมการที่ (2.30)

$$\frac{V_{OUT1}}{V_{OUT2}} = - \frac{B_{G2}}{sR_3 C_1} \quad (2.32)$$

จากสมการที่ (2.30) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{OUT1} และ V_{OUT2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อได้โดยตรงต้องใช้บัฟเฟอร์ ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน



ภาพที่ 2.9 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหนดแรงดันโดยใช้ CG-CFDOBA และ CG-BCVA อย่างละ 1 ตัว

2.3.5 Sotner, et. al. (2014: 1-35) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหนดแรงดันในภาพที่ 2.7 โดยใช้ CG-CFDOBA (Controlled Gain-Current Follower Differential Output Buffered Amplifier) 1 ตัวและ CG-BCVA (Controlled Gain-Buffered Current And Voltage Amplifier) 1 ตัว (วงจรมีไอซีเชิงพาณิชย์ทั้งหมด 5 ตัว ประกอบด้วย CG-CFDOBA 1 ตัว ต่อโดยใช้ไอซี 2 ตัว คือ EL2082 กับ AD8138 ส่วน CG-BCVA 1 ตัวต่อโดยใช้ไอซี 3 ตัว คือ EL2082 VCA810 และBUF638) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว

วงจรมีลักษณะแบบใช้หลักการวางจรรวมแบบสูญเสียและไม่สูญเสียจากตัวต้านทานแบบลบต่อกันแบบรูปปิด ให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศา จากวงจรมีภาพที่ 2.8 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.31)

$$s^2 + s \left(\frac{R_1 + R_3 - R_1 A_2}{R_1 R_3 C_2} \right) + \frac{B_1 B_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0 \quad (2.33)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.31) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.32)

$$A_2 \geq 1 + \frac{R_3}{R_1} \quad (2.34)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.33)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{B_1 B_2}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.32) และ (2.33) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่อัตราขยายแรงดัน (Voltage Gain) A_2 ส่วนความถี่สามารถปรับที่อัตราขยายกระแส $B_{1,2} = B_1 = B_2$ ดังนั้นปรับที่ A,B จึงปรับได้ง่ายโดยปรับจากป้อนแรงดันและกระแสภายนอกเข้าไป

จากภาพที่ 2.8 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{C1} และ V_{C2} ตามสมการที่ (2.34)

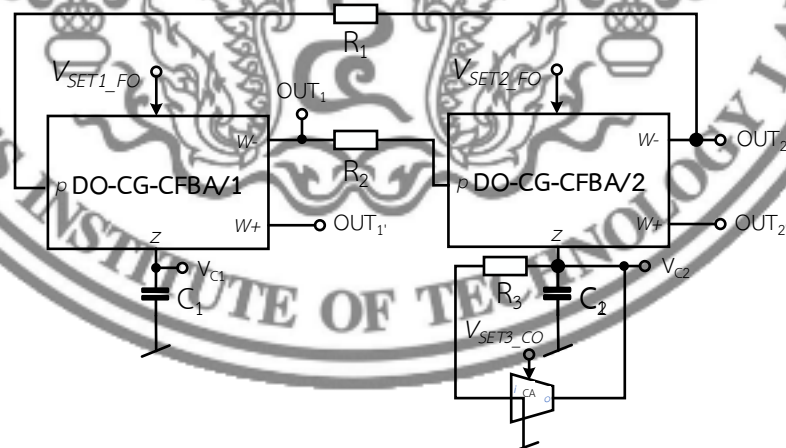
$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{B_1}{sR_1C_1} \quad (2.36)$$

เนื่องจากสมการที่ (2.34) ทำให้พบว่าทั้งโหนด V_{OUT1} และ V_{OUT2} มีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ ส่วน V_{OUT1} และ V_{OUT2} แสดงถึงส่วนกลับของ V_{OUT1} และ

V_{OUT2} ในส่วนของ V_{OUT3} จะมีเฟสเดียวกับ V_{OUT2} ซึ่งแตกต่างตรงที่จะขยายสัญญาณระหว่างขา w และ b ของ CG-BCVA จากที่กล่าวมาข้างต้น วงจรนี้จึงผลิตสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 และ 180 องศา

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ แบบลงกราวด์ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ สามารถคาสเคดนำวงจรอื่นมาต่อได้โดยตรงไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่มและมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน

2.3.6 Sother, et. al. (2014 : 1264-1289) ได้นำเสนอวงจรถ่ายสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ DO-CG-CFBA (D_uAl-Output Controlled Gain Current Follower Buffered Amplifiers) 2 ตัวและ CCA (Controllable Current Amplifier) 1 ตัว (วงจรมีใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ทั้งหมด 5 ตัว DO-CG-CFBA 1 ตัวต่อโดยใช้ไอซี 2 ตัว คือ EL2082 และ AD8138 ส่วน CCA 1 ตัวใช้ไอซี EL2082 1 ตัว) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว วงจรนี้ออกแบบใช้วงจรรองความถี่ทั้งหมดผ่านต่อรวมวงจรรวมแบบไม่สูญเสีย ให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 4 สัญญาณเฟสต่างกันรวมทั้งหมดที่มีแบบควอดเรเจอร์ด้วย ดังภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.10 วงจรถ่ายสัญญาณไซน์โหมดแรงดัน 4 เฟสโดยใช้ DO-CG-CFBA 2 ตัว และ CCA 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.9 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.35)

$$s^2 + s \left(\frac{B_3 - 1}{R_3 C_2} \right) + \frac{B_1 B_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0 \quad (2.37)$$

จากสมการลักษณะสมบัตินี้ (2.35) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (2.36)

$$B_3 \leq 1 \quad (2.38)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.37)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{B_1 B_2}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.39)$$

จากสมการที่ (2.36) และ (2.37) พบว่าทั้งสองสมการสามารถปรับเงื่อนไขได้อิสระจากกัน โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ ปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่อัตราขยายกระแส B_3 ส่วนความถี่สามารถปรับที่อัตราขยายกระแส $B_{1,2} = B_1 = B_2$ ดังนั้นปรับที่ B จึงปรับได้ง่ายอย่างอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับจากป้อนแรงดันภายนอกเข้าไป

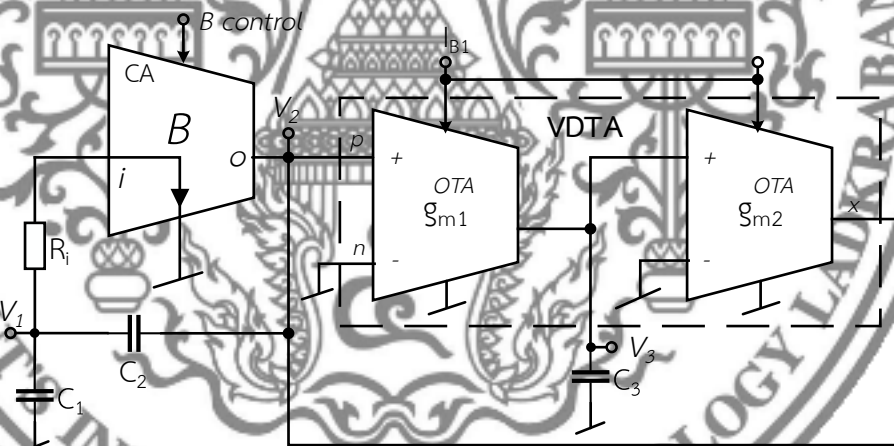
จากภาพที่ 2.9 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{OUT1} และ V_{OUT2} ตามสมการที่ (2.38)

$$\frac{V_{OUT1}}{V_{OUT2}} = \frac{B_1}{s R_1 C_1} \quad (2.40)$$

จากสมการที่ (2.38) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{OUT1} และ V_{OUT2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ แบบลงกราวด์ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระ ให้สัญญาณไซน์ถึง 4 เฟส (รวมทั้งแบบควอดเรเจอร์) สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อได้โดยตรงไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่มและมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.7 Sotner, et. al. (2014 : 121-136) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ โหมดแรงดันโดยใช้ VDTA (Voltage Differencing Transconductance Amplifier) 1 ตัวและCCA 1 ตัว (วงจรนี้ใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ทั้งหมด 6 ตัว VDTA 1 ตัวต่อโดยใช้ไอซี 2 ตัว คือ OPA660 และCCA 1 ตัวต่อโดยใช้ไอซี 1 ตัว คือ EL2082 ส่วนบัพเฟอร์ที่เอาต์พุต 3 ตัว จะใช้ไอซี OPA2650 โนดละ 1 ตัว) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 3 ตัว ตัวต้านทาน 1 ตัว วงจรนี้ออกแบบจากวงจรกำเนิดสัญญาณ LC คอลพิทส์ (Colpitts circuit) แล้วดัดแปลงโดยเปลี่ยนจากทรานซิสเตอร์ที่ควบคุมการไหลของกระแสเป็นวงจรถ่ายที่ปรับได้และเปลี่ยนตัวเหนี่ยวนำในวงจรให้เป็นวงจรถ่ายตัวเหนี่ยวนำ (สามารถปรับค่าได้ด้วยอิเล็กทรอนิกส์) แทน จะต้องต่อบัพเฟอร์ที่โนดเอาต์พุตทั้งสาม โนดจึงจะให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 3 สัญญาณเฟสต่างกัน รวมทั้งมีแบบควอดเรเจอร์ด้วย ดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดแรงดันใช้ VDTA 1 ตัวและCCA 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.10 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.39)

$$s^3 + s^2 \left(\frac{1-B}{R_i C_1} \right) + \frac{C_1 + C_2}{L_{eq} C_1 C_2} + \frac{1}{R_i L_{eq} C_1 C_2} = 0; L_{eq} = \frac{C_3}{g_{m1} g_{m2}} \quad (2.41)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.39) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.40)

$$B=1-\frac{C_1}{C_1+C_2} \quad (2.42)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.41)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}\right) \left(\frac{C_3}{g_{m1} g_{m2}}\right)}} \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.40) และ (2.41) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่อัตราขยายกระแส B ส่วนความถี่สามารถปรับที่กระแสไปอัส $g_{m1,m2}=g_{m1}=g_{m2}$ ดังนั้นปรับที่ B และ g_m จึงปรับได้ง่ายด้วยอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับจากป้อนกระแสภายนอกเข้าไป

จากภาพที่ 2.10 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_2 และ V_3 ตามสมการที่ (2.42)

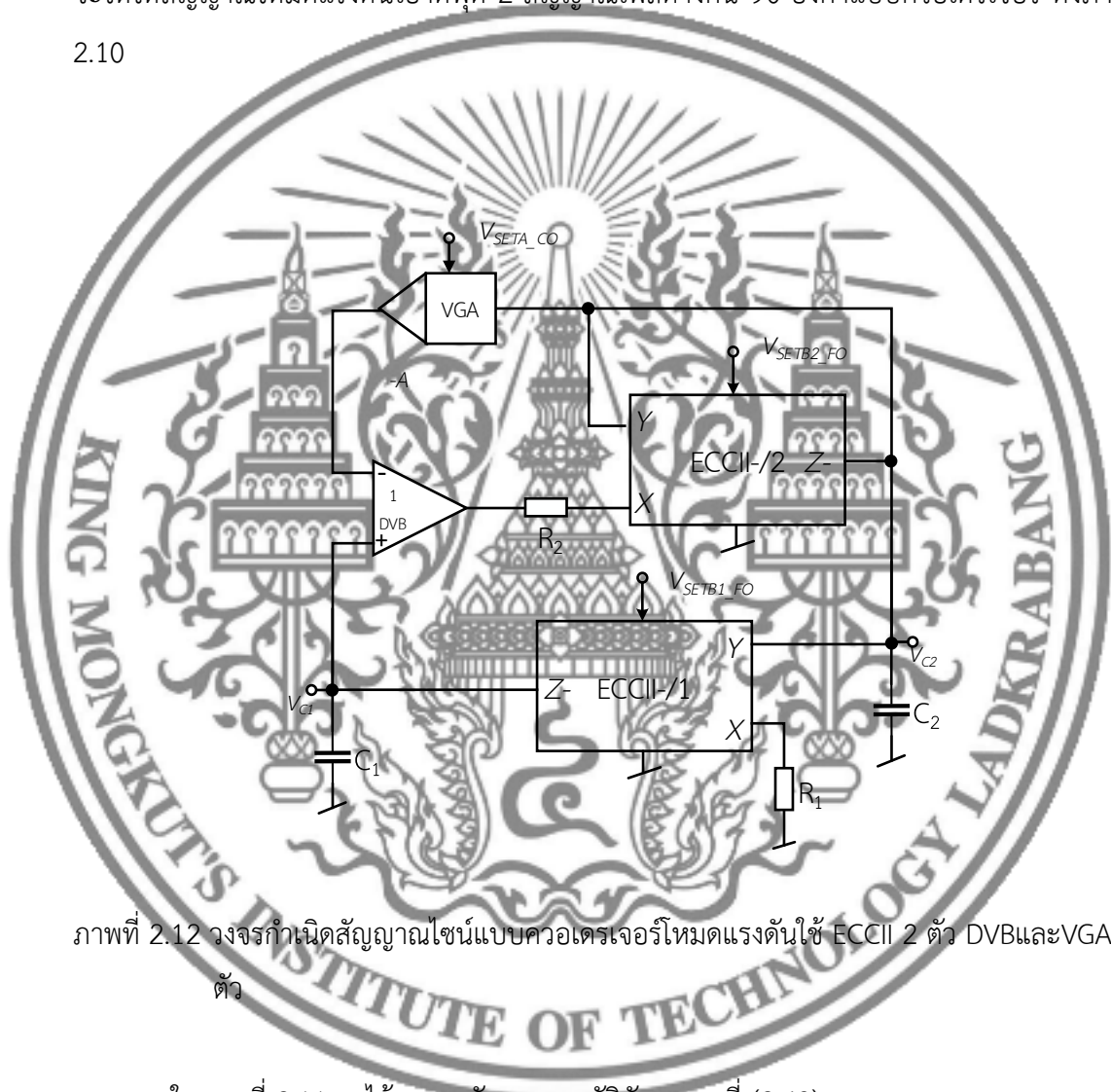
$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{g_{m1}}{sC_3} \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.42) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_2 และ V_3 เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์ถึง 3 สัญญาณที่เฟสต่างกัน (รวมทั้งแบบควอดเรเจอร์) และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงไม่ได้ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.8 Sotner, et. al. (2015 : 3449-3469) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ ECCII 1 ตัวและ VGA (Variable Gain Amplifier) 1 ตัว (วงจรมีไอซีเชิง

พาดิชย์ทั้งหมด 6 ตัว ECCII 1 ตัวใช้ไอซี EL2082 1 ตัว DVB ใช้ไอซี AD830 1 ตัว VGA ใช้ไอซี AD835 1 ตัว และ บัพเฟอร์ 2 ตัวใช้ไอซี OPA2650) ต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัว วงจรรีออกแบบโดยใช่วงจรรวม จะต้องต่อบัพเฟอร์ที่โนดเอาต์พุตทั้งสองโนดจึงจะให้ให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศาแบบควอดเรเจอร์ ดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.12 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดแรงดันใช้ ECCII 2 ตัว DVB และ VGA 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.11 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.43)

$$s^2 + s \left(\frac{1-A}{R_2 C_2} \right) + \frac{B_1 B_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0 \quad (2.45)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.43) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.44)

$$A \geq 1 \quad (2.46)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.45)

$$\omega_0 = \frac{B_{1,2}}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.47)$$

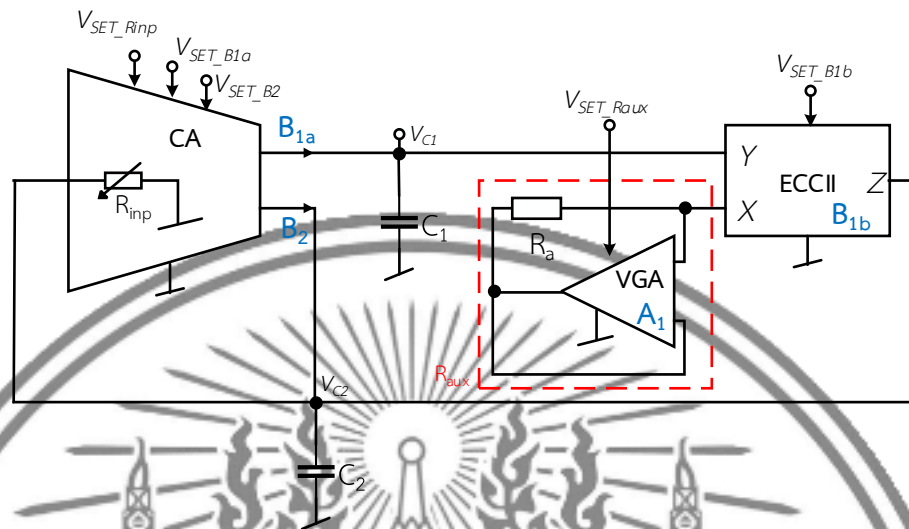
จากสมการที่ (2.44) และ (2.45) พบว่าทั้งสองสมการสามารถปรับเงื่อนไขได้อิสระจากกัน โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ ปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่อัตราขยายแรงดัน A แบบลบ ส่วนความถี่สามารถปรับที่อัตราขยายกระแส $B_{1,2}=B_1=B_2$ ดังนั้นปรับที่ A และ B จึงปรับได้ง่ายด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับจากป้อนกระแสหรือแรงดันภายนอกเข้าไป

จากภาพที่ 2.11 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{C1} และ V_{C2} ตามสมการที่ (2.46)

$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{B_{1,2}}{sC_1 R_1} \quad (2.48)$$

จากสมการที่ (2.46) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{C1} และ V_{C2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกัน ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดคะเนวงจรอื่นมาต่อโดยตรงไม่ได้ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้



ภาพที่ 2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบคอนโทรลเลอร์โหนดแรงดันใช้ ECCII, VGA และ CA-SIDO 1 ตัว

2.3.9 Sotner, et. al. (2017 : 56-66) ได้นำเสนอวงจรถ่ายสัญญาณไซน์คอนโทรลเลอร์โหนดแรงดันโดยใช้ ECCII 1 ตัว VGA 1 ตัว รวมทั้งมี CA-SIDO (Current Amplifier-Single Input and Double Output) 1 ตัว (วงจรถ่ายสัญญาณไซน์เชิงพาณิชย์ทั้งหมด 3 ตัว ECCII 1 ตัวใช้ไอซี EL2082 1 ตัว VGA ใช้ไอซี VCA810 และ CA-SIDO ใช้ไอซี OPA860) วงจรนี้ออกแบบโดยใช้วงจรรวมให้สัญญาณโหนดแรงดันบัพเฟอร์เอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศาแบบคอนโทรลเลอร์ ดังภาพที่ 2.12 จากวงจรในภาพที่ 2.12 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.47)

$$s^2 + s \left(\frac{2-B_2}{R_{inp} C_1} \right) + \frac{B_{1a} B_{2b}}{R_{inp} R_{aux} C_1 C_2} = 0 \quad (2.49)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.47) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.48)

$$B_2 \geq 2 \quad (2.50)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.49)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{B_{1a} B_{1b}}{C_1 C_2 R_{\text{inp}} R_{\text{aux}}}} \quad (2.51)$$

จากสมการที่ (2.48) และ (2.49) พบว่าทั้งสองสมการสามารถปรับเงื่อนไขได้อิสระจากกัน โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ ปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ B_2 ส่วนความถี่สามารถปรับที่ อัตราขยายกระแส $B_{1a,1b}=B_{1a}=B_{1b}$ ดังนั้นปรับที่ B จึงปรับได้ง่ายด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับจากป้อนแรงดันภายนอกเข้าไป

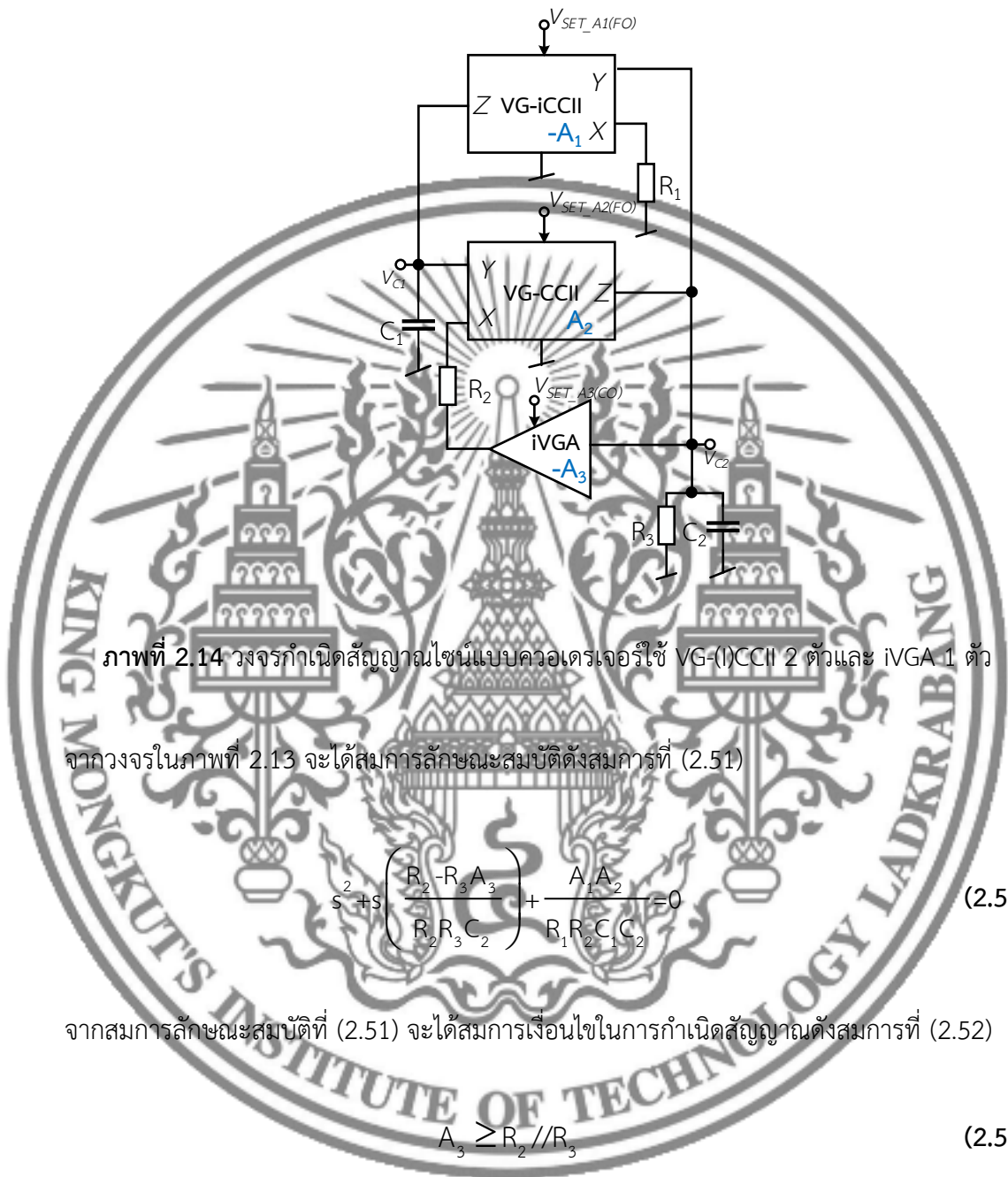
จากภาพที่ 2.12 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{C1} และ V_{C2} ตามสมการที่ (2.50)

$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{B_{1a}}{sC_1 R_{\text{inp}}} \quad (2.52)$$

จากสมการที่ (2.50) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{C1} และ V_{C2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อิสระจากกัน ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดเดาจำนวนจรอื่นมาต่อ โดยตรงไม่ได้ต้องใช้ฟเฟอ์เพิ่ม ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.10 Sotner, et. al. (2018 : 1685-1694) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ VG-(I)CCII (Variable-Voltage-Gain (inverting) Current Conveyor of Second Generation) 2 ตัว และ iVGA (inverting Variable Gain Voltage Amplifier) 1 ตัว (วงจรมีไอซีในเชิงพาณิชย์ทั้งหมด 5 ตัว VG-(I)CCII 1 ตัว ไอซี AD835 และ OPA615 อย่างละ 1 ตัว iVGA ใช้ไอซี AD835 1 ตัว) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว วงจรมีให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศาแบบควอดเรเจอร์ ดังภาพที่ 2.13



และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.53)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_1 A_2}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{2.55}$$

จากสมการที่ (2.52) และ (2.53) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ A_3 ส่วนความถี่สามารถปรับที่อัตราขยายกระแส $A_{1,2}=A_1=A_2$ ดังนั้นปรับที่ A จึงปรับได้ง่ายโดยปรับจากป้อนแรงดันภายนอกเข้าไป

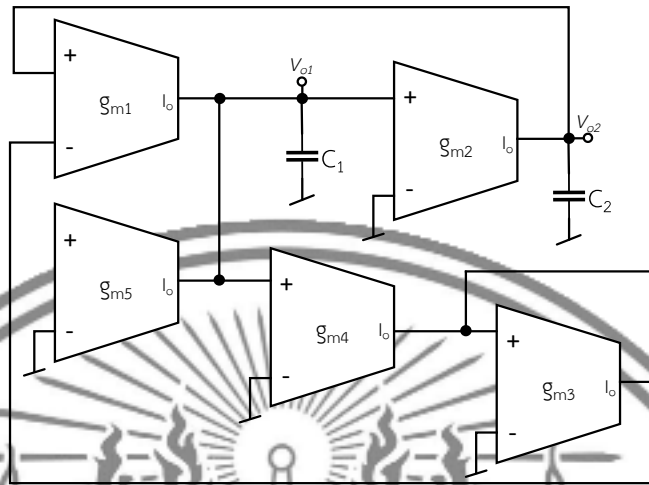
จากภาพที่ 2.13 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{C1} และ V_{C2} ตามสมการที่ (2.54)

$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{A_1}{sC_1R_1} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.54) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{C1} และ V_{C2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ และมีผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมากและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงไม่ได้ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่มสมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่อิสระจากกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.11 Wang, et. al. (2019: 2349) ได้นำเสนอมวงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ LT1228 5 ตัว และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว วงจรนี้ออกแบบโดยใช้วงจรรวม โดยให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศาแบบควอดเรเจอร์ ดังภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเทรเจอร์ใช้ LT1228 5 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.14 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.55)

$$s^2 C_1 C_2 g_{m3} + s C_2 g_{m4} (g_{m1} - g_{m5}) + g_{m1} g_{m2} g_{m3} = 0 \quad (2.57)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.55) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.56)

$$g_{m1} \geq g_{m5} \quad (2.58)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.57)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.59)$$

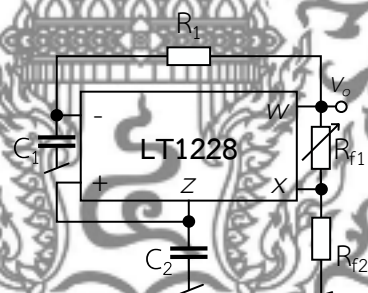
จากสมการที่ (2.45) และ (2.46) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ g_{m5} ส่วนความถี่สามารถปรับที่ $g_{m1,2} = g_{m1} = g_{m2}$ ดังนั้นจึงปรับได้ง่ายโดยปรับจากป้อนกระแสภายนอกเข้าไป

จากภาพที่ 2.14 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} ตามสมการที่ (2.58)

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = -s \frac{C_2}{g_{m2}} \quad (2.60)$$

จากสมการที่ (2.58) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{o1} และ V_{o2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและสมการความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ สามารถคาสเคดนำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์จำนวนมาก สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้



ภาพที่ 2.16 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ LT1228 1 ตัว

2.3.12 Rungsa (2019 : 220-224) ได้นำเสนอวงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ ไอซีเชิงพาณิชย์ LT1228 1 ตัว และต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวและตัวต้านทาน 3 ตัว โดยให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 1 สัญญาณ ดังภาพที่ 2.15 จากวงจรในภาพที่ 2.15 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.59)

$$s^2 C_1 C_2 R_1 + s(C_2 - C_1 R_1 g_m) + g_m (B-1) = 0 \quad (2.61)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.59) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.60)

$$C_2 \geq C_1 R_1 g_m \quad (2.62)$$

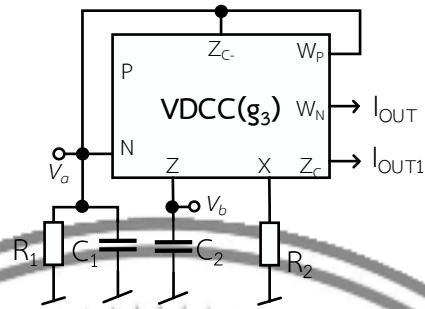
และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.61)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m (B-1)}{R_1 C_1 C_2}} \quad (2.63)$$

จากสมการที่ (2.60) และ (2.61) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ g_m หรือ R_1 ดังนั้นจึงปรับได้ง่ายกว่าที่ g_m โดยปรับจากป้อนกระแสภายนอกเข้าไป ส่วนความถี่สามารถปรับที่ B (Voltage Gain) $= 1 + (R_{f1}/R_{f2})$ ซึ่งเลือกปรับที่ R_{f1} หลังจากปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์เพียง 1 ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถคาสเคดนำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณอินพุตได้

2.3.13 Arora (2021 : 383-409) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ VDCC (Voltage Differencing Current Conveyor) 1 ตัว (VDCC 1 ตัวใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ 5 ตัว คือ ไอซี OPA860) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวและตัวต้านทาน 2 ตัว โดยให้สัญญาณโหนดกระแสเอาต์พุต 2 สัญญาณเฟสต่างกัน 90 องศาแบบควอดเรเจอร์ ดังภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.17 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสแบบควอเดรเจอร์โดยใช้ VDCC 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.16 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.62)

$$s^2 + s \frac{1}{C_2} \left(g_3 - \frac{1}{R_1} \right) + \frac{g_3}{C_1 C_2 R_2} = 0 \quad (2.64)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.62) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.63)

$$\frac{1}{g_3} \geq R_1 \quad (2.65)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.64)

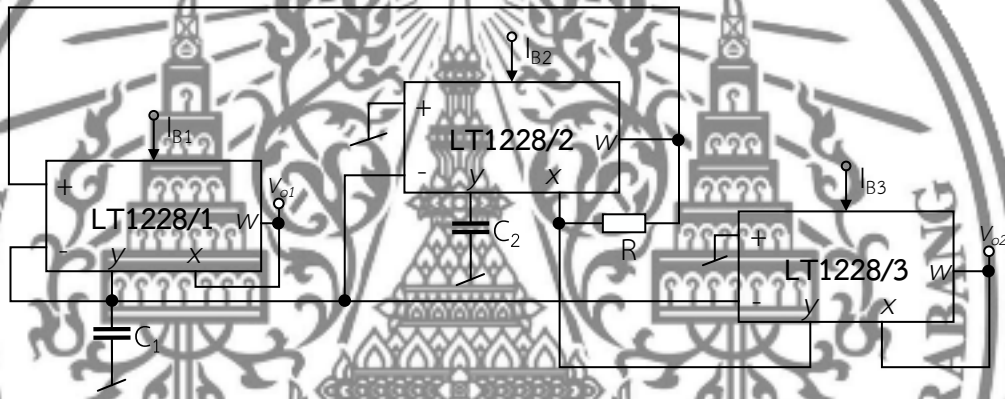
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_3}{C_1 C_2 R_2}} \quad (2.66)$$

จากสมการที่ (2.63) และ (2.64) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ g_m หรือ R_1 จากนั้นจึงปรับความถี่สามารถปรับที่ $C_{1,2} = C_1 = C_2$ หรือปรับที่ R_2

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด ให้สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์

จำนวนมาก สมการเงื่อนไขและสมการความถี่ปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แต่ไม่อิสระจากกัน ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณอินพุตได้

2.3.14 Jaikla, et. al. (2020 : 1319) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ LT1228 3 ตัว และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวและตัวต้านทาน 1 ตัว ออกแบบโดยใช้วงจรรวมสูญเสียและไม่สูญเสียต่อแบบลูปิด ร่วมกับวงจรขยาย โดยให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณ ดังภาพที่ 2.17



ภาพที่ 2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ LT1228 3 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.17 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.65)

$$s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} (1 - g_{m3} R) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (2.67)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.65) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.66)

$$g_{m3} R \geq 1 \quad (2.68)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.67)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.69)$$

จากสมการที่ (2.66) และ (2.67) พบว่าทั้งสองสมการสามารถปรับเงื่อนไขได้อิสระจากกัน โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ ปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ g_{m3} หรือ R แต่จะปรับได้ง่ายที่ g_{m3} ส่วนความถี่สามารถปรับที่ $g_{m1,m2} = g_{m1} = g_{m2}$ หรือ $C_{1,2} = C_1 = C_2$ ซึ่งเลือกปรับที่ $g_{m1,m2}$ ง่ายกว่า โดยเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่สามารถปรับที่ g_m จากการป้อนกระแสไบอัสภายนอก เข้าไป

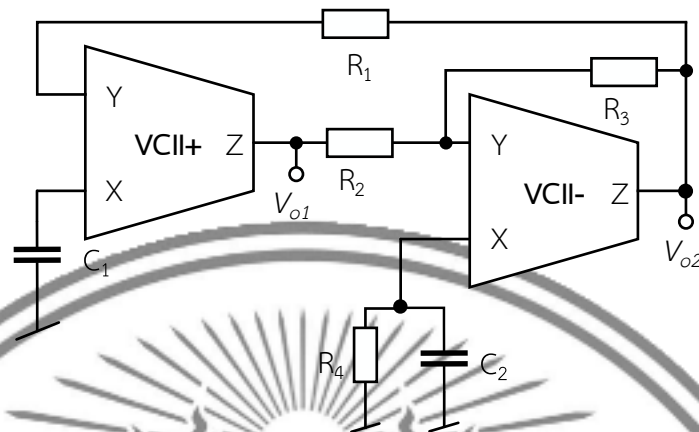
จากภาพที่ 2.17 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} ตามสมการที่ (2.68)

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{g_{m2}}{sC_2} \quad (2.70)$$

จากสมการที่ (2.68) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{o1} และ V_{o2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอเตอร์เฟส

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการ เงื่อนไขและความถี่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกัน สามารถคาดเดานำ วงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้ และมีผลการ ทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์หลายตัว

2.3.15 Arora and Singh (2022 : 154304) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมด แรงดันโดย VCII (Second-Generation Voltage Conveyor) 2 ตัว (VCII 1 ตัวใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ 2 ตัว คือ AD844) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพลซซิฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวและตัวต้านทาน 4 ตัว ออกแบบโดยใช้วงจรรวมสูญเสียแบบไม่กลับเฟสและไม่สูญเสียกลับเฟสต่อแบบลูปปิด โดยให้ สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณ ดังภาพที่ 2.18



ภาพที่ 2.19 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ VCII 2 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.18 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.69)

$$s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} (1 - g_{m3} R) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (2.71)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.69) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.70)

$$R_4 \geq R_3 \quad (2.72)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.71)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.73)$$

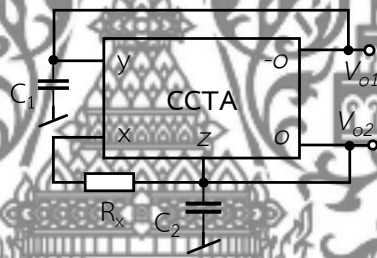
จากสมการที่ (2.70) และ (2.71) พบว่าทั้งสองสมการสามารถปรับเงื่อนไขได้อิสระจากกัน โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ ปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ R_3 หรือ R_4 ส่วนความถี่สามารถปรับที่ $R_{1,2}=R_1=R_2$ หรือ $C_{1,2}=C_1=C_2$

จากภาพที่ 2.18 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} ตามสมการที่ (2.72)

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = -\frac{1}{sC_1R_1} \quad (2.74)$$

จากสมการที่ (2.72) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{o1} และ V_{o2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอเตอร์เจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและความถี่สามารถปรับได้อิสระจากกัน สามารถคาดเดาแนวโน้มวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์หลายตัว สมการเงื่อนไขและความถี่ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้



ภาพที่ 2.20 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ CCTA 1 ตัว

2.3.16 Panikhom, et. al. (2023 : 40-51) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดย CCTA (Current Conveyor Transconductance Amplifier) 1 ตัว (CCTA 1 ตัวใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ 2 ตัว คือ AD844 and LM13700) และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว โดยให้สัญญาณโหมดแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณ ดังภาพที่ 2.19 จากวงจรในภาพที่ 2.19 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.73)

$$s^2 + s \frac{2}{C_1R_x} \left(\frac{g_m R_x}{2} - 1 \right) + \frac{2g_m}{C_1C_2R_x} = 0 \quad (2.75)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.73) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.74)

$$g_m R_x \geq 2 \quad (2.76)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.75)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2g_m}{C_1 C_2 R_x}} \quad (2.77)$$

จากสมการที่ (2.74) และ (2.75) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ g_m หรือ R_x แต่ปรับที่ g_m สามารถปรับได้ง่ายกว่าโดยป้อนกระแสไบอัสเข้าไป จากนั้นจึงปรับความถี่โดยสามารถปรับที่ $C_{1,2}=C_1=C_2$

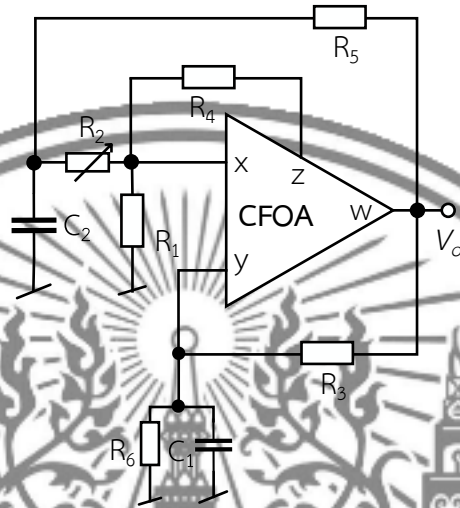
จากภาพที่ 2.19 จะได้สมการถ่ายโอนแรงดัน ระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} ตามสมการที่ (2.76)

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{g_m}{sC_1} \quad (2.78)$$

จากสมการที่ (2.76) พบว่าทั้งสองโหนดมีความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ซึ่งทำให้ทราบว่าโหนด V_{o1} และ V_{o2} เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขและความถี่สามารถปรับได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ และมีทั้งผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์หลายตัวและต่างชนิดกัน ไม่สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม สมการเงื่อนไขและความถี่ไม่สามารถปรับอิสระจากกัน และไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.17 Bhaskar, et. al. (2023 : 154938) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้ CFOA (Current Feedback Op-Amps) 1 ตัว โดยใช้ไอซีในเชิงพาณิชย์ คือ AD844 และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวและตัวต้านทาน 6 ตัว โดยให้สัญญาณโหมตแรงดันเอาต์พุต 2 สัญญาณ ดังภาพที่ 2.20



ภาพที่ 2.21 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันโดยใช้ CFOA 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.20 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.77)

$$s^2 C^2 (2R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6) + sC \left\{ \begin{matrix} 2R_2 R_5 + R_4 R_6 \\ R_1 R_3 \\ + 2R_6 (R_2 + R_5) \end{matrix} \right\} + \begin{matrix} R_4 + 2R_5 \\ R_1 R_3 \\ + 2R_2 \end{matrix} \right\} - \begin{matrix} -R_4 R_6 (R_2 + R_5) \end{matrix} \right\} = 0 \quad (2.79)$$

จากสมการลักษณะสมบัติที่ (2.77) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.78)

$$\frac{3R_1}{2} = 2R_3 = \frac{R_4}{2} = R_5 = 2R_6 = R \quad (2.80)$$

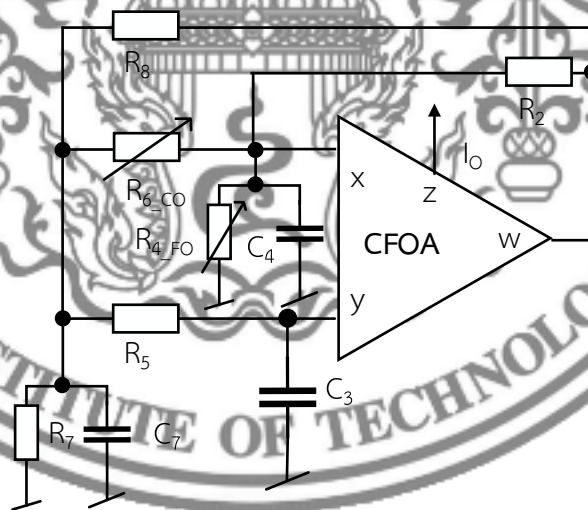
และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.79)

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{R}{R_2} - 1} \quad (2.81)$$

จากสมการที่ (2.78) และ (2.79) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ R จากนั้นจึงปรับความถี่ของสัญญาณโดยสามารถปรับที่ C

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์เพียง 1 ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม และมีผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ สมการเงื่อนไขและความถี่ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และไม่อิสระจากกัน ให้สัญญาณไซน์ได้เพียง 1 สัญญาณและไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.18 Srivastava, et. al. (2024 : 155297) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสโดยใช้ CFOA (Current Feedback Op-Amps) 1 ตัว โดยใช้ไอซีในเชิงพาณิชย์ AD844 และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 3 ตัวและตัวต้านทาน 6 ตัว โดยให้สัญญาณเอาต์พุต 1 สัญญาณ ดังภาพที่ 2.21



ภาพที่ 2.22 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสโดยใช้ CFOA 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.21 จะได้สมการลักษณะสมบัติดังสมการที่ (2.80)

$$s^2 C_3 C_7 + s \left[C_3 \left(\frac{1}{R_5} + \frac{2}{R_6} + \frac{1}{R_7} \right) + \frac{C_7}{R_5} + \frac{C_3 R_2}{R_6 R_8} - \frac{C_4 R_2}{R_5 R_8} \right] + \frac{1}{R_5 R_7} - \frac{R_2}{R_4 R_5 R_8} = 0 \quad (2.82)$$

จากสมการลักษณะสมบัตินี้ (2.80) จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.81)

$$\frac{C_3}{R_6} \left(1 + \frac{R_2}{R_8} \right) + C_3 \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_7} + \frac{1}{R_8} \right) = \frac{C_4 R_2}{R_5 R_8} - \frac{C_7}{R_5} \quad (2.83)$$

และได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (2.82)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 - \frac{R_2 R_7}{R_4 R_8}}{R_5 R_7 C_3 C_7}} \quad (2.84)$$

จากสมการที่ (2.81) และ (2.82) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ สามารถเลือกปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ R_6 ส่วนความถี่สามารถปรับที่ R_4 ซึ่งไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไข

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์เพียง 1 ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สามารถคาสเคดนำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม และมีผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ สมการเงื่อนไขและความถี่ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และไม่อิสระจากกัน ให้สัญญาณไซน์ได้เพียง 1 สัญญาณและไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

2.3.19 Kulapong, et. al. (2023 : 26-32) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดัน โดยใช้ไอซีในเชิงพาณิชย์ LT1228 1 ตัว และต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวและตัวต้านทาน 3 ตัว โดยให้สัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณ ออกแบบโดยใช้วงจรจำลองอนุกรมตัวต้านทานและตัวเก็บประจุลงกราวด์ ดังภาพที่ 2.22

จากวงจรในภาพที่ 2.22 จะได้สมการลักษณะสมบัตินี้ดังสมการที่ (2.83)

$$s^2 + s \left(\frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2} - \frac{g_m}{C_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} = 0 \quad (2.85)$$



จากสมการที่ (2.84) และ (2.85) พบว่าทั้งสองสมการไม่อิสระจากกัน แต่ในกรณีที่ต้องการปรับเงื่อนไขโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ เมื่อกำหนดให้ $C=C_1=C_2$ สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ g_m ส่วนความถี่สามารถปรับที่ C ซึ่งไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไข

จากการศึกษาพบว่า ข้อดีของงานวิจัยนี้คือ ใช้จำนวนไอซีในเชิงพาณิชย์เพียง 1 ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมด สมการเงื่อนไขสามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถคาดเดานำวงจรอื่นมาต่อโดยตรงได้ไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่ม ให้สัญญาณไซน์ได้ 2 สัญญาณ สามารถปรับ

ขนาดของสัญญาณไซน์ได้ และมีผลการจำลองกับผลการทดสอบจริง อย่างไรก็ตามวงจร ยังมีข้อด้อยอยู่คือ ไม่สามารถกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ได้ สมการเงื่อนไขของสัญญาณและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมาผู้จัดทำได้สรุปข้อดีและข้อด้อยของแต่ละวงจรลงในตารางที่ 2.1 เพื่อให้เปรียบเทียบแต่ละวงจรในแต่ละหัวข้อที่ศึกษา ได้แก่ (1) สามารถปรับได้ด้วยการทางอิเล็กทรอนิกส์ (2) ความสามารถในการคาดเคลื่อนโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์มาต่อเพิ่ม (3) สามารถปรับขนาดของสัญญาณโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ของสัญญาณและเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ (4) สามารถปรับอัตราขยายเอาต์พุตโดยไม่มีผลกระทบต่อแบนด์วิธ (5) สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ได้ และ (6) การทดสอบของวงจรที่นำเสนอ แสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบงานวิจัยที่ผ่านมาโดยเลือกจากวงจรมกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้ไอซีในเชิงพาณิชย์

อ้างอิง	จำนวนไอซีเชิงพาณิชย์ในวงจรทั้งหมด	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	
							Sim.	Exp.
2.3.1	3 (AD844)	x	/	x	x	/	/	x
2.3.2	3 (2 EL2082, 1 OPA860)	/	x	x	x	/	/	/
2.3.3	3 (1 EL2082, 2 OPA860)	/	/	x	x	/	/	/
2.3.4	5 (3 EL2082,1 OPA860,1 OPA633)	/	x	x	x	/	x	/
2.3.5	6 (2EL2082,1AD8138,1VCA810,2BUF634)	/	/	x	x	/	/	/
2.3.6	5 (3 EL2082, 2 AD8138)	/	/	x	x	/	/	/
2.3.7	3 (2 OPA660, 1 EL2082)	x	x	x	x	/	/	/
2.3.8	4 (1 AD830, 1 AD835, 2 EL2082)	/	x	x	x	/	x	/
2.3.9	5 (2 VCA810, 3 EL2082)	/	x	x	x	/	/	/
2.3.10	5 (3 AD835, 2 OPA615)	/	x	x	x	/	x	/
2.3.11	5 (LT1228)	/	/	x	x	/	/	/
2.3.12	1 (LT1228)	/	/	x	x	x	/	/
2.3.13	4 (OPA860)	/	/	x	x	/	/	/
2.3.14	3 (LT1228)	/	/	/	/	/	x	/
2.3.15	3 (AD844)	x	/	x	x	/	/	/
2.3.16	2 (1 AD844,1 LM13700)	/	x	x	x	/	/	/
2.3.17	1 (AD844)	x	/	x	x	x	x	/

2.3.18	1 (AD844)	x	/	x	x	x	x	/
2.3.19	1 (LT1228)	/	/	/	x	x	/	/



บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

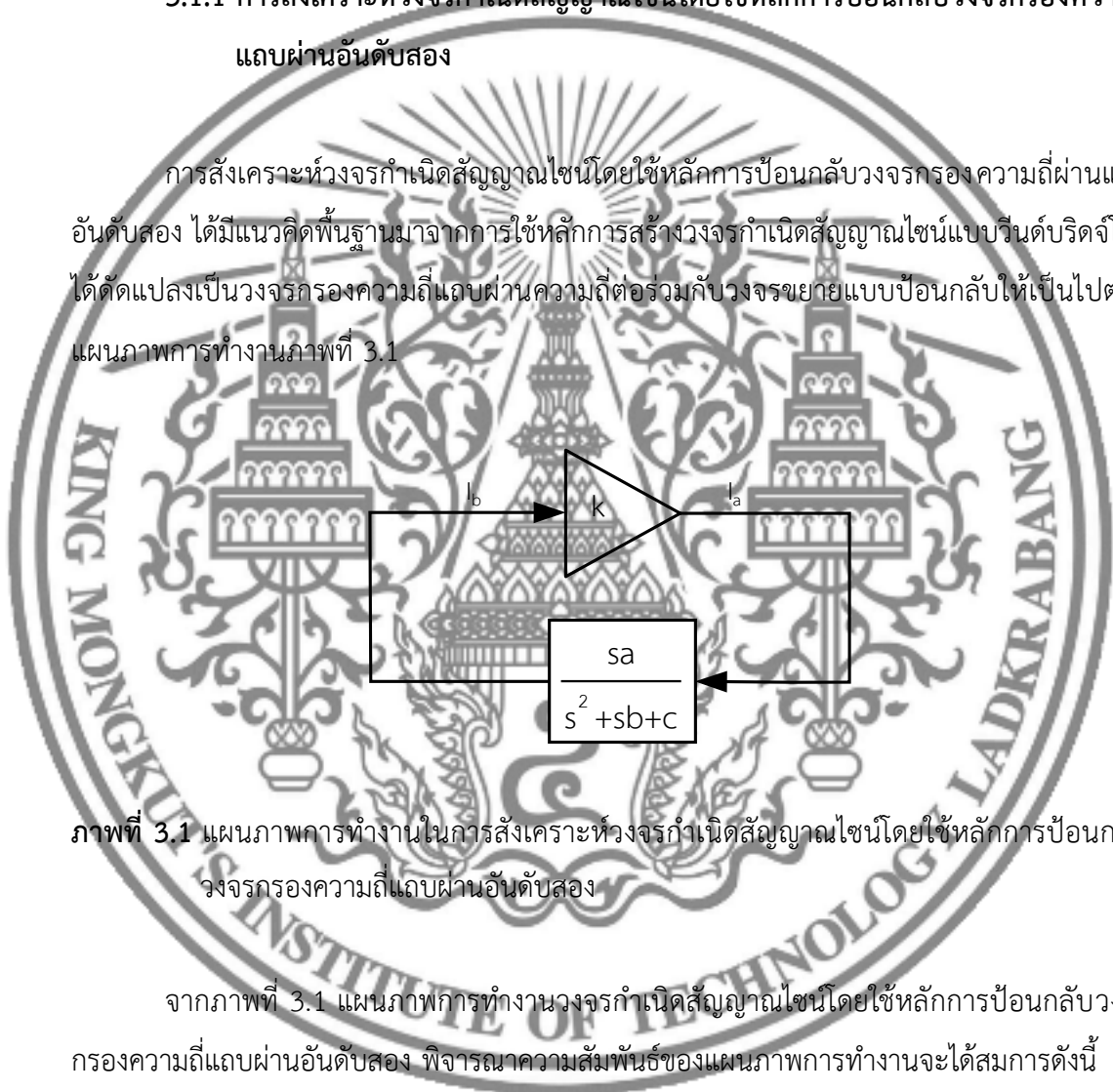
จากการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของ LT1228 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จากงานวิจัยอื่น ๆ ทั้งการสังเคราะห์ จุดเด่น จุดด้อย ตามที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ในบทนี้ นำความรู้จากการศึกษาในบทดังกล่าวมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับขนาดสัญญาณไซน์ได้อย่างเชิงเส้น ให้สัญญาณไซน์โหมดแรงดันซึ่งมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ โดยการสังเคราะห์จะใช้ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟ โดยจะเน้นการใช้อุปกรณ์ LT1228 จำนวนน้อย ต่อรวมกับตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุ เนื่องจากวงจรที่นำเสนอเริ่มมาจากการพัฒนางจรขนาดเล็กและอย่างง่ายที่ให้สัญญาณไซน์หนึ่งสัญญาณ แล้วจึงปรับปรุงเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ซึ่งให้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณมีมูฟเฟสต่างกัน 90 องศา ตามกรอบแนวคิดที่นำเสนอในบทที่ 1 ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงจะอธิบายขั้นตอนตามลำดับขั้นของการศึกษาวิจัยวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ถูกนำเสนอทั้งสองวงจร เพื่อให้เกิดความเข้าใจและมองพบภาพรวมของการพัฒนางจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ได้นำเสนอทั้งหมด ซึ่งผู้จัดทำดำเนินการตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

- 3.1 การสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง
 - 3.2.1 การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง
 - 3.2.2 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสองกรณีอุดมคติ
 - 3.2.3 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสองกรณีไม่เป็นอุดมคติ
- 3.2 การสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม
 - 3.3.1 การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม
 - 3.3.2 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามกรณีอุดมคติ
 - 3.3.3 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามกรณีไม่เป็นอุดมคติ

3.1 การสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะวงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสอง

3.1.1 การสังเคราะห์วงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสอง

การสังเคราะห์วงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสอง ได้มีแนวคิดพื้นฐานมาจากการใช้หลักการสร้างวงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์แบบวินด์บริดจ์โดยได้ดัดแปลงเป็นวงจรรองความถี่ผ่านความถี่ที่ตรงกับวงจรรขยายแบบป้อนกลับให้เป็นไปตามแผนภาพการทำงานภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 แผนภาพการทำงานในการสังเคราะห์วงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสอง

จากภาพที่ 3.1 แผนภาพการทำงานวงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสอง พิจารณาความสัมพันธ์ของแผนภาพการทำงานจะได้สมการดังนี้

$$I_a = k I_b \quad (3.1)$$

$$I_b = \frac{sa}{s^2 + sb + c} I_a \quad (3.2)$$

แทนสมการที่ (3.1) ลงในสมการที่ (3.2) จะได้ตั้งสมการ (3.3)

$$I_b = k \left(\frac{sa}{s^2 + sb + c} \right) I_b \quad (3.3)$$

หารด้วย I_b ในสมการที่ (3.3) ทั้งสมการจะได้ตั้งสมการที่ (3.4)

$$1 = k \left(\frac{sa}{s^2 + sb + c} \right) \quad (3.4)$$

คูณด้วย $s^2 + sb + c$ ในสมการที่ (3.4) สองข้างและจัดรูปใหม่ ได้สมการลักษณะสมบัติตั้งสมการที่ (3.5)

$$s^2 + s(b - ka) + c = 0 \quad (3.5)$$

เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ตั้งสมการที่ (3.6)

$$-\omega^2 + j\omega(b - ka) + c = 0 \quad (3.6)$$

การหาสมการความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณของวงจร สามารถหาได้โดยการจัดสมการลักษณะสมบัตินี้ให้อยู่ในรูปของสมการจำนวนเชิงซ้อน เนื่องจากสมการจะเป็นจริงก็ต่อเมื่อมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยพจน์จำนวนจริงสำหรับหาสมการความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ ส่วนพจน์จำนวนจินตภาพสำหรับหาสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณของวงจร จะได้สมการสองส่วนจากสมการที่ (3.6) คือ $-\omega^2 + c = 0$ และ $j\omega(b - ka) = 0$

แล้วจัดรูปทั้งสองสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณตั้งสมการที่ (3.7)

$$\omega = \sqrt{c} \quad (3.7)$$

และสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (3.8)

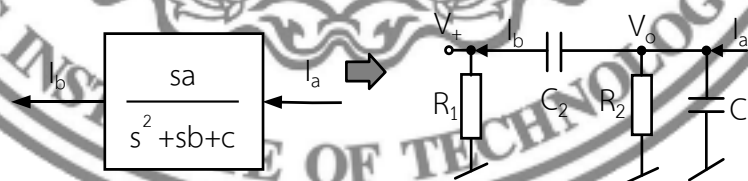
$$k = \frac{b}{a} \quad (3.8)$$

ในทางปฏิบัติการกำเนิดสัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ สมการเงื่อนไขค่า k จะต้องมากกว่า b/a เล็กน้อยจึงจะให้กำเนิดสัญญาณไซน์ออกมาได้ ดังนั้นสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจากสมการที่ (3.8) เปลี่ยนเป็นสมการที่ (3.9)

$$k \geq \frac{b}{a} \quad (3.9)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.7) พบว่าค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ของวงจรนี้ สามารถควบคุมได้ที่ค่า c และสมการที่ (3.9) เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมที่ k b และ a โดยที่ b/a จะต้องน้อยกว่า k เล็กน้อยวงจรจึงจะให้กำเนิดสัญญาณไซน์

การสังเคราะห์ห้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จากแผนภาพการทำงานในภาพที่ 3.1 พิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์แอกทิฟ คือ LT1228 จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ซึ่งได้แบ่งการสังเคราะห์ห้วงจรตามแผนภาพการทำงานออกเป็น 2 ส่วน โดยในบล็อกแรกจะสังเคราะห์มาจากวงจรรองความถี่ผ่านอันดับสองที่สร้างจากอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อร่วมกัน ดังภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 วงจรรองความถี่ผ่านอันดับสองที่สังเคราะห์มาจากวงจร RC

จากภาพที่ 3.2 เมื่อใช้หลักการกฎของโอห์มที่โหนด V_o จะได้สมการที่ (3.10)

$$I_b = \frac{V_o - 0}{R_1 + \frac{1}{sC_2}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) คูณด้วย sC_2 ทั้งเศษและส่วน จะได้สมการดังที่ (3.11)

$$I_b = \frac{sC_2 V_o}{sC_2 R_1 + 1} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จัดรูปสมการจะได้สมการ V_o ดังสมการที่ (3.12)

$$V_o = \frac{I_b (sC_2 R_1 + 1)}{sC_2} \quad (3.12)$$

จากภาพที่ 3.2 เมื่อใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_o จะได้ดังสมการที่ (3.13)

$$I_a = I_b + \frac{V_o}{R_2} + sC_1 V_o \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.13) แทน V_o ด้วยสมการที่ (3.12) จะได้ดังสมการที่ (3.14)

$$I_a = I_b \left[1 + \frac{(sC_2 R_1 + 1)}{sC_2 R_2} + \frac{sC_1 (sC_2 R_1 + 1)}{sC_2} \right] \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) คูณด้วยค.ร.น. ให้ตัวส่วนของสมการเท่ากันและจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.15)

$$I_a = I_b \left(\frac{sC_2 R_2 + sC_2 R_1 + 1 + s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_1 R_2}{sC_2 R_2} \right) \quad (3.15)$$

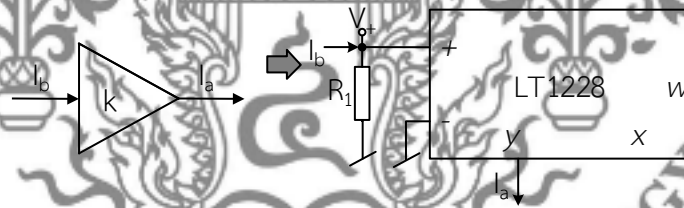
จากสมการที่ (3.15) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้ดังสมการที่ (3.16)

$$\frac{I_b}{I_a} = \frac{sC_2R_2}{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_2 + sC_2R_2 + sC_2R_1 + 1} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) จัดรูปสมการหารด้วย C_1R_1 ทั้งเศษและส่วนจะได้ดังสมการที่ (3.17)

$$\frac{I_b}{I_a} = \frac{\frac{1}{s} \frac{1}{C_1R_1}}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_2R_1} + \frac{1}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1R_2} \right) + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \quad (3.17)$$

บล็อกที่ 2 ของแผนภาพการทำงานภาพที่ 3.1 จะสังเคราะห์จากวงจรรขยายกระแสที่สร้างจาก LT1228 1 ตัวนำมาต่อกับตัวต้านทาน 1 ตัวที่จุด V_+ ตามภาพที่ 3.3



ภาพที่ 3.3 วงจรรขยายที่สังเคราะห์มาจาก LT1228

จากภาพที่ 3.3 เมื่อพิจารณากระแส I_a จาก OTA ใน LT1228 จะได้ดังสมการที่ (3.18)

$$I_a = g_m (V_+ - 0) \quad (3.18)$$

เนื่องจากขา + มีค่าอิมพีแดนซ์สูงมากในการคำนวณจึงถือว่าไม่มีกระแสไหลเข้า OTA ที่ขา + อีกทั้งจากกฎของโอห์มสมการที่ (3.18) จึงแทน V_+ ด้วย $I_b R_1$ ได้ดังสมการที่ (3.19)

$$I_a = g_m I_b R_1 \quad (3.19)$$

จัดรูปสมการที่ (3.19) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการดังนี้ (3.20)

$$\frac{I_a}{I_b} = g_m R_1 \quad (3.20)$$

เมื่อเทียบความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ได้จากแผนภาพการทำงาน ได้แก่ สมการที่ (3.1) และ (3.2) กับสมการที่ได้จากการสังเคราะห์ห้วงจรจากอุปกรณ์ตามแผนภาพการทำงาน ได้แก่ สมการที่ (3.17) และ (3.20) จะพบว่า

$$k = g_m R_1 \quad (3.21)$$

$$a = \frac{1}{C_1 R_1} \quad (3.22)$$

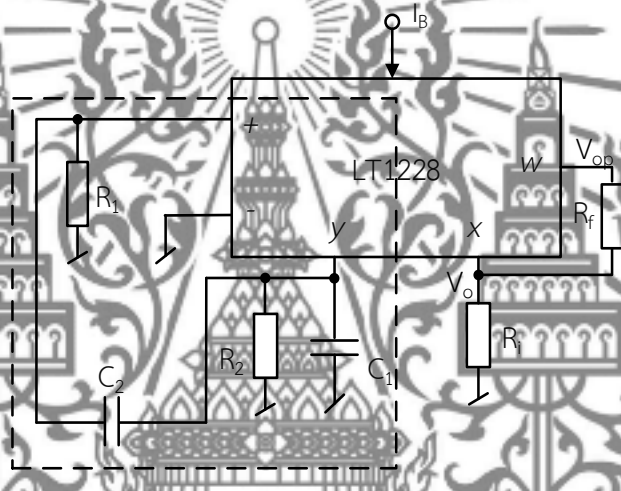
$$b = \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_1} \quad (3.23)$$

$$c = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.21) ถึง (3.24) จะพบว่า ค่า k ในสมการเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.9) ของวงจรมายขยายแผนภาพการทำงานภาพที่ 3.1 พบว่าสามารถปรับได้ที่ g_m ของ LT1228 ซึ่งปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่กระแสไบอัส I_b ส่วนตัวแปร c ในสมการความถี่ของสัญญาณจะพบว่าสามารถปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อในวงจร

เมื่อนำวงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์ที่สังเคราะห์โดยใช้หลักการวงจรรองความถี่ผ่านแถบอันดับสองจากแผนภาพการทำงานตามภาพที่ 3.1 จะพบว่าวงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์ที่สังเคราะห์ได้จะใช้

อุปกรณ์แอกทิฟ คือ LT1228 ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัว วงจรนี้ให้กำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดัน V_o ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ต่ำ อีกทั้งจากที่กล่าวในบทที่ 2 เกี่ยวกับ LT1228 ภายในจะมี OTA และ CFA ส่วนของ OTA ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว กับตัวเก็บประจุ 2 ตัว ซึ่งเป็นส่วนให้กำเนิดสัญญาณ เนื่องจากภายใน LT1228 มี CFA ซึ่งไม่ได้มีหน้าที่ในส่วนของ วงจรกำเนิดสัญญาณ ผู้จัดทำจึงได้นำส่วน CFA ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว คือ R_i กับ R_f ที่ขา x และ w เพื่อทำหน้าที่ในการปรับขนาดของสัญญาณ ภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรองความถี่แถบผ่าน
อันดับสอง

3.1.2 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรองความถี่ แถบผ่านอันดับสองกรณีอุดมคติ

จากการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณตามแผนภาพการทำงานตามภาพที่ 3.1 จะได้ วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง โดยใช้โอซีเซิงพาณิชย์ LT1228 ในหัวข้อที่ 3.1.2 นี้จะเป็นการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรองความถี่แถบผ่านที่ใช้ LT1228 ในอุดมคติเพื่อหาสมการลักษณะสมบัติ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ สมการความถี่ของสัญญาณ และสุดท้ายจะกล่าวถึงการวิเคราะห์ ส่วนของการปรับขนาดของสัญญาณด้วย

โดยผู้จัดทำได้แบ่งการวิเคราะห์ 2 ส่วน ส่วนแรกจะวิเคราะห์ส่วนของวงจรให้กำเนิดสัญญาณไซน์และส่วนที่สองจะวิเคราะห์ส่วนของวงจรปรับขนาดสัญญาณไซน์ โดยวิเคราะห์ได้ดังนี้ ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_+ จะได้สมการที่ (3.25)

$$(V_y - V_+)sC_2 = \frac{V_+}{R_1} \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.25) นำ R_1 คูณตลอดและจัดรูปสมการ จะได้สมการที่ (3.26)

$$sC_2R_1V_y = V_+(1+sC_2R_1) \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) นำ $1+sC_2R_1$ ทหารตลอดจะได้สมการที่ (3.27)

$$V_+ = \frac{sC_2R_1}{1+sC_2R_1} V_y \quad (3.27)$$

ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_y จะได้สมการที่ (3.28)

$$sC_1V_y + \frac{V_y}{R_2} + (V_y - V_+)sC_2 = g_m(V_+ - 0) \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.28) แทน V_+ ด้วยสมการที่ (3.29) แล้วจัดรูปสมการและ นำ $(R_2)(1+sC_2R_2)$ คูณตลอดจะได้สมการที่ (3.29)

$$sC_1R_2(1+sC_2R_1) + (1+sC_2R_1) + sC_2R_2(1+sC_2R_1) = g_m sC_2R_1R_2 + s^2C_2^2R_1R_2 \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) จัดรูปสมการ จะได้สมการลักษณะสมบัตี้ ดังสมการที่ (3.30)

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1R_2 + C_2R_1 + C_2R_2 - g_mC_2R_1R_2) + 1 = 0 \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) เมื่อ $s=j\omega$ พิจารณาในส่วนของจำนวนจริง $s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 = 0$ ที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ ดังสมการที่ (3.31)

$$-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 = 0 \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) เมื่อวงจรถูกกำเนิดสัญญาณจะทำให้ $\omega = \omega_0$ เมื่อจัดรูปสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณดังสมการที่ (3.32)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.32) ค่าความถี่ของสัญญาณจะแปรผกผันกับค่า $C_1 C_2 R_1$ และ R_2 ดังนั้นสามารถปรับค่าที่ $C_1 C_2 R_1$ และ R_2 ได้เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ จากสมการที่ (3.30) พิจารณาในส่วนของจำนวนจินตภาพ ที่ทำให้สมการเป็นจริง $s(C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 - g_m C_2 R_1 R_2) = 0$ เมื่อแทน $s=j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (3.33)

$$j\omega(C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 - g_m C_2 R_1 R_2) = 0 \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.33) เมื่อ $s=j\omega$ และจัดรูปสมการ จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (3.34)

$$g_m C_2 R_1 R_2 \geq C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 \quad (3.34)$$

จากสมการที่ (3.34) เป็นสมการเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณในกรณีอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณสร้างสัญญาณไซน์ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจึงเป็นไปตามสมการที่ (3.35)

$$g_m C_2 R_1 R_2 \geq C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.32) และ (3.35) จะพบว่าสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน ดังนั้นในกรณีที่ต้องการปรับความถี่ให้ไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจึงต้องกำหนดให้ $C=C_1=C_2$ ทำให้ได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.36)

$$g_m R_1 R_2 \geq R_1 + 2R_2 \quad (3.36)$$

และสมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (3.37)

$$\omega = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}} \quad (3.37)$$

จากสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณในสมการที่ (3.36) จะพบว่าในสมการ มี g_m ซึ่งสามารถปรับได้ด้วยการจ่ายกระแสไบอัสตามสมการที่ (2.18) ดังนั้นจึงสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่สัญญาณ อีกทั้งยังสามารถปรับความถี่สัญญาณได้ที่ C เมื่อ $C=C_1=C_2$ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณเช่นกัน

ต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์การปรับขนาดของสัญญาณอินพุตซึ่งจากภาพที่ 3.5 ภายใน LT1228 เป็น CFA สามารถนำไปต่อเป็นวงจรถยายสัญญาณได้ โดยนำต่อตัวต้านทานสองตัวมาต่อกันที่ขา x และ w เป็นลักษณะวงจรถยายแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting amplifier) เมื่อพิจารณาวงจรส่วนนี้จะได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาหา V_o จากความสัมพันธ์กับ V_{op} โดยใช้กฎแบ่งแรงดันจะได้ดังสมการที่ (3.38)

$$V_o = \left(\frac{R_i}{R_f + R_i} \right) V_{op} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.38) จัดรูปสมการ จะได้ดังสมการที่ (3.39)

$$\frac{V_{op}}{V_o} = \frac{R_f}{R_i} + 1 \quad (3.39)$$

จากสมการที่ (3.39) จะพบว่าอัตราขยายโหมตแรงดัน (V_{op}/V_o) จะมีการเปลี่ยนแปลงได้จากการเปลี่ยนค่า R_f และ R_i โดย R_f จะแปรผันตรงกับ V_{op}/V_o หมายความว่าหาก R_f มีค่าเพิ่มขึ้น อัตราขยายจะเพิ่มขึ้นตาม ในทางตรงกันข้ามหาก R_f มีค่าลดลง อัตราขยายจะลดลงตาม ส่วน R_i จะแปรผกผันกับ V_{op}/V_o หมายความว่า เมื่อ R_i มีค่าเพิ่มขึ้น อัตราขยายจะลดลงในทางตรงกันข้ามหาก R_i มีค่าลดลง อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น แต่เนื่องจาก Jaikla, et. al. (2021 : 7376) ได้นำเสนอวงจรที่มีการต่อใช้งานที่ CFA ของ LT1228 ร่วมกับตัวต้านทานอีกสองตัวที่ขา x และ w ในลักษณะที่เหมือนกับวงจรที่นำเสนอในภาพที่ 3.4 พบว่า หาก r_x, r_w เท่ากับศูนย์ และ R_+ มากกว่า R_i, R_f มากๆ ค่าความถี่การทำงาน (Operational Frequency) ควรน้อยกว่า $1/(2C_+R_f)$ หากต้องการความถี่การทำงานที่ความถี่สูงจะต้องใช้ค่า R_f น้อยซึ่งจะไม่เกี่ยวข้องกับ R_i ดังนั้นเพื่อไม่ให้มีผลกระทบต่อช่วงแบนด์วิธความถี่การทำงานควรปรับขนาดสัญญาณไซน์ของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ที่ R_i แทน

3.1.3 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสองกรณีไม่เป็นอุดมคติ

ในกรณีที่ LT1228 ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ จะเกิดผลกระทบกับวงจรจึงต้องพิจารณา เพื่อหาผลกระทบที่จะมีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรด้วย โดยจะพิจารณาผลกระทบ ดังต่อไปนี้

3.1.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ LT1228

ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต (Voltage Transfer Errors) เกิดขึ้นเมื่อ LT1228 ที่ใช้ในวงจรมีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ค่าพารามิเตอร์แอมพลิจูดของ LT1228 จึงต้องพิจารณาคูณสมบัติของ LT1228 ตามสมการเมทริกซ์ในสมการที่ (3.36) ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} I_+ \\ I_- \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha g_m & -\alpha g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ V_x \\ I_w \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

เมื่อ α คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุต ไปเป็นกระแสเอาต์พุต I_y

β คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันอินพุตที่เข้า V_y ไปเอาต์พุตที่เข้า V_x

จากสมการเมทริกซ์ที่ (3.36) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของ LT1228 ทั้งจุดอินพุตและเอาต์พุต แสดงความสัมพันธ์จากสมการเมทริกซ์ออกมาในรูปสมการได้ดังสมการที่ (3.41) และ (3.42)

$$V_x = \beta V_y \quad (3.41)$$

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

จากสมการที่ (3.42) จัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.43)

$$I_y = \alpha g_m (V_+ - V_-) \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.41) และ (3.43) จะพบว่าเมื่อพิจารณาถึงความผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ LT1228 จะได้สมการแตกต่างจากสมการคุณสมบัติในอุดมคติ ดังนั้นจึงต้องวิเคราะห์ห้วงจรในภาพที่ 3.5 ใหม่ ตามสมการคุณสมบัติที่เปลี่ยนไป ได้ดังนี้ จากภาพที่ 3.4 เมื่อใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_+ จะได้ดังสมการที่ (3.44)

$$(V_y - V_+) sC_2 = \frac{V_+}{R_1} \quad (3.44)$$

จากสมการที่ (3.44) นำ R_1 คูณตลอดและจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.45)

$$sC_2 R_1 V_y = V_+ (1 + sC_2 R_1) \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.45) นำ $1 + sC_2 R_1$ หารตลอดทั้งสมการจะได้ดังสมการที่ (3.46)

$$V_+ = \frac{sC_2 R_1}{1 + sC_2 R_1} V_y \quad (3.46)$$

จากภาพที่ 3.4 เมื่อใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_y จะได้ดังสมการที่ (3.47)

$$sC_1 V_y + \frac{V_y}{R_2} + (V_y - V_+) sC_2 = \alpha g_m (V_+ - 0) \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.47) แทนสมการที่ (3.46) ลงใน V_+ จะได้ดังสมการที่ (3.48)

$$sC_1 V_y + \frac{V_y}{R_2} + sC_2 V_y = \alpha g_m \left(\frac{sC_2 R_1}{1 + sC_2 R_1} V_y \right) + sC_2 \left(\frac{sC_2 R_1}{1 + sC_2 R_1} V_y \right) \quad (3.48)$$

จากสมการที่ (3.48) คูณทั้งสมการด้วย $1+sC_2R_1$ และจัดรูปสมการ จะได้สมการลักษณะสมบัตินี้
สมการที่ (3.49)

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 - \alpha g_m C_2 R_1 R_2) + 1 = 0 \quad (3.49)$$

จากสมการที่ (3.49) เมื่อพิจารณาในส่วนของจำนวนจริงที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ดังสมการที่
(3.50)

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 = 0 \quad (3.50)$$

จากสมการที่ (3.50) เมื่อแทน $s=j\omega$ และจัดรูปสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณดังสมการที่
(3.51)

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.51)$$

จากสมการที่ (3.49) พิจารณาส่วนจำนวนจินตภาพที่ทำให้สมการเป็นจริงได้ดังสมการที่ (3.52)

$$s(C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 - \alpha g_m C_2 R_1 R_2) = 0 \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.52) เมื่อแทน $s=j\omega$ และจัดรูปสมการจะได้สมการเงื่อนไขกำเนิดสัญญาณดังสมการ
ที่ (3.53)

$$\alpha g_m C_2 R_1 R_2 = C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 \quad (3.53)$$

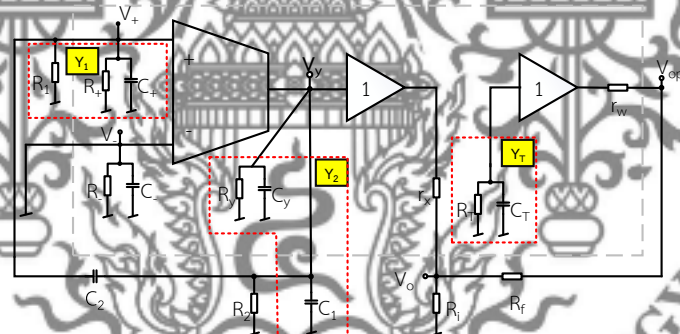
จากสมการที่ (3.53) ในทางปฏิบัติสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจะเป็นดังสมการที่ (3.54)

$$\alpha g_m C_2 R_1 R_2 \geq C_1 R_2 + C_2 R_1 + C_2 R_2 \quad (3.54)$$

จากสมการที่ (3.51) และ (3.54) พบว่า α หรือความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขา y มีผลกระทบต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ แต่ไม่มีผลกระทบต่อสมการความถี่ของสัญญาณ ส่วน β หรือความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันอินพุตที่ขา y ไปเอาต์พุตที่ขา x ไม่มีผลกระทบต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณ

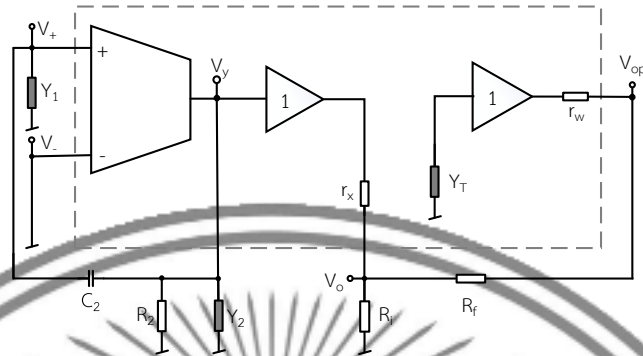
3.1.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝงของ LT1228

ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝง (Parasitic effect) เกิดขึ้นเมื่อ LT1228 มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ จากการศึกษา LT1228 จากบทที่ 2 พบว่าที่จุดอินพุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงจะมีความต้านทานแฝงขนานอยู่กับตัวเก็บประจุแฝงต่อลงกราวด์ และที่จุดเอาต์พุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำจะมีความต้านทานแฝงอนุกรมอยู่ แสดงในภาพที่ 3.5 จึงต้องนำวงจรมาวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝงของ LT1228



ภาพที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสองที่มีผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ

จากภาพที่ 3.5 เพื่อลดความซับซ้อนในการวิเคราะห์ห้วงจร จึงเปลี่ยนรูปความต้านทานแฝงและความจุแฝงที่อยู่บนจุดเชื่อมเดียวกันหรือต่อขนานกับอุปกรณ์ในกรอบเส้นปะ ให้อยู่ในรูปของแอดมิตแตนซ์เป็น Y_1 Y_2 และ Y_f จะได้ดังภาพที่ 3.6 รวมถึงโดยให้ความต้านทาน R ในวงจรวิเคราะห์อยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์เป็น $1/R$ หรือเขียนแทนด้วย G



ภาพที่ 3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองความถี่แถบผ่านอันดับสองแทนแอตมิตแตนซ์

เนื่องจาก CFA ไม่ได้เกี่ยวข้องในส่วนของการให้กำเนิดสัญญาณไซน์ ดังนั้น $Y_T(sC_T+G_T)$, r_x และ r_w ใน CFA จะไม่ผลต่อสมการลักษณะสมบัติ จึงไม่ส่งผลต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ของสัญญาณ จึงไม่นำ Y_T , r_x และ r_w มาวิเคราะห์หาสมการลักษณะสมบัติที่ไม่เป็นอุดมคติอีกต่อไป อีกทั้งจากการศึกษาเอกสารของ Jaikla, et. al. (2021 : 7376) พบว่าค่าความต้านทานแฝงใน CFA มีผลกระทบต่อความถี่การทำงาน (หรือช่วงแบนด์วีธการทำงาน) ถ้าพิจารณาตามค่าความต้านทานแฝงของ R_T , r_x และ r_w จะพบว่าถ้า r_x , r_w มีค่าเข้าใกล้ 0 โอห์ม ($r_x, r_w \approx 0 \Omega$) และ R_T ค่ามากกว่า R_f (ต่อระหว่างขา w และ x) กับ R_i (ต่อที่ขา x) มาก ๆ ($R_T \gg R_f, R_i$) สมการความถี่ในการทำงาน หรือ f_{op} จะแสดงดังสมการที่ (3.55)

$$f_{op} \cong \frac{1}{2\pi C_T R_f} \quad (3.55)$$

จากสมการที่ (3.55) จะพบว่าในกรณีที่ความถี่การทำงานของวงจรต้องการที่ความถี่สูงจะต้องปรับตัวต้านทาน R_f ค่าน้อย ๆ เช่น หากแทนค่า $C_T=5.95\text{pF}$ (ที่ $I_B=100\mu\text{A}$) และ R_f อยู่ช่วง $100\Omega-20\text{k}\Omega$ จะได้ความถี่การทำงานตั้งแต่ประมาณ $1.337-267.487\text{MHz}$ ซึ่งความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ตั้งขอบเขตในวิทยานิพนธ์นี้ (1MHz) ยังอยู่ในช่วงของความถี่การทำงาน นอกจากนี้ในกรณีที่ต้องการต่อเป็นวงจรขยายและต้องการปรับอัตราขยายเพื่อไม่ให้ส่งผลต่อย่านความถี่การทำงานควรให้ R_f คงที่ แล้วปรับที่ R_i แทน จากที่กล่าวไปข้างต้นสามารถหาสมการลักษณะสมบัติที่ไม่เป็นอุดมคติโดยพิจารณาผลกระทบจากค่าแฝงด้วยได้ดังนี้

จากภาพที่ 3.6 เมื่อพิจารณาที่จุด Y_1 จะได้ดังสมการที่ (3.56)

$$Y_1 = sC_+ + G_+ + G_1 \quad (3.56)$$

จากสมการที่ (3.56) กำหนดให้ $G_1^* = G_+ + G_1$ เขียนสมการ Y_1 ใหม่ได้ดังสมการที่ (3.57)

$$Y_1 = sC_+ + G_1^* \quad (3.57)$$

จากภาพที่ 3.6 เมื่อพิจารณาที่จุด Y_2 จะได้ดังสมการที่ (3.58)

$$Y_2 = sC_y + G_y + sC_1 \quad (3.58)$$

จากสมการที่ (3.58) กำหนดให้ $C_1^* = C_y + C_1$ เขียนสมการ Y_2 ใหม่ได้ดังสมการที่ (3.59)

$$Y_2 = sC_1^* + G_y \quad (3.59)$$

จากภาพที่ 3.6 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_y ได้ดังสมการที่ (3.60)

$$g_m(V_+ - V_-) = V_y Y_2 + \frac{V_y}{R_2} + i_{c2} \quad (3.60)$$

จากสมการที่ (3.60) จากกฎของโอห์มจะได้แทน $V_+ = i_{c2} / Y_1$ และ $V_- = 0$ แล้วจัดรูปได้ดังสมการที่ (3.61)

$$\left(\frac{g_m}{Y_1} - 1 \right) i_{c2} = V_y \left(Y_2 + \frac{1}{R_2} \right) \quad (3.61)$$

จากภาพที่ 3.6 เมื่อพิจารณากระแสที่ไหลผ่าน i_{C2} จากกฎของโอห์มและจัดรูปสมการ จะได้
 ดังสมการที่ (3.62)

$$i_{C2} = \frac{V_y}{\frac{1}{sC_2} + \frac{1}{Y_1}} = \frac{sC_2 Y_1 V_y}{Y_1 + sC_2} \quad (3.62)$$

จากสมการที่ (3.61) เมื่อแทน i_{C2} ในสมการที่ (3.62) จะได้ดังสมการที่ (3.63)

$$\begin{pmatrix} g_m \\ Y_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} sC_2 Y_1 V_y \\ Y_1 + sC_2 \end{pmatrix} = V_y \begin{pmatrix} 1 \\ Y_2 + \frac{1}{R_2} \end{pmatrix} \quad (3.63)$$

จากสมการที่ (3.63) นำทั้งสมการคูณด้วย $(Y_1)(R_2)(Y_1 + sC_2)$ จะได้สมการที่ (3.64)

$$(R_2)(g_m - Y_1)(sC_2 Y_1) = (Y_2 R_2 + 1)(Y_1)(Y_1 + sC_2) \quad (3.64)$$

จากสมการที่ (3.64) จัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.65)

$$Y_1 Y_2 R_2 + Y_1 + sC_2 Y_2 R_2 + sC_2 Y_1 R_2 + sC_2 - g_m sC_2 R_2 = 0 \quad (3.65)$$

จากสมการที่ (3.65) แทนค่าแอดมิตแตนซ์ตามสมการที่ (3.57) และ (3.59) ได้ดังสมการที่ (3.66)

$$\left[s^2 \begin{pmatrix} C_1^* C_+ R_2 + C_1^* C_2 R_2 \\ + C_2 C_+ R_2 \end{pmatrix} + s \begin{pmatrix} C_+ R_2 G_y + C_1^* G_1^* R_2 + C_2 R_2 G_y \\ + C_2 R_2 G_1^* + C_+ + C_2 - g_m C_2 R_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} G_1^* G_y R_2 \\ + G_1^* \end{pmatrix} \right] = 0 \quad (3.66)$$

จากสมการที่ (3.66) จัดรูปสมการตามรูปแบบสมการลักษณะสมบัตินี้ จะได้ดังสมการที่ (3.67)

$$s^2 R_1 R_2 R_+ R_y (C_+ C_1^* + C_2 C_1^{**}) + s \begin{bmatrix} R_p R_y (C_2 R_1 + R_1 C_+ + C_{12}^* R_2) \\ + R_1 R_2 (C_2^* R_+ + C_{12}^* R_y) \\ - C_2 R_1 R_2 g_m R_+ R_y \end{bmatrix} + R_1^* + R_2^* = 0 \quad (3.67)$$

โดยกำหนดให้

$$R_1^* = R_+ + R_1, R_2^* = R_y + R_2, C_1^* = C_y + C_1, C_2^* = C_+ + C_2, C_{12}^* = C_y + C_1 + C_2, C_1^{**} = C_+ + C_y + C_1$$

จากสมการที่ (3.67) เมื่อพิจารณาส่วนจำนวนจริงที่ทำให้สมการเป็นจริง เมื่อ $s=j\omega$ จะได้สมการความถี่ของสัญญาณดังต่อไปนี้

$$-\omega^2 R_1 R_2 R_+ R_y (C_+ C_1^* + C_2 C_1^{**}) + R_1^* + R_2^* = 0 \quad (3.68)$$

จากสมการที่ (3.68) จัดรูปสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (3.69)

$$\omega = \sqrt{\frac{R_1^* + R_2^*}{R_1 R_2 R_+ R_y (C_+ C_1^* + C_2 C_1^{**})}} \quad (3.69)$$

จากสมการที่ (3.67) เมื่อพิจารณาในส่วนของจำนวนจินตภาพที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ตั้งสมการต่อไปนี้

$$s \left[R_+ R_y (C_2 R_1 + R_1 C_+ + C_{12}^* R_2) + R_1 R_2 (C_2^* R_+ + C_{12}^* R_y) - C_2 R_1 R_2 g_m R_+ R_y \right] = 0 \quad (3.70)$$

จากสมการที่ (3.70) เมื่อ $s=j\omega$ จัดรูปสมการจะได้สมการเงื่อนไขกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (3.71)

$$C_2 R_1 R_2 g_m R_+ R_y = R_+ R_y (C_2 R_1 + R_1 C_+ + C_{12}^* R_2) + R_1 R_2 (C_2^* R_+ + C_{12}^* R_y) \quad (3.71)$$

จากสมการที่ (3.71) ในทางปฏิบัติสมการเงื่อนไขกำเนิดสัญญาณจะเป็นไปตามสมการที่ (3.72)

$$C_2 R_1 R_2 g_m R_+ R_y \geq R_+ R_y (C_2 R_1 + R_1 C_+ + C_{12}^* R_2) + R_1 R_2 (C_2^* R_+ + C_{12}^* R_y) \quad (3.72)$$

จากสมการที่ (3.67) (3.69) และ (3.72) จะพบว่าค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่ขา +, - และ y มีผลต่อสมการลักษณะสมบัติ ทำให้ส่งผลต่อสมการเงื่อนไขกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ของสัญญาณ

3.2 การสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

3.2.1 การสังเคราะห์วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

การสังเคราะห์วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม จะประกอบด้วยวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์แบบลบไม่สูญเสีย (Negative Lossless Integrator) วงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย (Lossy Integrator) และวงจรถ่ายรวมกับวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Amplifier Summing with Lossless Integrator) ต่อรวมกันเป็นไปตามแผนภาพการทำงานภาพที่ 3.7



ภาพที่ 3.7 แผนภาพการทำงานการสังเคราะห์วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

จากภาพที่ 3.7 แผนภาพการทำงานวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม พิจารณาความสัมพันธ์ของแผนภาพการทำงานจะได้ สมการตามที่แสดงดังนี้

$$V_A = -\left(\frac{1}{sa}\right)V_C \quad (3.73)$$

$$V_B = \left(\frac{1}{sb+1}\right)V_A \quad (3.74)$$

$$V_C = \left(k_1 + \frac{k_2}{sc}\right)V_B \quad (3.75)$$

จากสมการที่ (3.73) แทนสมการที่ (3.74) และ (3.75) ลงในสมการ จะได้ตั้งสมการที่ (3.76)

$$V_A = -\left(\frac{1}{sa}\right)\left(k_1 + \frac{k_2}{sc}\right)\left(\frac{1}{sb+1}\right)V_A \quad (3.76)$$

จากสมการที่ (3.76) ทหารด้วย V_A ตลอดสมการ และ คูณค.ร.น.ให้ส่วนเท่ากันจะได้ตั้งสมการที่ (3.77)

$$1 = -\left(\frac{1}{sa}\right)\left(\frac{sck_1 + k_2}{sc}\right)\left(\frac{1}{sb+1}\right) \quad (3.77)$$

จากสมการที่ (3.77) จัดรูปสมการจะได้ตั้งสมการที่ (3.78)

$$1 = -\frac{sck_1 + k_2}{s^3abc + s^2ac} \quad (3.78)$$

จากสมการที่ (3.78) คูณด้วย $s^3abc + s^2ac$ ตลอดและจัดรูป จะได้สมการลักษณะสมบัตินี้ตั้งสมการที่ (3.79)

$$s^3abc + s^2ac + sck_1 + k_2 = 0 \quad (3.79)$$

การหาความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ สามารถหาได้โดยการจัดสมการลักษณะสมบัติให้อยู่ในรูปของสมการจำนวนเชิงซ้อนและสมการจะต้องเป็นจริง นั่นคือมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยพจน์จำนวนจริงสำหรับหาค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ ส่วนพจน์จำนวนจินตภาพสำหรับหาค่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณของวงจร จะได้สมการสองส่วนจากสมการที่ (3.79) พจน์จำนวนจินตภาพ $s^3 abc + sck_1 = 0$ และพจน์จำนวนจริง $s^2 ac + k_2 = 0$ เมื่อ $s = j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (3.80) และ (3.83) ตามลำดับ

$$(j\omega)^3 abc + j\omega ck_1 = 0 \quad (3.80)$$

จากสมการที่ (3.80) จะได้ดังสมการที่ (3.81)

$$-\omega^2 abc + ck_1 = 0 \quad (3.81)$$

จากสมการที่ (3.81) จัดรูปสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (3.82)

$$\omega = \sqrt{\frac{k_1}{ab}} \quad (3.82)$$

จากสมการที่ (3.79) ส่วนที่สองเป็นจำนวนจริง ดังสมการที่ (3.83)

$$(j\omega)^2 ac + k_2 = 0 \quad (3.83)$$

จากสมการที่ (3.83) เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (3.84)

$$-\omega^2 ac + k_2 = 0 \quad (3.84)$$

จากสมการที่ (3.84) จัดรูปสมการจะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.85)

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{b}{c} \quad (3.85)$$

ในทางปฏิบัติการกำเนิดสัญญาณ สมการเงื่อนไขค่า k_1/k_2 จะต้องมากกว่า b/c เล็กน้อยจึงจะกำเนิดสัญญาณไซน์ออกมา ดังนั้นสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจากสมการที่ (3.85) เปลี่ยนเป็นสมการที่ (3.86)

$$\frac{k_1}{k_2} > \frac{b}{c} \quad (3.86)$$

จากแผนภาพการทำงานสามารถหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชัน (Transfer Function) ของบล็อกวงจรอินทิเกรเตอร์แบบลบไม่สูญเสีย ได้ตามสมการที่ (3.87)

$$\frac{V_A}{V_C} = \frac{1}{sa} \quad (3.87)$$

จากสมการที่ (3.87) เมื่อแทน $s=j\omega$ จะได้สมการเฟสดังสมการที่ (3.88)

$$\theta_{V_A/V_C} = \tan^{-1}\left(\frac{0}{1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{-\omega a}{0}\right) \quad (3.88)$$

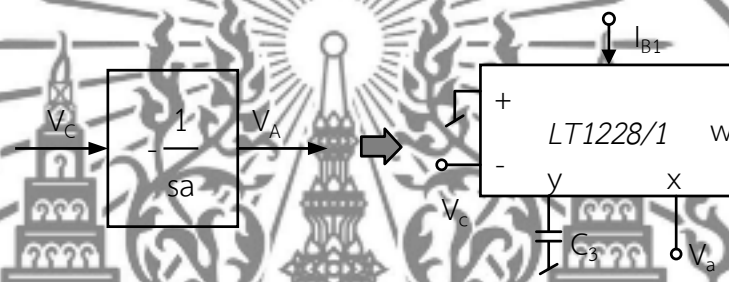
จากสมการที่ (3.88) จะได้ว่า V_A และ V_C มีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังสมการที่ (3.89)

$$\theta_{V_A/V_C} = \arctan(\infty) = 90^\circ \quad (3.89)$$

จากสมการที่ (3.89) จะพบว่าผลต่างเฟสระหว่างมุมที่ V_A กับ V_C เท่ากับ 90 องศา ดังนั้นสัญญาณไซน์ที่ได้จาก V_A จะมีเฟสนำหน้า V_C อยู่ 90 องศา

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.82) พบว่าค่าความถี่สัญญาณสามารถควบคุมได้ที่ค่า a จึงไม่ส่งผลกระทบต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และสมการที่ (3.86) สมการเงื่อนไขในการ

กำเนิดสัญญาณสามารถควบคุม ที่ k_2 หรือ c โดยที่ b/c จะต้องน้อยกว่า k_1/k_2 เล็กน้อยวงจรจึงจะกำเนิดสัญญาณไซน์ได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ของสัญญาณ จากแผนภาพการทำงานในภาพที่ 3.8 ผู้วิจัยจะสังเคราะห์วงจรจากแผนภาพการทำงานโดยพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟ คือ LT1228 จำนวน 2 ตัวต่อรวมกับอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ผู้วิจัยได้แบ่งแผนภาพการทำงานออกเป็น 3 ส่วนตามจำนวนแผนภาพการทำงาน ในบล็อกแรกวงจรอินทิเกรเตอร์แบบลบไม่สูญเสีย จะสังเคราะห์มาจาก LT1228 ตัวที่ 1 ต่อกับตัวเก็บประจุ ดังภาพที่ 3.8



ภาพที่ 3.8 LT1228 ตัวที่ 1 ต่อกับตัวเก็บประจุ

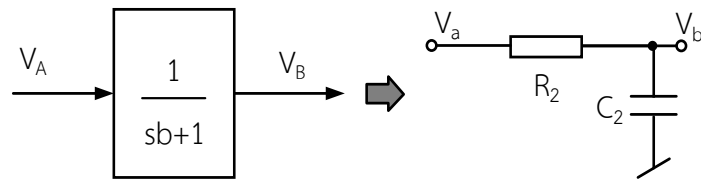
จากภาพที่ 3.8 เมื่อพิจารณากระแส i_{C_3} ที่ขา y ใน LT1228 และจากกฎของโอห์มได้ตั้งสมการที่ (3.90)

$$-g_{m1} V_c = sC_3 V_a \quad (3.90)$$

จากสมการที่ (3.90) จัดรูปสมการ จะได้ตั้งสมการที่ (3.91)

$$V_a = -\frac{g_{m1}}{sC_3} V_c \quad (3.91)$$

ส่วนที่ 2 ของแผนภาพการทำงานเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียที่สังเคราะห์มาจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัวนำมาต่อเชื่อมต่อกัน ตามภาพที่ 3.9

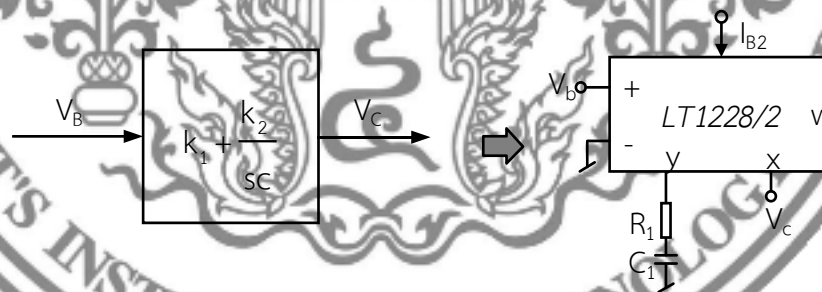


ภาพที่ 3.9 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียที่สังเคราะห์จากตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัว

จากภาพที่ 3.9 เขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของ V_a และ V_b โดยใช้กฎแบ่งแรงดันได้ตั้งสมการที่ (3.92)

$$V_b = \frac{1}{sC_2R_2 + 1} V_a \quad (3.92)$$

ส่วนที่ 3 ของแผนภาพการทำงานเป็นวงจรขยายรวมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย จะสังเคราะห์มาจาก LT1228 ตัวที่ 2 ต่อกับตัวเก็บประจุที่อนุกรมกับตัวต้านทาน ดังภาพที่ 3.10



ภาพที่ 3.10 วงจรขยายรวมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียสังเคราะห์มาจาก LT1228 ตัวที่ 2 ต่อกับตัวเก็บประจุที่อนุกรมกับตัวต้านทาน

จากภาพที่ 3.10 เมื่อพิจารณากระแส I_{RC} ที่ขา y ใน LT1228 และจากกฎของโอห์มได้ตั้งสมการที่ (3.93)

$$g_m (V_b - 0) = \frac{V_c - 0}{R_1 + (1/sC_1)} \quad (3.93)$$

จากสมการที่ (3.93) จัดรูปสมการจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ของ V_b และ V_c ดังสมการที่ (3.94)

$$V_c = \left(g_{m2}R_1 + \frac{g_{m2}}{sC_1} \right) V_b \quad (3.94)$$

เมื่อเทียบความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ได้จากแผนภาพการทำงาน ได้แก่ สมการที่ (3.73) (3.74) และ (3.75) กับสมการที่ได้จากการสังเคราะห์วงจรจากอุปกรณ์ตามแผนภาพการทำงาน ได้แก่ สมการที่ (3.91) (3.92) และ (3.94) จะพบว่า

$$a = \frac{C_3}{g_{m1}} \quad (3.95)$$

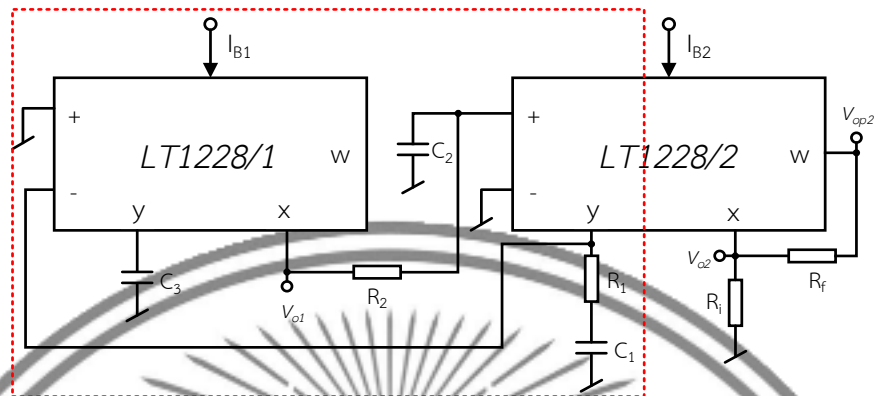
$$b = C_2 R_2 \quad (3.96)$$

$$c = C_1 \quad (3.97)$$

$$k_1 = g_{m2} R_1 \quad (3.98)$$

$$k_2 = g_{m2} \quad (3.99)$$

จากแผนภาพการทำงานตามภาพที่ 3.7 การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเลอร์อันดับสามซึ่งประกอบด้วยวงจรมินิเกรเตอร์แบบลบไม่สูญเสียจาก LT1228 ตัวที่ 1 ต่อกับตัวเก็บประจุ วงจรมินิเกรเตอร์แบบสูญเสียที่สังเคราะห์มาจากตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุอย่างละ 1 ตัว และวงจรรขยายรวมกับวงจรมินิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียสังเคราะห์มาจาก LT1228 ตัวที่ 2 ต่อกับตัวเก็บประจุที่อนุกรมกับตัวต้านทาน จะได้ดังภาพที่ 3.11



ภาพที่ 3.11 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสาม

จากสมการที่ (3.95) ถึง (3.99) จะพบว่า ค่า k_1/k_2 ในสมการเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.86) ของวงจรมายขยายแผนภาพการทำงานภาพที่ 3.2 เมื่อแทนสมการ (3.98) และ (3.99) พบว่าไม่สามารถปรับเงื่อนไขแบบอเล็กทรอนิกส์ที่ g_{m2} ได้ ส่วนค่า a และ k_1 ในสมการความถี่ของสัญญาณจะพบว่าสามารถปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ได้อย่างอเล็กทรอนิกส์ที่ g_{m1} และ g_{m2} ซึ่งเมื่อปรับที่ g_{m1} และ g_{m2} จะไม่ส่งผลต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไซน์ อีกทั้งตามภาพที่ 3.11 จะพบว่าวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สังเคราะห์ได้จะใช้อุปกรณ์แอกทิฟ คือ LT1228 ตัวต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ คือ ตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 3 ตัว วงจรนี้ให้กำเนิดสัญญาณไซน์โหมดแรงดันที่โหนด V_{o1} และ V_{o2} ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ต่ำ

อีกทั้งจากที่กล่าวในบทที่ 2 เกี่ยวกับ LT1228 ภายในจะมี OTA และ CFA หากต่อตัวต้านทานเพิ่มที่ขา w บ้อนกลับมายังขา x ของ LT1228 ตัวที่ 1 ก็จะสามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์ของ V_{o1} ได้ แต่อาจจะส่งผลต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ของสัญญาณได้ ส่วน CFA ของ LT1228 ตัวที่ 2 ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว คือ R_f และ R_i ที่ ขา x และ w ทำหน้าที่ในการปรับขนาดของสัญญาณไซน์ของ V_{o2} ได้อย่างอิสระ โดยไม่ส่งผลต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ของสัญญาณ

3.2.2 การวิเคราะห์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามกรณีอุดมคติ

จากการสังเคราะห์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ตามแผนภาพการทำงานตามภาพที่ 3.7 จะได้วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ LT1228 ในหัวข้อที่ 3.2.2 นี้จะเป็นการวิเคราะห์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามที่ใช้ LT1228 ในอุดมคติ

เพื่อหาสมการลักษณะสมบัติ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ สมการความถี่ของสัญญาณ และสุดท้ายจะกล่าวถึงการวิเคราะห์ส่วนของการปรับขนาดของสัญญาณไซน์ด้วย ดังต่อไปนี้ จากภาพที่ 3.11 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{o1} จะได้ตั้งสมการที่ (3.100)

$$g_{m1} (0 - V_{o2}) = sC_3 V_{o1} \quad (3.100)$$

จากสมการที่ (3.100) นำ g_{m1} หาคancel และจัดรูปสมการ จะได้ตั้งสมการที่ (3.101)

$$V_{o2} = -\frac{sC_3}{g_{m1}} V_{o1} \quad (3.101)$$

จากภาพที่ 3.11 หา V_{+2} โดยใช้กฎแบ่งแรงดัน จะได้ตั้งสมการที่ (3.102)

$$V_{+2} = \frac{(1/sC_2)}{R_2 + (1/sC_2)} V_{o1} \quad (3.102)$$

จากสมการที่ (3.102) นำ sC_2 คูณทั้งเศษและส่วน จัดรูปสมการจะได้ตั้งสมการที่ (3.103)

$$V_{+2} = \frac{1}{sC_2 R_2 + 1} V_{o1} \quad (3.103)$$

จากภาพที่ 3.11 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{o2} จะได้ตั้งสมการที่ (3.104)

$$g_{m2} (V_{+2} - 0) = \frac{V_{o2}}{R_1 + (1/sC_1)} \quad (3.104)$$

จากสมการที่ (3.104) แทนสมการที่ (3.103) ใน V_{+2} จะได้ตั้งสมการที่ (3.105)

$$g_{m2} \left(\frac{1}{sC_2R_2 + 1} \right) V_{o1} = \left(\frac{sC_1}{sC_1R_1 + 1} \right) \left(-\frac{sC_3}{g_{m1}} \right) V_{o1} \quad (3.105)$$

จากสมการที่ (3.105) จัดรูปสมการจะได้สมการลักษณะสมบัติ ดังสมการที่ (3.106)

$$s^3 C_1 C_2 C_3 R_2 + s^2 C_1 C_3 + s C_1 R_1 g_{m1} g_{m2} + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.106)$$

จากสมการที่ (3.106) เมื่อพิจารณาส่วนจำนวนจริงที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ดังสมการที่ (3.107)

$$s^2 C_1 C_3 + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.107)$$

จากสมการที่ (3.107) เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (3.108)

$$-\omega^2 C_1 C_3 + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.108)$$

จากสมการที่ (3.108) จัดรูปสมการและ $\omega = \omega_0$ จะได้สมการความถี่ของสัญญาณดังสมการที่ (3.109)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_3}} \quad (3.109)$$

จากสมการที่ (3.107) เมื่อพิจารณาส่วนจำนวนเชิงซ้อนที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ดังสมการที่ (3.110)

$$s^3 C_1 C_2 C_3 R_2 + s C_1 R_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.110)$$

จากสมการที่ (3.110) เมื่อแทน $s = j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (3.111)

$$-\omega^2 C_1 C_2 C_3 R_2 + C_1 R_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.111)$$

จากสมการที่ (3.111) แทน ω ด้วยสมการที่ (3.109) และจัดรูปสมการ จะได้ดังสมการ (3.112)

$$C_1 R_1 = C_2 R_2 \quad (3.112)$$

จากสมการที่ (3.112) ในทางปฏิบัติสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจะตามสมการที่ (3.113)

$$C_1 R_1 \geq C_2 R_2 \quad (3.113)$$

จากสมการที่ (3.109) และ (3.113) จะพบว่าสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและสมการความถี่ไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน ดังนั้นในกรณีที่ต้องการปรับความถี่ให้ไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจึงต้องกำหนดให้ $C=C_1=C_2$ ทำให้ได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.114)

$$R_1 \geq R_2 \quad (3.114)$$

และสมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (3.115)

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{g_{m1} g_{m2}}}{C} \quad (3.115)$$

จากสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณในสมการที่ (3.114) จะพบว่าเมื่อ $C=C_1=C_2$ สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วย R_1 หรือ R_2 โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ของสัญญาณ อีกทั้งจากสมการความถี่ของสัญญาณในสมการที่ (3.115) ยังสามารถปรับความถี่ของสัญญาณได้ที่ C เมื่อ $C=C_1=C_2$ หรือ g_m ซึ่ง g_m สามารถปรับได้ด้วยการจ่ายกระแสไบอัสตามสมการที่ (2.18) ส่งผลให้ปรับความถี่สัญญาณโดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้เช่นกัน

เมื่อพิจารณาหาความสัมพันธ์ของเอาต์พุตจากภาพที่ 3.11 จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันโหมดแรงดัน (V_{o1}/V_{o2}) ดังสมการที่ (3.116)

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = -\frac{g_{m1}}{sC_3} \quad (3.116)$$

จากสมการที่ (3.116) สามารถหาเฟสของสัญญาณที่ต่างกันของโหนด V_{o2} และ V_{o1} ได้ดังสมการที่ (3.117)

$$\theta_{V_{o1}/V_{o2}} = \tan^{-1}\left(\frac{0}{g_{m1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{-\omega C_3}{0}\right) \quad (3.117)$$

จากสมการที่ (3.117) จัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.118)

$$\theta_{V_{o1}/V_{o2}} = 90^\circ \quad (3.118)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.118) พบว่า สัญญาณไซน์จาก V_{o1} จะมีเฟสนำหน้าสัญญาณไซน์จาก V_{o2} อยู่ 90 องศาจากสมการที่ (3.116) ที่ความถี่ในการเกิดสัญญาณ ($\omega = \omega_0$) อัตราส่วนแรงดันของ V_{o1} และ V_{o2} จะแสดงได้ดังสมการที่ (3.119)

$$\left| \frac{V_{o1}}{V_{o2}} \right| = \frac{\sqrt{C_1 C_2} g_{m1}}{\sqrt{g_{m1} g_{m2}} C_2} = \frac{C_2 g_{m1}}{C_2 g_{m2}} = 1 \text{ เมื่อ } C=C_1=C_3 \text{ และ } g_m=g_{m1}=g_{m2} \quad (3.119)$$

ส่วนต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์ส่วนของการปรับขนาดของสัญญาณไซน์ซึ่งจากภาพที่ 3.11 ภายใน LT1228 เป็น CFA สามารถนำไปต่อเป็นวงจรขยายสัญญาณได้ โดยนำต่อตัวต้านทาน 2 ตัวมาต่อกันที่ขา x และ w เป็นลักษณะวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier) เมื่อพิจารณาวงจรส่วนนี้จะดังต่อไปนี้

พิจารณาหา V_{o2} จากความสัมพันธ์กับ V_{op2} โดยใช้กฎแบ่งแรงดันจะได้ดังสมการที่ (3.120)

$$V_{o2} = \left(\frac{R_i}{R_f + R_i} \right) V_{op2} \quad (3.120)$$

จากสมการที่ (3.120) จัดรูปสมการจะได้สมการอัตราขยายขนาดสัญญาณโวลต์ดังสมการที่ (3.121)

$$\frac{V_{op2}}{V_{o2}} = \frac{R_f}{R_i} + 1 \quad (3.121)$$

จากสมการที่ (3.121) จะพบได้ว่าอัตราขยายโวลต์แรงดัน (V_{op2}/V_{o2}) จะมีการเปลี่ยนแปลงได้จากการเปลี่ยนค่า R_f และ R_i โดย R_f จะแปรผันตรงกับ V_{op2}/V_{o2} หมายความว่า R_f มีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อ V_{o2} คงที่ V_{op2} จะเพิ่มขึ้นตาม ในทางตรงกันข้ามหาก R_f มีค่าลดลง V_{op2} จะลดลงตาม ส่วน R_i จะแปรผกผันกับ V_{op2}/V_{o2} หมายความว่า R_i มีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อ V_{op2} คงที่ V_{o2} จะลดลงในทางตรงกันข้าม หาก R_i มีค่าลดลง V_{o2} จะเพิ่มขึ้น แต่เนื่องจาก Jaikla, et. al. (2021 : 7376) ที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 3.1.2 ส่วนท้ายของการวิเคราะห์การปรับขนาดของสัญญาณโวลต์ จากการเปลี่ยนค่า R_f และ R_i ซึ่งจะมีการทดสอบเพิ่มเติมเพื่อยืนยันผลในบทที่ 4 ต่อไป

3.2.3 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณโวลต์แบบควอเตรเจอร์อันดับสามกรณีไม่เป็นอุดมคติ

ในกรณีที่ LT1228 ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณโวลต์ มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ จะเกิดผลกระทบกับวงจรจึงต้องพิจารณาเพื่อหาผลกระทบที่จะมีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรหรือการให้กำเนิดสัญญาณโวลต์ด้วยโดยจะพิจารณาผลกระทบ ดังต่อไปนี้

3.2.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ LT1228

ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต (Voltage Transfer Errors) เกิดขึ้นเมื่อ LT1228 ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณโวลต์แบบควอเตรเจอร์อันดับสาม มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ค่าพารามิเตอร์แอมพลิจูดของ LT1228 จึงต้องพิจารณาคูณสมบัติของ LT1228 ตามสมการเมทริกซ์ในสมการที่ (3.40) ใหม่ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของ LT1228 ทั้งจุดอินพุตและเอาต์พุตจึงแสดงความสัมพันธ์จากสมการเมทริกซ์ออกมาในรูปสมการที่ (3.41) และ (3.42) จะพบว่าเมื่อพิจารณาถึงความผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ LT1228 จะได้สมการแตกต่างจากสมการคุณสมบัติในอุดมคติ ดังนั้นจึงต้องวิเคราะห์วงจรในภาพที่

3.11 ใหม่ ตามสมการคุณสมบัติที่ (3.40) จากภาพที่ 3.11 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{y1} จะได้ตั้งสมการที่ (3.122)

$$\alpha_1 g_{m1} (0 - V_{y2}) = sC_3 V_{y1} \quad (3.122)$$

จากสมการที่ (3.122) นำ $\alpha_1 g_{m1}$ ทหารตลอดและจัดรูปสมการจะได้ตั้งสมการที่ (3.123)

$$V_{y2} = -\frac{sC_3}{\alpha_1 g_{m1}} V_{y1} \quad (3.123)$$

จากภาพที่ 3.11 ใช้กฎแบ่งแรงดันที่ V_{x1} เพื่อหา V_{+2} จะได้ตั้งสมการที่ (3.124)

$$V_{+2} = \frac{(1/sC_2)}{R_2 + (1/sC_2)} V_{x1} \quad (3.124)$$

จากสมการที่ (3.126) นำ sC_2 คูณทั้งเศษและส่วนและแทน V_{x1} ด้วยสมการที่ (3.41) จะได้ตั้งสมการที่ (3.125)

$$V_{+2} = \frac{1}{sC_2 R_2 + 1} \beta V_{y1} \quad (3.125)$$

จากภาพที่ 3.11 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{y2} จะได้ตั้งสมการที่ (3.126)

$$\alpha_2 g_{m2} (V_{+2} - 0) = \frac{V_{y2}}{R_1 + (1/sC_1)} \quad (3.126)$$

จากสมการที่ (3.126) แทน V_{+2} ด้วยสมการที่ (3.125) และแทน V_{y2} ด้วยสมการที่ (3.123) จะได้ตั้งสมการที่ (3.127)

$$\alpha_2 g_{m2} \left(\frac{1}{sC_2 R_2 + 1} \beta_1 V_{y1} \right) = \left(\frac{sC_1}{sC_1 R_1 + 1} \right) \left(-\frac{sC_3}{\alpha_1 g_{m1}} V_{y1} \right) \quad (3.127)$$

จากสมการที่ (3.127) จัดรูปสมการจะได้สมการลักษณะสมบัติ ดังสมการที่ (3.128)

$$s^3 C_1 C_2 C_3 R_2 + s^2 C_1 C_3 + \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 s C_1 R_1 g_{m1} g_{m2} + \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.128)$$

จากสมการที่ (3.128) เมื่อพิจารณาในส่วนของจำนวนจริงที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ตั้งสมการที่ (3.129)

$$s^2 C_1 C_3 + \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.129)$$

จากสมการที่ (3.129) เมื่อแทน $s=j\omega$ จะได้ตั้งสมการที่ (3.130)

$$-\omega^2 C_1 C_3 + \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.130)$$

จากสมการที่ (3.130) จัดรูปสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณตั้งสมการที่ (3.131)

$$\omega = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_3}} \quad (3.131)$$

จากสมการที่ (3.128) เมื่อพิจารณาในส่วนของจำนวนเชิงซ้อนที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ตั้งสมการที่ (3.132)

$$s^3 C_1 C_2 C_3 R_2 + \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 s C_1 R_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.132)$$

จากสมการที่ (3.132) เมื่อแทน $s=j\omega$ จัดรูปสมการจะได้ตั้งสมการที่ (3.133)

$$-\omega^2 C_1 C_2 C_3 R_2 + C_1 R_1 \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.133)$$

จากสมการที่ (3.133) แทน ω ด้วยสมการที่ (3.131) จะได้สมการที่ (3.134)

$$R_1 \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2} = \frac{(\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 g_{m1} g_{m2})(C_2 C_3 R_2)}{C_1 C_3} \quad (3.134)$$

จากสมการที่ (3.134) จัดรูปสมการจะได้สมการที่ (3.135)

$$C_1 R_1 = C_2 R_2 \quad (3.135)$$

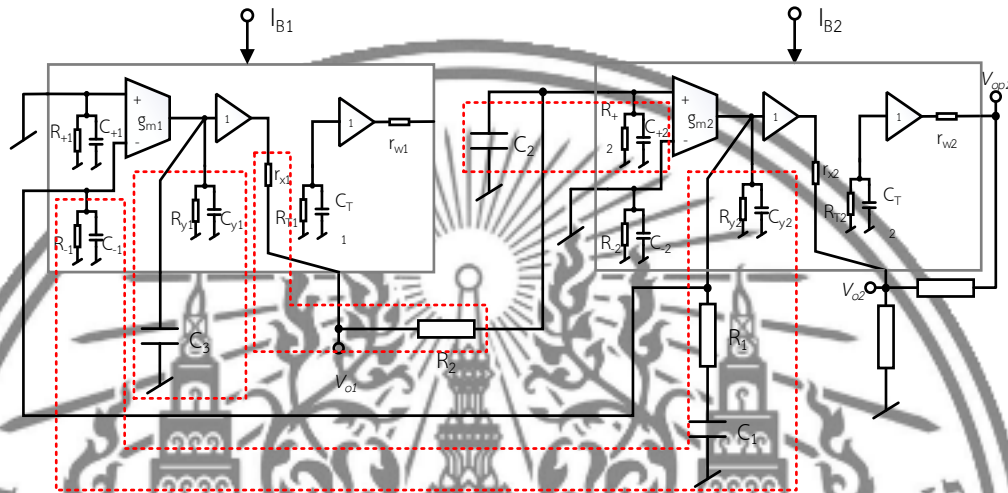
จากสมการที่ (3.135) เป็นสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณในกรณีอุดมคติในทางปฏิบัติ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจะเป็นไปตามสมการที่ (3.136)

$$C_1 R_1 \geq C_2 R_2 \quad (3.136)$$

จากการวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ LT1228 จากสมการที่ (3.131) พบว่า α_1 , α_2 และ β_1 ปรากฏในสมการความถี่ของสัญญาณ แต่ β_2 ไม่ปรากฏ ดังนั้นความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปเป็นกระแสเอาต์พุตขา y ของ LT1228 ทั้งสองตัวและความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันอินพุตที่ขา y ไปเอาต์พุตที่ขา x ของ LT1228 ตัวที่ 1 มีผลกระทบต่อสมการความถี่ของสัญญาณ ส่วนสมการที่ (3.136) พบว่า ไม่ปรากฏ α_1 , α_2 , β_1 และ β_2 ดังนั้น ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังกระแสหรือแรงดันเอาต์พุตของ LT1228 ไม่มีผลกระทบต่อสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

3.2.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝงของ

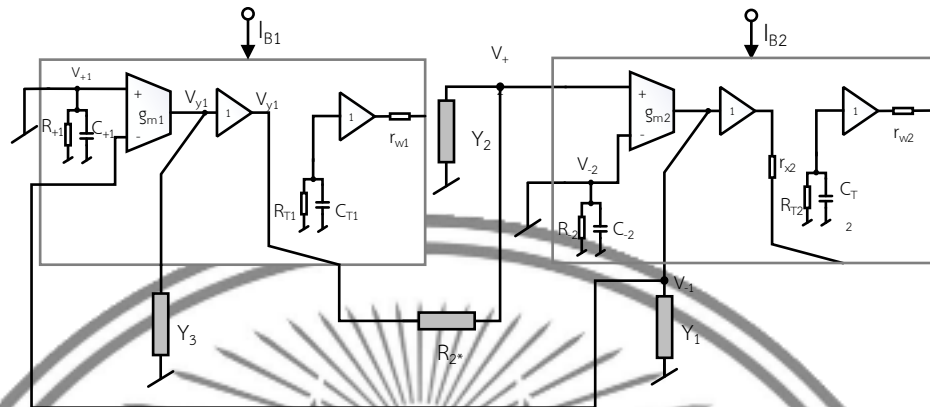
LT1228



ภาพที่ 3.12 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามที่มีผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติ

ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝง (Parasitic effect) เกิดขึ้นเมื่อ LT1228 มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ เนื่องจากที่จุดอินพุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงจะมีความต้านทานแฝงขนานอยู่กับตัวเก็บประจุแฝง โดยทั้งคู่ต่อลงกราวด์และที่จุดเอาต์พุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำจะมีความต้านทานแฝงอนุกรมอยู่ ตามภาพที่ 3.12 จึงต้องนำวงจรมาวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝงของ LT1228 ที่มีผลต่อการกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วย ซึ่งในหัวข้อนี้จะพิจารณาในส่วนมีผลต่อการทำงานของวงจรเกี่ยวข้องกับการกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามเท่านั้น ในส่วนของ Y_T ($R_T // 1/sC_T$) ใน LT1228 จะไม่นำมาวิเคราะห์ผลกระทบต่อการทำงานของวงจรเกี่ยวข้องกับการกำเนิดสัญญาณไซน์อันเนื่องมาจากความต้านทานแฝงและความจุแฝง เป็นดังที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.1.3.2 ก่อนหน้านี้

เพื่อลดความซับซ้อนในการวิเคราะห์วงจร จึงลดรูปความต้านทานแฝงและความจุแฝงที่อยู่บนจุดเชื่อมเดียวกันในกรอบเส้นประอยู่ในรูปของแอดมิตแตนซ์เป็น Y_1 Y_2 และ Y_3 ส่วนค่าความต้านทานที่อนุกรมกันอยู่ในรูปตัวต้านทานรวม จากการลดรูปวงจรตามภาพที่ (3.13) สามารถหาสมการของวงจรโดยพิจารณาผลกระทบจากค่าแฝงด้วยได้ดังนี้



ภาพที่ 3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์อันดับสามในรูปแบบแอดมิตแตนซ์

จากภาพที่ 3.13 เมื่อพิจารณาที่ R_1 กับ C_1 จัดอยู่ในรูปแอดมิตแตนซ์จะได้สมการที่ (3.137)

$$Y_{1*} = \frac{sC_1}{sC_1R_1 + 1} \quad (3.137)$$

จากภาพที่ 3.13 เมื่อพิจารณาที่จุด Y_1 จะได้สมการที่ (3.138)

$$Y_1 = G_{y-} + sC_{y-} + G_{y+} + sC_{y+} + Y_{1*} \quad (3.138)$$

จากสมการที่ (3.138) แทน Y_{1*} ด้วยสมการที่ (3.137) และกำหนดให้ $G_{y-} = G_y + G_{y-}$ และ $C_{y-} = C_y + C_{y-}$ สามารถเขียนสมการ Y_1 ได้ดังสมการที่ (3.139)

$$Y_1 = G_{y-} + sC_{y-} + \frac{sC_1}{sC_1R_1 + 1} \quad (3.139)$$

จากภาพที่ 3.13 เมื่อพิจารณาที่จุด Y_2 จะได้สมการที่ (3.140)

$$Y_2 = sC_2 + sC_+ + G_+ \quad (3.140)$$

จากสมการที่ (3.140) กำหนดให้ $C_{2+} = C_2 + C_+$ สามารถเขียนสมการ Y_2 ได้ดังสมการที่ (3.141)

$$Y_2 = sC_{2+} + G_+ \quad (3.141)$$

จากภาพที่ 3.13 เมื่อพิจารณาที่จุด Y_3 จะได้ดังสมการที่ (3.142)

$$Y_3 = sC_3 + sC_y + G_y \quad (3.142)$$

จากสมการที่ (3.142) กำหนดให้ $C_{3y} = C_3 + C_y$ สามารถเขียนสมการ Y_3 ได้ดังสมการที่ (3.143)

$$Y_3 = sC_{3y} + G_y \quad (3.143)$$

จากภาพที่ 3.13 เมื่อพิจารณาที่ R_2 ต่ออนุกรมกับ r_{x1} สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.144)

$$R_{2x} = R_2 + r_{x1} \quad (3.144)$$

จากภาพที่ 3.13 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{y1} จะได้ดังสมการที่ (3.145)

$$g_{m1}(V_{+1} - V_{-1}) = V_{y1} Y_3 \quad (3.145)$$

จากสมการที่ (3.145) เมื่อ $V_{+1} = 0$ และจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.146)

$$V_{y1} = -\frac{g_{m1}}{Y_3} V_{-1} \quad (3.146)$$

จากภาพที่ 3.13 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{-1} จะได้ดังสมการที่ (3.147)

$$g_{m2}(V_{+2} - V_{-2}) = V_{-1} Y_1 \quad (3.147)$$

จากสมการที่ (3.147) เมื่อ $V_{-2}=0$ และจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.148)

$$V_{+2} = \frac{Y_1}{g_{m2}} V_{-1} \quad (3.148)$$

จากภาพที่ 3.13 ใช้หลักการ KCL ที่โหนด V_{+2} จะได้ดังสมการที่ (3.149)

$$\frac{V_{-1} - V_{+2}}{R_{2^*}} = Y_2 V_{+2} \quad (3.149)$$

จากสมการที่ (3.149) แทน V_{+2} ด้วยสมการที่ (3.146) และ V_{+2} ด้วยสมการที่ (3.148) จัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.150)

$$-\frac{g_{m1}}{Y_3} V_{-1} = \left(Y_2 R_{2^*} + 1 \right) \left(\frac{Y_1}{g_{m2}} V_{-1} \right) \quad (3.150)$$

จากสมการที่ (3.150) คูณด้วย $Y_3 g_{m2} / V_{-1}$ ตลอดและจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3.151)

$$Y_1 Y_2 Y_3 R_{2^*} + Y_1 Y_3 + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.151)$$

จากสมการที่ (3.151) แทนค่า Y_1 Y_2 Y_3 และ R_{2^*} จะได้ดังสมการที่ (3.152)

$$\left[\begin{array}{c} \left(G_{y^-} + sC_{y^-} + \frac{sC_1}{sC_1 R_1 + 1} \right) \\ \left(sC_{2^+} + G_{+} \right) \left(sC_{3y} + G_y \right) R_{2^*} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} \left(G_{y^-} + sC_{y^-} \right) \\ + \frac{sC_1}{sC_1 R_1 + 1} \end{array} \right] \left(sC_{3y} + G_y \right) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (3.152)$$

จากสมการที่ (3.152) คูณด้วย sC_1R_1+1 ตลอดและจัดรูปสมการจะได้สมการลักษณะสมบัติ
 ดังสมการที่ (3.153)

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{aligned}
 & s^4 C_1 C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} R_1 \\
 & + s^3 \left(\begin{aligned}
 & C_1 C_{2+} C_{3y} G R_1 R_{2^*} + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G R_1 \\
 & + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{1-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1
 \end{aligned} \right) \\
 & + s^2 \left(\begin{aligned}
 & C_1 C_{2+} G G R_1 R_{2^*} + C_{2+} C_{3y} G R_{2^*} + C_1 C_{3y} G G R_1 R_{2^*} \\
 & + C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G + C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G + C_1 C_{2+} R_{2^*} G G R_1 + C_{3y} C_{1-} R_{2^*} G \\
 & + C_{2+} C_{1-} R_{2^*} G + C_1 C_{3y} G R_{2^*} + C_{3y} C_{y-} + C_1 C_{y-} G R_1 + C_{3y} C_1
 \end{aligned} \right) \\
 & + s \left(\begin{aligned}
 & C_{3y} G G R_{2^*} + C_{2+} G G R_{2^*} + C_1 G G G R_{2^*} R_1 + C_{y-} R_{2^*} G G_y \\
 & + C_{1-} R_{2^*} G G_y + C_{3y} G_{y-} + C_1 G G R_{2^*} + C_{y-} G + C_1 G_y + g_{m1} g_{m2} C_1 R_1 \\
 & + G_{y-} G R_{2^*} + G_{y-} G_y + g_{m1} g_{m2}
 \end{aligned} \right) \\
 \end{aligned} \right] = 0 \quad (3.153)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.153) พิจารณาส่วนจำนวนจินตภาพที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ดังสมการที่
 (3.154)

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{aligned}
 & s^3 \left(\begin{aligned}
 & C_1 C_{2+} C_{3y} G R_1 R_{2^*} + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G R_1 \\
 & + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{1-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1
 \end{aligned} \right) \\
 & + s \left(\begin{aligned}
 & C_{3y} G G R_{2^*} + C_{2+} G G R_{2^*} + C_1 G G G R_{2^*} R_1 + C_{y-} R_{2^*} G G_y \\
 & + C_{1-} R_{2^*} G G_y + C_{3y} G_{y-} + C_1 G G R_{2^*} + C_{y-} G + C_1 G_y + g_{m1} g_{m2} C_1 R_1
 \end{aligned} \right) \\
 \end{aligned} \right] = 0 \quad (3.154)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.154) เมื่อแทน $s=j\omega$ จะได้ดังสมการที่ (3.155)

$$\left[\begin{array}{l} -\omega^2 \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{1-} R_{2+} + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2+} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2+} G_{+} R_1 \\ + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2+} G_{y-} R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{1-} R_{2+} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1 \end{array} \right) \\ + \left(\begin{array}{l} C_{3y} G_{+} G_{y-} R_{2+} + C_{2+} G_{y-} G_{y-} R_{2+} + C_1 G_{+} G_{y-} R_{2+} R_1 + C_{y-} R_{2+} G_{+} G_{y-} \\ + C_1 R_{2+} G_{+} G_{y-} + C_{3y} G_{y-} + C_1 G_{y-} G_{y-} R_1 + C_{y-} G_{y-} + C_1 G_{y-} + g_{m1} g_{m2} C_1 R_1 \end{array} \right) \end{array} \right] = 0 \quad (3.155)$$

จากสมการที่ (3.155) จัดรูปสมการจะได้สมการความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (3.156)

$$\omega = \frac{\left(\begin{array}{l} C_{3y} G_{+} G_{y-} R_{2+} + C_{2+} G_{y-} G_{y-} R_{2+} + C_1 G_{+} G_{y-} R_{2+} R_1 + C_{y-} R_{2+} G_{+} G_{y-} \\ + C_1 R_{2+} G_{+} G_{y-} + C_{3y} G_{y-} + C_1 G_{y-} G_{y-} R_1 + C_{y-} G_{y-} + C_1 G_{y-} + g_{m1} g_{m2} C_1 R_1 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{1-} R_{2+} + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2+} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2+} G_{+} R_1 \\ + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2+} G_{y-} R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{1-} R_{2+} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1 \end{array} \right)} \quad (3.156)$$

จากสมการที่ (3.153) พิจารณาสถาปัตยกรรมจริงที่ทำให้สมการเป็นจริงจะได้ตั้งสมการที่ (3.157)

$$\left[\begin{array}{l} s^4 C_1 C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2+} R_1 \\ + s^2 \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} G_{y-} G_{y-} R_{2+} R_1 + C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{2+} + C_1 C_{3y} G_{+} G_{y-} R_{2+} R_1 \\ + C_1 C_{3y} R_{2+} G_{+} + C_1 C_{2+} R_{2+} G_{y-} + C_1 C_{y-} R_{2+} G_{+} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_{1-} R_{2+} G_{+} \\ + C_{2+} C_{1-} R_{2+} G_{y-} + C_1 C_{3y} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_{y-} + C_1 C_{y-} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_1 \end{array} \right) \\ + G_{+} G_{y-} G_{y-} R_{2+} + G_{y-} G_{y-} + g_{m1} g_{m2} \end{array} \right] = 0 \quad (3.157)$$

จากสมการที่ (3.157) เมื่อแทน $s=j\omega$ และจัดรูปสมการจะได้ตั้งสมการที่ (3.158)

$$\left[\begin{array}{l} -\omega^4 C_1 C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} R_1 \\ -\omega^2 \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} G G_{y-} R_{2^*} R_1 + C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} G G_{y-} R_{2^*} R_1 \\ + C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G + C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} + C_1 C_{y-} R_{2^*} G G_{y-} R_1 + C_{3y} C_1 R_{2^*} G_{y-} \\ + C_{2+} C_1 R_{2^*} G_{y-} + C_1 C_{3y} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_{y-} + C_1 C_{y-} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_1 \\ + G G_{y-} G_{y-} R_{2^*} + G G_{y-} + g_{m1} g_{m2} \end{array} \right) \end{array} \right] = 0 \quad (3.158)$$

จากสมการที่ (3.158) แทน ω ด้วยสมการที่ (3.156) และจัดรูปสมการ จะได้สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.159)

$$\left[\begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} C_{3y} G G_{y-} R_{2^*} + C_{2+} G G_{y-} R_{2^*} + C_1 G G G_{y-} R_{2^*} R_1 \\ + C_{y-} R_{2^*} G G_{y-} + C_1 R_{2^*} G G_{y-} + C_{3y} G_{y-} + C_1 G G_{y-} R_1 \\ + C_{y-} G_{y-} + C_1 G_{y-} + g_{m1} g_{m2} C_1 R_1 \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{2^*} R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} R_1 + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} R_1 \\ + C_{2+} C_{3y} C_1 R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1 \end{array} \right) \\ + \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} G G_{y-} R_{2^*} R_1 + C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{2^*} + C_1 C_{3y} G G_{y-} R_{2^*} R_1 \\ + C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G + C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} + C_1 C_{y-} R_{2^*} G G_{y-} R_1 + C_{3y} C_1 R_{2^*} G_{y-} \\ + C_{2+} C_1 R_{2^*} G_{y-} + C_1 C_{3y} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_{y-} + C_1 C_{y-} G_{y-} R_1 + C_{3y} C_1 \end{array} \right) \end{array} \right] \geq \left[\begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} C_{3y} G_{y-} R_{2^*} R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} \\ + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} R_1 + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} R_1 \\ + C_{2+} C_{3y} C_1 R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1 \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{l} G G_{y-} G_{y-} R_{2^*} + G G_{y-} + g_{m1} g_{m2} \end{array} \right) \left(\begin{array}{l} C_1 C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} R_1 + C_{2+} C_{3y} C_{y-} R_{2^*} \\ + C_1 C_{3y} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} R_1 + C_1 C_{2+} C_{y-} R_{2^*} G_{y-} R_1 \\ + C_{2+} C_{3y} C_1 R_{2^*} + C_1 C_{3y} C_{y-} R_1 \end{array} \right) \end{array} \right] \quad (3.159)$$

จากสมการที่ (3.153) (3.156) และ (3.159) จะพบว่าค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่ x , $-y$ และ x มีผลต่อสมการลักษณะสมบัติ ทำให้ส่งผลต่อสมการเงื่อนไขและสมการความถี่ ส่งผลต่อการทำงานของวงจร ทำให้สัญญาณไซน์ที่ได้มีความถี่เบี่ยงเบนไปจากค่าในอุดมคติ



บทที่ 4

ผลการศึกษาและวิเคราะห์ข้อมูล

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์โดยใช้วงจรถ่ายผ่านแถบความถี่และวงจรถ่ายสัญญาณไซน์อันดับสาม เพื่อเป็นการตรวจสอบและยืนยันสมรรถนะของวงจรถ่ายทั้งสอง ว่าเป็นไปตามหลักการที่ได้สังเคราะห์ วิเคราะห์และออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ ในบทที่ 3 โดยจะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายด้วยโปรแกรม PSpice และการทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายด้วยการต่อจริง

4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรถ่ายผ่านอันดับสอง

การทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรถ่ายผ่านอันดับสอง ตามภาพที่ 3.4 จะต้องออกแบบโดยการกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรจากสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.36) และสมการความถี่สัญญาณตามสมการที่ (3.37) เพื่อให้ง่ายต่อการจำลองและทดลองในการออกแบบผู้จัดทำจึงได้ออกแบบให้วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 160kHz โดยกำหนดให้ $R_1=R_2=1k\Omega$ ดังนั้น จากสมการที่ (2.18) จะออกแบบได้กระแสไบอัสจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (4.1) จะแสดงได้ดังนี้

$$I_B \geq \frac{3}{10 \cdot 1k} \geq 300\mu A \quad (4.1)$$

และหาค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรโดยกำหนดให้ $C=C_1=C_2$ จากความถี่ของสัญญาณดังสมการที่ (4.2)

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 160k} = 0.995nF \approx 1nF \quad (4.2)$$

ดังนั้น จะต้องกำหนดค่าอุปกรณ์ $R=R_1=R_2=1k\Omega$ และ $C=C_1=C_2=1nF$ โดยที่จะต้องไบอัสกระแส $I_B \geq 300\mu A$ จึงจะให้กำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ $f_0=160kHz$ ในทางอุดมคติ จากข้อมูลที่ได้ ออกแบบจะนำไปทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการจำลองผลและการทดลองต่อไป

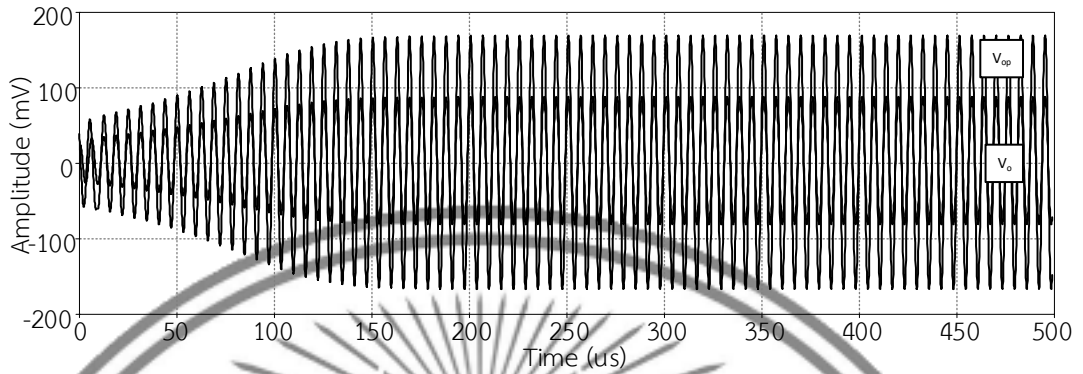
4.1.1 ผลการทดสอบสมรรถนะด้วยการจำลองผลในโปรแกรม PSpice

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองแถบผ่านอันดับสอง ซึ่งอุปกรณ์แอกทิฟของวงจรจะใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ นั่นคือ LT1228 ต่อกับตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และไบอัสกระแสแบบกระแสตรง โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ โดยจะกำหนดค่าอุปกรณ์จากการออกแบบตามสมการที่ (4.1) และ (4.2) แสดงค่าดังตารางที่ 4.1

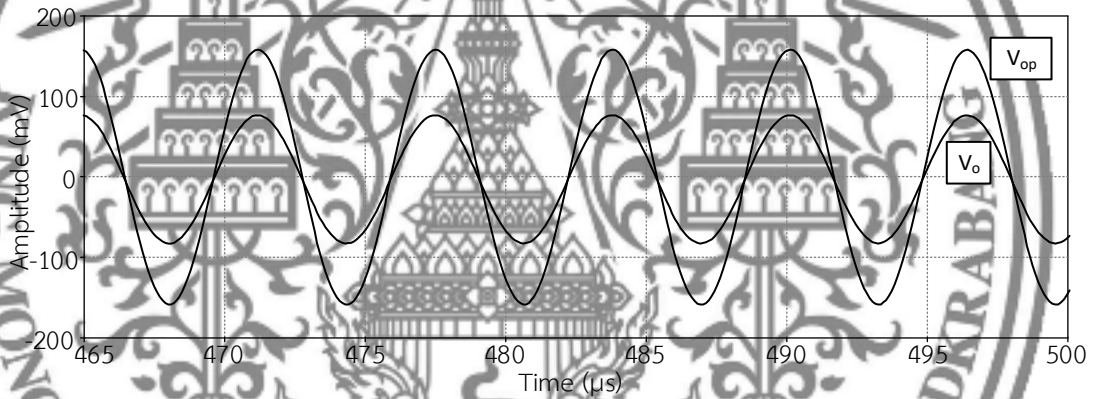
ตารางที่ 4.1 การกำหนดค่าอุปกรณ์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรกรองแถบผ่านอันดับสองที่ใช้จำลองผลในโปรแกรม PSpice

อุปกรณ์ที่ต่อใช้งาน	ค่าอุปกรณ์ที่ต่อใช้งาน
C_1	1nF
C_2	1nF
R_1	1k Ω
R_2	1k Ω
R_f	1k Ω
R_i	1k Ω
I_{DC}	310 μA

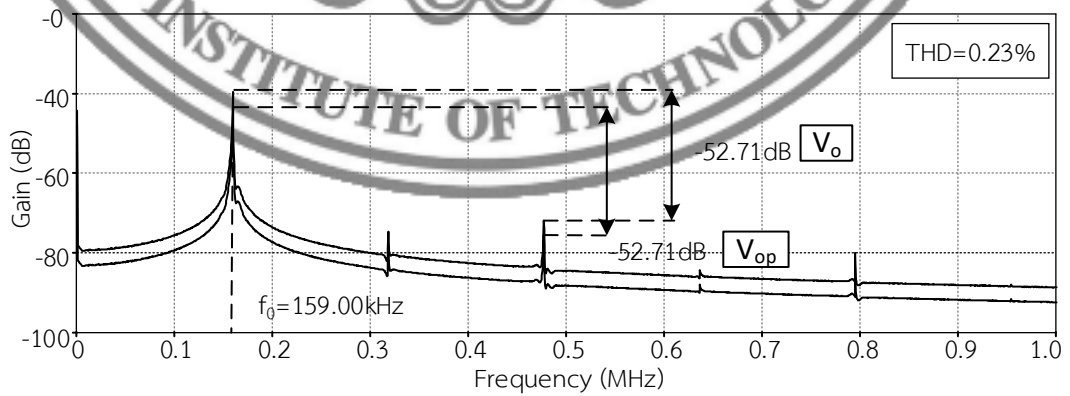
จากการกำหนดค่าอุปกรณ์ดังตารางที่ 4.1 ลงในวงจรตามการออกแบบในสมการที่ (4.1) และ (4.2) เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ V_o และ V_{op} แล้วจำลองผลการตอบสนองสนองทางเวลา (Transient) พบว่าในช่วงเริ่มต้นสัญญาณไซน์จะมีขนาดของสัญญาณไม่คงที่ เป็นแรงดันเอาต์พุตในช่วงสภาวะเริ่มต้น จากนั้นขนาดของสัญญาณจะมากขึ้นเรื่อย ๆ เมื่อเวลาผ่านไประยะหนึ่งขนาดของสัญญาณจะคงที่หรือเข้าสู่ช่วงสภาวะอยู่ตัว จะได้ผลการทดสอบดังภาพที่ 4.1



ภาพที่ 4.1 ผลการจำลองขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 1



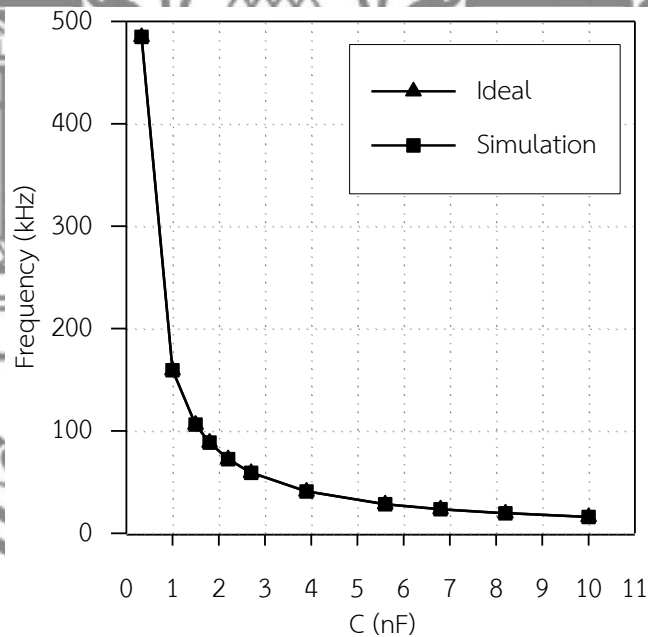
ภาพที่ 4.2 ผลการจำลองขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 1 ที่สภาวะอยู่ตัว



ภาพที่ 4.3 ผลการจำลองสเปกตรัมของวงจรที่ 1 ออกแบบที่ความถี่ 160kHz

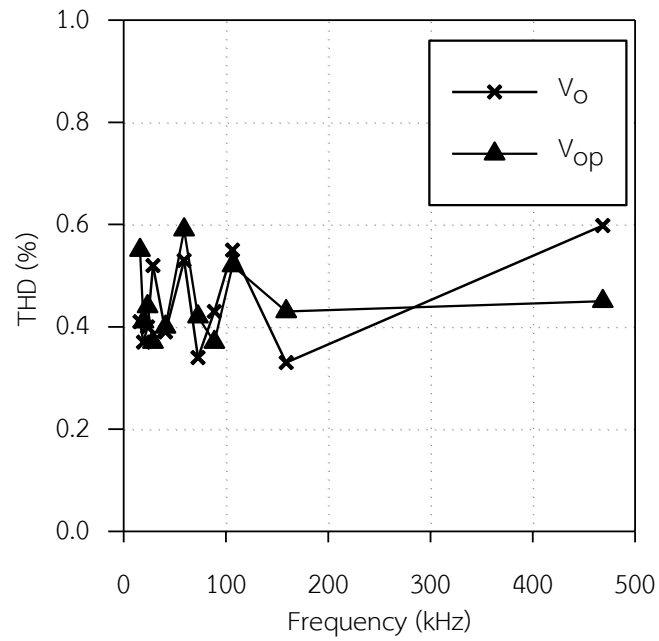
เมื่อขยายส่วนของสภาวะอยู่ตัวจะได้ดังภาพที่ 4.2 ในสภาวะอยู่ตัวจะพบว่าสัญญาณเอาต์-พุตที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ มีสเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังภาพที่ 4.3 พบว่าสัญญาณไซน์ที่ได้มีความถี่เท่ากับ 159.00kHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ในสมการที่ (4.2) คลาดเคลื่อนจากทฤษฎีอยู่ 0.63% มีขนาดสัญญาณไซน์ที่ V_o เท่ากับ $165.8mV_{p-p}$ และ V_{op} เท่ากับ $330.8mV_{p-p}$ คิดเป็นอัตราขยาย 1.99 เท่าคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีอยู่ 0.5% สอดคล้องตามสมการที่ (3.39) มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ทั้ง V_o และ V_{op} (Total Harmonic : THD) เท่ากับ 0.23%

ลำดับต่อไปจะเป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่าความจุต่อค่าความถี่ของสัญญาณ เพื่อเป็นการทดสอบการควบคุมวงจรโดยการปรับค่าความจุให้ $C=C_1=C_2$ ตั้งแต่ 0.33nF ถึง 10nF ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 4.4 พบว่าความถี่ของสัญญาณจะแปรผกผันกับค่าความจุ โดยหากค่าความจุต่ำจะทำให้ความถี่ของสัญญาณมีค่าสูง เมื่อเพิ่มค่าความจุไปเรื่อย ๆ ค่าความถี่ของสัญญาณจะลดลง สอดคล้องตามสมการที่ (3.37)

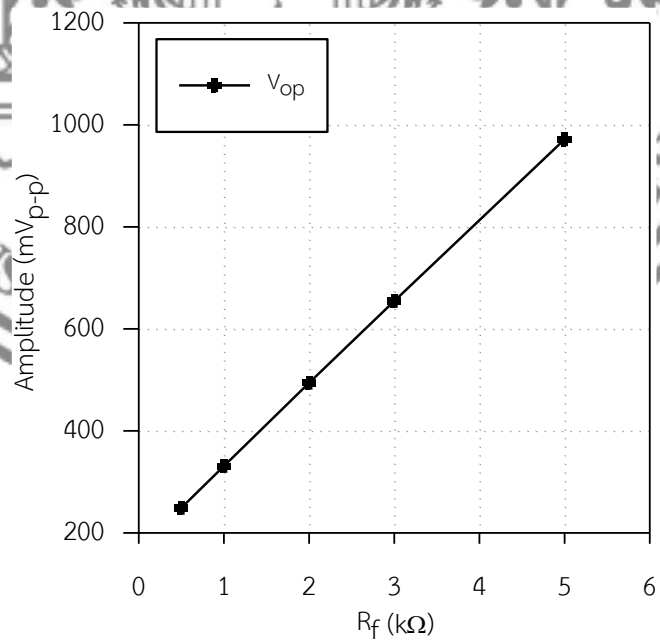


ภาพที่ 4.4 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณกับค่าความจุที่เปลี่ยนไปของวงจรที่ 1

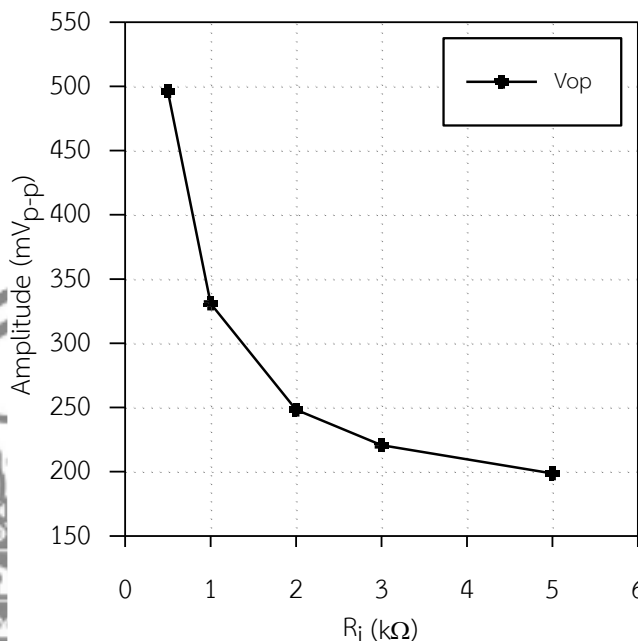
จากภาพที่ 4.5 เป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปต่อค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ พบว่าในขณะที่ค่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์มีค่าต่ำกว่าประมาณ 0.6%



ภาพที่ 4.5 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่ของสัญญาณของวงจรที่ 1



(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f



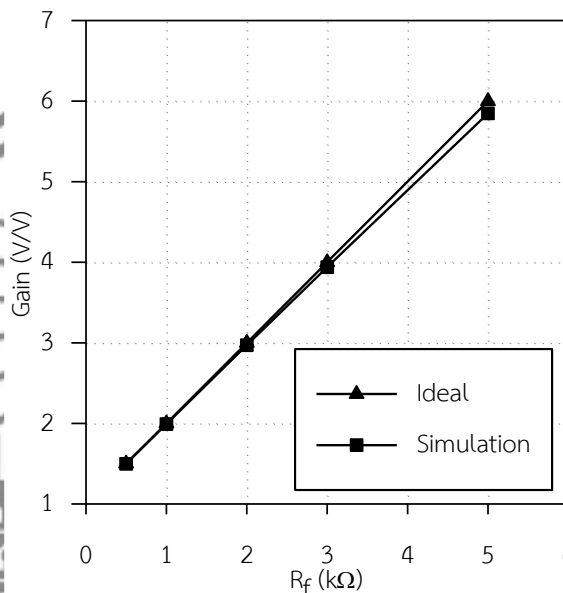
(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f

ภาพที่ 4.6 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 1

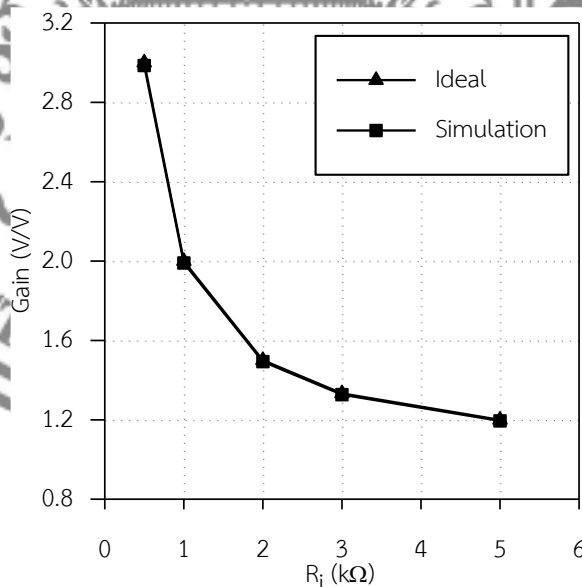
จากภาพที่ 4.6 (ก) เมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} ส่วนภาพที่ 4.6 (ข) เมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผกผันกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op}

จากภาพที่ 4.7 (ก) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าอัตราขยายที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ส่วนภาพที่ 4.7 (ข) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะลดลง

ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผกผันกับค่าอัตราขยายที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ของวงจรที่ 1



(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f



(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.7 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยายกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 1

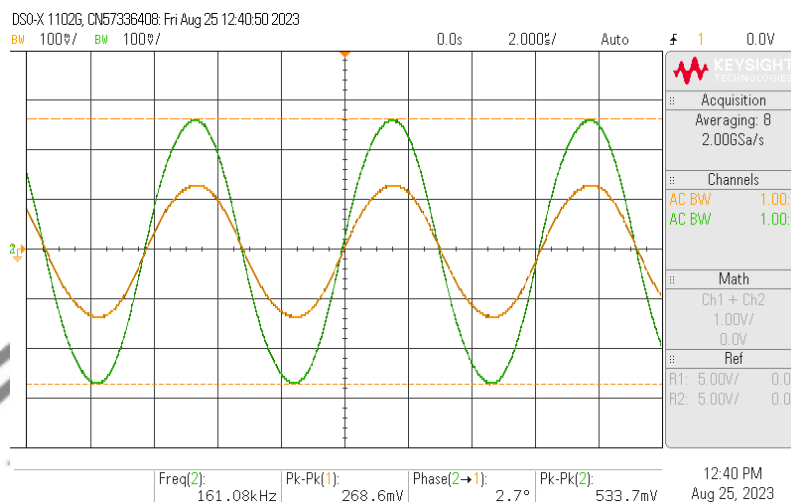
จากภาพที่ 4.6 ดังนั้นจึงสามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์โนดเอาต์พุต V_{op} ที่ตัวต้านทาน R_f และ R_i ได้อย่างเชิงเส้น ตามสมการที่ (3.39) แต่อย่างไรก็ตามการปรับค่าตัวต้านทาน R_i และ R_f ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.1.4 ในกรณีที่ต้องการต่อเป็นวงจรถยายสำหรับปรับอัตราขยายเพื่อไม่ให้ส่งผลต่อย่านความถี่ในการใช้งานตามสมการที่ (3.55) ควรให้ค่าความต้านทาน R_f คงที่ แล้วปรับที่ค่าความต้านทานที่ R_i แทน

4.1.2 ผลการทดสอบสมรรถนะด้วยการต่อวงจรจริง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรถยายกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรถอยแถบผ่านอันดับสอง ตามภาพที่ 3.4 เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงาน ซึ่งจะใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ นั่นคือ LT1228 ต่อกับตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และไบอัสกระแสแบบกระแสตรง โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ โดยจะกำหนดค่าอุปกรณ์จากการออกแบบตามสมการที่ (4.1) และ (4.2) แสดงค่าดังตารางที่ 4.1 ในหัวข้อ 4.1.1 ในการทดสอบมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ ดังนี้

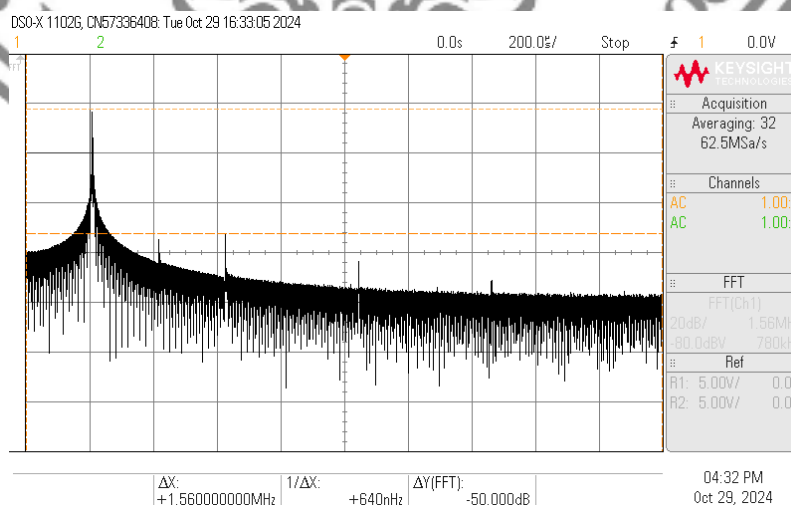
1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power Supply) ยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น GPS-330
2. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าดิจิทัลออสซิลโลสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ Keysight รุ่น DS0-X 1102G
3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ยี่ห้อ FLUKE รุ่น 115

เมื่อต่อวงจรให้เป็นไปตามสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.36) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 โดยการไบอัสกระแส I_B จะใช้ตัวต้านทาน 1 ตัวมาต่อเข้ากับขา 5 ส่วนอีกข้างของตัวต้านทานต่อกับแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อให้ได้กระแสไบอัสที่ต้องการสามารถปรับค่าเพิ่มหรือลดแรงดันที่แหล่งจ่ายแรงดันได้ โดยคำนวณจากสูตรกฎของโอห์ม $[I_B = (\text{แรงดันที่วัดจากแหล่งจ่าย-แรงดันที่ขา 5})/\text{ตัวต้านทานสำหรับไบอัส}]$ เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ V_o และ V_{op} ผลการตอบสนองทางเวลา พบว่ามีสัญญาณไซน์ปรากฏขนาดของสัญญาณคงที่ ได้ผลการทดสอบดังภาพที่ 4.8

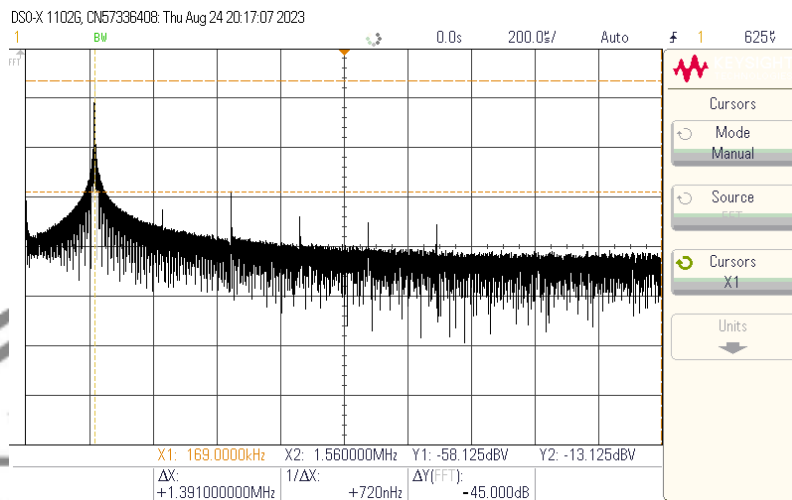


ภาพที่ 4.8 ผลการทดลองแสดงสัญญาณไซน์ในผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรที่ 1

จากภาพที่ 4.8 ในสถานะอยู่ตัวจะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ V_o และ V_{op} ได้เป็นสัญญาณไซน์ มีความถี่เท่ากับ 161.08kHz โดยคาดเคลื่อนจากทฤษฎีที่มีความถี่เท่ากับ 160kHz อยู่ 0.68% ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ในสมการที่ (4.2) และใกล้เคียงกับผลการจำลองด้วย โดยที่มีขนาดสัญญาณ V_o เท่ากับ 268.6mV_{o-p} และ V_{op} เท่ากับ 533.7mV_{p-p} มีอัตราขยายเท่ากับ 1.99 เท่า โดยคาดเคลื่อนจากทฤษฎีที่มีอัตราขยายเท่ากับ 2 เท่าอยู่ 0.5% โดยจะมีสเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังภาพที่ 4.9 มีค่าความผิดพลาดเฟสฮาร์มอนิกส์ของ V_o เท่ากับ 0.31% ในรูป (ก) และ V_{op} เท่ากับ 0.56% ในรูป (ข) ตามลำดับ

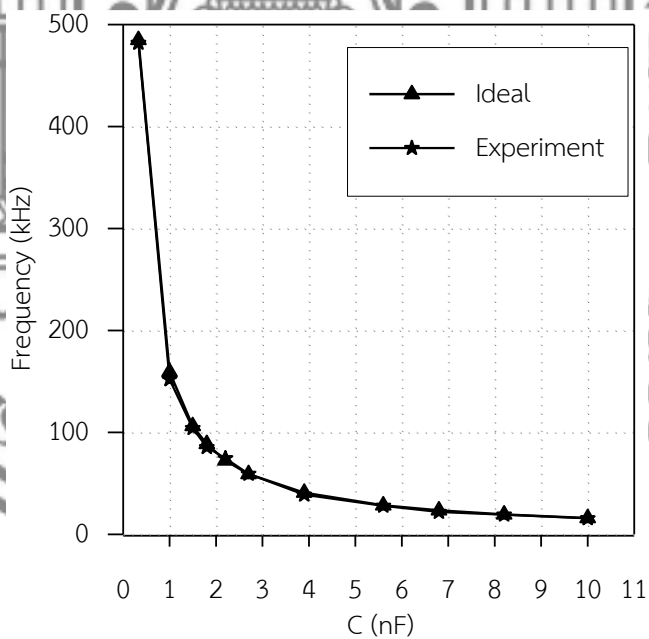


(ก) V_o



(ข) V_{op}

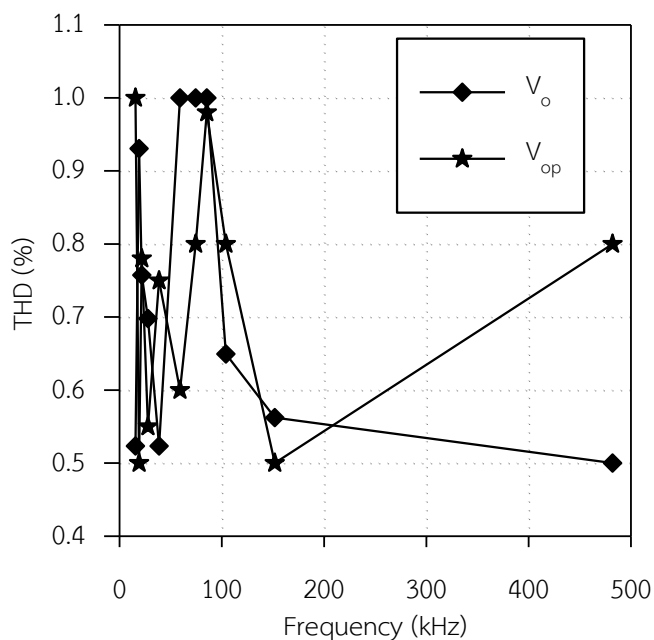
ภาพที่ 4.9 ผลการทดลองสเปกตรัมของวงจรที่ 1 ออกแบบที่ความถี่เท่ากับ 160kHz



ภาพที่ 4.10 ผลการทดลองความถี่ของสัญญาณไซน์กับตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงในการคำนวณ ทฤษฎีเทียบการทดลองต่อจริง

ลำดับต่อไปจะเป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่าความจุต่อค่าความถี่ของสัญญาณตามสมการที่ (3.37) เพื่อเป็นการทดสอบการควบคุมวงจรโดยการปรับค่าความจุให้

$C=C_1=C_2$ ตั้งแต่ 0.33nF ถึง 10nF ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 4.10 พบว่าความถี่ของสัญญาณจะแปรผกผันกับค่าความจุ โดยช่วงความถี่ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น หากค่าความจุต่ำจะทำให้ความถี่ของสัญญาณมีค่าสูง เมื่อเพิ่มค่าความจุไปเรื่อย ๆ ค่าความถี่ของสัญญาณจะลดลง



ภาพที่ 4.11 ผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่ของสัญญาณของวงจรที่ 1

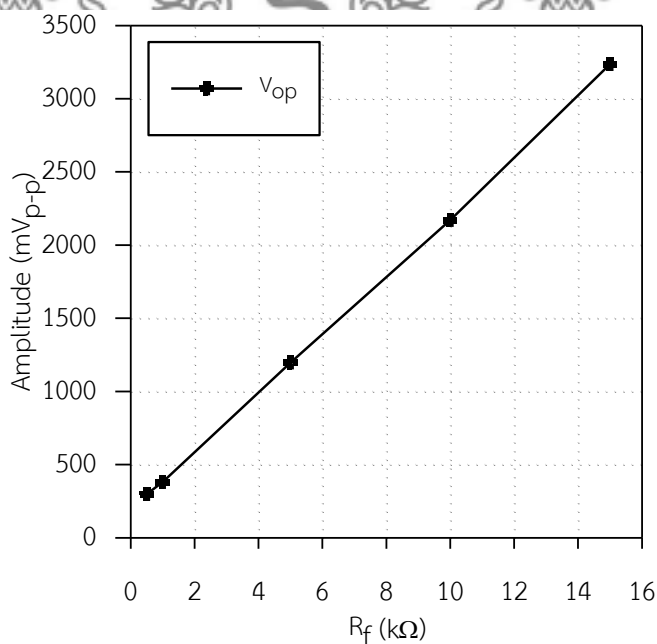
จากภาพที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปต่อค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกที่โนด V_o พบว่าในขณะที่ค่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 0.5 ถึง 1% และ V_{op} พบว่าในขณะที่ค่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 0.5 ถึง 1%

ลำดับต่อไปจะเป็นการทดสอบการทดลองปรับขนาดสัญญาณด้วยตัวต้านทาน R_f และ R_i ตั้งแต่ 500Ω ถึง 15kΩ จากภาพที่ 4.12 (ก) เมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op} ตามภาพที่ 3.2 เมื่อกำหนดให้ R_i มีค่าคงที่ ปรับค่าตัวต้านทาน R_f เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op} ส่วนภาพที่ 4.12 (ข) เมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op} ตามภาพที่ 3.2 เมื่อกำหนดให้ R_f มีค่าคงที่ ปรับค่าตัว

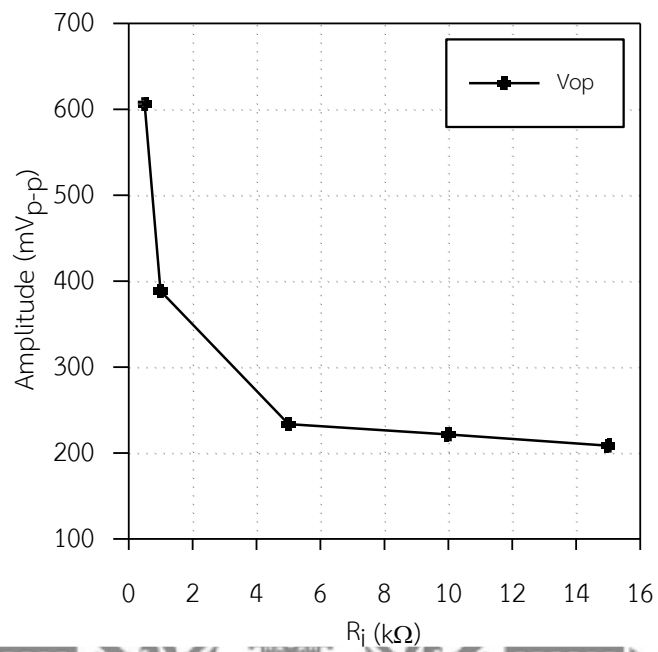
ต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผกผันกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op}

จากภาพที่ 4.13 (ก) แสดงค่าอัตราขยายโดยวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าอัตราขยายที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ส่วนภาพที่ 4.13 (ข) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผกผันกับค่าอัตราขยายที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ของวงจรที่ 1

จากภาพที่ 4.13 ดังนั้นจึงวงจรที่ 1 สามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์โหนดเอาต์พุต V_{op} ที่ตัวต้านทาน R_f และ R_f ได้อย่างเชิงเส้น ตามสมการที่ (3.39) แต่อย่างไรก็ตามการปรับค่าตัวต้านทาน R_f และ R_f ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.1.4 ในกรณีที่ต้องการต่อเป็นวงจรขยายสำหรับปรับอัตราขยายเพื่อไม่ให้ส่งผลต่อย่านความถี่ในการใช้งานตามสมการที่ (3.55) ควรให้ค่าความต้านทาน R_f คงที่ แล้วปรับที่ค่าความต้านทานที่ R_f แทน

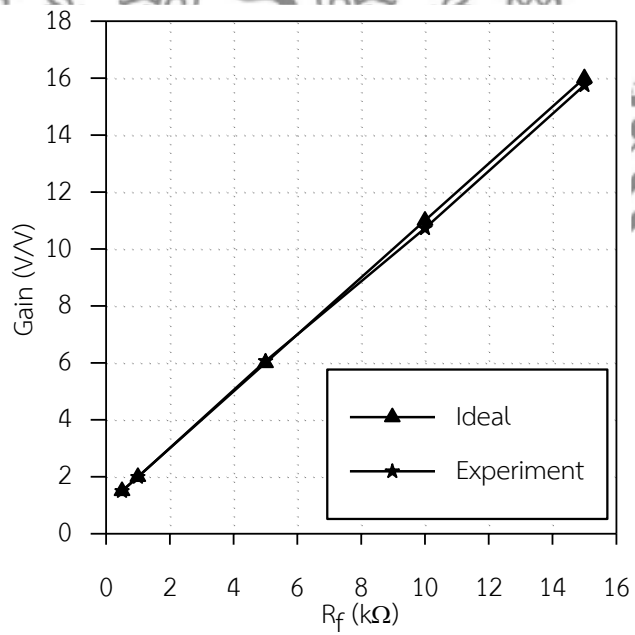


(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f

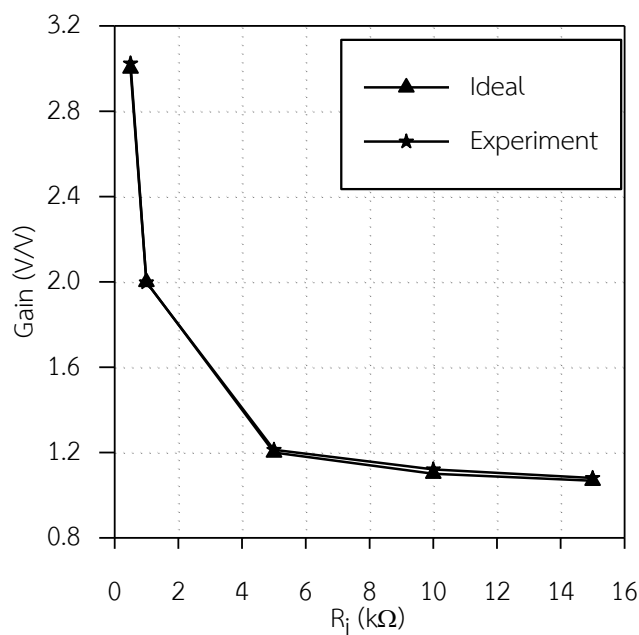


(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.12 ผลการทดลองต่อจริงของขนาดสัญญาณกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 1



(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f



(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.13 ผลการทดลองต่อจริงเทียบกับทฤษฎีค่าอัตราขยายกับค่าความต้านทาน R_i ของวงจรที่ 1

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสาม

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสาม ตามภาพที่ 3.11 จะต้องออกแบบกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรจากสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.114) และสมการความถี่สัญญาณตามสมการที่ (3.115) เพื่อให้ง่ายต่อการจำลองและทดลองในการออกแบบผู้จัดทำจึงได้กำหนดให้ $C=C_1=C_2=C_3=1\text{nF}$ และ $R_1=1\text{k}\Omega$ ดังนั้น จะคำนวณการออกแบบได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณโดยได้ $R_2 < 1\text{k}\Omega$ เล็กน้อยและจากสมการที่กล่าวถึง g_m ในสมการที่ (2.18) จึงให้ $I_B=I_{B1}=I_{B2} \approx 62.83\mu\text{A}$

ดังนั้น จะต้องกำหนดค่าอุปกรณ์ $R_1=1\text{k}\Omega$ โดยที่ $R_2 < 1\text{k}\Omega$ เล็กน้อย และ $C=C_1=C_2=C_3=1\text{nF}$ โดยที่จะออกแบบให้ไบอัสกระแส $I_B=I_{B1}=I_{B2} \approx 62.83\mu\text{A}$ จึงจะให้กำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ $f_{osc} \approx 100\text{kHz}$ จากข้อมูลที่ได้ออกแบบจะนำไปทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการจำลองผลและการทดลองต่อไป

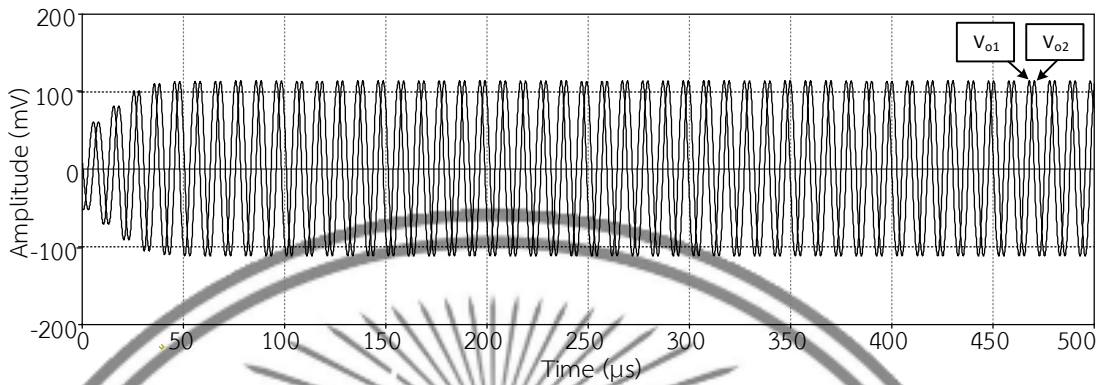
4.2.1 ผลการทดสอบสมรรถนะด้วยการจำลองผลในโปรแกรม PSpice

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสาม ซึ่งอุปกรณ์แอกทิฟของวงจรถูกจะใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ นั่นคือ LT1228 2 ตัวต่อกับตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 3 ตัว และไบอัสกระแสแบบกระแสตรง (I_{DC}) ใช้ไฟเลี้ยงวงจรถูกจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ ต่อกับอุปกรณ์ตามภาพที่ 3.11 โดยจะกำหนดค่าอุปกรณ์จากการออกแบบตามที่กล่าวในหัวข้อ 4.2 แสดงค่าดังตารางที่ 4.2

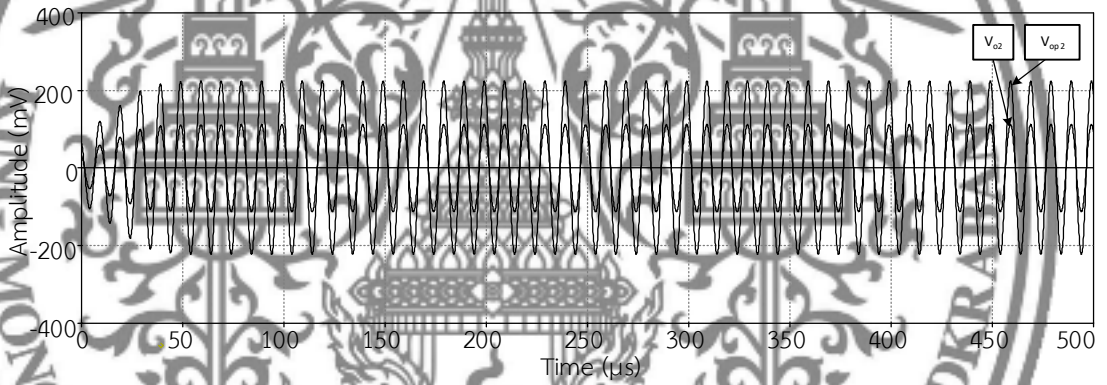
ตารางที่ 4.2 การกำหนดค่าอุปกรณ์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสามที่ใช้จำลองผลในโปรแกรม

อุปกรณ์ที่ต่อใช้งาน	ค่าอุปกรณ์ที่ต่อใช้งาน
C_1	1nF
C_2	1nF
C_3	1nF
R_1	1k Ω
R_2	$\approx 995\Omega$
R_f	1k Ω
R_i	1k Ω
I_{DC}	$\approx 62.83\mu A$

จากการกำหนดค่าอุปกรณ์ดังตารางที่ 4.2 ลงในวงจรที่ 2 ตามการออกแบบ เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ V_{o1} และ V_{o2} แล้วจำลองผลการตอบสนองสองทางเวลา (Transient) พบว่าในช่วงเริ่มต้นสัญญาณไซน์จะมีขนาดของสัญญาณไม่คงที่ เป็นแรงดันเอาต์พุตในช่วงสภาวะเริ่มต้น จากนั้นขนาดของสัญญาณจะมากขึ้นเรื่อย ๆ เมื่อเวลาผ่านไประยะหนึ่งขนาดของสัญญาณจะคงที่หรือเข้าสู่ช่วงสภาวะอยู่ตัว จะได้ผลการทดสอบดังภาพที่ 4.14

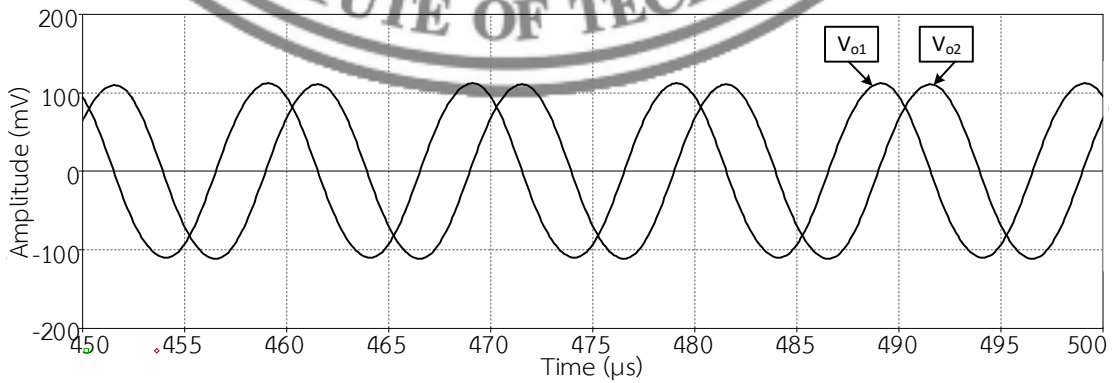


(ก) วัดเทียบ V_{o1} กับ V_{o2}

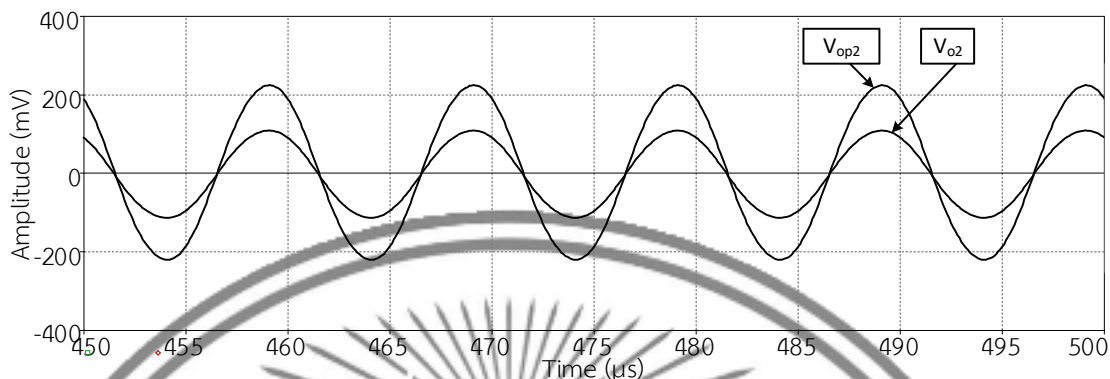


(ข) วัดเทียบ V_{o2} กับ V_{op2}

ภาพที่ 4.14 การจำลองผลขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 2



(ค) วัดเทียบ V_{o1} กับ V_{o2}

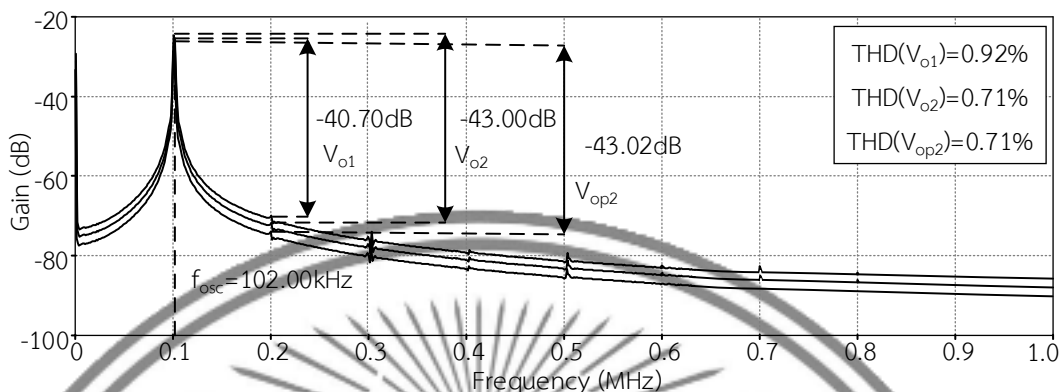


(ข) วัดเทียบ V_{o2} กับ V_{op2}

ภาพที่ 4.15 การจำลองผลขนาดสัญญาณในโดเมนเวลาของวงจรที่ 2 ที่สภาวะอยู่ตัว

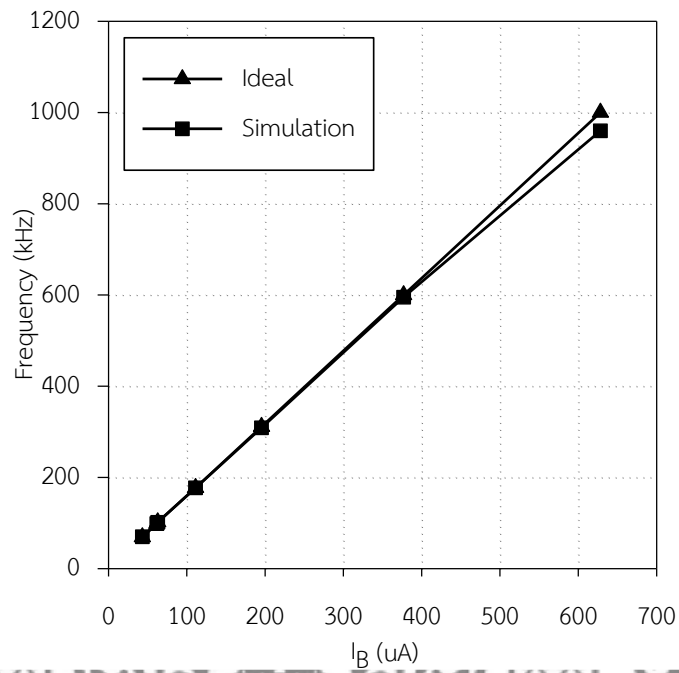
เมื่อขยายส่วนของสภาวะอยู่ตัวจะได้ดังภาพที่ 4.15 (ก) วัดเทียบ V_{o1} กับ V_{o2} ในสภาวะอยู่ตัว จะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ ที่มีเฟส V_{o1} นำหน้า V_{o2} เท่ากับ 89.85 องศา สอดคล้องกับสมการความถี่ตามสมการที่ (3.118) มีความคลาดเคลื่อนอยู่ประมาณ 1.6% และมีขนาดสัญญาณ V_{o1} เท่ากับ 222.06 mV_{p-p} ส่วน V_{o2} เท่ากับ 220.95 mV_{p-p} ซึ่งมีอัตราขยายระหว่าง V_{o1} เทียบ V_{o2} เท่ากับ 1.01 เท่า สอดคล้องกับสมการขนาดของอัตราส่วนสัญญาณไซน์ V_{o1} เทียบ V_{o2} ตามสมการที่ (3.119) มีความคลาดเคลื่อนอยู่ประมาณ 1% ภาพที่ 4.15 (ข) วัดเทียบ V_{o2} กับ V_{op2} สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ที่ไม่มีการเลื่อนเฟส มีขนาดสัญญาณ V_{o2} เท่ากับ 220.95 mV_{p-p} ส่วน V_{op2} เท่ากับ 441.85 mV_{p-p} มีอัตราขยายระหว่าง V_{op2} เทียบ V_{o2} เท่ากับ 1.9998 เท่า สอดคล้องกับสมการอัตราส่วนสัญญาณไซน์ V_{op2} เทียบ V_{o2} ตามสมการที่ (3.121) มีความคลาดเคลื่อนอยู่ประมาณ 0.01%

อีกทั้งจากภาพที่ 4.16 แสดงภาพสเปกตรัมของสัญญาณในผลตอบสนองความถี่ พบว่าสัญญาณไซน์ที่เอาต์พุต V_{o1} V_{o2} และ V_{op2} ได้มีความความถี่เท่ากับ 102.00kHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ในสมการที่ (4.2) มีความคลาดเคลื่อนอยู่ประมาณ 2% มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ เท่ากับ 0.92% 0.71% และ 0.71% ตามลำดับ

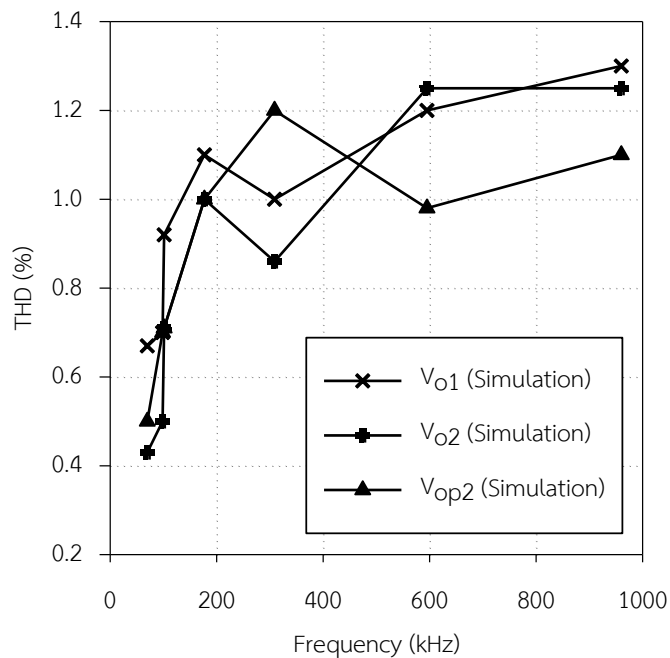


ภาพที่ 4.16 การจำลองผลสเปกตรัมของวงจรที่ 2 ออกแบบที่ความถี่ 100kHz

ลำดับต่อไปจะเป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่ากระแสไบอัส I_B ต่อค่าความถี่ของสัญญาณ ที่ได้จากเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} เพื่อเป็นการทดสอบการควบคุมความถี่ของสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสให้ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ ตั้งแต่ 62.83-628.32 μA ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 4.17 พบว่าช่วงความถี่ของสัญญาณผลิตได้อยู่ที่ 69.80-960.00 kHz ใกล้เคียงกับทฤษฎีที่ความถี่จะอยู่ในช่วง 68.94-1000kHz สอดคล้องเป็นไปตามทฤษฎีสมการที่ (3.109) โดยความถี่ของสัญญาณจะแปรผันตรงกับค่ากระแสไบอัส โดยหากกระแสไบอัสต่ำจะทำให้ความถี่ของสัญญาณมีค่าต่ำ เมื่อเพิ่มค่ากระแสไบอัสไปเรื่อย ๆ ค่าความถี่ของสัญญาณจะเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นเรื่อย ๆ แต่อย่างไรก็ตามในช่วงความถี่สูงจะเห็นว่าค่าความถี่จากการจำลองผลเริ่มเบี่ยงเบนไปจากค่าทฤษฎี ทั้งนี้เนื่องจากการเกิดค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงในตัว LT1228 ดังที่วิเคราะห์ไว้ในกรณีที่วงจรทำงานไม่เป็นอุดมคติหัวข้อ 3.2.3



ภาพที่ 4.17 ผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณกับค่าความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรที่ 2



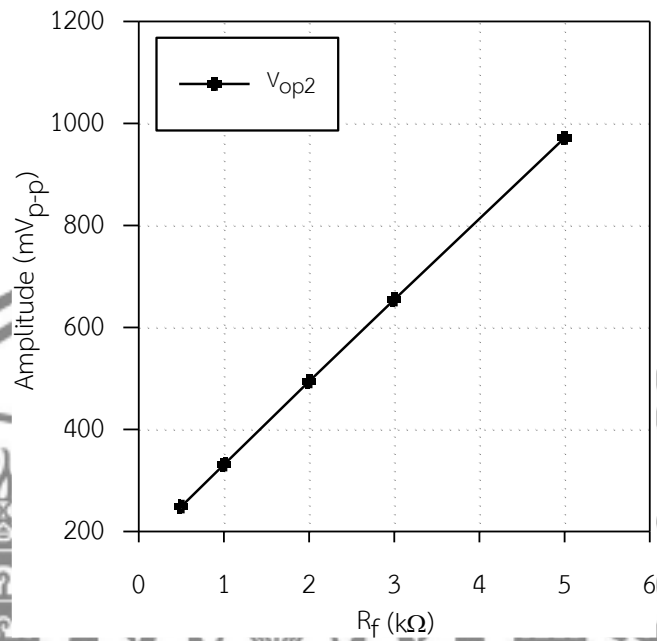
ภาพที่ 4.18 ผลการจำลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่สัญญาณของวงจรที่ 2

จากภาพที่ 4.18 เป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปต่อค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ พบว่าในขณะที่ค่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์มีค่าสูงสุดอยู่ที่ 1.30%

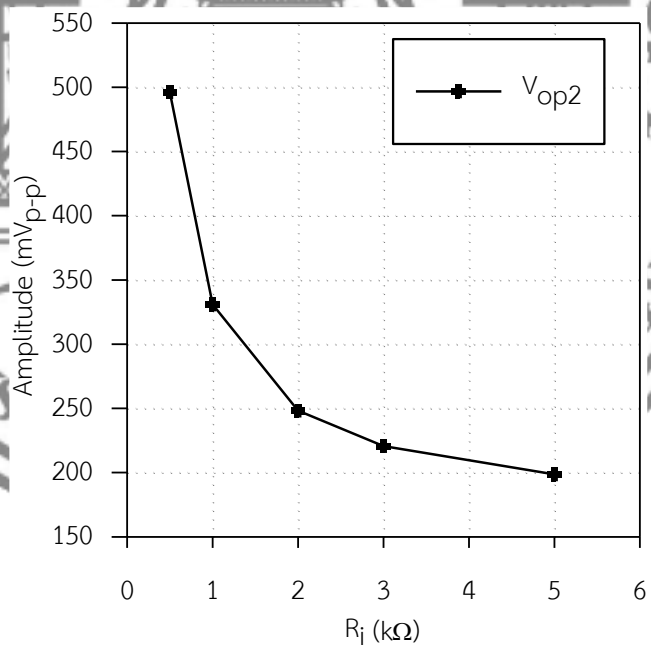
จากภาพที่ 4.19 เป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน (R_f และ R_i) กับขนาดสัญญาณที่โนด V_{op2} ตามภาพที่ 3.11 ในภาพที่ 4.19 (ก) จะวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op2} เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op2} ส่วนภาพที่ 4.6 (ข) วัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op2} เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_i เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_i ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_i แปรผกผันกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op2}

จากภาพที่ 4.20 (ก) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op2} เทียบกับ V_{o2} ตามภาพที่ 3.11 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าอัตราขยายที่โนด V_{op2} เทียบกับ V_{o2} ส่วนภาพที่ 4.7 (ข) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โนด V_{op2} เทียบกับ V_{o2} ตามภาพที่ 3.2 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_i เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_i ลดลง อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_i แปรผกผันกับค่าอัตราขยายที่โนด V_{op} เทียบกับ V_o ของวงจรที่ 1

จากภาพที่ 4.20 ดังนั้นจึงสามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์โนดเอาต์พุต V_{op2} ที่ตัวต้านทาน R_f และ R_i ได้อย่างเชิงเส้น สอดคล้องตามสมการที่ (3.120) แต่อย่างไรก็ตามการปรับค่าตัวต้านทาน R_i และ R_f ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.1.2 ในกรณีที่ต้องการต่อเป็นวงจรขยายสำหรับปรับอัตราขยายเพื่อไม่ให้ส่งผลต่อย่านความถี่ในการใช้งานตามสมการที่ (3.55) ควรให้ค่าความต้านทาน R_f คงที่ แล้วปรับที่ค่าความต้านทานที่ R_i แทน

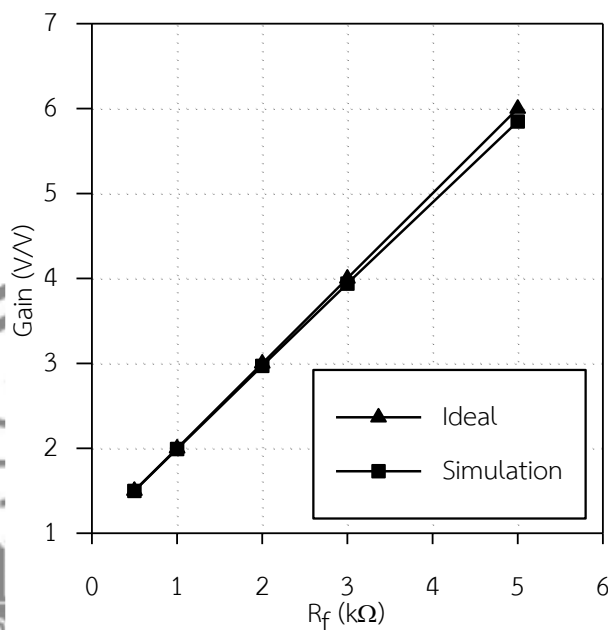


(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f

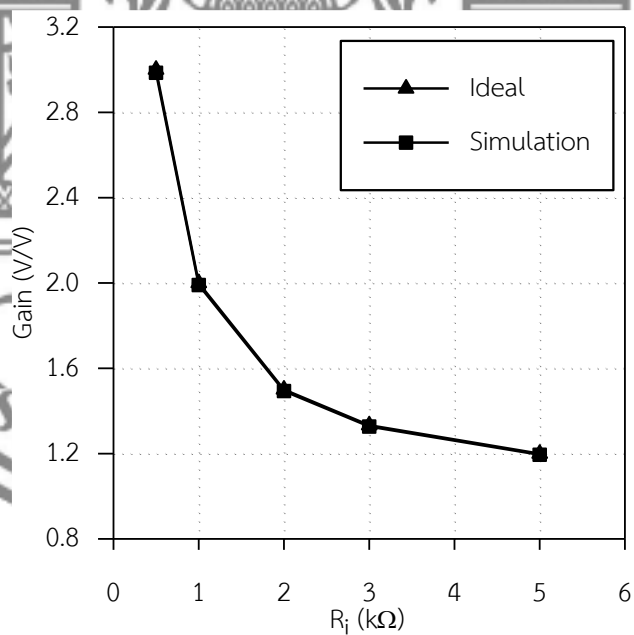


(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.19 กราฟผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 2



(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f



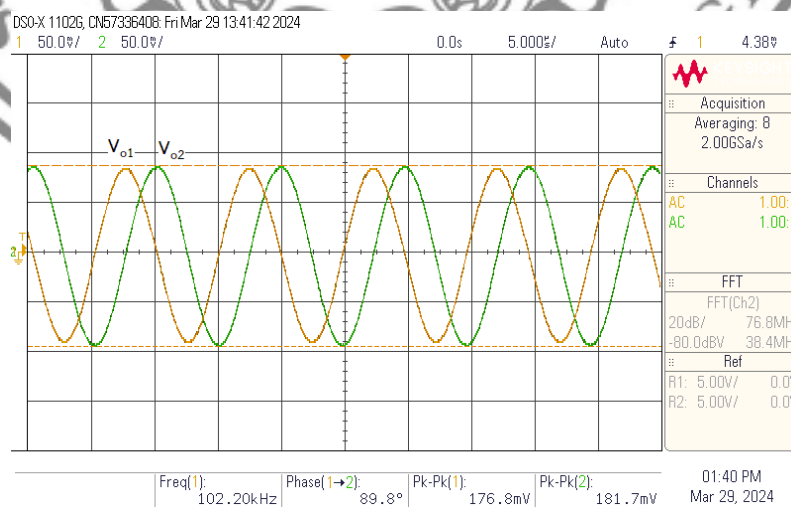
(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.20 กราฟผลการจำลองเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยายกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 2

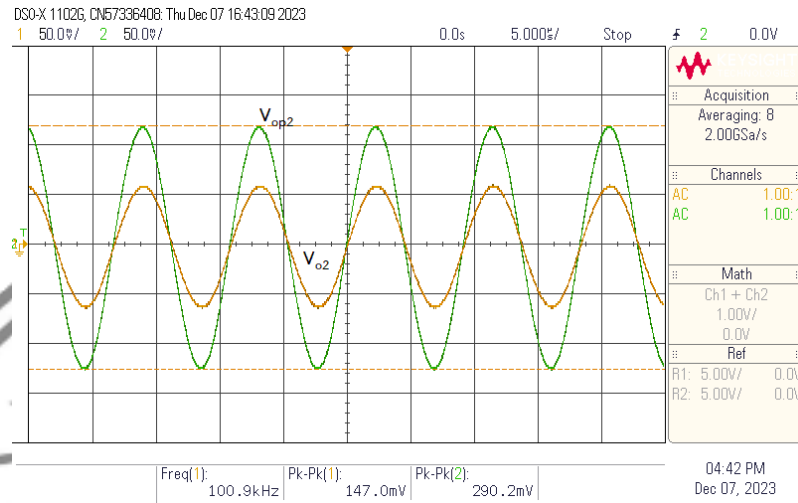
4.2.2 ผลการทดสอบสมรรถนะด้วยการต่อวงจรจริง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์อันดับสามด้วยการต่อวงจรจริง ตามภาพที่ 3.11 เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงาน ซึ่งจะใช้อิซซีที่มีในเชิงพาณิชย์ นั่นคือ LT1228 2 ตัวต่อกับตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 3 ตัว ไบอัสกระแสแบบกระแสตรง และใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ โดยจะกำหนดค่าอุปกรณ์จากการออกแบบตามหัวข้อ 4.2 แสดงค่าดังตารางที่ 4.2 ในหัวข้อ 4.2.1 ในการทดสอบมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบตามที่กล่าวในหัวข้อ 4.1.2

เมื่อต่อวงจรให้เป็นไปตามสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตามสมการที่ (3.36) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.2 เมื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ V_{o1} และ V_{o2} ผลการตอบสนองทางเวลา ได้ผลการทดสอบดังภาพที่ 4.21 (ก) พบว่าที่เอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} มีสัญญาณไซน์ปรากฏขนาดของสัญญาณคงที่อยู่ที่ $176.8mV$ และ $181.7 mV$ ตามลำดับ ซึ่งมีอัตราส่วนระหว่าง V_{o1} เทียบ V_{o2} เท่ากับ 0.97 เท่า สอดคล้องกับสมการขนาดของอัตราส่วนสัญญาณไซน์ V_{o1} เทียบ V_{o2} ตามสมการที่ (3.119) มีความคลาดเคลื่อนอยู่ประมาณ 3% อีกทั้ง V_{o1} มีเฟสหน้า V_{o2} อยู่ 89.8 องศาซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.120) ความคลาดเคลื่อนประมาณ 0.2% ในภาพที่ 4.21 (ข) วัดเทียบ V_{o2} กับ V_{op2} สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ที่ไม่มีการเลื่อนเฟสมีขนาดสัญญาณ V_{o2} เท่ากับ $147 mV_{p-p}$ ส่วน V_{op2} เท่ากับ $290.2 mV_{p-p}$ มีอัตราขยายระหว่าง V_{op2} เทียบ V_{o2} เท่ากับ 1.97 เท่า สอดคล้องกับสมการอัตราส่วนสัญญาณไซน์ V_{op2} เทียบ V_{o2} ตามสมการที่ (3.121) มีความคลาดเคลื่อนอยู่ประมาณ 1.5%



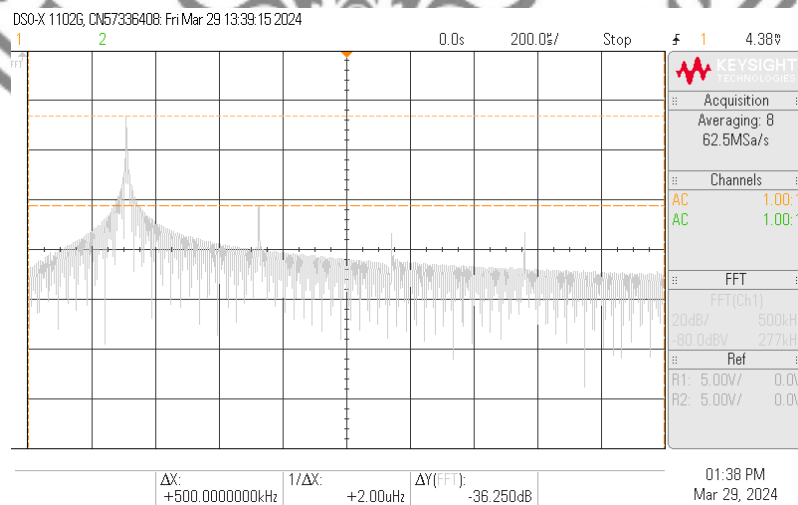
(ก) เทียบ V_{o1} กับ V_{o2}



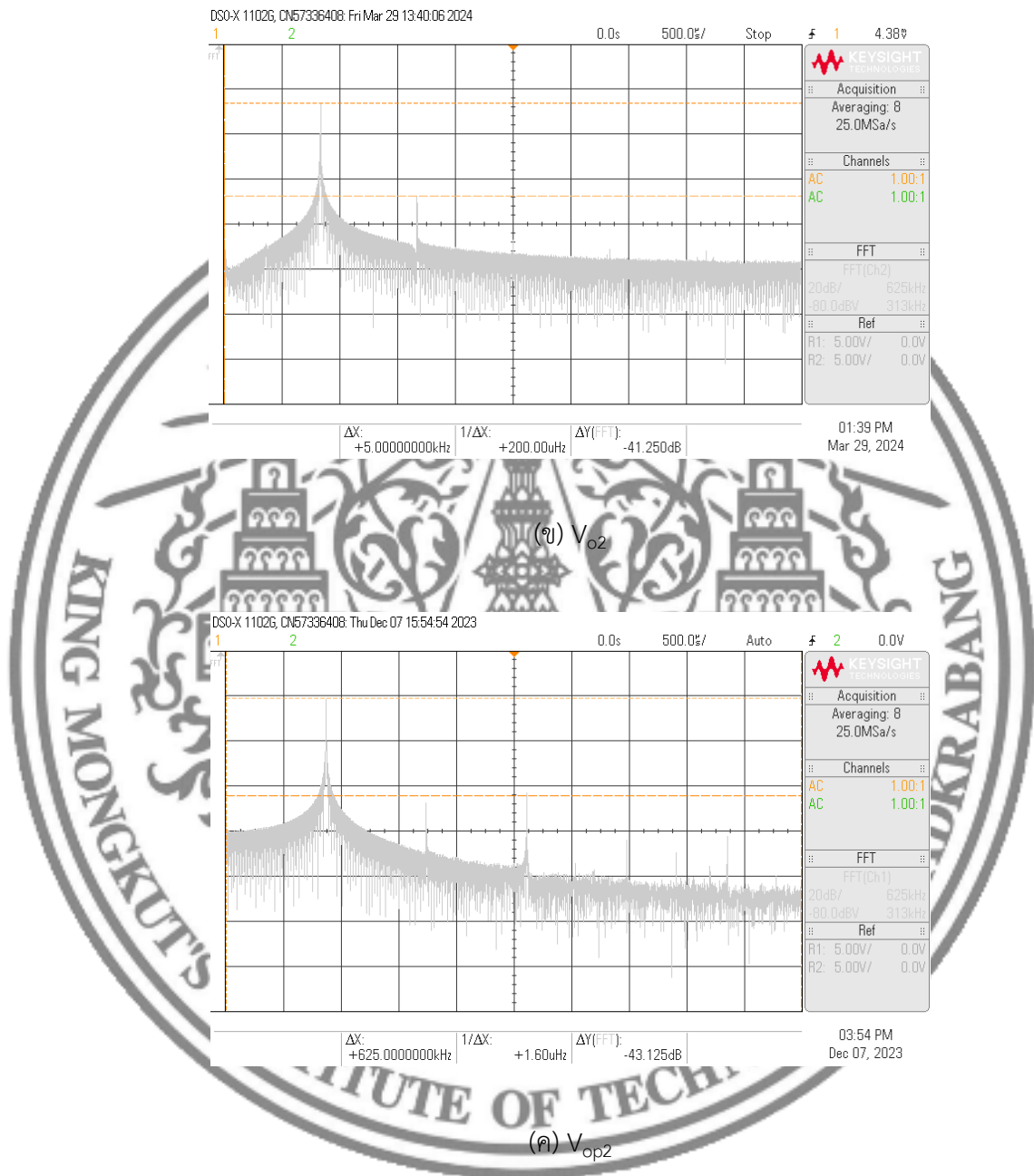
(ข) เทียบ V_{o2} กับ V_{op2}

ภาพที่ 4.21 ผลการทดลองแสดงสัญญาณไซน์ในผลการตอบสนองทางเวลาของวงจรที่ 2

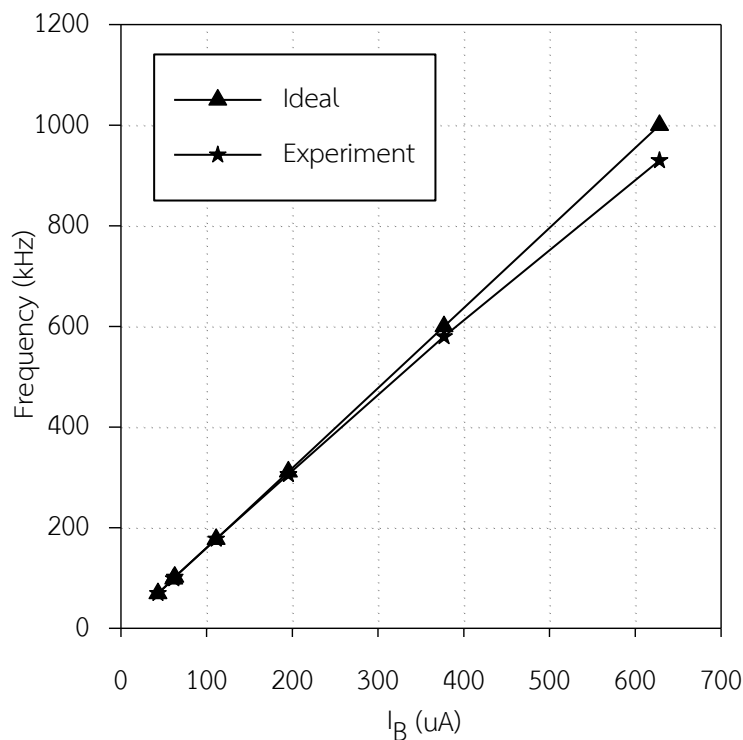
ภาพที่ 4.21 (ก) ในสถานะอยู่ตัวจะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ มีความถี่เท่ากับ 102.20kHz โดยคาดเคลื่อนจากทฤษฎีอยู่ 2.20% ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ในหัวข้อ 4.2 ตามสมการที่ (3.115) และใกล้เคียงกับผลการจำลองด้วย โดยจะมีสเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังภาพที่ 4.22 มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ V_{o1} V_{o2} และ V_{op2} เท่ากับ 1.54% 0.87% และ 0.70% ตามลำดับ



(ก) V_{o1}

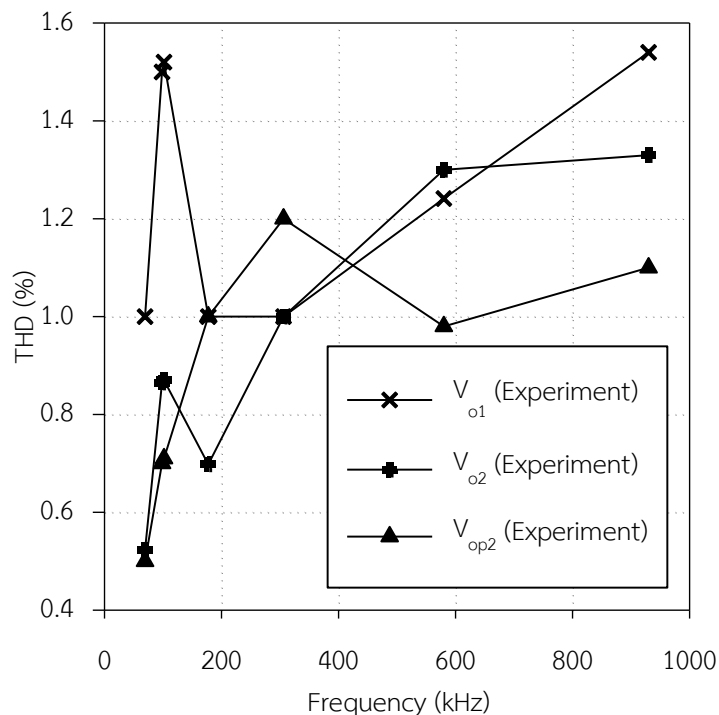


ภาพที่ 4.22 ผลการทดลองแสดงสเปกตรัมของวงจรที่ 2 ออกแบบที่ความถี่เท่ากับ 100kHz



ภาพที่ 4.23 ผลการทดลองเปรียบเทียบความถี่ของสัญญาณไซน์กับตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนไปในการคำนวณทฤษฎีเทียบการทดลองต่อจริงวงจรที่ 2

ลำดับต่อไปจะเป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบอัส I_B ต่อค่าความถี่ของสัญญาณ ที่ได้จากเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} เพื่อเป็นการทดสอบการควบคุมความถี่ของสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสให้ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ ตั้งแต่ 62.83 - $628.32 \mu\text{A}$ ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 4.23 พบว่าช่วงความถี่ของสัญญาณผลิตได้อยู่ที่ 69.38 - 930 kHz ใกล้เคียงกับทฤษฎีที่ความถี่จะอยู่ในช่วง 68.94 - 1000 kHz ที่สอดคล้องตามทฤษฎีสมการที่ (3.109) โดยความถี่ของสัญญาณจะแปรผันตรงกับค่ากระแสไบอัส โดยหากกระแสไบอัสต่ำจะทำให้ความถี่ของสัญญาณมีค่าต่ำ เมื่อเพิ่มค่ากระแสไบอัสไปเรื่อย ๆ ค่าความถี่ของสัญญาณจะเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นเรื่อย ๆ แต่อย่างไรก็ตามในช่วงความถี่สูงจะเห็นว่าค่าความถี่จากการจำลองผลเริ่มเบี่ยงเบนไปจากค่าทฤษฎี ทั้งนี้เนื่องจากการเกิดค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงในตัว LT1228 ดังที่วิเคราะห์ไว้ในกรณีทีวงจรทำงานไม่เป็นอุดมคติหัวข้อ 3.2.3



ภาพที่ 4.24 ผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่าง THD กับความถี่ของสัญญาณของวงจร ที่ 2

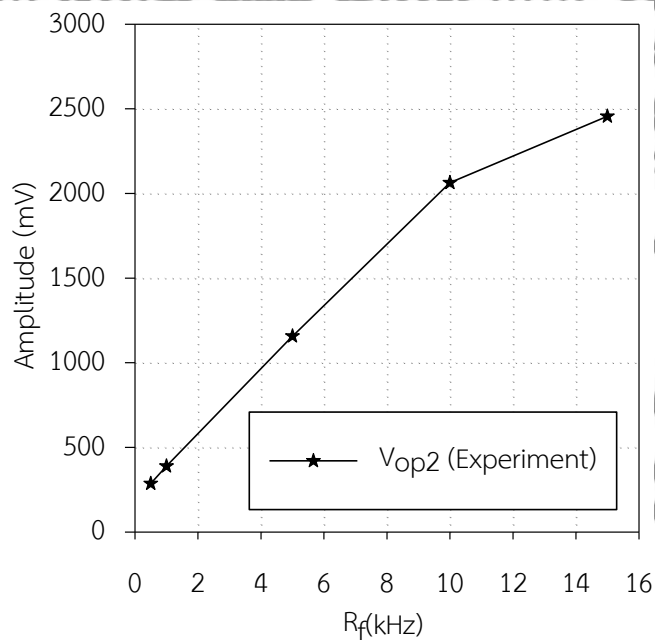
จากภาพที่ 4.24 เป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปต่อค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิก พบว่าในขณะที่ค่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 1.53%

จากภาพที่ 4.25 เป็นการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน (R_f และ R_i) กับขนาดสัญญาณที่โหนด V_{op2} ตามภาพที่ 3.11 ในภาพที่ 4.25 (ก) จะวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op2} เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op2} ส่วนภาพที่ 4.25 (ข) วัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op2} เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_i เพิ่มขึ้น ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_i ลดลง ขนาดของสัญญาณไซน์จะมีขนาดเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_i แปรผกผันกับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op2}

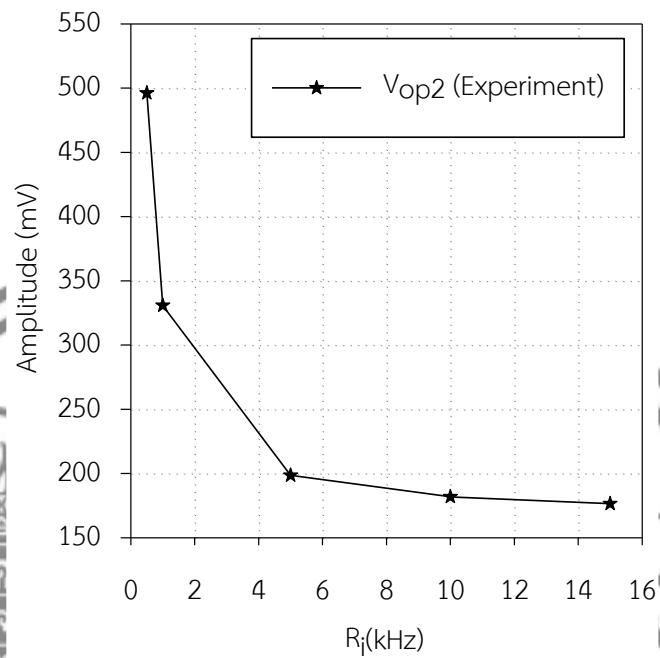
จากภาพที่ 4.26 (ก) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op2} เทียบกับ V_{o2} ตามภาพที่ 3.11 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้าม

เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะลดลง จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผันตรงกับค่าอัตราขยายที่โหนด V_{op2} เทียบกับ V_{o2} ส่วนภาพที่ 4.26 (ข) แสดงค่าอัตราขยายเมื่อวัดขนาดของสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{op2} เทียบกับ V_{o2} ตามภาพที่ 3.11 เมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f เพิ่มขึ้น อัตราขยายจะลดลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับค่าตัวต้านทานที่ R_f ลดลง อัตราขยายจะเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานที่ R_f แปรผกผันกับค่าอัตราขยายที่โหนด V_{op} เทียบกับ V_o ของวงจรที่ 2

จากภาพที่ 4.26 ดังนั้นจึงสามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์โหนดเอาต์พุต V_{op2} ที่ตัวต้านทาน R_f และ R_i ได้อย่างเชิงเส้น สอดคล้องตามสมการที่ (3.120) และการจำลองผลในหัวข้อ 4.2.1 แต่อย่างไรก็ตามการปรับค่าตัวต้านทาน R_f และ R_i ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 3.1.2 ในกรณีที่ต้องการต่อเป็นวงจรขยายสำหรับปรับอัตราขยายเพื่อไม่ให้ส่งผลต่อย่านความถี่ในการใช้งานตามสมการที่ (3.55) ควรให้ค่าความต้านทาน R_f คงที่ แล้วปรับที่ค่าความต้านทานที่ R_i แทน

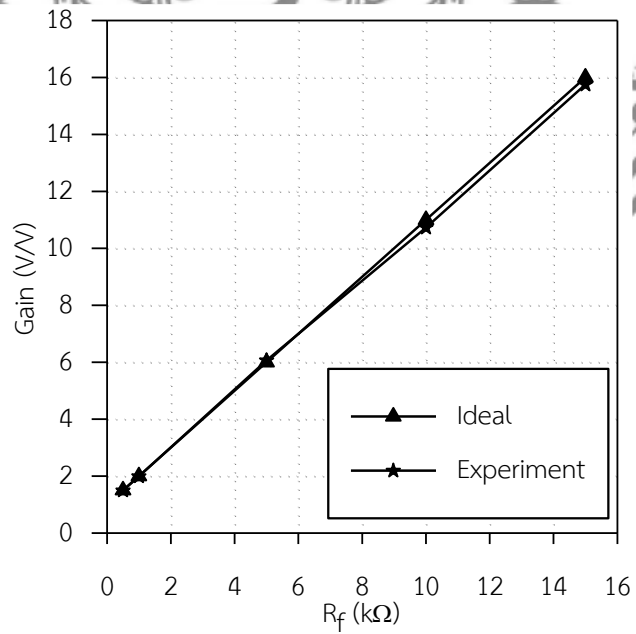


(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f

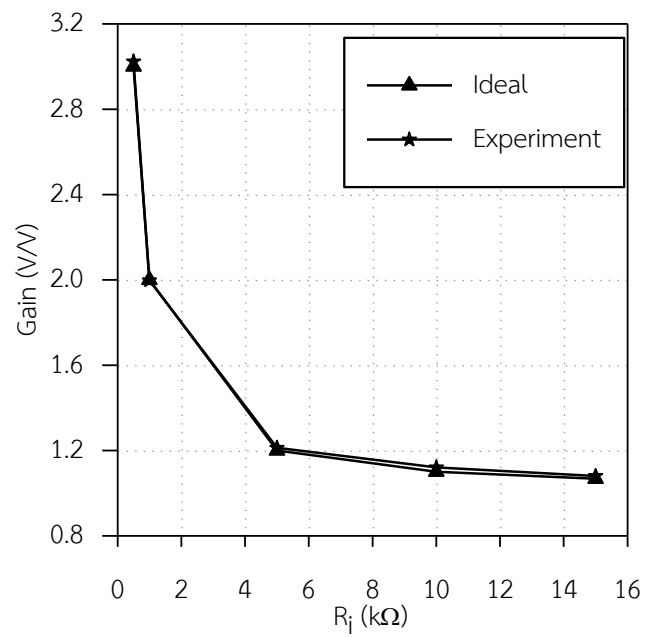


(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.25 ผลการทดลองต่อจริงแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 2



(ก) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_f



(ข) เมื่อปรับค่าความต้านทานที่ R_i

ภาพที่ 4.26 ผลการทดลองต่อจริงเทียบกับทฤษฎีแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยายกับค่าความต้านทานของวงจรที่ 2

บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้ ผู้จัดทำได้นำเสนอวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบจำนวน 2 วงจร วิเคราะห์การทำงานทั้งที่เป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ จากนั้นทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริง ในบทที่ผ่านมา เมื่อได้ผลการทดสอบแล้วว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ออกแบบไว้ จึงนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้ วงจรที่นำเสนอมีสองวงจร ได้แก่ (1) วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้หลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสอง โดยใช้อุปกรณ์ LT1228 ที่มีขายในเชิงพาณิชย์ เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ การสังเคราะห์วงจรรองนี้อาศัยหลักการของหลักการป้อนกลับวงจรรองความถี่แถบผ่านอันดับสองไปยังวงจรขยาย เมื่อสังเคราะห์วงจรตามหลักการดังกล่าวจะได้โครงสร้างวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ประกอบไปด้วย LT1228 1 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุอีก 3 ตัว วงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ 1 สัญญาณโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ การควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการแบบอิเล็กทรอนิกส์ การควบคุมค่าความถี่ของสัญญาณสามารถปรับที่ตัวเก็บประจุ การควบคุมขนาดสัญญาณสามารถควบคุมได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณ การทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอผ่านการจำลองโปรแกรม PSpice และการทดลองต่อจริง โดยใช้ LT1228 พบว่า ผลการจำลองและการต่อจริงมีสมรรถนะของวงจรสอดคล้องที่ได้คาดการณ์ไว้ในทางทฤษฎี อย่างไรก็ตามวงจรที่นำเสนอยังไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ ควบคุมค่าความถี่ของสัญญาณได้ยากเนื่องจากต้องปรับที่ตัวเก็บประจุ

เนื่องจากวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ได้นำเสนอวงจรที่ 1 ยังไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ ควบคุมค่าความถี่ของสัญญาณได้ยากเนื่องจากต้องปรับที่ตัวเก็บประจุผู้จัดทำได้นำเสนอวงจรที่ (2) ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ที่ใช้ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ การสังเคราะห์วงจรกรอนี้มาจากวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสีย วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย วงจรขยายรวมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียต่อรวมกัน เมื่อสังเคราะห์วงจรตามหลักการดังกล่าวจะได้โครงสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ประกอบไปด้วย LT1228 จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 3 ตัว เอาต์พุตมีอิมพีแดนซ์ต่ำ จึงสะดวกต่อการต่อкасцепกับวงจรอื่นโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ วงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อีกทั้งยังสามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ที่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยผ่านการป้อนกระแสไบอัสให้กับวงจร รวมถึงสามารถปรับขนาดสัญญาณได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณ การทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอผ่านการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice และการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง โดยใช้ไอซีที่หาได้ในเชิงพาณิชย์เบอร์ LT1228 พบว่าผลการจำลองและทดสอบสมรรถนะของวงจรสอดคล้องที่ได้คาดการณ์ไว้ในทางทฤษฎี

5.2 อภิปรายผล

การวิเคราะห์วงจรในกรณีอุดมคติกับกรณีไม่อุดมคติดังที่แสดงไว้ในบทที่ 3 นั้นแสดงถึงความแตกต่างกันของสมการซึ่งมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงในตัว LT1228 เพิ่มมา จากการทดลองทั้งการจำลองผลและการทดลองต่อจริงจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีเล็กน้อยในกรณีที่ทำงานที่ความถี่สูง จากวงจรที่ผู้จัดทำนำเสนอวงจรที่ 1 โดยใช้ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ เมื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรถูกงานวิจัยที่ได้นำเสนอมาแล้วใน 2.3.1-2.3.11 และ 2.3.13-2.3.16 จะพบว่าวงจรเหล่านั้นจะใช้ไอซีเชิงพาณิชย์มากกว่าสองตัวและ 2.3.2-2.3.10 และ 2.3.16 ใช้ไอซีต่างชนิดกัน วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ใน 2.3.1 2.3.7 2.3.15 2.3.17 2.3.18 ไม่สามารถควบคุมวงจรด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ 2.3.2 2.3.4 2.3.7-2.3.10 2.3.16 ไม่สามารถคาดเคลื่อนนำไปต่อวงจรอื่นได้จำเป็นต้องใช้บัฟเฟอร์มาต่อเพิ่ม วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ใน 2.3.1-2.3.13 2.3.15-2.3.18 ไม่สามารถปรับขนาดสัญญาณโดยไม่ส่งผล

กระทบต่อความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ รวมถึงมีผลกระทบต่อแบนด์วิธของวงจร วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ 2.3.12 2.3.17-2.3.19 ไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ได้ อย่างไรก็ตาม วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์เสนอนในวงจรที่ 1 ก็ยังมีข้อด้อยอยู่หลายประการ เช่น ยังไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ ควบคุมค่าความถี่ของสัญญาณได้ยากเนื่องจากต้องปรับที่ตัวเก็บประจุ เนื่องจากวงจรที่นำเสนอวงจรแรกยังมีข้อด้อยที่กล่าวไปข้างต้น จึงได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ 2 โดยใช้ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟเพื่อแก้จุดด้อยดังกล่าว อย่างไรก็ตาม วงจรที่นำเสนอในวงจรที่ 2 นั้นต้องใช้ LT1228 เพิ่มขึ้นเป็น 2 ตัว ตัวต้านทานเป็น 2 ตัว และตัวเก็บประจุเป็น 3 ตัว นำเสนอการเปรียบเทียบไว้ในตารางที่ 4.4



ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบงานวิจัยที่ผ่านมาโดยเลือกจากวารสารกำเนิดสติปัญญาเล่มแรกที่ใช้อธิบายเชิงพาณิชย์กับวารสารที่นำเสนอ

อ้างอิง	จำนวนไอซีเชิงพาณิชย์ในวารสารทั้งหมด	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	
							Sim.	Exp.
Herencsar, et. al. (2009 : 1708-1714)	3 (AD844)	x	/	x	x	/	/	x
Hrub, et. al. (2011 : 258-266)	3 (2 EL2082, 1 OPA860)	/	x	x	x	/	/	/
Sotner, et. al. (2011 : 317-326)	3 (1 EL2082, 2 OPA860)	/	/	x	x	/	/	/
Sotner, et. al. (2013 : 65-72)	5 (3 EL2082, 1 OPA860, 1 OPA633)	/	x	x	x	/	x	/
Sotner, et. al. (2014: 1-35)	6 (2EL2082, 1AD8138, 1VCA810, 2BUF634)	/	/	x	x	/	/	/
Sotner, et. al. (2014 : 1264-1289)	5 (3 EL2082, 2 AD8138)	/	/	x	x	/	/	/
Sotner, et. al. (2014 : 121-136)	3 (2 OPA660, 1 EL2082)	x	x	x	x	/	/	/
Sotner, et. al. (2015 : 3449-3469)	4 (1 AD830, 1 AD835, 2 EL2082)	/	x	x	x	/	x	/
Sotner, et. al. (2017 : 56-66)	5 (2 VCA810, 3 EL2082)	/	x	x	x	/	/	/
Sotner, et. al. (2018 : 1685-1694)	5 (3 AD835, 2 OPA615)	/	x	x	x	/	x	/
Wang, et. al. (2019: 2349)	5 (5 (LT1228)	/	/	x	x	/	/	/
Rungsa (2019 : 220-224)	1 (LT1228)	/	/	x	x	x	/	/
Arora (2021 : 383-409)	4 (OPA860)	/	/	x	x	/	/	/
Jaikla, et. al. (2020 : 1319)	3 (LT1228)	/	/	/	/	/	x	/
Arora and Singh (2022 : 154304)	3 (AD844)	x	/	x	x	/	/	/
Panikhom, et. al. (2023 : 40-51)	2 (1 AD844, 1 LM13700)	/	x	x	x	/	/	/

อ้างอิง	จำนวนเอซีเชิงพาณิชย์ในวงจรทั้งหมด	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	
							Sim.	Exp.
Bhaskar, et. al. (2023 : 154938)	1 (AD844)	x	/	x	x	x	x	/
Srivastava, et. al. (2024 : 155297)	1 (AD844)	x	/	x	x	x	x	/
Kulapong, et. al. (2023 : 26-32)	1 (LT1228)	/	/	/	x	x	/	/
วงจรถิ่นนำเสนอ (1)	1 (LT1228)	/	/	/	/	x	/	/
วงจรถิ่นนำเสนอ (2)	2 (LT1228)	/	/	/	/	/	/	/

5.3 ข้อเสนอแนะ

จากการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ โดยใช้ LT1228 ที่ควบคุมขนาดสัญญาณไซน์ได้ที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้านี้สามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดเหล่านั้นได้ ซึ่งมีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้จัดทำจึงขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนาและปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

5.3.1 ออกแบบวงจรให้สามารถปรับค่าความถี่ของสัญญาณและเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกัน

5.3.2 ออกแบบวงจรให้สามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ ซึ่งจะมี 2 สัญญาณให้สามารถปรับได้อิสระจากกันโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ เนื่องจากในวงจรที่นำเสนองจรที่ 2 ขนาดสัญญาณไซน์ที่โหนด V_{o1} สามารถปรับสัญญาณไซน์ได้เช่นกันโดยใช้วงจรขยายต่อจากตัวต้านทาน แต่เนื่องจากหากต่อเป็นวงจรขยายแบบที่โหนด V_{o2} จะทำให้ส่งผลกระทบต่อความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

5.3.3 ในกรณีที่เปิดใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะต้องปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณเล็กน้อยเพื่อให้กำเนิดสัญญาณไซน์ ดังนั้นจึงควรออกแบบวงจรที่ไม่ต้องคอยปรับเงื่อนไข หรืออาจจะต้องนำวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control :AGC) มาต่อเพิ่ม เพื่อแก้ไขการปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตลอด

บรรณานุกรม

- จีรสุดา เกษร. 2542. “วงจรรองความถี่และวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์.”
วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี
พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- พิพัฒน์ พรหมมี. 2566. “วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับสื่อสาร.” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- R. Senani, D. R. Bhaskar, V. K. Singh, and R. K. Sharma, *Sinusoidal Oscillators and
Waveform Generators using Modern Electronic Circuit Building Blocks*, Springer
International Publishing, 2016, pp. 3-70.
- R. Sobot, "Sinusoidal Oscillators" in *Wireless Communication Electronics: Introduction
to RF Circuits and Design Techniques*, Boston, MA: Springer US, 2012, pp. 221-
240.
- A. Yeşil, and F. Kaçar, “Current and voltage mode quadrature oscillator based on
voltage differencing buffered amplifier,” *Istanbul University - Journal of
Electrical and Electronics Engineering*, vol. 18, no. 1, pp. 6-12, 2018.
- Haykin, S. (2013). *Communication Systems* (5th ed., p. 120). Wiley.
- Lathi, B. P., & Ding, Z. (2019). *Modern Digital and Analog Communication Systems*
(5th ed., pp. 450-455). Oxford University Press.
- Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (2020). *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms,
and Applications* (5th ed., pp. 225-230). Pearson.
- Razavi, B. (2018). *Design of Analog CMOS Integrated Circuits* (2nd ed., p. 315). McGraw-
Hill.
- B. Chaturvedi, and J. Mohan, “Single active element based mixed-mode quadrature
oscillator using grounded components,” *Istanbul University - Journal of
Electrical and Electronics Engineering*, vol. 15, no. 1, pp. 1897-1906, 2015.
- R. Sotner, J. Jerabek, L. Polak, R. Prokop, and V. Kledrowetz, "Integrated Building Cells
for a Simple Modular Design of Electronic Circuits with Reduced External

Complexity: Performance, Active Element Assembly, and an Application Example," *Electronics*, vol. 8, no. 5, p. 568, 2019, doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8050568>.

Senani, R., Bhaskar, D. R., Singh, V. K., & Sharma, R. K. (2016). *Sinusoidal oscillators and waveform generators using modern electronic circuit building blocks*. Springer International Publishing.22.

Hajder, T. (2002). Higher Order loops improve phase noise of feedback oscillators. *Applied Microwave and Wireless Magazine*, pp. 24-31. Linear Technology, "LT1228 - 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control." [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1228fd.pdf>.

N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, and A. Lahiri, "New voltage-mode quadrature oscillator employing single DBTA and only grounded passive elements," *IEICE Electronics Express*, vol. 6, no. 24, pp. 1708-1714, 2009, doi: 10.1587/elex.6.1708.

Z. Hrub et al., "An Example of Easy Synthesis of Active Filter and Oscillator using Signal Flowgraph Modification and Controllable Current Conveyors," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 62, pp. 258-266, 2011, doi: 10.2478/v10187-011-0041-z.

R. Sotner, J. Jerabek, R. Prokop, and K. Vrba, "Current Gain Controlled CCTA and its Application in Quadrature Oscillator and Direct Frequency Modulator," *Radioengineering*, vol. 20, pp. 317-326, 2011.

R. Sotner, A. Lahiri, A. Kartci, N. Herencsar, J. Jerabek, and K. Vrba, "Design of Novel Precise Quadrature Oscillators Employing ECCIs with Electronic Control," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 13, pp. 65-72, 2013, doi: 10.4316/AECE.2013.02011.

R. Sotner, Z. Hrubos, N. Herencsar, J. Jerabek, T. Dostal, and 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, no. 1, pp. 1-35, 2014, doi: 10.1007/s00034-013-9623-2.
- R. Sotner, N. Herencsar, J. Jerabek, J. Koton, T. Dostal, and K. Vrba, "Electronically controlled oscillator with linear frequency adjusting for four-phase or differential quadrature output signal generation," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 42, no. 12, pp. 1264-1289, 2014, doi: 10.1002/cta.1919.
- R. Sotner, J. Jerabek, N. Herencsar, J. Petrzela, K. Vrba, and Z. Kincl, "Linearly tunable quadrature oscillator derived from LC Colpitts structure using voltage differencing transconductance amplifier and adjustable current amplifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 81, no. 1, pp. 121-136, 2014, doi: 10.1007/s10470-014-0353-6.
- R. Sotner et al., "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, no. 11, pp. 3449-3469, 2015, doi: 10.1007/s00034-015-0015-7.
- R. Sotner, N. Herencsar, J. Jerabek, L. Langhammer, and J. Polak, "On Practical Construction of Electronically Controllable Compact Current Amplifier Based on Commercially Available Elements and its Application," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 81, pp. 56-66, 2017, doi: 10.1016/j.aeue.2017.07.002.
- R. Sotner, L. Polak, J. Petrzela, and L. Langhammer, "Practical design of the voltage controllable quadrature oscillator for operation in MHz bands employing new behavioral model of variable-voltage-gain current conveyor of second generation," *Journal of Computational Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 1685-1694, 2018, doi: 10.1007/s10825-018-1256-z.
- R. Sotner, J. Jerabek, N. Herencsar, and J. Petrzela, "Methods for Extended Tunability in Quadrature Oscillators Based on Enhanced Electronic Control of Time

- Constants," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 67, no. 6, pp. 1495-1505, 2018, doi: 10.1109/TIM.2018.2799058.
- S.-F. Wang, H.-P. Chen, Y. Ku, and Y.-C. Lin, "Versatile Tunable Voltage-Mode Biquadratic Filter and Its Application in Quadrature Oscillator," *Sensors*, vol. 19, no. 10, p. 2349, 2019. doi: 10.3390/s19102349.
- S. Rungsa, "Single Commercially Available IC: LT1228 Based Sinusoidal Oscillator," *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 1, pp. 220-224, 2019, doi: 10.15199/48.2019.04.41.
- T. S. Arora, "VDCC Based Sinusoidal Oscillators Using All Grounded Capacitors: A Series of Realization," *Wireless Personal Communications*, vol. 116, no. 1, pp. 383-409, 2021, doi: 10.1007/s11277-020-07720-5.
- W. Jaikla, S. Adnan, P. Suwanjan, and M. Kumngern, "Current/Voltage Controlled Quadrature Sinusoidal Oscillators for Phase Sensitive Detection Using Commercially Available IC," *Sensors*, vol. 20, no. 5, p. 1319, 2020, doi: 10.3390/s20051319.
- T. S. Arora and A. K. Singh, "A new voltage mode sinusoidal quadrature oscillator employing second generation voltage conveyor," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 154, p. 154304, 2022, doi: 10.1016/j.aeue.2022.154304.
- S. Panikhom, A. Suksawad, T. Janda, and A. Jantakun, "A simple sinusoidal quadrature oscillator using a single active element," *EUREKA: Physics and Engineering*, pp. 40-51, 2023, doi: 10.21303/2461-4262.2023.002688.
- D. R. Bhaskar, A. Raj, R. Senani, and P. Kumar, "Single-resistance-tunable oscillators using a single CFOA and two grounded capacitors," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 172, p. 154938, 2023, doi: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2023.154938>.
- D. Kumar Srivastava, R. Senani, A. Raj, and D. Ram Bhaskar, "New explicit-current-output SRCO using a single CFOA and all grounded capacitors," *AEU - International*

Journal of Electronics and Communications, vol. 178, p. 155297, 2024, doi: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2024.155297>.

W. Kulapong, W. Jaikla, S. Siripongdee, R. Sotner, P. Suwanjan, and A. Chaichana, "A New Method to Synthesis the Sinusoidal Oscillator Based on Series Negative Resistance-Capacitance and its Implementation Using a Single Commercial IC, LT1228," *Elektron. Elektrotech.*, vol. 29, no. 3, pp. 26-32, 2023, doi: [10.5755/j02.eie.33844](https://doi.org/10.5755/j02.eie.33844).

E. Yuce, "Voltage-Mode Multifunction Filters Employing a Single DVCC and Grounded Capacitors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 7, pp. 2216-2221, 2009, doi: [10.1109/TIM.2009.2013671](https://doi.org/10.1109/TIM.2009.2013671).

W. Jaikla et al., "Single Commercially Available IC-Based Electronically Controllable Voltage-Mode First-Order Multifunction Filter with Complete Standard Functions and Low Output Impedance," *Sensors*, vol. 21, no. 21, p. 7376, 2021, doi: <https://doi.org/10.3390/s21217376>





ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

S. Duangkaew, P. Supavarasuwat, M. Siripruchyanun, R. Sotner, W. Jaikla and W. Sunthonkanokpong, "Single commercially available integrated circuit-based sinusoidal oscillators with amplitude adjustability and electronic control of condition," *Electrica*, 24(3), 799-811, 2024.



Single Commercially Available Integrated Circuit-based Sinusoidal Oscillators with Amplitude Adjustability and Electronic Control of Condition

Suleeporn Duangkaew¹, Piya Supavarasuwat¹, Montree Siripruchyanun², Roman Sotner³,
 Winaï Jaikla¹, Wisuit Sunthonkanokpong¹

¹Department of Engineering Education, School of Industrial Education and Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand
²Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand
³Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, Brno, Czech Republic

Cite this article as: S. Duangkaew, P. Supavarasuwat, M. Siripruchyanun, R. Sotner, W. Jaikla and W. Sunthonkanokpong, "Single commercially available integrated circuit-based sinusoidal oscillators with amplitude adjustability and electronic control of condition," *Electrica*, 24(3), 799-811, 2024.

ABSTRACT

This paper presents four new sinusoidal oscillators using a commercially available integrated circuit (IC). The proposed circuits are simple topologies that employ a single commercial IC, LTI228. It is connected to passive element, consisting of four resistors and two capacitors. All derived oscillator circuits have low output impedance, allowing them to connect to other circuits without requiring an additional buffer. Using an active LTI228 device enables electronic adjustment of parameters in the proposed circuits. A feedback resistor can be used to change the output signal's amplitude without affecting the oscillator's frequency or condition. We performed both simulations using the PSPICE program and experiments to confirm the accuracy of all proposed oscillator circuits. The best total harmonic distortion was 0.13% for the proposed oscillator circuit 3. Adjusting the maximum amplitude using a resistor provides a gain of roughly 1.5–16.5 dB for the proposed oscillator circuit no. 1.

Index Terms—Active building block, analog circuit, electronic Tune, LTI228, sinusoidal oscillator

1. INTRODUCTION

Sinusoidal oscillators are electronic circuits specifically designed to produce continuous-time sinusoidal waveforms. They are significant circuits in various applications, such as instrumentation, measurement, communication, control, and other electronic systems [1-4]. These circuits can generate a sinusoidal waveform with only a DC power voltage supply and no additional input voltage or current signal. In telecommunication systems, sinusoidal signals serve as carrier signals for modulation and demodulation in both the transmitter and receiver. For use in various applications, most sinusoidal oscillators are designed to obtain the capacity to tune the frequency and condition of oscillation independently. However, creating the oscillator with the simplest structure is imperative to minimize size, expenses, and power consumption for applications requiring a sine wave of a specific or single frequency. Furthermore, the oscillators should be able to adjust the amplitude of the sinusoidal output waveform, thereby avoiding the need for an additional amplifier to reduce the cost, power, and complexity of the system.

The active building block (ABB) is widely used to design various analog and mixed-mode circuits. Utilizing ABB to realize high-performance circuits can minimize external complexity by interconnecting only a few passive components. Several ABB structures have been implemented using a high number of CMOS or BJT transistors. The advantages of transistor-based ABB architectures include a low power supply, low power consumption, compact size, high speed, minimizing the impact of temperature variations and fabrication mismatches, and so on [5]. Nevertheless, ABB circuits based on CMOS technology exhibit optimal efficiency when fabricated as monolithic chips. Monolithic chips are also expensive to manufacture. For this reason, using the commercially available integrated circuit (IC)-based ABB to realize new active circuits in specific applications is more convenient and cheaper. The well-known commercially available ABBs include LF351, uA741 for operational amplifiers (opamps), AD844, OPA860, EL2082 for current conveyors (CC),

Corresponding author:

Winaï Jaikla

E-mail:

wina.ja@mit.ac.th

Received: July 14, 2024

Revision Requested: July 29, 2024

Last Revision Received: September 25, 2024

Accepted: October 11, 2024

Publication Date: November 8, 2024

DOI: 10.5152/electrica.2024.24082



Content of this journal is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License.

and LM13700, LT1228 for operational transconductance amplifiers (OTAs), AD835 for analog multiplier, etc. The LT1228 is an intriguing off-the-shelf active device. It is a modular commercial IC comprising two subparts, the OTA and the current feedback amplifier (CFA), in the same IC package. The OTA in the LT1228 IC converts the voltage difference at the input into an output current using electronically adjustable transconductance (g_m). The CFA with low-impedance outputs can serve as an exceptional amplifier or buffer for the OTA's output in voltage-mode operation [6].

Table I compares and displays the review of commercially available IC-based sinusoidal oscillators [7-26], which includes the circuits we proposed in this paper. These sinusoidal oscillators use various ICs, including AD844, AD835, AD830, EL2082, OPA860, OPA633, VCA810, and LT1228. The proposed sinusoidal oscillators in refs. [7, 9-14, 16, 18, 21-23, and 25] are quadrature oscillators, which give two output

signals with a 90-degree phase difference. Although several oscillators have been designed to enable independent adjustment of frequency and condition, some circuits use an extensive number of active devices [7-18, 20-23, 25] and several different kinds of commercially available ICs [10, 14, 20-23]. In practical applications of sinusoidal oscillators, electronic tunability is a crucial automatic feature. The works presented in refs. [10, 14, 18-21, 23, and 26] achieve the electronically controlled feature, whereas the oscillators proposed in refs. [7, 8, 9, 11-13, 15, 16, 17, 22, 24, and 25] do not. Since the voltage or current nodes of the sinusoidal oscillators proposed in refs. [10, 14, and 23] lack low or high impedance, a buffer is required to connect them to the load or next circuits. The amplitude of the sinusoidal output waveform cannot be adjusted without affecting the frequency or condition of oscillation [7-20, 22-25]. Although the proposed oscillator in ref. [21] can adjust the amplitudes of the generated sinusoidal signals, it requires an enormous number of

TABLE I. COMPARISON OF SINUSOIDAL OSCILLATORS BASED ON COMMERCIAL IC

Ref.	No. of Commercial IC	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
[7]	3 (AD844)	No	Yes	No	No	sim
[8]	2 (LT1364)	No	Yes	No	No	both
[9]	3 (AD844)	No	Yes	No	No	both
[10]	5 (3 EL2082, 1 OPA860 and 1 buffer OPA633)	Yes	No	No	No	exp
[11]	3 (AD844)	No	Yes	No	No	exp
[12]	2 (OPA860)	No	Yes	No	No	both
[13]	3 (AD844)	No	Yes	No	No	exp
[14]	4 (1 AD830, 1 AD835, 2 EL2082)	Yes	No	No	No	exp
[15]	2 (AD844)	No	Yes	No	No	exp
[16]	4 (AD844)	No	Yes	No	No	both
[17]	3 (AD844)	No	Yes	No	No	both
[18]	5 (LT1228)	Yes	Yes	No	No	both
[19]	1 (LT1228)	Yes	Yes	No	No	both
[20]	4 (OPA860)	Yes	Yes	No	No	both
[21]	3 (LT1228)	Yes	Yes	Yes	Yes	exp
[22]	3 (AD844)	No	Yes	No	No	both
[23]	2 (1 AD844, 1 LM13700)	Yes	No	No	No	both
[24]	1 (AD844)	No	Yes	No	No	exp
[25]	8 (OPA860)	No	Yes	No	No	exp
[26]	1 (LT1228)	Yes	Yes	Yes	No	both
Proposed No. 1	1 (LT1228)	Yes	Yes	Yes	No	both
Proposed No. 2	1 (LT1228)	Yes	Yes	Yes	No	both
Proposed No. 3	1 (LT1228)	Yes	Yes	Yes	No	both
Proposed No. 4	1 (LT1228)	Yes	Yes	Yes	Yes	both

(1) Electronic tune; (2) Cascadeability; (3) Gain controllability without affecting the FO and CO; (4) Gain controllability without affecting the operational frequency; (5) Testing; exp: Experiment, both: Simulation and Experiment.

commercial ICs (three LT1228s). Reference [26] reported the successful realization of a simple oscillator using a single LT1228 IC based on the negative resistance-capacitance simulator. The amplitude of the generated sinusoidal waveform in this oscillator can be adjusted without impacting the frequency or condition of the oscillation by adjusting the feedback resistor. However, changing the feedback resistor's value will impact the circuit's bandwidth.

This study proposes an extended oscillator design inspired by ref. [26] to realize simple sinusoidal oscillators using a single LT1228 IC as an active device. This paper's structure is as follows: Section II provides an overview of the commercially available LT1228 IC, the proposed sinusoidal oscillators, and the study of the parasitic impedance effect. Section III presents the simulation results of the proposed sinusoidal oscillators, as well as the experimental results of the designed circuits. Section IV presents a concise overview of the findings.

II. PROPOSED CIRCUIT

A. Overview of LT1228

The LT1228 combines a fast OTA and CFA [6]. Linear Technology manufactures this commercial IC within an eight-lead plastic dual-in-line package (PDIP). The circuit symbol used for the explanation in this paper, labeled with pin numbers, is shown in Fig. 1a, encompassing two voltage input terminals (Pin 2 marked as V_- and Pin 3 marked as V_+) that have high impedances, one current output terminal marked as the y terminal (Pin 1), which has high impedance, and two output voltage terminals marked as the x terminal (Pin 8) and w terminal

(Pin 6) that have low impedance. Additionally, the OTA's transconductance is electronically controlled by the DC bias current (I_b) entering Pin 5. The two terminals, Pin 7 labeled as $+V_{cc}$ and Pin 4 labeled as $-V_{EE}$, accommodate a wide range of power supply voltages from approximately ± 2 V to approximately ± 15 V. Fig. 1b depicts the equivalent circuit of the LT1228. The matrix equation serves as (1), a crucial tool for determining the ideal voltage-current terminal characteristics of the LT1228 [6, 21].

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{pmatrix} \quad (1)$$

In (1), R_T denotes the trans-resistance gain, which tends towards an infinitely large number under ideal conditions. This feature allows the voltage gain of the CFA to be infinite, which makes it an exceptional amplifier or buffer for the output of the OTA. It is noteworthy that g_m can be controlled through the adjustment of external DC bias current, as follows [6, 21]:

$$g_m = 10I_b \quad (2)$$

B. Proposed Sinusoidal Oscillators Based on LT1228

The goals for designing the sinusoidal oscillators presented in this study are to achieve electronic and amplitude controllability, as well as simple construction utilizing only one active device and a low-voltage output node. This paper is designed with four sinusoidal oscillators. These are illustrated in the first column of Table I. They consist of a single LT1228 and passive elements, including four resistors and two capacitors. Using a single LT1228 results in low power consumption. The proposed circuits 1 and 3 use grounded capacitors, which can reduce the effect of parasitic capacitances in the active device [27]. The output voltage node, v_o , of all proposed oscillators described herein, possesses low output impedance and can be connected in cascade to other circuits without requiring a buffer circuit. The characteristic equation, condition equation (CO), and frequency equation (FO) for each proposed oscillator are shown in the second column of Table II. The third column of Table II provides the voltage gain equation for each oscillator if the voltage gain is defined as the ratio of the voltage at nodes v_1 and v_2 . The condition of the proposed oscillators can be tuned electronically via I_b . Then, the capacitor value is adjusted to tune the desired frequency of the sinusoidal signal without affecting the generated condition. Moreover,

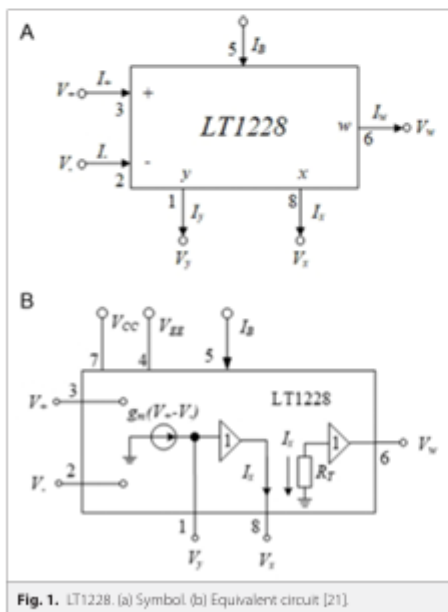


Fig. 1. LT1228. (a) Symbol (b) Equivalent circuit [21].

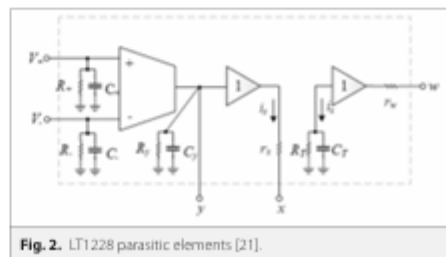


Fig. 2. LT1228 parasitic elements [21].

TABLE II. PROPOSED SIMPLE SINUSOIDAL OSCILLATORS

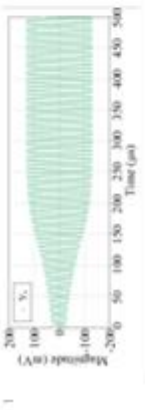
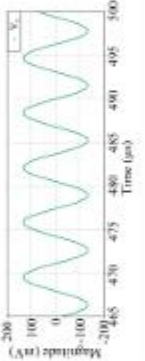
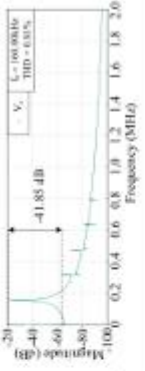
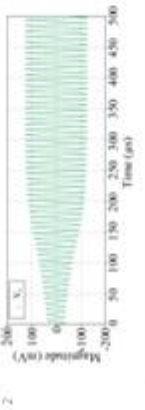
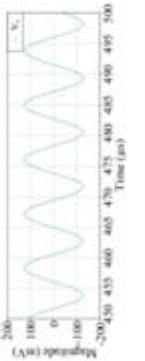
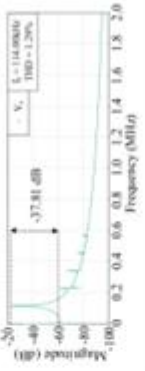
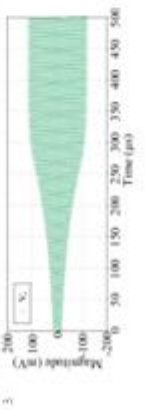
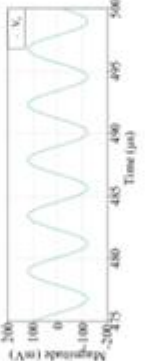
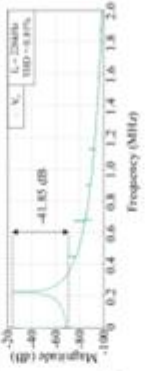

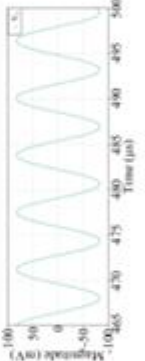
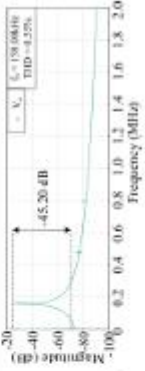
No.	Proposed Oscillator	Oscillation Parameters	Gain	Controllability
1		$\begin{bmatrix} s^2 R_1 C_1 C_2 + s \left(C_2 + g_m \frac{R_1}{R_3 + R_4} R_4 C_1 \right) + 1 \\ g_m \left(1 - \frac{R_1}{R_3 + R_4} \right) \end{bmatrix} = 0$ <p> CD: $\frac{2}{g_m} < sR_1$, when $C_1 < C_2$, $R_3 = R_4$, FO: $\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{0.5g_m}{R_1}}$, when $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = R_4 = R$. </p>	$\frac{v_o}{v_i} = \left[\frac{R_5 \left(1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1}{R_4} + \frac{R_1}{R_3 + R_4} \right) + 1}{1 + \frac{R_1}{R_3 + R_4} + \frac{R_1}{R_3 + R_4} C} \right]$	CO by g_m , FO by C , Gain by R , for circuit no. 1-3, Gain by R or R_1 , for circuit no. 4
2		$\begin{bmatrix} s^2 R_1 C_1 C_2 + s \left(C_2 + C_1 - g_m R_1 C_1 + g_m R_1 C_2 \frac{R_2}{R_3 + R_4} \right) + 1 \\ g_m \frac{R_2}{R_3 + R_4} \end{bmatrix} = 0$ <p> CD: $\frac{4}{g_m} < sR_1$, when $C_1 < C_2$, $R_3 = R_4$, FO: $\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{0.5g_m}{R_1}}$, when $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = R_4 = R$. </p>	$\frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{R_5 + 1}{R_5} \right) \frac{R_2 R_1}{R_3 R_4 + R_1^2}$	
3		$\begin{bmatrix} s^2 R_1 C_1 C_2 + s \left(C_2 + C_1 - g_m R_1 C_1 \frac{R_2}{R_3 + R_4} \right) + 1 \\ g_m \left(1 - \frac{R_1}{R_3 + R_4} \right) \end{bmatrix} = 0$ <p> CD: $\frac{4}{g_m} < sR_1$, when $C_1 < C_2$, $R_3 = R_4$, FO: $\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{0.5g_m}{R_1}}$, when $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = R_4 = R$. </p>	$\frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{R_5 + 1}{R_5} \right) \frac{R_2 R_1}{R_3 R_4 + R_1^2}$	
4		$s^2 R_1 C_1 C_2 + s \left(R_1 C_2 + R_1 C_1 + R_1 C_2 - g_m R_1 C_1 \right) + 1 = 0$ <p> CD: $\frac{3}{g_m} < sR_1$, when $C_1 < C_2$, $R_3 = R_4 = R$, FO: $\omega_0 = \frac{1}{C R}$, when $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = R_4 = R$. </p>	$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_5}{R_5} + 1$	

TABLE III. PROPOSED SINUSOIDAL OSCILLATORS WITH PARASITIC EFFECTS

No. Proposed Oscillators with Parasitic Elements	Oscillation Parameters	Assumption
	$0 = -1 \pm \left[\frac{R_1 R_2 (C_1 C_2 R_3 R_4 + C_1 C_2 R_5 R_6 + C_1 C_2 R_7 R_8 + C_1 C_2 R_9 R_{10} + C_1 C_2 R_{11} R_{12} + C_1 C_2 R_{13} R_{14} + C_1 C_2 R_{15} R_{16} + C_1 C_2 R_{17} R_{18} + C_1 C_2 R_{19} R_{20} + C_1 C_2 R_{21} R_{22} + C_1 C_2 R_{23} R_{24} + C_1 C_2 R_{25} R_{26} + C_1 C_2 R_{27} R_{28} + C_1 C_2 R_{29} R_{30} + C_1 C_2 R_{31} R_{32} + C_1 C_2 R_{33} R_{34} + C_1 C_2 R_{35} R_{36} + C_1 C_2 R_{37} R_{38} + C_1 C_2 R_{39} R_{40} + C_1 C_2 R_{41} R_{42} + C_1 C_2 R_{43} R_{44} + C_1 C_2 R_{45} R_{46} + C_1 C_2 R_{47} R_{48} + C_1 C_2 R_{49} R_{50} + C_1 C_2 R_{51} R_{52} + C_1 C_2 R_{53} R_{54} + C_1 C_2 R_{55} R_{56} + C_1 C_2 R_{57} R_{58} + C_1 C_2 R_{59} R_{60} + C_1 C_2 R_{61} R_{62} + C_1 C_2 R_{63} R_{64} + C_1 C_2 R_{65} R_{66} + C_1 C_2 R_{67} R_{68} + C_1 C_2 R_{69} R_{70} + C_1 C_2 R_{71} R_{72} + C_1 C_2 R_{73} R_{74} + C_1 C_2 R_{75} R_{76} + C_1 C_2 R_{77} R_{78} + C_1 C_2 R_{79} R_{80} + C_1 C_2 R_{81} R_{82} + C_1 C_2 R_{83} R_{84} + C_1 C_2 R_{85} R_{86} + C_1 C_2 R_{87} R_{88} + C_1 C_2 R_{89} R_{90} + C_1 C_2 R_{91} R_{92} + C_1 C_2 R_{93} R_{94} + C_1 C_2 R_{95} R_{96} + C_1 C_2 R_{97} R_{98} + C_1 C_2 R_{99} R_{100})}{R_1 R_2 (C_1 C_2 R_3 R_4 + C_1 C_2 R_5 R_6 + C_1 C_2 R_7 R_8 + C_1 C_2 R_9 R_{10} + C_1 C_2 R_{11} R_{12} + C_1 C_2 R_{13} R_{14} + C_1 C_2 R_{15} R_{16} + C_1 C_2 R_{17} R_{18} + C_1 C_2 R_{19} R_{20} + C_1 C_2 R_{21} R_{22} + C_1 C_2 R_{23} R_{24} + C_1 C_2 R_{25} R_{26} + C_1 C_2 R_{27} R_{28} + C_1 C_2 R_{29} R_{30} + C_1 C_2 R_{31} R_{32} + C_1 C_2 R_{33} R_{34} + C_1 C_2 R_{35} R_{36} + C_1 C_2 R_{37} R_{38} + C_1 C_2 R_{39} R_{40} + C_1 C_2 R_{41} R_{42} + C_1 C_2 R_{43} R_{44} + C_1 C_2 R_{45} R_{46} + C_1 C_2 R_{47} R_{48} + C_1 C_2 R_{49} R_{50} + C_1 C_2 R_{51} R_{52} + C_1 C_2 R_{53} R_{54} + C_1 C_2 R_{55} R_{56} + C_1 C_2 R_{57} R_{58} + C_1 C_2 R_{59} R_{60} + C_1 C_2 R_{61} R_{62} + C_1 C_2 R_{63} R_{64} + C_1 C_2 R_{65} R_{66} + C_1 C_2 R_{67} R_{68} + C_1 C_2 R_{69} R_{70} + C_1 C_2 R_{71} R_{72} + C_1 C_2 R_{73} R_{74} + C_1 C_2 R_{75} R_{76} + C_1 C_2 R_{77} R_{78} + C_1 C_2 R_{79} R_{80} + C_1 C_2 R_{81} R_{82} + C_1 C_2 R_{83} R_{84} + C_1 C_2 R_{85} R_{86} + C_1 C_2 R_{87} R_{88} + C_1 C_2 R_{89} R_{90} + C_1 C_2 R_{91} R_{92} + C_1 C_2 R_{93} R_{94} + C_1 C_2 R_{95} R_{96} + C_1 C_2 R_{97} R_{98} + C_1 C_2 R_{99} R_{100})} \right]$	$R_1^* = R_1 / R_2$ $C_1^* = C_1 + C_2$ $C_2^* = C_2 + C_3$
	$0 = -1 \pm \left[\frac{R_1 R_2 (C_1 C_2 R_3 R_4 + C_1 C_2 R_5 R_6 + C_1 C_2 R_7 R_8 + C_1 C_2 R_9 R_{10} + C_1 C_2 R_{11} R_{12} + C_1 C_2 R_{13} R_{14} + C_1 C_2 R_{15} R_{16} + C_1 C_2 R_{17} R_{18} + C_1 C_2 R_{19} R_{20} + C_1 C_2 R_{21} R_{22} + C_1 C_2 R_{23} R_{24} + C_1 C_2 R_{25} R_{26} + C_1 C_2 R_{27} R_{28} + C_1 C_2 R_{29} R_{30} + C_1 C_2 R_{31} R_{32} + C_1 C_2 R_{33} R_{34} + C_1 C_2 R_{35} R_{36} + C_1 C_2 R_{37} R_{38} + C_1 C_2 R_{39} R_{40} + C_1 C_2 R_{41} R_{42} + C_1 C_2 R_{43} R_{44} + C_1 C_2 R_{45} R_{46} + C_1 C_2 R_{47} R_{48} + C_1 C_2 R_{49} R_{50} + C_1 C_2 R_{51} R_{52} + C_1 C_2 R_{53} R_{54} + C_1 C_2 R_{55} R_{56} + C_1 C_2 R_{57} R_{58} + C_1 C_2 R_{59} R_{60} + C_1 C_2 R_{61} R_{62} + C_1 C_2 R_{63} R_{64} + C_1 C_2 R_{65} R_{66} + C_1 C_2 R_{67} R_{68} + C_1 C_2 R_{69} R_{70} + C_1 C_2 R_{71} R_{72} + C_1 C_2 R_{73} R_{74} + C_1 C_2 R_{75} R_{76} + C_1 C_2 R_{77} R_{78} + C_1 C_2 R_{79} R_{80} + C_1 C_2 R_{81} R_{82} + C_1 C_2 R_{83} R_{84} + C_1 C_2 R_{85} R_{86} + C_1 C_2 R_{87} R_{88} + C_1 C_2 R_{89} R_{90} + C_1 C_2 R_{91} R_{92} + C_1 C_2 R_{93} R_{94} + C_1 C_2 R_{95} R_{96} + C_1 C_2 R_{97} R_{98} + C_1 C_2 R_{99} R_{100})}{R_1 R_2 (C_1 C_2 R_3 R_4 + C_1 C_2 R_5 R_6 + C_1 C_2 R_7 R_8 + C_1 C_2 R_9 R_{10} + C_1 C_2 R_{11} R_{12} + C_1 C_2 R_{13} R_{14} + C_1 C_2 R_{15} R_{16} + C_1 C_2 R_{17} R_{18} + C_1 C_2 R_{19} R_{20} + C_1 C_2 R_{21} R_{22} + C_1 C_2 R_{23} R_{24} + C_1 C_2 R_{25} R_{26} + C_1 C_2 R_{27} R_{28} + C_1 C_2 R_{29} R_{30} + C_1 C_2 R_{31} R_{32} + C_1 C_2 R_{33} R_{34} + C_1 C_2 R_{35} R_{36} + C_1 C_2 R_{37} R_{38} + C_1 C_2 R_{39} R_{40} + C_1 C_2 R_{41} R_{42} + C_1 C_2 R_{43} R_{44} + C_1 C_2 R_{45} R_{46} + C_1 C_2 R_{47} R_{48} + C_1 C_2 R_{49} R_{50} + C_1 C_2 R_{51} R_{52} + C_1 C_2 R_{53} R_{54} + C_1 C_2 R_{55} R_{56} + C_1 C_2 R_{57} R_{58} + C_1 C_2 R_{59} R_{60} + C_1 C_2 R_{61} R_{62} + C_1 C_2 R_{63} R_{64} + C_1 C_2 R_{65} R_{66} + C_1 C_2 R_{67} R_{68} + C_1 C_2 R_{69} R_{70} + C_1 C_2 R_{71} R_{72} + C_1 C_2 R_{73} R_{74} + C_1 C_2 R_{75} R_{76} + C_1 C_2 R_{77} R_{78} + C_1 C_2 R_{79} R_{80} + C_1 C_2 R_{81} R_{82} + C_1 C_2 R_{83} R_{84} + C_1 C_2 R_{85} R_{86} + C_1 C_2 R_{87} R_{88} + C_1 C_2 R_{89} R_{90} + C_1 C_2 R_{91} R_{92} + C_1 C_2 R_{93} R_{94} + C_1 C_2 R_{95} R_{96} + C_1 C_2 R_{97} R_{98} + C_1 C_2 R_{99} R_{100})} \right]$	$R_1^* = R_1 / R_2$ $R_2^* = R_2 / R_3$ $C_1^* = C_1 + C_2$ $C_2^* = C_2 + C_3$ $C_3^* = C_3 + C_4$ $C_4^* = C_4 + C_5$

(Continued)

TABLE IV. SIMULATION RESULTS

No.	Transient Response	Steady-State Response	FFT Response
1			
	$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega, C_1 = C_2 = 1.0E-10F, I_0 = 210 \mu A$		
2			
	$R_1 = 2k\Omega, R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega, C_1 = C_2 = 1.0E-10F, I_0 = 210 \mu A$		
3			
	$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega, C_1 = C_2 = 1.0E-10F, I_0 = 410 \mu A$		
4			
	$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega, C_1 = C_2 = 1.0E-10F, I_0 = 310 \mu A$		

the amplitude of the output signal can be enhanced by adjusting R_f without affecting the condition or frequency. The final column of Table II concludes this controllability.

C. Study of Parasitic Impedance Effect

This section performs a thorough study of the proposed oscillators, considering the parasitic elements present on different terminals of LT1228. The presence of these parasitic elements would have an unfavorable effect on the accuracy and performance of the proposed oscillators, particularly in relation to the operating frequency range, conditions, and frequency of oscillation. LT1228 contains parasitic elements at both the input and output terminals, as depicted in Fig. 2. The parasitic elements present at the high-impedance input terminals are composed of capacitance and resistance connected in parallel: terminals V_x ($R_x//C_x$) and V_y ($R_y//C_y$), terminal y ($R_y//C_y$), and trans-resistance impedance ($R_x//C_x$). Additionally, LT1228 contains two parasitic resistances, r_x and r_w , which are interconnected in series at low-impedance output terminals, x and w , respectively [21]. As stated above regarding the effects of parasitic elements on LT1228, the proposed oscillators with parasitic elements are shown in the second column (Table III). The study conducted in ref. [28] found that the operating frequency of the CFA, with the feedback resistor R_f connected between the x and y terminals, is approximately equal to $1/(2\pi C_f R_f)$. Therefore, if the operating frequency of the proposed oscillator is lower than $1/(2\pi C_f R_f)$, the r_x , r_w , R_x , and C_x will be ignored. The second column of Table III displays the characteristic equation, CO, and FO for each proposed oscillator with these parasitic elements.

III. RESULTS

A. Simulation

The performance of the proposed sinusoidal oscillator was initially evaluated by simulations performed using the LT1228 macro models in the Pspice program. The LT1228 was biased using DC power supply voltages V_{cc} and V_{ee} , which were $\pm 5V$. All the capacitors, $C_1 = C_2 = 1$ nF, and all the resistors, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1$ k Ω (except $R_5 = 2$ k Ω for circuit 2), were chosen. In order to sustain the oscillation situation, the bias current I_b for circuits 1–4 was adjusted to 210 μA , 210 μA , 310 μA , and 418 μA , respectively. Table IV displays the graphical representation of the Pspice program's results. The first and second columns of Table IV display the time domain results of the oscillator circuits in transient response and steady-state response, respectively. The Fast

Fourier Transform (FFT) analysis in column 3 of Table IV reveals the simulated oscillation frequencies of the proposed oscillators 1–4 are 160 kHz (2.35% error), 114 kHz (0.47% error), 224 kHz (0.48% error), and 158 kHz (0.73% error), respectively. The total harmonic distortions (THDs) of the proposed oscillators 1–4 obtained from the simulation are 0.808%, 1.287%, 0.808%, and 0.549%, respectively.

B. Experiment

Although the oscillators were previously validated in the previous section, it is essential to note that in practical applications, numerous factors can significantly impact the performance of these oscillators. In this section, the performance of the proposed oscillators will be experimentally demonstrated. Fig. 3 shows the experimental setup for testing the proposed sinusoidal oscillators, Fig. 3a shows the equipment connection, and Fig. 3b shows the breadboard circuit implementation. For the experiment, the value of the passive elements is the same as in the simulation, but the bias current for sustaining the condition of oscillation for the proposed oscillators 1–4 was set to 196 μA , 194 μA , 397 μA , and 290 μA , respectively. The oscilloscope Keysight DSOX1202G was used to measure the sinusoidal output voltage signal. The first column of Table V shows the measured sinusoidal output signal of the proposed oscillators in steady-state response. The measured FFT analysis in the third column of Table V reveals the measured oscillation frequencies of the proposed oscillators 1–4 are 165.80 kHz (1.19% error), 116.37 kHz (1.59% error), 236.20 kHz (4.94% error), and 163.34 kHz (2.62% error), respectively. The THD of the proposed oscillators 1–4 obtained from the experiment are 0.22%, 0.32%, 0.13%, and 0.24%, respectively. Table VI compares the oscillation frequency of generated sinusoidal signals from three sets of results: ideal, simulation, and experiment outcomes. The measured frequency with the most inaccuracy was observed in oscillator 1, with a deviation of 1.19%. On the other hand, the experiment showed that oscillator 3 exhibited the most error, with a deviation of 4.94%. The simulation and the experiment produced an output waveform with a THD of less than 1%.

The voltage gain for each oscillator can be changed by adjusting the R_f resistor, as indicated in column 3 of Table I. This section deals with adjusting the resistance to control the magnitude of the sinusoidal output signal. We confirmed the gain adjustment by changing the R_f value within the range of 0.5–15 k Ω (the other active and passive elements are still the same as appeared above). Fig. 4 shows the

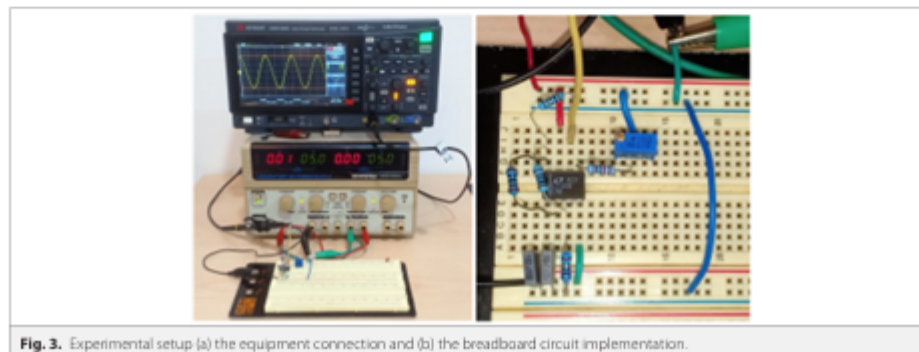
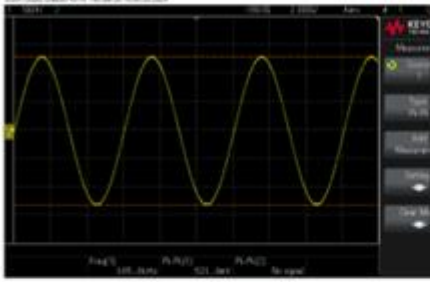
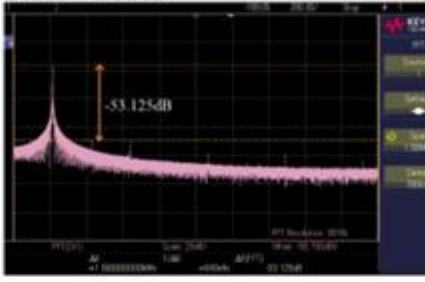
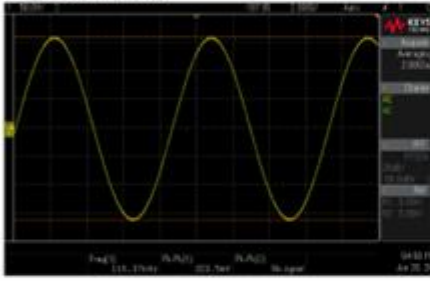
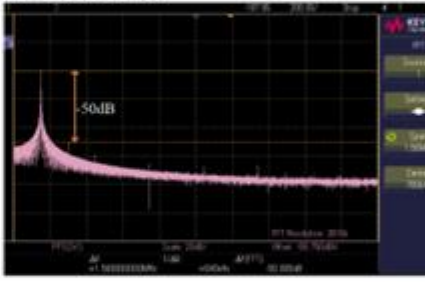
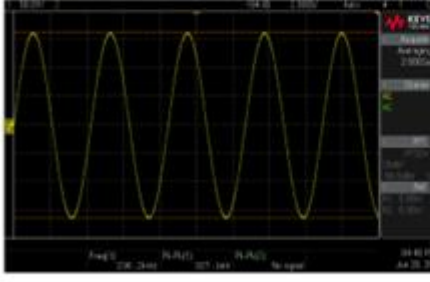
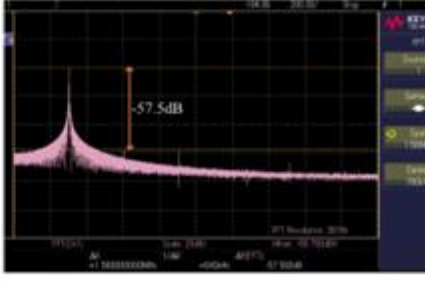


Fig. 3. Experimental setup (a) the equipment connection and (b) the breadboard circuit implementation.

TABLE V. THE MEASURED RESULTS

No.	Time-Domain Response	FFT Response
1		
$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega, C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}, I_b = 106 \mu\text{A}$		
2		
$R_1 = 2 \text{ k}\Omega, R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega, C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}, I_b = 194 \mu\text{A}$		
3		
$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega, C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}, I_b = 397 \mu\text{A}$		

(Continued)

TABLE V. THE MEASURED RESULTS (CONTINUED)

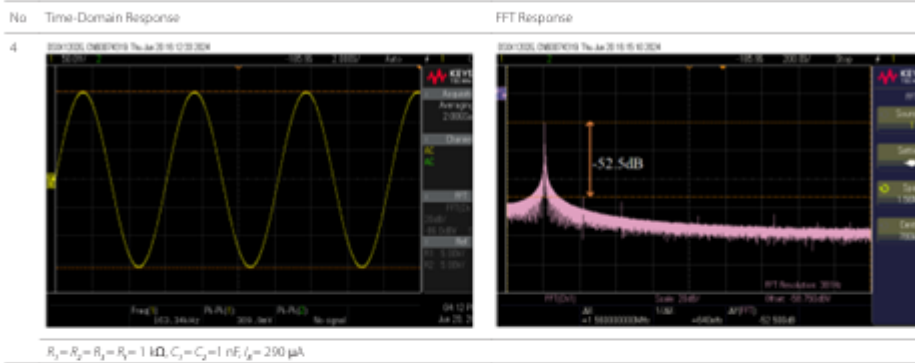


TABLE VI. IDEAL, SIMULATED, AND EXPERIMENTAL FREQUENCY, AND THE PERCENTAGE OF THD

Circuit	Frequency of Oscillation			error (%)		THD (%)	
	Idea	Sim.	Exp.	Sim.	Exp.	Sim.	Exp.
1	163.85	160.00	165.80	2.35	1.19	0.81	0.22
2	114.54	114.00	116.37	0.47	1.59	1.29	0.32
3	225.08	224.00	236.20	0.48	4.94	0.81	0.13
4	159.16	158.00	163.34	0.73	2.62	0.55	0.24

*Sim. = Simulation, Exp. = Experiment

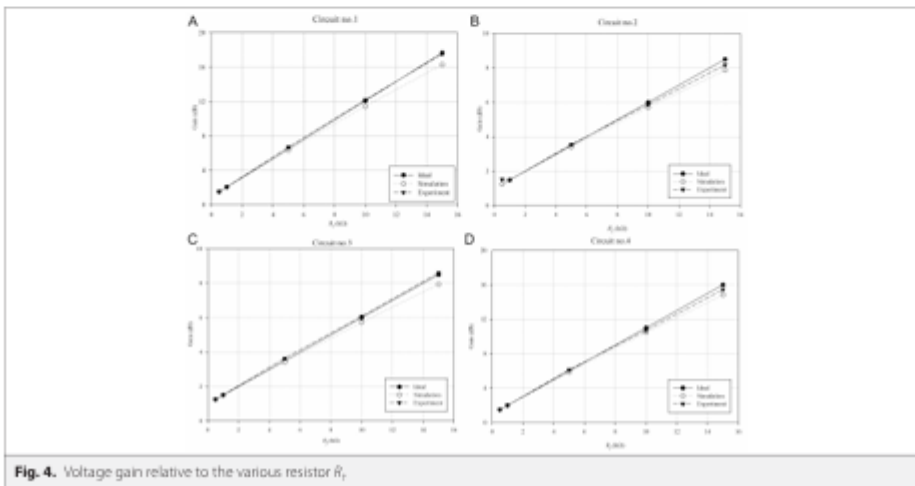


Fig. 4. Voltage gain relative to the various resistor R_1 .

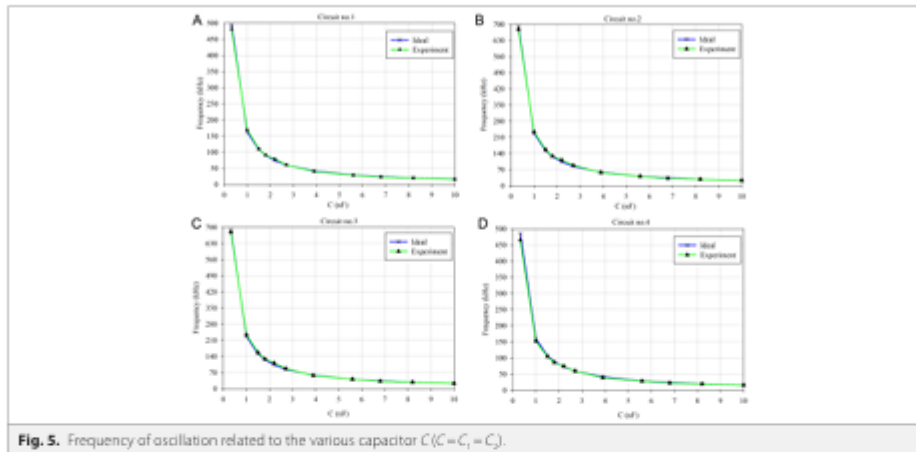


Fig. 5. Frequency of oscillation related to the various capacitor C ($C = C_1 = C_2$).

plots of ideal, simulation, and experiment voltage gains with varying R_i resistances. The measured voltage gains of oscillators 1–4 are approximately 1.50–17.60 dB, 1.50–8.10 dB, 1.25–8.60 dB, and 1.50–15.50 dB, respectively. Fig. 5 presents the plots of ideal and experiment frequency of oscillation with various capacitance values (C_1 and C_2), changed from 0.33 nF to 10 nF. The measured frequency of oscillations for the proposed oscillators 1–4 varied from 15.82 kHz to 481.30 kHz, 22.50 kHz to 677.10 kHz, 22.84 kHz to 678.60 kHz, and 15.75 kHz to 465.30 kHz, respectively. The dependence of THD of the proposed oscillators on changing capacitances ($C = C_1 = C_2$) is shown in Fig. 6 (THD below 2%).

IV. CONCLUSIONS

This research focused on designing, simulating, and conducting experiments on four simple sinusoidal oscillators. The proposed

oscillator's output voltage node has a low impedance, enabling direct connection to other circuits without the need for an additional buffer. Simultaneously changing the capacitance values adjusts the oscillation's frequency and condition orthogonally. The condition of oscillation is electronically controlled. Moreover, the amplitude of the sinusoidal waveform is adjustable. We used the PSPICE simulation and a prototype experiment to validate the circuit's performance. The obtained results align with theoretical expectations. The percentage of frequency errors is less than 5% for both simulation and experiment. The experiment yielded THDs of 0.22%, 0.32%, 0.13%, and 0.24% for oscillators 1–4, respectively. By changing the R_i value within the range of 0.5–15 k Ω , the measured voltage gains of oscillators 1–4 are approximately 1.50–17.60 dB, 1.50–8.10 dB, 1.25–8.60 dB, and 1.50–15.50 dB, respectively. The simplicity of the proposed oscillators makes them an excellent choice for instructing students in electronics laboratories. The proposed oscillators can also be employed in frequency modulation to provide a sinusoidal signal as a carrier signal with a constant frequency and a desired adjusted amplitude.

Availability of Data and Materials: The data that support the findings of this study are available on request from the corresponding author.

Peer-review: Externally peer-reviewed.

Author Contributions: Concept – S.D., W.J.; Design – S.D., W.J.; Supervision – P.S., M.S., R.S., W.J., W.S.; Resources – S.D.; Materials – S.D.; Data Collection and/or Processing – S.D.; Analysis and/or Interpretation – S.D., W.J.; Literature Search – S.D.; Writing – S.D., M.S., R.S., W.J.; Critical Review – S.D., P.S., M.S., R.S., W.J.

Declaration of Interests: The authors have no conflicts of interest to declare.

Funding: This research work has been supported by KMUTL Research and Innovation Services (Grant no: KREFO16623), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) and King Mongkut's University of Technology North Bangkok (Grant no: KMUTNB-66-BASIC-22).

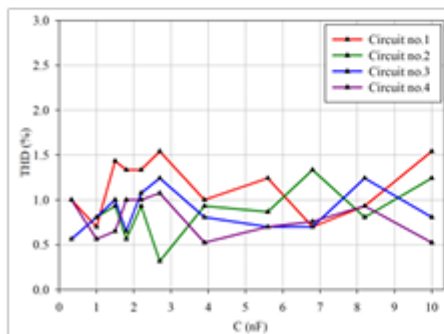


Fig. 6. Dependence of THD on changing capacitances ($C = C_1 = C_2$).

REFERENCES

1. R. Senani, D. R. Bhaskar, V. K. Singh, and R. K. Sharma, *Sinusoidal Oscillators and Waveform Generators Using Modern Electronic Circuit Building Blocks*. Springer International Publishing, 2016.
2. R. Sobot, "Sinusoidal oscillators," in *Wireless Communication Electronics: Introduction to RF Circuits and Design Techniques*. Springer, 2012, pp. 221–240.
3. A. Yeşil, and F. Kaçar, "Current and voltage mode quadrature oscillator based on voltage differencing buffered amplifier," *IJ-JEEE*, vol. 18, no. 1, pp. 6–12, 2018. [\[CrossRef\]](#)
4. B. Chaturvedi, and J. Mohan, "Single active element based mixed-mode quadrature oscillator using grounded components," *Istanbul Univ. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 15, no. 1, pp. 1897–1906, 2015.
5. R. Sotner, J. Jerábek, L. Polák, R. Prokop, and V. Kiedrowetz, "Integrated building cells for a simple modular design of electronic circuits with reduced external complexity: Performance, active element assembly, and an application example," *Electronics*, vol. 8, no. 5, p. 568, 2019. [\[CrossRef\]](#)
6. "Linear technology," "LT1228 - 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control" [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1228fd.pdf>.
7. N. Herencsar, J. Koton, K. Viba, and A. Lahiri, "New voltage-mode quadrature oscillator employing single DBTA and only grounded passive elements," *AECE Electron. Express*, vol. 6, no. 24, pp. 1708–1714, 2009. [\[CrossRef\]](#)
8. B. J. Maundy, A. S. Etwaki, and C. Psychalinos, "A novel family of tunable-frequency oscillators," *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 177, p. 155219, 2024/04/01/ 2024. [\[CrossRef\]](#)
9. F. Yuçel, and E. Yuçel, "Supplementary CCI based second-order universal filter and quadrature oscillators," *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 118, p. 153138, 2020. [\[CrossRef\]](#)
10. R. Sotner, A. Lahiri, A. Kartci, N. Herencsar, J. Jerábek, and K. Viba, "Design of novel precise quadrature oscillators employing ECCLs with electronic control," *Adv. Electr. Comput. Eng.*, vol. 13, no. 2, pp. 65–72, 2013. [\[CrossRef\]](#)
11. A. Raj, "New Approach of deriving Third-Order Quadrature Sinusoidal Oscillators," *J. Integr. Circuits Syst.*, vol. 18, no. 3, 1–5, 2023. [\[CrossRef\]](#)
12. A. Yeşil, F. Kaçar, and K. Gurban, "Design and experimental evaluation of quadrature oscillator employing single FB-VDBA," *J. Electr. Eng.*, vol. 67, no. 2, pp. 137–142, 2016. [\[CrossRef\]](#)
13. A. Raj, P. Kumar, and D. R. Bhaskar, "Systematic realization of low-frequency third-order sinusoidal oscillators," *Int. J. Circuit Theor. Appl.*, vol. 49, no. 10, pp. 3302–3316, 2021. [\[CrossRef\]](#)
14. R. Sotner et al., "Comparison of two solutions of quadrature oscillators with linear control of frequency of oscillation employing modern commercially available devices," *Circuits Syst. Signal Process.*, vol. 34, no. 11, pp. 3449–3469, 2015. [\[CrossRef\]](#)
15. M. T. Abuelma'atti, and E. S. Alsuhaibani, "New current-feedback operational-amplifier based sinusoidal oscillators with explicit current outputs," *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 85, no. 3, pp. 513–523, 2015. [\[CrossRef\]](#)
16. S. S. Borah, A. Singh, M. Ghosh, and A. Ranjan, "Electronically tunable higher-order quadrature oscillator employing CDBA," *Microelectron. J.*, vol. 108, p. 104985, 2021. [\[CrossRef\]](#)
17. G. Komanapalli, R. Pandey, and N. Pandey, "Operational transresistance amplifier based Wienbridge oscillator and its harmonic analysis," *Wwet Personal Commun.*, vol. 108, no. 1, pp. 1–17, 2019. [\[CrossRef\]](#)
18. S.-F. Wang, H.-P. Chen, Y. Xu, and Y.-C. Lin, "Versatile tunable voltage-mode biquadratic filter and its application in quadrature oscillator," *Sensors (Basel)*, vol. 19, no. 10, 2019. [\[CrossRef\]](#)
19. S. Rungta, "Single commercially available IC: LT1228 based sinusoidal oscillator," *ELECTROTECHNICAL REVIEW*, vol. 1, no. 4, pp. 220–224, 2019. [\[CrossRef\]](#)
20. T. S. Arora, "VDDC based sinusoidal oscillators using all grounded capacitors: A series of realization," *Wwet Personal Commun.*, vol. 116, no. 1, pp. 383–409, 2021. [\[CrossRef\]](#)
21. W. Jaikla, S. Adhan, P. S. A. M. Suwanjan, and M. Kumngern, "Current/voltage controlled quadrature sinusoidal oscillators for phase sensitive detection using commercially available IC," *Sensors (Basel)*, vol. 20, no. 5, p. 1319, 2020. [\[CrossRef\]](#)
22. T. S. Arora, and A. K. Singh, "A new voltage mode sinusoidal quadrature oscillator employing second generation voltage conveyor," *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 154, p. 154304, 2022. [\[CrossRef\]](#)
23. S. Panikhom, A. Suksawad, T. Janda, and A. Jantakun, "A simple sinusoidal quadrature oscillator using a single active element," *Eureka," Phys. Eng.*, pp. 40–51, 2023. [\[CrossRef\]](#)
24. D. R. Bhaskar, A. Raj, R. Senani, and P. Kumar, "Single-resistance-tunable oscillators using a single CFOA and two grounded capacitors," *AEU Int. J. Electron. Commun.*, vol. 172, p. 154938, 2023. [\[CrossRef\]](#)
25. S. Roy, and R. R. Pal, "Electronically tunable third-order dual-mode quadrature sinusoidal oscillators employing VDDCs and all grounded components," *Integration*, vol. 76, pp. 99–112, 2021. [\[CrossRef\]](#)
26. W. Kulapong, W. Jaikla, S. Siripongdee, R. Sotner, P. Suwanjan, and A. Chaichana, "A new method to synthesis the sinusoidal oscillator based on series negative resistance-capacitance and its implementation using a single commercial IC, LT1228," *Electron. Elektron. Tech.*, vol. 29, no. 3, pp. 26–32, 2023. [\[CrossRef\]](#)
27. E. Yuçel, "Voltage-mode multifunction filters employing a single DVCC and grounded capacitors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 7, pp. 2216–2221, 2009. [\[CrossRef\]](#)
28. W. Jaikla et al., "Single commercially available IC-based electronically controllable voltage-mode first-order multifunction filter with complete Standard functions and low output impedance," *Sensors*, vol. 21, no. 21, p. 7376, 2021. [\[CrossRef\]](#)



Suleeporn Duangkaew received her B.S.I.Ed. degree in Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand in 2023. Her research interests include electronic communications, analog signal processing, and analog ICs.



Piya Supavarasuwat received his B.S.I.Ed. degree in Telecommunication Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 1996, M.Eng. in Electrical Engineering from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) in 2003, and D.Eng. in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2017. He has been a Lecturer at the Department of Engineering Education, Faculty of Industrial Education and Technology, King Mongkut's Institute of Technology. His research interests include electronic communications, analog signal processing, and analog ICs.



Wisut Sunthonkanokpong is an Associate Professor and Chairman of the Electrical Communications Engineering (M.S. Industrial Education) program at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand. He also lectures in Engineering Education. He completed his PhD in competence development in the electronics industry in Thailand. His research interests include innovation in engineering education and electrical communications engineering education.



Montree Siripuchyanun received the B. Tech. Ed. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), and the M. Eng. and D. Eng. degrees, both in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1994, 2000, and 2004, respectively. He has been with the Faculty of Technical Education at KMUTNB since 1994. Presently, he is with the Department of Teacher Training in Electrical Engineering as an Associate Professor at KMUTNB. His research interests include analog-digital communications, analog signal processing, and analog ICs. He is a member of ECTI (Thailand).



Roman Sotner was born in Znojmo, Czech Republic, in 1983. He received the M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from Brno University of Technology, Brno, Czech Republic, in 2008 and 2012, respectively. He is currently an Associate Professor with the Department of Radio Electronics, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology. His research interests include discrete as well as integrated analog circuits (active filters, oscillators, and audio), circuits in the current mode, and circuits with direct electronic controlling possibilities, especially analog signal processing in sensing applications and computer simulation.



Winal Jaikla received his B.S.I.Ed. degree in Telecommunication Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand in 2002, M.Tech.Ed. in Electrical Technology and Ph.D. in Electrical Education from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) in 2004 and 2010, respectively. From 2004 to 2011, he was with Electric and Electronic Program, Faculty of Industrial Technology, Suan Sunandha Rajabhat University, Bangkok, Thailand. He has been with the Department of Engineering Education, Faculty of Industrial Education and Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand since 2012. His research interests include electronic communications, analog signal processing, and analog ICs.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นางสาวศุภิพร ดวงแก้ว
วัน เดือน ปี เกิด	3 พฤษภาคม 2544
สถานที่เกิด	โรงพยาบาลลำปาง จังหวัดลำปาง
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2561 มัธยมศึกษาตอนปลาย แผนการเรียนวิทย์-คณิต โรงเรียนร่องวางอนุสรณ์ พ.ศ. 2565 ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม (โทรคมนาคม) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2565 ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ที่อยู่ปัจจุบัน	48/1 หมู่1 ตำบลแมียงฮ่อ อำเภอร่องวาง จังหวัดแพร่
ผลงานตีพิมพ์	S. Duangkaew, P. Supavarasuwat, M. Siripruchyanun, R. Sotner, W. Jaikla and W. Sunthonkanokpong, "Single commercially available integrated circuit-based sinusoidal oscillators with amplitude adjustability and electronic control of condition," <i>Electrica</i> , 24(3), 799-811, 2024
รางวัลที่ได้รับ	-