การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์

โดย

นายกรันธ์ อังกูร

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญามหาบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยศิลปากร
ปีการศึกษา 2565
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์

โดย
นายกรันธ์ อังกูร

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญามหาบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยศิลปากร
ปีการศึกษา 2565
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

SYNTHESIS AND DESIGN OF AN ELECTRONICALLY CONTROLLED SINUSOIDAL QUADRATURE OSCILLATOR USING COMMERCIALLY AVAILABLE ICS

By

MR. Karan ANGKUN

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements

for Master of Engineering (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Department of ELECTRICAL ENGINEERING

Silpakorn University

Academic Year 2022

Copyright of Silpakorn University

หัวข้อ	การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์
โดย	นายกรันธ์ อังกูร
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญามหาบัณฑิต
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก	ดร. ภมร ศิลาพันธ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ได้รับพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

.... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และ

( ) เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

พิจารณาเห็นชอบโดย

.... ประธานกรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ระพีพันธ์ แก้วอ่อน)

.... อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก

(ดร. ภมร ศิลาพันธ์)

.... ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล)

.... ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน

(ดร. กัณธิดา พันธุ์เจริญ)

.... ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก

(รองศาสตราจารย์ ดร. วินัย ใจกล้า)

61407204 : วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญามหาบัณฑิต
คำสำคัญ : สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์, สัญญาณสี่เหลี่ยม, ไอซีเชิงพาณิชย์

นาย กรันธ์ อังกูร: การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : ดร. ภมร ศิลาพันธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ มีจุดประสงค์เพื่อพัฒนาวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ในปัจจุบัน และสามารถปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ กับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์เพื่อความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่าง ๆ เช่น วงจรกรองความถี่ ระบบเซ็นเซอร์ตรวจจับ และระบบสื่อสาร เป็นต้น ด้วยในปัจจุบันไอซีเชิงพาณิชย์ เป็นอุปกรณ์ที่นิยมนำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรในรูปแบบต่าง ๆ กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากราคาที่ถูกกว่าและการใช้งานที่สะดวกกว่า จึงทำให้เป็นที่นิยมและสามารถลดต้นทุนในการสร้างวงจรได้

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์ออกแบบโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ LT1228 จำนวนสามตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัว และตัวต้านทานหนึ่งตัวต่อลงกราวนด์เพื่อสร้างสัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีขนาดสัญญาณที่เท่ากัน และสามารถปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่เป็นอิสระจากกัน อีกทั้งสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยการเพิ่มตัวต้านทานจำนวนสี่ตัวโดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพิ่มเติม และยังสามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้โดยการเพิ่มตัวต้านทานแค่หนึ่งตัว ในส่วนของการวิเคราะห์วงจรนั้นแบ่งเป็นหลัก ๆ สองส่วนคือกรณีอุดมคติและกรณีไม่เป็นอุดมคติ การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์แบ่งออกเป็นสองแบบคือการจำสองผ่านโปรแกรม PSpice และการทดสอบในทางปฏิบัติ

ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์ขึ้น พบว่าในการทดสอบทั้งสองแบบดังที่กล่าวไว้ผลลัพธ์ที่ได้มีความสอดคล้องและใกล้เคียงกับทฤษฎีที่ทางผู้วิจัยได้วิเคราะห์ไว้ อีกทั้งยังสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้ และสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ตามเป้าหมาย และตรงตามจุดประสงค์ที่ทางผู้วิจัยได้วางไว้ ซึ่งในวงจรที่นำเสนอนั้นสามารถให้เอาต์พุตที่เป็นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และมีมุมต่างเฟสระหว่าง

สัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่ใกล้เคียงกับ 90 องศาตามทฤษฎี จากผลการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice วงจรสามารถให้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 1.57kHz และสูงสุดถึง 1.39MHz มีความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 2.73% ความผิดพลาดทางมุมเฟสสูงสุดที่ 1.38% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคสูงสุดที่ -44.2dB (0.62%) จากผลการทดสอบในทางปฏิบัติวงจรสามารถให้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 1.56kHz และสูงสุดถึง 1.38MHz มีความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 2.83% ความผิดพลาดทางมุมเฟสสูงสุดที่ 2.56% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคสูงสุดที่-40.4dB (0.995%)

มหาวิทยาลัยศิลปากร

61407204 : Major (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)
Keyword : Sinusoidal Quadrature Oscillator, Square wave, Commercially Available ICs

MR. Karan ANGKUN : Synthesis and Design of an Electronically Controlled Sinusoidal Quadrature Oscillator Using Commercially Available ICs Thesis advisor : PHAMORN SILAPAN, Ph.D.

This thesis has synthesized and designed the synthesis and design of an electronically controlled sinusoidal quadrature oscillator using commercially available ICs. The aim is to develop a current quadrature sinusoidal signal generator with a more efficient output with the frequency of oscillation (FO) and the condition of oscillation (CO), can be easily adjustable electronically for a wide variety of applications. At present, commercially available ICs is a device that is popularly used in the synthesis and design of circuits in various forms. Because of the lower price and more convenient use that make it is popular and can reduce the cost of building circuits.

This proposed sinusoidal quadrature oscillator design by using the commercially available ICs (LT1228) connected with two grounded capacitors and one resistor to generate an output signal as a sinusoidal quadrature signal with the same amplitude and can be electronically adjusted without effect on each other. The amplitude of the output signals can also be adjusted by adding four resistors without the requirement of additional active devices, and it can also generate a square wave signal by adding just one resistor. In the circuit analysis, there are two main parts: ideal case and non-ideal case. There are two types of experiments of this proposed circuit that is simulated via PSpice and practical testing.

The experimental results of the synthesized circuit showed that in both of the above tests, the results were consistent and close to the theory that was analyzed. It is also possible to adjust the amplitude of the output signal and generate a square wave signal according to the goal and complete the intended purpose. The output signal of the proposed circuit can generate a sinusoidal quadrature signal and have a theoretical phase difference between the two outputs close to 90 degrees. As a result of simulations through the PSpice program, the circuit can provide output signal frequencies from 1.57kHz and up to 1.39MHz. The maximum frequency error is 2.73%, the maximum phase difference error is 1.38% and the total harmonic distortion error is -

44.2dB(0.62%). From the results of practical testing, the circuit can provide output signal frequencies from 1.56kHz and up to 1.38MHz. The maximum frequency error is 2.83%, the maximum of phase difference error is 2.56% and the total harmonic distortion error is -40.4dB(0.995%).

มหาวิทยาลัยศิลปากร

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จผ่านไปได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับความกรุณาและความอนุเคราะห์อย่างสูงจากอาจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่มีความกรุณาให้คำแนะนำ คำปรึกษา ความช่วยเหลือ ตลอดจนการตรวจแก้ไขให้ข้อเสนอแนะและติดตามความก้าวหน้าในการดำเนินงานวิจัยด้วยความเอาใจใส่อย่างดียิ่งจนทำให้งานวิจัยใจฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาและความทุ่มเทเอาใจใส่ของอาจารย์เป็นอย่างยิ่ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร. ระพีพันธ์ แก้วอ่อน หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม ซึ่งเป็นผู้ทรงคุณวุฒิที่ให้ความอนุเคราะห์ในเรื่องสถานที่และอุปกรณ์ที่เอื้อต่อการทำงานวิจัยต่าง ๆ อีกทั้งคอยให้คำปรึกษาและให้คำแนะนำมาโดยตลอดจนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล และ ดร.กัณธิดา พันธุ์เจริญ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้ข้อเสนอแนะ เสียสละเวลาในการตรวจทานแก้ไขข้อบกพร่องตลอดจนให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยเพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ทางผู้วิจัยหวังว่า วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีประโยชน์อยู่ไม่น้อย จึงขอมอบความดีและคุณประโยชน์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้แก่เหล่าคณาจารย์ที่คอยประสิทธิประสาทวิชาจนทำให้งานวิจัยครั้งนี้ประสบผลสำเร็จและเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่เกี่ยวข้อง สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และครอบครัว รวมทั้งเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ที่คอยเป็นกำลังใจและคอยสนับสนุนช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านมาโดยตลอด หากมีข้อผิดพลาดประการใด ทางผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย และพร้อมยินดีที่จะรับฟังขอติชม คำแนะนำจากทุกท่านที่ได้เข้ามาศึกษางานวิจัยฉบับนี้ในการพัฒนางานวิจัยต่อไป

นาย กรันธ์ อังกูร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .... ง

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .... ฉ

กิตติกรรมประกาศ .... ซ

สารบัญ .... ฌ

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา 1

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ 2

1.3 กรอบแนวความคิดของวิทยานิพนธ์ 2

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ 3

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 3

บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 4

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกำเนิดสัญญาณ 4

2.1.1 องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ 5

2.1.2 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร 6

2.1.3 หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ 8

2.2 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) 9

2.3 ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง 14

2.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์แบบอนุพันธ์ลำดับที่สามที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์ CMOS-OTAs 14

2.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมความถี่แบบเชิงเส้น 16

2.3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ LM13700 18

2.3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันด้วยอุปกรณ์ CCIIs แบบหลายเอาต์พุตและตัวเก็บประจุชนิดต่อลงกราวนด์ 19

2.3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันสำหรับระบบตรวจจับเฟสโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์..20

2.3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFAs..23

2.3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และวงจรกรองหลายหน้าที่โดยใช้ CCCII ที่สามารถปรับขนาดได้ 25

2.3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ต่ออุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดลงกราวนด์โดยใช้ VDGA...26

2.3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFOA และอุปกรณ์แบบพาสซีฟ 4 ตัว 28

บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย 32

3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ 32

3.1.1 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ 32

3.1.2 ไอซีเบอร์ LT1228 36

3.2 วิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีอุดมคติ.37

3.3 วิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีที่ LT1228 ทำงานไม่เป็นอุดิมคติ..43

3.3.1 ความผิดพลาดจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสกรณีไม่เป็นอุดมคติ.......43

3.3.2 ผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงภายในของอุปกรณ์...47

บทที่ 4 ผลการวิจัยและการวิเคราะห์ผลของข้อมูล 51

4.1 ผลการจำลองวงจรที่นำเสนอผ่านโปรแกรม PSpice...51

4.2 ผลการต่อวงจรจริง...62

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 78
5.1 สรุปผลการวิจัย 78
5.2 ข้อเสนอแนะ 80
รายการอ้างอิง 2
ภาคผนวก 5
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ 6
ภาคผนวก ข คุณสมบัติไอซีเบอร์ LT1228 16
ประวัติผู้เขียน 39

มหาวิทยาลัยศิลปากร

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแบบควอเดรเจอร์ (Sinusoidal quadrature oscillator) เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สองสัญญาณที่มีความถี่อยู่ในช่วงเดียวกัน และมีมุมเฟสต่างกันที่ 90 องศา มีความสำคัญและนิยมนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านวิศวกรรมไฟฟ้าอย่างแพร่หลาย อาทิ ด้านงานสื่อสารนำไปมอดูเลตสัญญาณ [1, 2] และในด้านอุปกรณ์เครื่องมือวัดเช่นระบบตรวจจับ [3] เป็นต้น ซึ่งวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดีนั้นควรมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิครวม (Total harmonic distortion : THD) น้อยที่สุด สามารถให้ความถี่ได้อย่างต่อเนื่อง และปรับความถี่ย่านกว้าง มีรูปสัญญาณที่มีแอมพลิจูดคงที่ตลอดความถี่นั้น ๆ และเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ (Condition of oscillation : CO) กับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ (Frequency of oscillation : FO) ของวงจรกำเนิดสัญญาณ ต้องสามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และเป็นอิสระต่อกัน

ในงานวิจัยที่ผ่านมามีการนำวงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier : OTA) มาเป็นส่วนหนึ่งในการนำเสนอ [4-9] ซึ่งวงจรวงจรมีโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์มีข้อดีคือใช้พลังงานที่ต่ำ ซึ่งต่อมาได้มีการพัฒนามาอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (Integrated circuits : ICs) ทำให้วงจรที่ได้มีขนาดเล็ก ใช้พื้นที่น้อย ลดปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน เพิ่มความละเอียดความแม่นยำขึ้น ให้ผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงขึ้น อย่างไรก็ตามกระบวนการสร้างเป็นวงจรรวมนั้นต้องใช้ต้นทุนการผลิตที่ค่อนข้างสูง เพื่อแก้ปัญหาเรื่องนี้มีวิธีหนึ่งที่น่าสนใจนั่นคือการใช้ไอซีเชิงพาณิชย์(Commercially available IC) ในปัจจุบันมีไอซีเชิงพาณิชย์ที่มี OTA เป็นส่วนประกอบภายในนิยมถูกนำมาใช้ในงานวิจัยมากขึ้นเช่น ไอซีเบอร์ LT1228 และ LM1300 เป็นต้น [10-12] เนื่องจากช่วยลดความยุ่งยากในการทำการทดลองลง แล้วยังให้ประสิทธิภาพความแม่นยำ และผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกัน อุปกรณ์แอคทีฟชนิด LT1228 เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกผลิตและวางจำหน่ายในเชิงพาณิชย์ โดยอุปกรณ์ภายในตัวของไอซีเบอร์ LT1228 หลัก ๆ นั้นประกอบไปด้วยวงจร OTA และวงจรขยายป้อนกลับกระแส (Current feedback amplifier : CFA) อย่างละหนึ่งชุด นั่นคือทำให้เอาต์พุตสามารถกำหนดได้ว่า เป็นกระแสหรือแรงดัน โดยเดิมเอาต์พุตเป็นกระแส แต่เมื่อใส่ตัวต้านทานเข้าไปเอาต์พุตจะกลายเป็นแรงดัน [13] ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นนี้สรุปได้ว่า ไอซีเบอร์ LT1228 มีข้อดีคือช่วยให้ผู้วิจัยสามารถออกแบบ

วงจรที่สามารถใช้งานในย่านความถี่ที่สูง มีอัตราสลูว์ที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไอซีเชิงพาณิชย์ตัวอื่นที่มีวางจำหน่ายตัวไป เช่น LM13700 และ CA3080 เป็นต้น [13-16]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงจัดทำขึ้นเพื่อสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ LT1228 ต่อร่วมกับตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุต่อลงกราวนด์ ซึ่งภายในวงจรที่นำเสนอประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย (Lossy integrator) วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสียแบบลบ (Inverting lossless integrator) และวงจรขยายสัญญาณ(Amplifier) ทำให้วงจรที่นำเสนอนั้นสามารถควบคุมเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เป็นอิสระต่อกัน และทำให้เอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่มีมุมต่างเฟสกัน 90° และมีแอมพลิจูดที่เท่ากัน ทำการทดลองโดยการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันผลกับทฤษฎีที่นำเสนอ

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ในปัจจุบัน

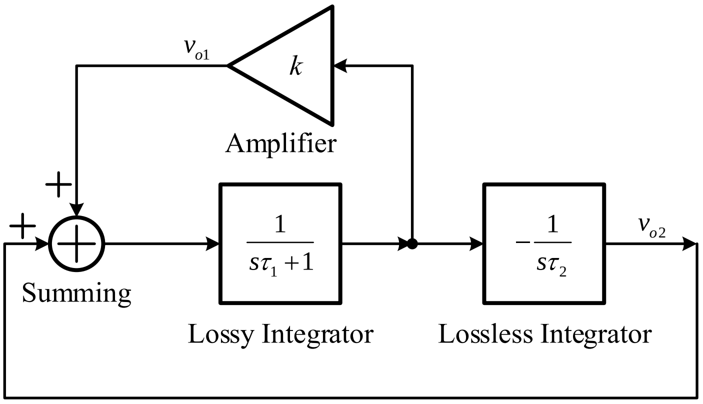
1.2.2 เพื่อสังเคราะห์ และออกแบบวงจรใหม่ที่มีคุณภาพมากขึ้น

1.2.3 เพื่อสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยกระแสไบแอส

1.2.4 เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ที่ใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ในการออกแบบวงจร

1.3 กรอบแนวความคิดของวิทยานิพนธ์

แนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ ประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless integrator) ต่อร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย (Lossy integrator) และต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) แสดงดังรูปที่ 1.1 โดยที่ τ คือค่าคงที่ทางเวลาของตัวอินทิเกรเตอร์ (Time constance) และ k คือค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณ เมื่อพิจารณาจากกรอบแนวความคิดข้างต้นพบว่า วงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ที่สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และการปรับค่าความถี่ได้อิสระจากกัน [11, 17]



รูปที่ 1.1 กรอบแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ [11]

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1.4.1 ใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ LT1228 ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

1.4.2 ความถี่ และเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และเป็นอิสระต่อกัน

1.4.3 วงจรสามารถสร้างความถี่ได้สูงสุดประมาณ 1.4 เมกะเฮิร์ต (MHz)

1.4.4 วงจรสามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์ได้

1.4.5 วงจรสามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

1.4.6 ทดสอบประสิทธิภาพด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ผลงานที่วิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ หรือในด้านอื่นที่มีส่วนงานใกล้เคียงกันได้

1.5.2 งานวิจัยฉบับนี้ถูกนำไปใช้เป็นสื่อการเรียนการสอน หรือในการทดลองทางด้านอิเล็กทรอนิกส์

1.5.3 งานวิจัยฉบับนี้สามารถนำไปตีพิมพ์ในระดับประเทศเพื่อเป็นการเผยแพร่ชื่อเสียงของมหาวิทยาลัยได้

บทที่ 2
ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยในครั้งนี้ ผู้วิจัยได้ศึกษาทฤษฎีและเอกสาร และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องประกอบด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้

- หลักการทั่วไปของวงจรกำเนิดสัญญาณ
- วงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA)
- ไอซีเชิงพาณิชย์
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกำเนิดสัญญาณ

วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator circuit) เป็นวงจรไฟฟ้าที่สามารถสร้างสัญญาณได้ในตัววงจรเองโดยให้สัญญาณทางด้านขาออก (Output signal) มีรูปแบบเป็นสัญญาณแบบรายคาบโดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณทางด้านขาเข้า (Input signal) ของวงจร แต่อย่างไรก็ตามวงจรกำเนิดสัญญาณเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่เข้ามามีบทบาทสำคัญในทางวิศวกรรมในด้านต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นในระบบเครื่องมือวัด ระบบสื่อสารโทรคมนาคม ฯลฯ ในระบบโทรคมนาคมวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถทำเป็นวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ได้ เพื่อใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ (Modulation) หรือเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลักให้แก่ระบบ เป็นต้น [18-21]

วงจรกำเนิดสัญญาณที่รู้จักกันในวงกว้างนั้นมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบคริสตัล (Crystal oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส (Phase shift oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบวีนบริดจ์ (Wien-bridge oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิชท์ (Colpitts oscillator) หรือวงจรกำเนิดสัญญาณแบบฮาร์ทเลย์ (Hartley oscillator) เป็นต้น รูปแบบของสัญญาณที่ได้นั้นมีหลากหลายรูปแบบเช่นกัน เช่น สัญญาณไซน์ สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณฟันเลื่อย เป็นต้น โดยในการออกแบบวงจรนั้นผู้ออกแบบต้องคำนึงถึงองค์ประกอบของวงจร เงื่อนไข ที่สำคัญในการออกแบบ และต้องมีความเข้าใจในหลักการทำงานของวงจรที่มีความสำคัญในการกำเนิดรูปสัญญาณของตัววงจรอีกด้วย [18-21]

2.1.1 องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ

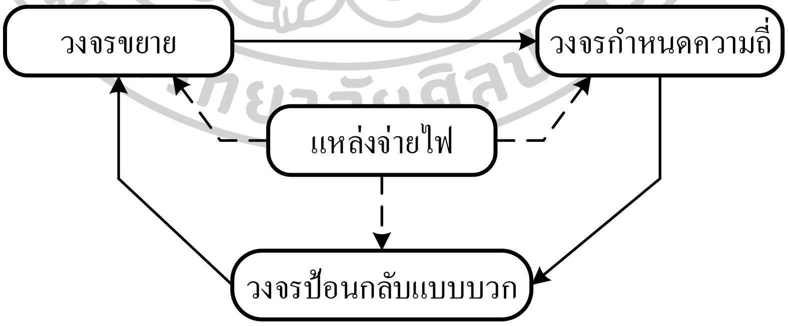
องค์ประกอบที่จำเป็น และสำคัญหลัก ๆ ของวงจรกำเนิดสัญญาณที่แสดงในรูปที่ 2.1 นั้น [18, 19] สามารถแยกออกได้เป็นดังนี้

2.1.1.1 ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy source) ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ แบตเตอรี่ ในงานวิจัยฉบับนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีค่าศักดาที่คงที่เพื่อใช้จ่ายไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรที่ทางผู้วิจัยได้ออกแบบ

2.1.1.2 วงจรกำหนดความถี่ (Frequency-determining circuit) ในการกำเนิดสัญญาณวงจรกำหนดความถี่นี้เป็นวงจรที่สามารถเลือกใช้ความถี่ได้ในลักษณะที่เป็นวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่านเช่น วงจรจูนแบบ RC วงจรจูนแบบ LC หรือแบบคริสตัลเป็นต้น

2.1.1.3 วงจรขยาย (Amplifier circuit) เป็นวงจรประเภทแอคทีฟซึ่งอาจเป็นวงจรขยายแบบทรานซิสเตอร์ แบบเฟต หรือวงจรขยายที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดอย่างหนึ่งก็ได้ ซึ่งทำหน้าที่คงการกำเนิดสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียไปภายในวงจรกำเนิดสัญญาณให้มีค่าคงที่คงตัวอยู่เช่นเดิมโดยอัตโนมัติ

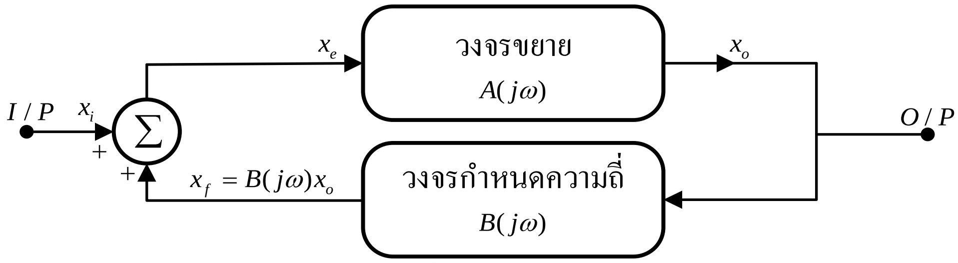
2.1.1.4 วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback circuit) เป็นวงจรที่นำสัญญาณทางด้านขาออกของวงจรกำเนิดสัญญาณกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร โดยต้องมีการจัดเฟสให้ตรงกันทั้งด้านขาเข้าและด้านขาออกที่ป้อนกลับเพื่อให้เกิดการเสริมสัญญาณกันขึ้นเพื่อทำให้สัญญาณคงตัวอยู่ได้



รูปที่ 2.1 แผนผังองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ

2.1.2 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร

วงจรกำเนิดสัญญาณจัดเป็นโครงข่ายแบบป้อนกลับชนิดหนึ่ง ในรูปแบบการป้อนกลับแบบบวก ดังรูปที่ 2.2 [18, 19]



รูปที่ 2.2 แผนผังของวงจรป้อนกลับแบบบวก

ในวงจรใช้สัญลักษณ์ต่าง ๆ ดังนี้

x_i คือ สัญญาณทางด้านขาเข้า

x_o คือ สัญญาณทางด้านขาออก

x_e คือ สัญญาณทางผลรวมระหว่าง x_i และ x_f มีค่าเท่ากับ $x_i + x_f$

x_f คือ สัญญาณป้อนกลับ

$A(j\omega)$ คือ ค่าอัตราขยายของวงจรขยาย

$B(j\omega)$ คือ ค่าอัตราขยายของวงจรกำหนดความถี่

จากแผนผังในรูปที่ 2.2 ได้ว่า

$$x_e = x_i + x_f \tag{2.1}$$

เมื่อ $$x_f = B(j\omega)x_o \tag{2.2}$$

และ $$x_o = A(j\omega)x_e \tag{2.3}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.1) และ (2.2) ลงใน (2.3) ตามลำดับ และเมื่อปรับรูปของสมการใหม่ได้สมการเป็น

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \tag{2.4}$$

ในการกำเนิดสัญญาณนั้น วงจรต้องสามารถสร้างสัญญาณในด้านขาออกได้โดยที่ไม่มีสัญญาณด้านขาเข้า ซึ่งในกรณีนี้เงื่อนไขดังกล่าวเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อค่าส่วนของสมการที่ (2.4) ต้องมีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

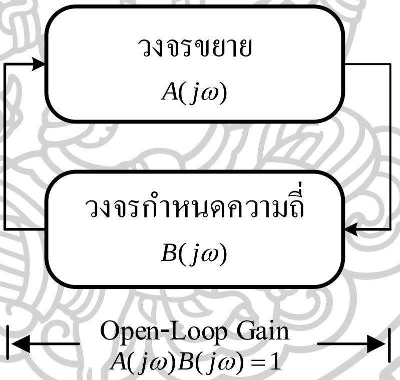
$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \tag{2.5}$$

โดยมีเงื่อนไขตามสมการที่ (2.5) นั้นเกิดขึ้นที่ ณ ตำแหน่งความถี่หนึ่ง (สมมุติว่าเป็นค่าความถี่ที่ ω_0) แสดงว่า มีสัญญาณกำเนิดขึ้นมาที่ความถี่นั้น เงื่อนไขการตรวจสอบที่สำคัญที่เป็นที่รู้จักกันดี คือ เกณฑ์ของบาร์คฮูเซ่น (Barkhausen criterion) ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่สำคัญและเป็นที่รู้จักกันดีทั่วไปในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งเกณฑ์ดังกล่าวมีนัยที่กล่าวได้โดยสรุปสั้น ๆ คือ วงจรกำเนิดสัญญาณที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้นต้องมีอัตราขยายแบบเปิดลูป (Open-loop gain) เป็นค่าจริงเท่ากับหนึ่ง นั่นคือได้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณแยกเป็นสองเงื่อนไขที่ต้องเกิดพร้อม ๆ กันคือ

$$A(j\omega_0)B(j\omega_0) = 1 \tag{2.6}$$

และมีค่าเฟส $\arctan\{A(j\omega_0)B(j\omega_0)\} = 0$ หรือ $2n\Pi$ (n คือ เลขจำนวนเต็ม)

ซึ่งในการรักษาค่าอัตราขยาย(Gain) ของวงจรแบบเปิดลูปให้มีค่าเท่ากับ 1 ก็เพื่อเป็นการทำให้การกำเนิดสัญญาณนั้นกำเนิดได้อย่างคงที่ จากเงื่อนไขของบาร์คฮูเซ่นแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 เงื่อนไขของบาร์คฮูเซ่น

โดยการป้อนกลับแบบบวกนั้นมีผลให้อัตราขยายแบบปิดลูป (Closed loop gain) ของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้น และถ้าอัตราขยายแบบเปิดลูปของวงจรมีค่าเป็น 1 ทำให้ค่าอัตราขยายแบบปิดลูปมีค่าเป็นอนันต์ แสดงโดยการแทนสมการที่ (2.6) ลงไปในสมการที่ (2.3) คือ

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A(j\omega)}{1-1} = \infty \tag{2.7}$$

สมการที่ (2.7) ทำให้เห็นว่า เมื่ออัตราขยายแบบเปิดลูปของวงจรมีค่าเป็น 1 ทำให้ค่าอัตราขยายแบบปิดลูปมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งนั่นคือแม้ว่าไม่มีสัญญาณด้านขาเข้า $(x_i = 0)$ วงจรนี้ก็สามารถให้กำเนิดสัญญาณด้านขาออกได้ กล่าวคือวงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้เอง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นวงจรอาจอาศัยสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณเริ่มต้นในด้านขาเข้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ให้กับตัววงจรซึ่งสัญญาณดังกล่าวมาจากแหล่งกำเนิดใด ๆ ก็ได้ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแหล่งจ่ายของวงจร เป็นต้น ซึ่งโดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไปเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear circuit) แต่ในการวิเคราะห์นั้นใช้หลักการวิเคราะห์แบบเชิงเส้นดังข้างต้น เงื่อนไขที่ได้จึงถูกกำหนดด้วยความถี่ของสัญญาณเท่านั้น ไม่สามารถกำหนดขนาดที่เกิดขึ้นได้ สังเกตจากเงื่อนไขการตรวจสอบของบาร์คฮูเซ่นที่ว่า ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ $2n\Pi$ (n คือ เลขจำนวนเต็ม)

การควบคุมขนาดของสัญญาณที่ถูกกำหนดขึ้นนิยมใช้กันอยู่ 2 วิธีคือ

1. การเพิ่มวงจรที่มารักษาระดับของสัญญาณ

2. นำหลักการการจำกัดขนาดด้วยตนเอง (Self-limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ เริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์มีค่าอัตราขยายสูง ทำให้ลูปในวงจรมีค่ามากกว่าหนึ่งที่ตำแหน่งความถี่ที่มีค่าเฟส $2n\Pi$ (n คือ เลขจำนวนเต็ม) ถ้าขนาดสัญญาณเพิ่มขึ้นทรานซิสเตอร์เกิดการอิ่มตัว (Saturate) ทำให้ค่าอัตราขยายลดลง ทำให้ลูปอัตราขยายของวงจรลดลงจนทำให้สัญญาณที่ได้มีค่าคงที่

2.1.3 หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ

สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 สภาวะ คือ [18, 19]

2.1.3.1 สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจร (First turn-on)

สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจรเกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังงานให้แก่วงจร ซึ่งเป็นแหล่งกำลังงานจากภายนอกให้แก่วงจร การใช้แหล่งจ่ายจากภายนอกนี้ทำให้เกิดสภาวะเปลี่ยนย้าย (Transition) ทำให้เกิดการกระจายของสเปกตรัมขึ้นอย่างมากมาย เนื่องจากมีวงจรกำหนดความถี่อยู่ภายในวงจรกำเนิดสัญญาณ ความถี่ที่ถูกป้อนกลับมีแค่ความถี่เดียว ทำให้เกิดการพิกัดเป็นค่าความถี่ของสัญญาณที่ปรากฏเป็นสัญญาณขาออกของวงจร

2.1.3.2 สภาวะการสร้างสัญญาณ (Signal build-up)

เมื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นโดยวงจรกำหนดความถี่แล้วสัญญาณทางขาออกถูกนำกลับไปยังขาเข้าของวงจร ซึ่งสัญญาณถูกจัดให้มีเฟสที่ตรงกันเพื่อเสริมกำลังของสัญญาณให้มากขึ้น

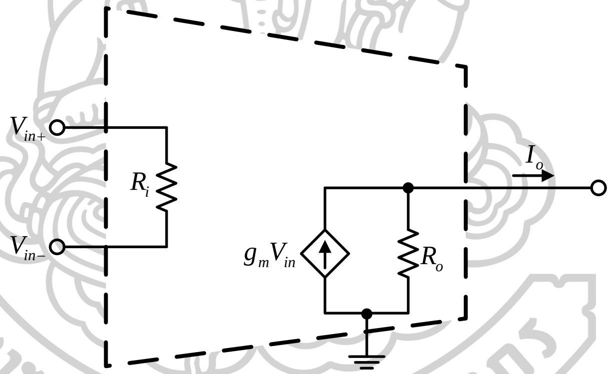
2.1.3.3 สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ (Sustained oscillation)

การรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงอยู่นั้นเป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คฮูเซ่น คือผลคูณของค่าอัตราขยายของวงจรขยาย และวงจรป้อนกลับต้องมีค่าเท่ากับ 1 ในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติต้องมีค่ามากกว่า 1 เล็กน้อยในช่วงสถานะเริ่มแรก นั่นเพื่อเป็นการชดเชยการ

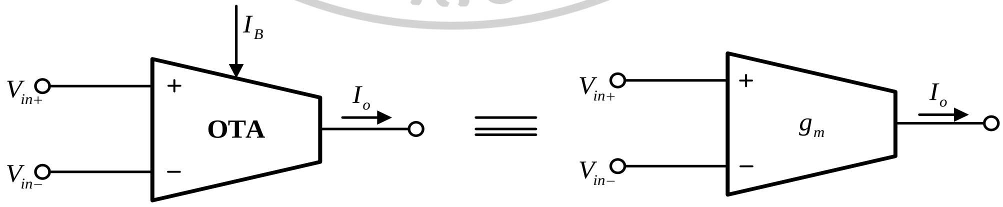
ลดทอนของสัญญาณที่อาจเกิดขึ้นได้ และใช้ลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรเมื่อสัญญาณมีค่ามากมาเป็นตัวรักษาลูปอัตราขยายให้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อจำกัดขนาดของสัญญาณที่ได้ [22]

2.2 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA)

วงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier : OTA) จัดเป็นวงขยายอีกชนิดหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนผันแรงดันเป็นกระแสจัดได้ว่า เป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดับควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (Voltage controlled current source: VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสเรียกว่า ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไป OTA สร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมที่มีคุณสมบัติพื้นฐานคือมีค่าอินพุตอิมพิแดนซ์และเอาท์พุตอิมพิแดนซ์สูง ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอก วงจรสมมูลทางอุดมคติและสัญลักษณ์ของ OTA แสดงดังรูปที่ 2.4 และ 2.5 ตามลำดับ [16, 23]



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลทางอุดมคติของ OTA

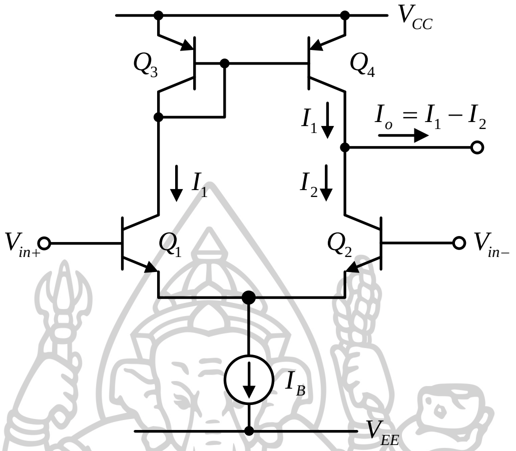


รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ของ OTA

มหาวิทยาลัยศิลปากร

2.2.1 คุณสมบัติของวงจร OTA

วงจรขยาย OTA แบบง่ายที่สุดคือการใช้วงจรขยายความแตกต่าง (Differential amplifier) ต่อร่วมกับภาระแอคทีฟ (Active load) ซึ่งประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัวและแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัวแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรขยายความนำถ่ายโอนแบบพื้นฐาน

จากวงจรในรูปที่ 2.6 มีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลซึ่งทำหน้าที่แปรผันแรงดันเป็นกระแส ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งมีค่าอัตราการสะท้อนเท่ากับ 1 โดยมีกระแส I_B เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันเข้ามาที่อินพุต (V_{in+} และ V_{in-})ทำให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ขึ้นที่ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ แล้วกระแส I_1 ถูกสะท้อนกระแสเนื่องจากวงจรสะท้อนกระแสแบบลบของทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ไปหักลบออกจากกระแส I_2 ที่เกิดขึ้นจากทรานซิสเตอร์ Q_2 แล้วได้กระแสออกเป็นกระแส I_o ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_1 - I_2$ [24] การวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต และค่าความนำถ่ายโอน g_m และการประมาณค่าอันดับหนึ่งอนุกรมเทเลอร์ แสดงได้ดังนี้

จากสมการ

$$I_C = I_S e^{\left(V_{BE}/V_T\right)} \tag{2.8}$$

ความสัมพันธ์ของกระแส I_1 และ I_2 ได้ดังนี้

$$I_1 = I_S e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} \tag{2.9}$$

และ

$$I_2 = I_S e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)} \qquad (2.10)$$

เนื่องจาก

$$I_B = I_1 + I_2 \qquad (2.11)$$

แทนค่าสมการที่ (2.9) และสมการที่ (2.10) ลงในสมการที่ (2.11) ได้เป็น

$$I_B = I_S \left[e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} + e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)} \right] \qquad (2.12)$$

หรือ

$$I_S = \frac{I_B}{e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} + e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)}} \qquad (2.13)$$

แทนค่าสมการที่ (2.13) ลงในสมการที่ (2.9) และ (2.10) ได้เป็น

$$I_1 = \frac{I_B e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)}}{e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} + e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)}} \qquad (2.14)$$

$$I_2 = \frac{I_B e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)}}{e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} + e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)}} \qquad (2.15)$$

เนื่องจาก

$$I_o = I_1 - I_2 \qquad (2.16)$$

แทนค่าสมการที่ (2.14) และสมการที่ (2.15) ลงในสมการที่ (2.16)

$$I_o = I_B = \frac{e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} - e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)}}{e^{\left(V_{BE1}/V_T\right)} + e^{\left(V_{BE2}/V_T\right)}} \qquad (2.17)$$

คูณเศษและส่วนด้วยนิพจน์ $e^{-\left(V_{BE1}+V_{BE2}/2V_T\right)}$ ลงในสมการที่ (2.17)

$$I_o = I_B - \frac{e^{\left(V_{BE1}-V_{BE2}/2V_T\right)} - e^{-\left(V_{BE1}-V_{BE2}/2V_T\right)}}{e^{\left(V_{BE1}-V_{BE2}/2V_T\right)} + e^{-\left(V_{BE1}-V_{BE2}/2V_T\right)}} \qquad (2.18)$$

จาก

$$\tanh x = \frac{e^{(x)} - e^{(-x)}}{e^{(x)} + e^{(-x)}} \qquad (2.19)$$

ดังนั้น

$$I_o = I_B\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{2V_T}\right) \quad (2.20)$$

กำหนดให้ $V_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$ ได้เป็น

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (2.21)$$

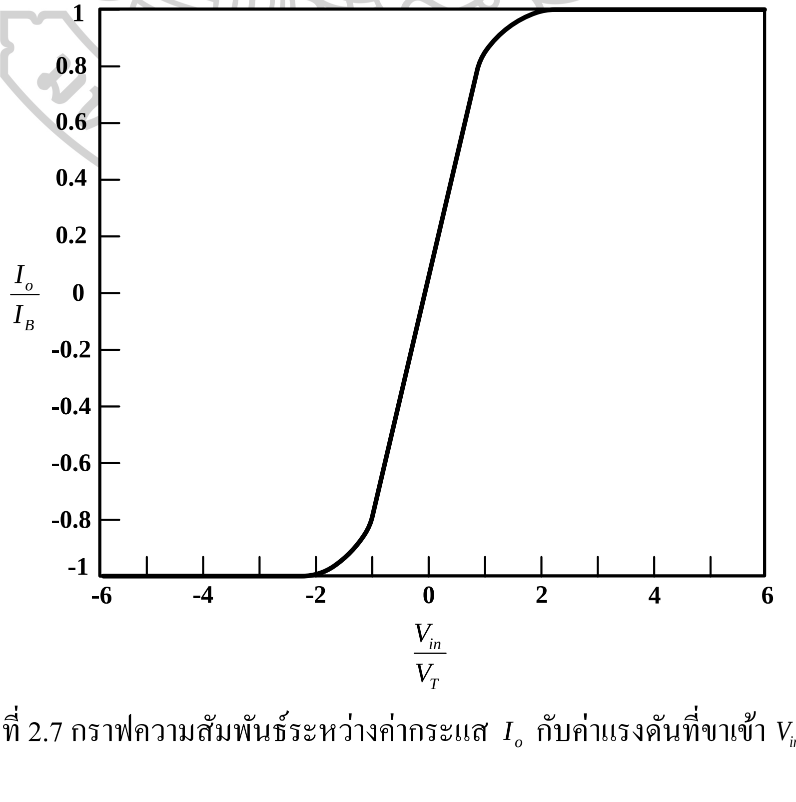
จากการวิเคราะห์สมการข้างต้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสขาออก I_o กับค่าแรงดันที่ขาเข้า V_{in} ได้ดังกราฟรูปที่ 2.7 พบว่าค่าความนำถ่ายโอนมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิคแทนเจนท์โดยในช่วงเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบ ๆ แล้วเข้าสู่ช่วงอิ่มตัวเมื่อความแตกต่างของแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าประมาณ $2V_T$

จากสมการที่ 2.21 สามารถกระจายอนุกรมในเทอมของ $\tanh X$ ได้เป็น

$$\tanh X = X - \frac{1}{3}X^3 + \frac{2}{15}X^5 - \ldots \quad (2.22)$$

โดยการแทนค่าสมการที่ 2.22 ในสมการที่ 2.21

$$I_o = I_B\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) - \frac{1}{3}I_B\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^3 + \frac{2}{15}I_B\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^5 - \ldots \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_o กับค่าแรงดันที่ขาเข้า V_{in}

จากสมการ 2.23 ถ้า V_{in} น้อยกว่า $2V_T$ มาก ๆ ผลคือตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไปมีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นได้ว่า $\tanh X$ มีค่าประมาณ X สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$I_o = \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \tag{2.24}$$

หรือ

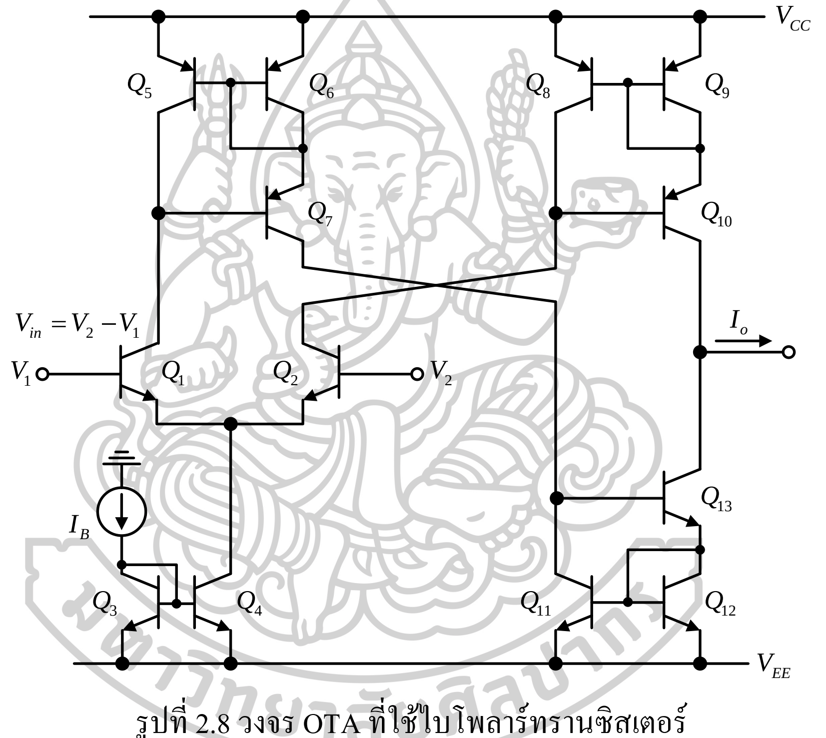
$$I_o = g_m V_{in} \tag{2.25}$$

พบว่า ค่า g_m ของวงจรที่เกิดขึ้นสามารถปรับเปลี่ยนได้จากค่าของกระแส I_B ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถควบคุมค่า g_m ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่อย่างไรก็ตามยังคงมีค่าที่แปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิรอบข้าง [9, 25]

2.2.2 การทำงานของวงจร OTA ที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

จากการทำงานของ OTA ในรูปที่ 2.8 กำหนดให้อัตรขยายกระแส (β) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าสูงมาก ๆ และกระแสไบเอสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสคอลเล็กเตอร์กระแส I_B เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่คือกระแสไบแอสของ OTA โดยวงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 กับ Q_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความแตกต่างพื้นฐานหรือวงจรที่ทำหน้าที่แปรผันแรงดันเป็นกระแสส่วนทรานซิสเตอร์ Q_3 กับ Q_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกซึ่งมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับ 1 โดยทำการสะท้อนกระแสคอลเล็กเตอร์จาก I_{C3} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_B ไปยัง I_{C4} ให้มีค่าเท่ากับ I_B ด้วย และกระแส I_B นี้แยกไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็น I_{C1} และ I_{C2} ตามลำดับมีค่าเท่ากับ $I_B/2$ โดยกระแส I_{C2} ไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_8 ถึง Q_{10} ซึ่งมีอัตราการสะท้อนกระแสเป็น 1 เท่า แล้วทำการสะท้อนกระแสจาก I_{C8} ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_{C2} ไปยัง I_{C10} โดยกระแส I_{C10} จะมีค่าเท่ากับ I_{C2} ในส่วนกระแส I_{C1} ไหลเข้าสู่วงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ Q_5 ถึง Q_7 ดังนั้นกระแส $I_{C5} = I_{C1}$ ถูกสะท้อนไปยัง I_{C7} หลังจากนั้นมีการสะท้อนกระแสอีกครั้งจาก $I_{C7} = I_{C11} = I_{C1}$ ไปยัง I_{C13} โดยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ Q_{11} ถึง Q_{13} โดยอัตราการสะท้อนกระแสของวงจรทั้งสองมีค่าเป็น 1 เท่า กระแส I_{C13} มีค่าเท่ากับ I_{C1} ซึ่งจากกระแสที่จุดออกของวงจร OTA กระแส I_o มีค่าเท่ากับผลต่างของกระแส I_{C10} กับ I_{C13} ดังนั้นจึงทำให้กระแส I_o มีค่าเท่ากับ $I_{C2} - I_{C1}$ [23] โดยข้อเด่นของ OTA คือมี

แบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าออปแอมป์ และค่าความนำถ่ายโอนมีค่าความเป็นเชิงเส้นมากกว่า และมีความเหมาะสมที่นำมาทำเป็นวงจรรวมแบบโมโนลิทิค และตัว OTA มีความสะดวกในการนำไปต่อเป็นวงจรกรองความถี่ หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบโดยใช้ OTA มีข้อจำกัดอยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ ค่าความนำถ่ายโอนมีผลกระทบต่ออุณหภูมิเป็นอย่างมาก ประการที่สองคือภาคขาเข้าของ OTA เป็นคู่ดิฟเฟอเรนเชียล ดังนั้นแรงดันขาเข้าถูกจำกัดไม่เกิน $52mV$ หรือประมาณ $2V_T$ ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหากสัญญาณขาเข้ามีค่าสูงกว่าค่าดังกล่าว OTA เข้าสู่ช่วงอิ่มตัว [24, 26]

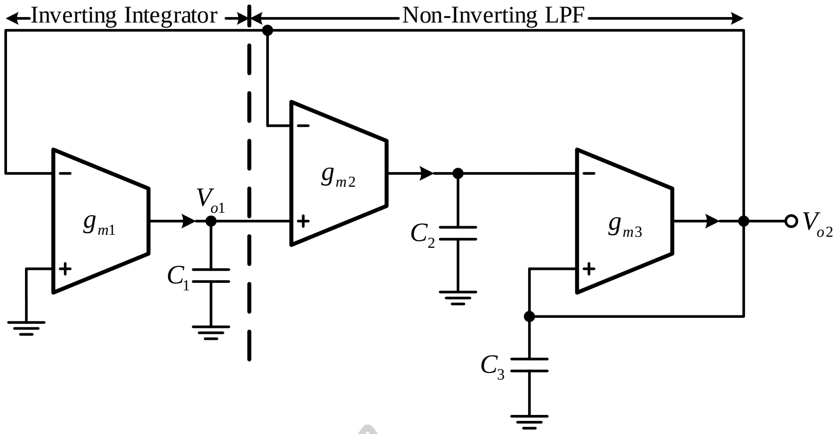


รูปที่ 2.8 วงจร OTA ที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.3 ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง

2.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์แบบอนุพันธ์ลำดับที่สามที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์ CMOS-OTAs

ในวิจัย [5] ได้เสนอการสร้างวงจรสัญญาณควอเดรเจอร์แบบอนุพันธ์ลำดับที่สามโดยใช้ OTAs จำนวน 3 ตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์จำนวน 3 ตัว โดยวงจรแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์แบบอนุพันธ์ลำดับที่สามที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์ CMOS-OTAs

จากรูปที่ 2.9 ได้สมการคุณลักษณะดังนี้

$$s^3C_1C_2C_3 + s^2C_1C_2g_{m3} + sC_1g_{m2}g_{m3} + g_{m1}g_{m2}g_{m3} = 0 \tag{2.26}$$

จากสมการที่ (2.26) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่เป็นไปดังสมการที่ (2.27) และ (2.28) ตามลำดับ

$$g_{m3} \geq \frac{C_3 g_{m1}}{C_1} \tag{2.27}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.28}$$

ค่าความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} โดยมีมุมต่างเฟสที่ 90 องศา แสดงดังต่อไปนี้

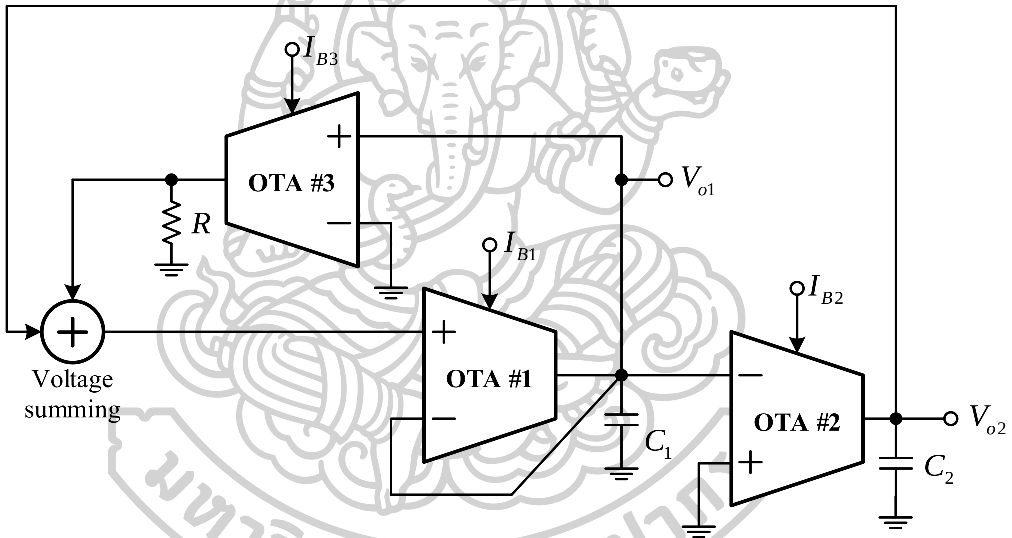
$$\frac{V_{o1}(s)}{V_{o2}(s)} = -\frac{g_{m1}}{sC_1} \tag{2.29}$$

ข้อดีของงานวิจัยนี้คือเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นอิสระต่อกันโดยที่เงื่อนไขการกำเนิดควบคุมจาก g_{m3} และความถี่ควบคุมด้วย g_{m2} รวมถึงมีการนำไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ CA3080 มาทดลองต่อจริงเพื่อพิสูจน์ประสิทธิภาพของวงจรที่ได้ออกแบบ แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้มีข้อเสียคือจากผลการทดลองสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ไม่มีความเป็นเชิงเส้นจากค่าของ C_1 ที่ส่งผลต่อทั้งเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ

และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต อีกทั้งยังไม่สามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ และไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมความถี่แบบเชิงเส้น

ในงานวิจัย [10] ได้เสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมความถี่แบบเชิงเส้น ในวงจรประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสียแบบกลับเฟส วงจรขยายและวงจรรวม ทำให้ได้สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่เอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ซึ่งสัญญาณทั้งสองมีมุมต่างเฟสที่ 90° ในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมความถี่แบบเชิงเส้น

OTA ที่ถูกใช้ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอนั้นมาจากไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ LM13700 จากความสัมพันธ์ทางแรงดันและกระแสของไอซีเบอร์ LM13700 และคุณสมบัติของ OTA สามรถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรที่นำเสนอได้ดังต่อไปนี้

$$s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m1} g_{m2}} + s \frac{C_2}{g_{m2}} \left(1 - g_{m3} R\right) + 1 = 0 \tag{2.30}$$

จากสมการ (2.30) สามารถวิเคราะห์เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตแสดงดังสมการต่อไปนี้ตามลำดับ

$$g_{m3}R \geq 1 \tag{2.31}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.32}$$

จากวงจรที่นำเสนอ เมื่อ g_{m1}, g_{m2} และ g_{m3} ควบคุมโดย I_{B1}, I_{B2} และ I_{B3} ตามลำดับ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_{B3}R}{2V_T} \geq 1 \tag{2.33}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{2V_T}\sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \tag{2.34}$$

จากสมการ (2.34) พบว่า การปรับความถี่แบบเชิงเส้นโดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำได้โดยเปลี่ยนค่ากระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B2} $(I_{B1} = I_{B2} = I_B)$ สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (2.35) โดยที่ไม่ส่งผลต่อเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณในสมการ (2.33) นั้นสามารถควบคุมได้อย่างอิสระโดยการปรับค่ากระแสไบแอส I_{B3}

$$f_0 = \frac{I_B}{4\pi V_T}\sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \tag{2.35}$$

ความสัมพันธ์ทางเฟสของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองแสดงเป็นอัตราส่วนของ v_{o1} และ v_{o2} ดังสมการ

$$\frac{v_{o2}}{v_{o1}} = -\frac{g_{m2}}{sC_2} \tag{2.36}$$

จากสมการ (2.36) สามารถยืนยันวงจรที่นำเสนอได้ว่าสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ โดยที่เฟสของ v_{o2} นำเฟสของ v_{o1} ที่ 90° โดยขนาดของแรงดันเอาต์พุตของสมการ (2.36) ที่ความถี่หนึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

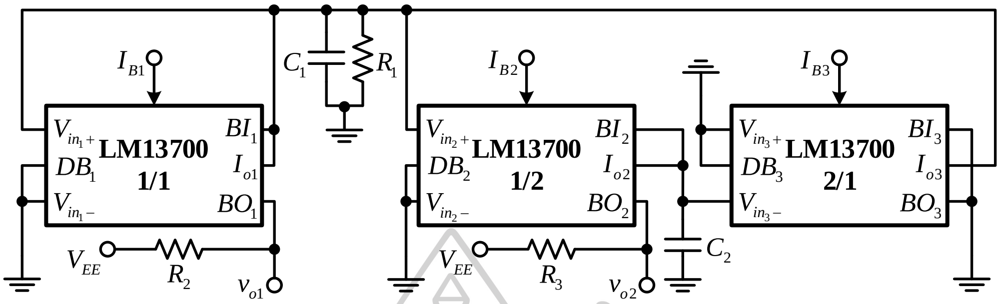
$$\left|\frac{v_{o2}}{v_{o1}}\right| = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \tag{2.37}$$

ในสมการ (2.37) เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2$ และ $I_{B1} = I_{B2}$ ทำให้ขนาดแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากันในทุก ๆ ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต

จากวงจรและสมการข้างต้นพบว่า การะปรับค่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ มีความเป็นอิสระต่อกันและมี

ความเป็นเป็นเชิงเส้น มีการยืนยันผลการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง แต่อย่างไรก็ตามวงจรนี้ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้ และไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ LM13700



รูปที่ 2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ LM13700

ในวิจัย [12] ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ไอซีเบอร์ LM13700 จำนวน 2 ตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัวต่อลงกราวนด์ ซึ่งสามารถให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีมุมต่างเฟสกันใกล้เคียง 90° โดยมีสมการคุณลักษณะดังนี้

$$s^2 - \frac{s\left(g_{m1} - \frac{1}{R}\right)}{C_1} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} = 0 \tag{2.38}$$

จากสมการคุณลักษณะข้างต้นเมื่อกำหนดให้ $g_{m2} = g_{m3} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ และจากความสัมพันธ์ทางแรงดันและกระแสกับค่าความนำถ่ายโอน (g_m) ของไอซีเบอร์ LM13700 ได้เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณคือ

$$I_{B1} \geq \frac{2V_T}{R} \tag{2.39}$$

และความถี่ของเอาต์พุตได้เป็น

$$f_o = \frac{I_B}{4\pi C V_T} \tag{2.40}$$

เมื่อพิจารณาแรงดันส่งผ่านระหว่าง v_{o1} และ v_{o2} ของวงจรพบว่า มีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต และมีมุมต่างเฟสดังนี้

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{sC_2}{g_{m2}} \tag{2.41}$$

$$\theta_{\frac{v_{o1}}{v_{o2}}} = 90^{\circ} \tag{2.42}$$

ในสมการ (2.39) และ (2.40) พบว่า วงจรเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และเป็นอิสระจากกันโดยเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถควมคุมได้ด้วย I_{B1} และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ด้วย I_{B2} และ I_{B3}

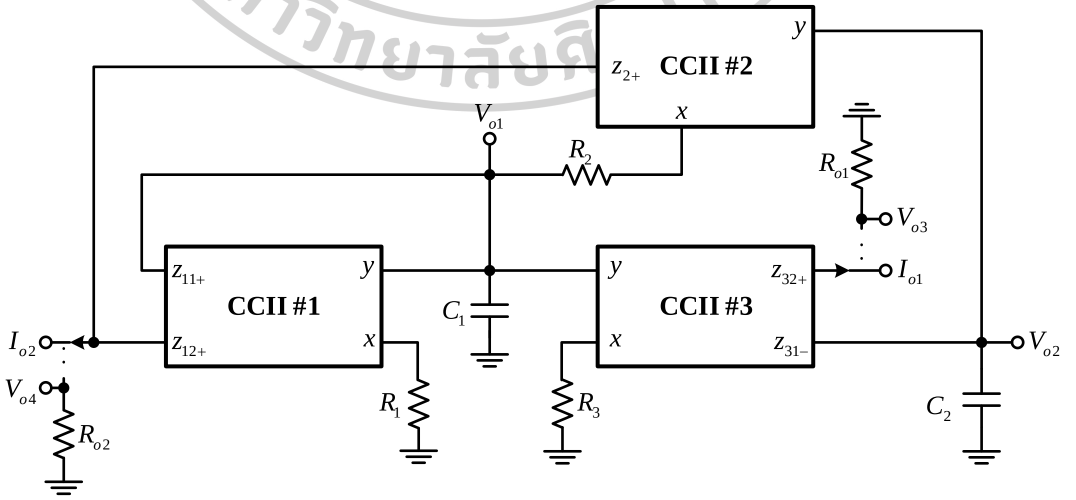
จากวงจรที่นำเสนอของ [12] สัญญาณเอาต์พุตที่ได้นั้นมีแอมพลิจูดที่เท่ากัน ให้ความถี่สูงสุดที่ประมาณ 1.5*MHz* ค่าความผิดพลาดที่ต่ำทั้งในส่วนของความถี่เอาต์พุต มุมต่างเฟส และค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ค่อนข้างต่ำเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตามวงจรนี้ไม่สามารถปรับขนาดเอาต์พุตได้ และไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันด้วยอุปกรณ์ CCIIs แบบหลายเอาต์พุตและตัวเก็บประจุชนิดต่อลงกราวนด์

ในงานวิจัย [27] ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้อุปกรณ์ CCIIs จำนวน 3 ตัว ร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 5 ตัว และตัวเก็บประจุอีก 2 ตัว ซึ่งสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตได้ 2 แบบ คือ โหมดกระแสและโหมดแรงดัน โดยมีวงจรแสดงดังรูปที่ 2.12 และจากวงจรสามารถวิเคราะห์สมการคุณลักษณะได้ดังนี้

$$s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sC_2R_3\left(R_1 - R_2\right) + R_1 = 0 \tag{2.43}$$

จากสมการที่ (2.43) จึงได้เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นไปดังสมการที่ (2.44) และ (2.45) ตามลำดับ



รูปที่ 2.12 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันด้วยอุปกรณ์ CCIIs แบบหลายเอาต์พุตและตัวเก็บประจุชนิดต่อลงกราวนด์

$$\frac{R_1}{R_2} \geq 1 \tag{2.44}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{2.45}$$

โดยเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณควบคุมที่ R_1 และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมที่ R_3 โดยกำหนดให้ R_2 , C_1 และ C_2 เป็นค่าคงที่ การควบคุมเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่เป็นอิสระต่อกัน เมื่อให้ R_2 เป็นค่าคงที่ ความสัมพันธ์ของค่าแรงดันส่งผ่านและมุมต่างเฟสเป็นไปดังสมการที่ (2.46) และ (2.47) ตามลำดับ

$$\frac{V_{o2}(s)}{V_{o1}(s)} = -\frac{1}{sC_2 R_3} \tag{2.46}$$

$$\theta_{\frac{V_{o2}}{V_{o1}}} = 90^\circ \tag{2.47}$$

ค่าความสัมพันธ์ของกระแสส่งผ่านและมุมต่างเฟส แสดงดังสมการ (2.48) และ (2.49) ตามลำดับ

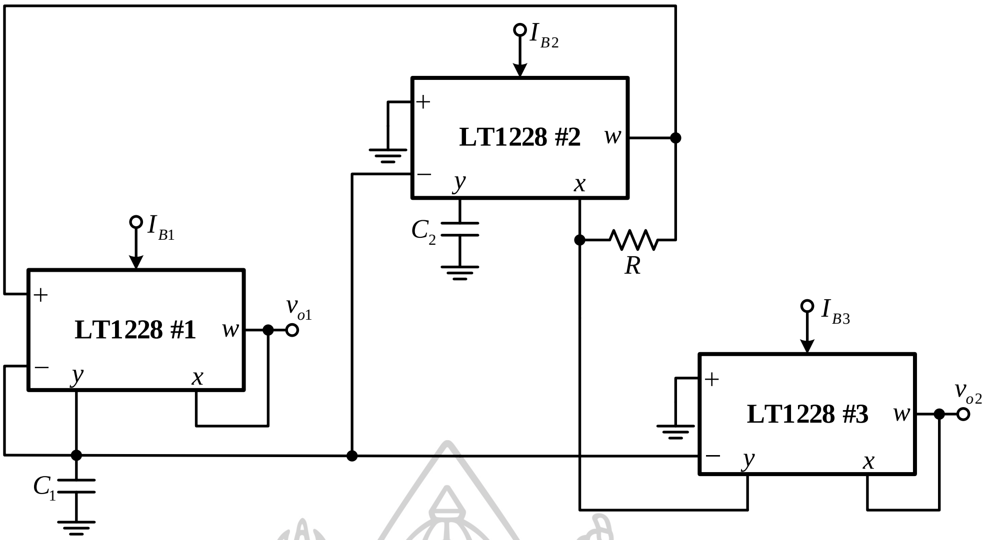
$$\frac{I_{o2}(s)}{I_{o1}(s)} = -\frac{1}{sC_2 R_2} \tag{2.48}$$

$$\theta_{\frac{I_{o2}}{I_{o1}}} = 90^\circ \tag{2.49}$$

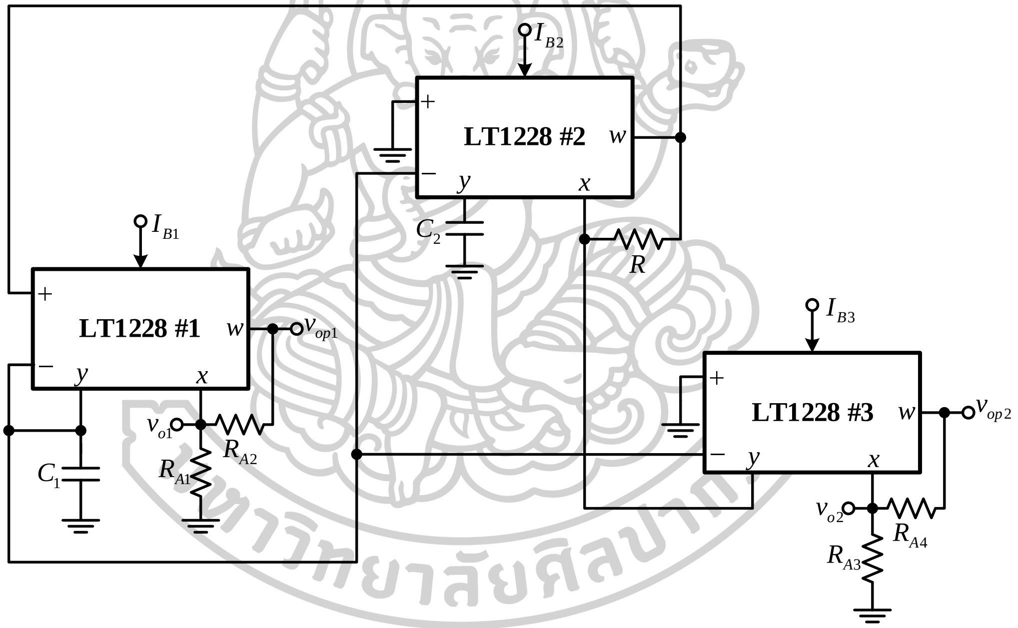
ในงานวิจัยนี้มีข้อดีคือวงจรสามารถทำงานได้ทั้งโหมดกระแสและโหมดแรงดันพร้อมกัน และมีการทดสอบประสิทธิภาพด้วยการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 ทว่าวงจรนี้ยังมีข้อเสียคือความถี่และเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ซึ่งเห็นได้จากสมการ (2.44) และ (2.45) โดยต้องปรับเปลี่ยนค่าด้วยตัวต้านทาน รวมถึงโครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟเป็นจำนวนมาก และวงจรไม่สามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุต และไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันสำหรับระบบตรวจจับเฟสโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์

ในงานวิจัย [11] ได้เสนอการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณควอเดรเจอร์สำหรับระบบการตรวจจับเฟส (PSD : Phase Sensitive Detection System) ด้วยการใช้ไอซีเบอร์ LT1228 จำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวนด์ แสดงดังรูปที่ 2.13



(ก.)



(ข.)

รูปที่ 2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสและโหมดแรงดันสำหรับระบบตรวจจับเฟสโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ (ก.) กรณีอัตราขยาย 1 เท่า (ข.) กรณีต่อส่วนปรับขยายขนาดสัญญาณเอาต์พุตเพิ่มเติม

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.13 (ก.) พบว่า ไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 1 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย ตัวที่ 2 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย และตัวที่ 3 ทำหน้าที่รวมแรงดันและขยายแรงดัน วงจรดังกล่าวมีสมการคุณลักษณะดังนี้

$$s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1}\left(1 - g_{m3}R\right) + g_{m1}g_{m2} = 0 \qquad (2.50)$$

จากสมการ (2.50) สามารถทราบเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นดังสมการ (2.51) และ (2.52) ตามลำดับ

$$g_{m3} \geq \frac{1}{R} \tag{2.51}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.52}$$

ค่าความนำถ่ายโอนสามารถถูกควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_m = 10I_B \tag{2.53}$$

เมื่อแทนค่า สมการที่ (2.53) ลงในสมการ (2.51) และ (2.52) ได้สมการความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตใหม่ที่สามารถควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระได้เป็น

$$f_o = \frac{5}{\pi}\sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \tag{2.54}$$

ในส่วนของเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเขียนได้ว่า

$$I_{B3} \geq \frac{1}{10R} \tag{2.55}$$

เมื่อกำหนดว่า $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ สมการความถี่เอาต์พุตใหม่ได้เป็น

$$f_o = \frac{5I_B}{\pi\sqrt{C_1C_2}} \tag{2.56}$$

เมื่อพิจารณาแรงดันส่งผ่านระหว่างเอาต์พุตทั้งสองสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{v_{o2}}{v_{o1}} = -\frac{g_{m2}}{sC_2} = -\frac{10I_{B2}}{sC_2} \tag{2.57}$$

และมุมต่างเฟสระหว่างสองเอาต์พุตแสดงได้ว่า

$$\theta_{\frac{v_{o2}}{v_{o1}}} = 90^\circ \tag{2.58}$$

วงจรนี้ยังสามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยการเพิ่มตัวต้านทาน R_{A1}, R_{A2}, R_{A3}, และ R_{A4} เข้าไปในวงจรแสดงดังรูปที่ 2.13 (ข.) โดยที่ขนาดของ v_{o1} สามารถควบคุมได้โดยการเพิ่ม R_{A1} และ R_{A2} ส่วนขนาดของ v_{o2} สามารถควบคุมได้โดยการเพิ่ม R_{A3} และ R_{A4} ซึ่งค่าแรงดันสัญญาณเอาพุตทั้งสองที่ถูกปรับขยายกำหนดเป็น v_{op1} และ v_{op2} ตามลำดับ มีความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

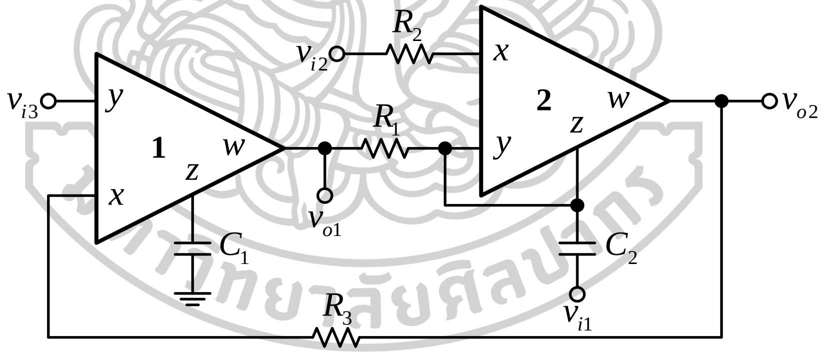
$$A_{V1} = \frac{v_{op1}}{v_{o1}} = \left(\frac{R_{A2}}{R_{A1}} + 1\right) \tag{2.59}$$

$$A_{V2} = \frac{v_{op2}}{v_{o2}} = \left(\frac{R_{A4}}{R_{A3}} + 1\right) \tag{2.60}$$

จากงานวิจัยฉบับนี้มีสิ่งที่น่าสนใจคือเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระต่อกัน และยังสามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยการเพิ่มอุปกรณ์แบบพาสซีฟเข้าไป โดยผลการทดลองมีค่าความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีอยู่ในระดับต่ำ แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากัน แต่ยังมีข้อเสียคือไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFAs

ในงานวิจัย [28] ได้เสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFAs ในวงจรประกอบไปด้วยวงจรขยายป้อนกลับกระแส 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวน์ และตัวต้านทานแบบลอย 3 ตัว แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน และสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFAs

โดยในส่วนของการสร้างสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ทางผู้นำเสนอได้กำหนดให้ V_{i1} , V_{i2} และ V_{i3} มีค่าเป็นศูนย์ วงจรมีสมการคุณลักษณะดังต่อไปนี้

$$s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_2} - \frac{1}{R_2C_2}\right) + \frac{1}{R_1R_3C_1C_2} \tag{2.61}$$

จากสมการ (2.61) สามารถวิเคราะห์เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต แสดงดังสมการต่อไปนี้ตามลำดับ

$$R_2 \leq R_1 \tag{2.62}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2}} \tag{2.63}$$

แรงดันส่งผ่านของเอาต์พุตทั้งสอง V_{o1} และ V_{o2} ของวงจรแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = -\frac{1}{sC_1 R_3} \tag{2.64}$$

เมื่อสัญญาณไซน์อยู่ในสภาวะคงตัวสามารถเขียนสมการใหม่เป็น

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{1}{\omega_0 C_1 R_3} e^{j90^\circ} \tag{2.65}$$

วิเคราะห์สมการ (2.65) ได้มุมค่ามุมต่างเฟสเป็น

$$\theta_{\frac{V_{o1}}{V_{o2}}} = 90^\circ \tag{2.66}$$

จากสมการ (2.62) พบว่า เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนค่า R_2 ซึ่งเป็นอิสระจากความที่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ซึ่งควบคุมโดยการเปลี่ยนค่า R_3 และจากสมการ (2.65) สามารถยืนยันได้ว่า สัญญาณเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} เป็นสัญญาณไซน์แบบคอวเดรเจอร์

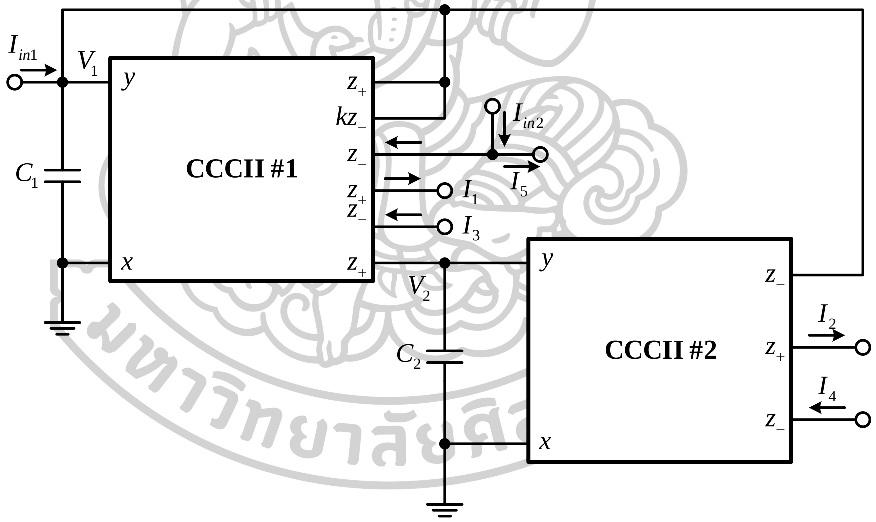
จากวงจรที่นำเสนอของ [28] สัญญาณเอาต์พุตที่ได้นั้นมีค่าอิมพิแดนซ์ที่ต่ำ มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟส และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคที่ต่ำ และทางผู้วิจัยได้วิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติไว้ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดภายในตัวอุปกรณ์ส่งผลกับวงจรที่นำเสนอในระดับที่น้อย แต่อย่างไรก็ตามจากสมการของวงจรแสดงให้เห็นว่า การปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตนั้นไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ต้องทำการเปลี่ยนอุปกรณ์พาสซีพซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากขึ้น และขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเปลี่ยนไปตามความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตไม่สามารถควบคุม ซึ่งในวงจรที่ผู้วิจัยได้นำเสนอนั้นสามารถปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และยังสามารถปรับเงื่อนไขสามารถปรับขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้อย่างอิสระจากค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต และสามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และวงจรกรองหลายหน้าที่โดยใช้ CCCII ที่สามารถปรับขนาดได้

ในงานวิจัย [29] ได้นำเสนอเรื่องวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และวงจรกรองหลายหน้าที่โดยใช้ CCCII ที่สามารถปรับขนาดได้ โดยในวงจรที่นำเสนอประกอบไปด้วย CCCII จำนวน 2 ตัวต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อลงกราวนด์แสดงดังรูปที่ 2.15 ในส่วนของสัญญาณควอเดรเจอร์นั้นกำหนดให้ I_{in1} และ I_{in2} มีค่าเท่ากับ 0 และ V_1 กับ V_2 คือเอาต์พุตโหมดแรงดัน ส่วน I_1 ถึง I_4 เป็นเอาต์พุตโหมดกระแส โดยที่ I_3 และ I_4 คือสัญญาณเอาต์พุตแบบกลับด้านของสองตัวแรก $I_3\left(I_3=-I_1\right)$ และ $I_4\left(I_4=-I_2\right)$ มีสมการคุณลักษณะของวงจรแสดงดังสมการ (2.67)

$$s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2}+sC_2R_{x2}\left(k-1\right)+1=0 \tag{2.67}$$

เมื่อ R_{x1} และ R_{x2} คือค่าความต้านทานแฝงที่อยู่ภายในขา x ของ CCCII ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ส่วน k คืออัตราขยาย ณ ขณะนั้น



รูปที่ 2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และวงจรกรองหลายหน้าที่สามารถปรับขนาดได้

จากสมการ (2.67) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่สัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$k\le 1 \tag{2.68}$$

$$\omega_o=\frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \tag{2.69}$$

จากสมการ (2.68) และ (2.69) และจากสมการความสัมพันธ์ของ CCCII พบว่า เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่เอาต์พุตสามารถปรับค่าได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระต่อกัน โดยที่เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้ที่ k นั่นคือ I_a/I_b ส่วนความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมได้ที่ I_{o1} และ I_{o2} ซึ่ง I_{o1} และ I_{o2} คือกระแสไบแอสของ CCCII ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ตามลำดับมี ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_1 = sR_{x2}C_1V_2 \tag{2.70}$$

มุมต่างเฟสของวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดที่ไม่มีการสูญเสียมีสมการดังนี้

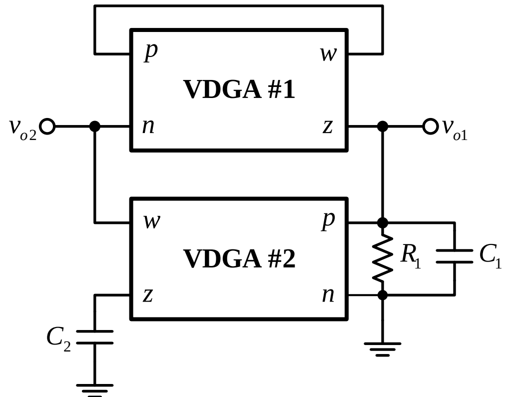
$$\theta_{\frac{V_2}{V_1}} = 90^\circ \tag{2.71}$$

จากสมการ (2.71) ยืนยันได้ว่า เอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ ในโหมดกระแสที่ I_1 และ I_2 แลในโหมดแรงดันที่ V_1 และ V_2

จากวงจรที่ [29] เสนอสามารถให้เอาต์พุตสูงสุดที่ 1.1MHz มีข้อดีคือสามารถให้เอาต์พุตได้สองโหมดทั้งกระแสและแรงดัน โดยมีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 9.84% และสามารถปรับขนาดได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าวมีขนาดของเอาต์พุตทั้งสองไม่เท่ากัน และยังไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ต่ออุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดลงกราวนด์โดยใช้ VDGA

ในงานวิจัย [30] ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ Voltage differencing gain amplifier (VDGA) โดยภายในวงจรประกอบไปด้วย VDGA จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อแบบลงกราวนด์ แสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ต่ออุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดลงกราวนด์โดยใช้ VDGA

จากรูปที่ 2.16 พบว่า อุปกรณ์พาสซีฟทุกตัวต่อลงกราวนด์ซึ่งเหมาะแก่การนำไปทำวงจรรวม เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรแล้วได้สมการคุณลักษณะแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$s^2 + \left(\frac{1}{R_1} - g_{mA1}\beta_1\right)\frac{s}{C_1} + \left(\frac{g_{mA1}g_{mA2}\beta_2}{C_1C_2}\right) = 0 \tag{2.72}$$

เมื่อ g_{mAj} คือ ค่าความนำถ่ายโอนของ VDGA และ β_j คือค่าแรงดันถ่ายโอนที่สัมพันธ์กับ VDGA ซึ่งมาจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของ VDGA จากสมการ (2.72) มีเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{1}{R_1} \geq g_{mA1}\beta_1 \tag{2.73}$$

และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตคือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{mA1}g_{mA2}\beta_2}{C_1C_2}} \tag{2.74}$$

จากสมการ (2.73) และ (2.74) พบว่า การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ของทั้งสองไม่ส่งผลกระทบต่อกันโดยที่เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณปรับค่าได้จาก R_1 และหรือ β_1 ส่วนความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตปรับค่าได้จาก g_{mA2} และหรือ β_2 จากรูปที่ 2.28 ความสัมพันธ์ขอแรงดันเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{v_{o2}(j\omega)}{v_{o1}(j\omega)} = \left(\frac{g_{mA2}\beta_2}{\omega C_2}\right)e^{-j90^\circ} \tag{2.75}$$

จากสมการ (2.81) พบว่า มุมต่างเฟสระหว่าง v_{o1} และ v_{o2} มีค่าเท่ากับ 90° แสดงให้เห็นว่า เอาต์พุตทั้งสองเป็นสัญญาณควอเดรเจอร์ ทางผู้วิจัยดังกล่าวได้วิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติเอาไว้ด้วยซึ่งแทนค่าด้วย α แทนในส่วนของค่าความผิดพลาดทางความนำถ่ายโอนและ δ แทนในส่วนของค่าเบี่ยงเบนทางแรงดันไฟฟ้าตามลำดับจากสมการ (2.73) และ (2.74) สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$\frac{1}{R_1} \geq \alpha_1\alpha_2\delta_1 g_{mA1}\beta_1 \tag{2.76}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1\alpha_2\delta_2 g_{mA1} g_{mA2}\beta_2}{C_1C_2}} \tag{2.77}$$

จากผลการทดลองของวงจรข้างต้นนี้สรุปได้ว่า วงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยควบคุมจากกระแสไบแอสจากภายนอกโดยไม่ส่งผลกระทบต่อกัน แต่อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าวยังไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้ และไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

2.3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFOA และอุปกรณ์แบบพาสซีฟ 4 ตัว

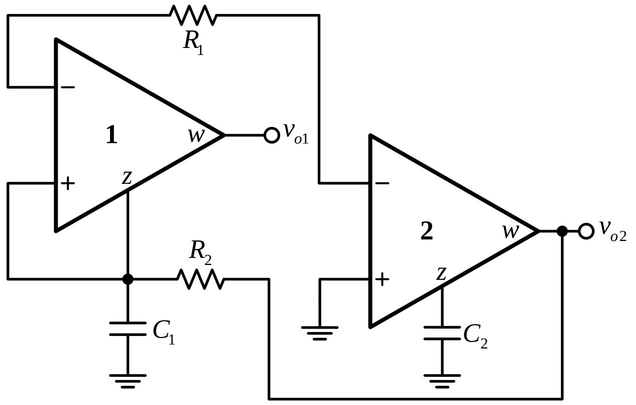
ในปีงานวิจัย [31] ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFOA จำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์แบบพาสซีฟจำนวน 4 ตัวที่ทำงานในโหมดแรงดัน ซึ่งประกอบไปด้วยตัวต้านทาน 2 ตัว และตัวเก็บประจุอีก 2 ตัวแบบต่อลงกราวนด์ ทางผู้วิจัยได้ออกแบบไว้ 2 รูปแบบแสดงดังรูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ทางแรงดันและกระแสของ CFOA สามารถวิเคราะห์สมการคุณลักษณะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2\left(R_1 - R_2\right) + 1 = 0 \tag{2.78}$$

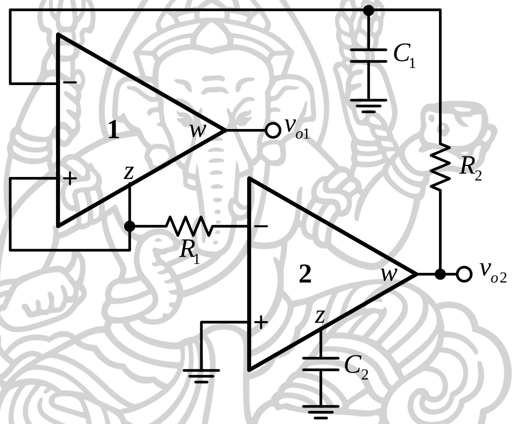
เมื่อ $s = j\omega$ จากสมการ (2.78) สามารถเขียนเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่สัญญาณเอาต์พุตได้ดังสมการต่อไปนี้

$$R_1 \geq R_2 \tag{2.79}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} \tag{2.80}$$



(ก.)



(ข.)

รูปที่ 2.17 (ก.) วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFOA แบบที่ 1 (ข.) วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้ CFOA แบบที่ 2

จากสมการข้างต้นเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้ผ่าน R_1 และหรือ R_2 ส่วนความถี่สัญญาณเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ผ่าน C_1 และหรือ C_2 โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อกันจากรูปที่ 2.17 สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตทั้งสอง V_{o1} และ V_{o2} ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = -\frac{1}{\omega C_2 R_1} e^{j90^\circ} \tag{2.81}$$

จากสมการ (2.81) สรุปได้ว่า มุมต่างเฟสระหว่าง V_{o1} และ V_{o2} มีค่าอยู่ที่ 90° ทางผู้วิจัยได้วิเคราะห์ถึงกรณีไม่เป็นอุดมคติไว้ด้วยในส่วนของค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสซึ่ง

สามารถเขียนใหม่ได้เป็น $v_x = \beta v_y$, $i_z = \alpha i_x$ และ $v_w = \gamma v_z$ จากรูปที่ 2.17(ก.) สามารถเขียนสมการคุณลักษณะใหม่ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_2\left(R_1 - \alpha_1 \beta_1 R_2\right) + \alpha_2 \beta_1 \gamma_2 = 0 \quad (2.82)$$

จากสมการ (2.79) และ (2.80) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตในกรณีไม่เป็นอุดมคติสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$R_1 \geq \alpha_1 \beta_1 R_2 \quad (2.83)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_1 \gamma_2}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.84)$$

จากรูปที่ 2.17 (ข.) สามารถเขียนสมการคุณลักษณะใหม่ในกรณีไม่เป็นอุดมติได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\alpha_1 \beta_1 s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_2\left(\alpha_1 \beta_1 R_1 - R_2\right) + \alpha_1 \alpha_2 \gamma_2 = 0 \quad (2.85)$$

จากสมการ (2.79) และ (2.80) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตในกรณีไม่เป็นอุดมคติสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\alpha_1 \beta_1 R_1 \geq R_2 \quad (2.86)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_2 \gamma_2}{\beta_1 C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.87)$$

ในงานวิจัยฉบับนี้ได้ทำการทดสอบผลการทำงานของวงจรไว้ทั้งการจำลองผ่านโปรแกรม HSPICE และการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 ในการทดสอบซึ่งทางผู้วิจัยได้วิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติเมื่อใช้ไอซีเบอร์ AD844 ที่มาจากค่าความต้นทานแฝงและค่าตัวเก็บประจุแฝงภายในขาไอซีไว้ด้วย โดยนำเอาวงจรจากรูปที่ 2.17 (ก.) มาทดสอบจริงซึ่งสมการคุณลักษณะของวงจรจริงดังกล่าวแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$s^2 C_1' C_2' + sC_2'\left(G_2' - G_1'\right) + G_1' G_2 = 0 \quad (2.88)$$

เมื่อ $C_1' = C_1 + C_{z1} + C_{y1}$, $C_2' = C_2 + C_{z2}$, $G_1' = G_1 + G_{x1} + G_{x2}$ และ $G_2' = G_2 + G_{z1} + G_{y2}$

จากสมการ (2.88) สามารถเขียนเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตในกรณีไม่เป็นอุดมคติได้ดังสมการต่อไปนี้

$$G_2' \geq G_1' \quad (2.89)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{G_1'G_2}{C_1'C_2'}} \tag{2.90}$$

จากผลการทดสอบความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้สูงสุดประมาณ 1.53MHz ที่สัญญาณอยู่ในสถานะคงตัว ส่วนในการทดสอบโดยการต่อวงจรจริงได้ทดสอบที่ความถี่ 67.68kHz เท่านั้น ซึ่งจากผลการทดลองทั้งหมดนั้นเห็นว่า ผลการทดลองที่ได้สัญญาณเอาต์พุตทั้งสองมีแอมพลิจูดที่ค่อนข้างเท่ากัน มีค่าความผิดพลาดที่ค่อนข้างต่ำ แต่อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าวไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ต้องปรับโดยการเปลี่ยนอุปกรณ์พาสซีฟเท่านั้น และวงจรไม่สามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุต และไม่สามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมได้

บทที่ 3
วิธีการดำเนินการวิจัย

จากการศึกษา ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ ผู้วิจัยได้สังเคราะห์และออกแบบวงจรเพื่อพัฒนาให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นนั่นคือลดค่าความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีในแต่ละการเปรียบเทียบ เช่น ความถี่ มุมเฟส และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิค เป็นต้น โดยมีลำดับการวิจัยดังต่อไปนี้

3.1. สังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอ

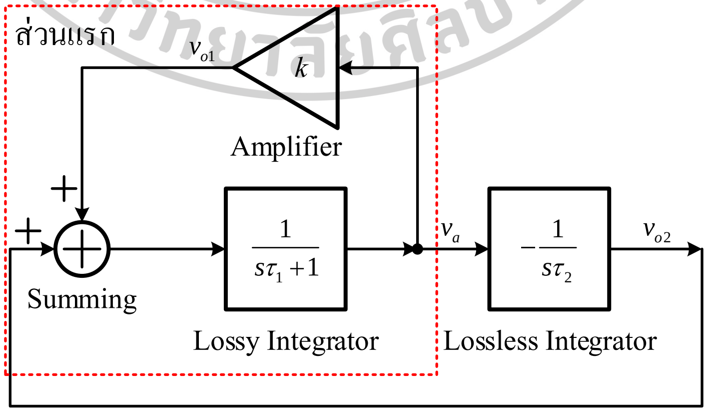
3.2. วิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีอุดิมคติ

3.3. วิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีที่ไม่เป็นอุดิมคติ

3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์

3.1.1 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์

เมื่อพิจารณาจากกรอบแนวความคิดที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 พบว่า วงจรที่นำเสนอประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless integrator) ต่อร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย (Lossy integrator) และวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) แสดงในรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดการวิเคราะห์หาสมการของวงจรดังต่อไปนี้ [11, 17]



รูปที่ 3.1 กรอบแนวความคิดของวงจรที่นำเสนอ [11]

เมื่อ τ_1 และ τ_2 คือ ค่าคงที่ทางเวลาของตัวอินทิเกรเตอร์ (Time constance) แต่ละตัว และ k คือ ค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณ พิจารณาจากองค์ประกอบต่าง ๆ ในกรอบแนวความคิดในส่วนแรกประกอบไปด้วยวงจรขยายสัญญาณ และวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย กำหนดให้ v_a และ v_{o2} คือ เอาต์พุตและอินพุตของส่วนแรกตามลำดับ ได้ความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

$$v_a = \frac{1}{s\tau_1 + 1 - k}\left(v_{o2}\right) \tag{3.1}$$

พิจารณาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียได้ดังนี้

$$\frac{v_{o2}}{v_a} = -\frac{1}{s\tau_2} \tag{3.2}$$

ดังนั้นจึงได้

$$v_{o2} = -\frac{1}{s\tau_2}\left(v_a\right) \tag{3.3}$$

แทนค่าสมการ (3.3) ลงในสมการ (3.1) ได้สมการใหม่ดังต่อไปนี้

$$v_a = \left(\frac{1}{s\tau_1 + 1 - k}\right)\left(-\frac{1}{s\tau_2}\right)\left(v_a\right) \tag{3.4}$$

ได้สมการคุณลักษณะของกรอบแนวความคิดดังสมการเป็น

$$s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2\left(1-k\right) + 1 = 0 \tag{3.5}$$

เมื่อ $s = j\omega$ ดังนั้นจากสมการ (3.5) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$1 - \omega^2\tau_1\tau_2 + j\omega\tau_2\left(1-k\right) = 0 \tag{3.6}$$

การหาความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณของวงจรได้โดยการทำให้สมการคุณลักษณะอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน โดยพจน์ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนนั้นแสดงเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และพจน์จำนวนจริงแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นเมื่อ $\omega = 2\pi f_0$ จากสมการข้างต้นสามารถเขียนสมการความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต และเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau_2}} \tag{3.7}$$

$$k \geq 1 \tag{3.8}$$

สัญญาณเอาต์พุตมีอัตราส่วนแรงดันระหว่าง v_{o1} และ v_{o2} ดังสมการต่อไปนี้

$$\left|\frac{v_{o2}}{v_{o1}}\right|_{\tau_1=\tau_2} = \frac{1}{\omega_0 \tau_1} \tag{3.9}$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f_0$ และแทนค่า f_0 จากสมการ 3.8 ได้ว่า

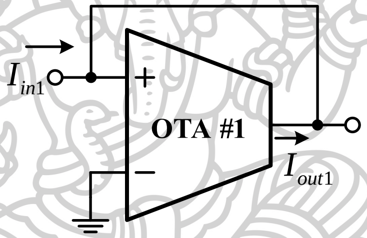
$$\left|\frac{v_{o2}}{v_{o1}}\right|_{\tau_1=\tau_2} = 1 \tag{3.10}$$

จากสมการ (3.9) สามารถเขียนความสัมพันธ์ทางมุมเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\theta_{\frac{v_{o2}}{v_{o1}}} = 90^\circ \tag{3.11}$$

จากการวิเคราะห์แผนผังกรอบแนวความคิดข้างต้น ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการออกแบบวงจรขึ้นมาโดยใช้อุปกรณ์ OTA ในการออกแบบวงจร ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ดังต่อไปนี้

1) วงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณด้วยอุปกรณ์ OTA

ในรูปที่ 3.2 เป็นการออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ OTA กำหนดให้กระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรนี้เป็น I_{in1} และ I_{out1} ตามลำดับ จากการวิเคราะห์โนดทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

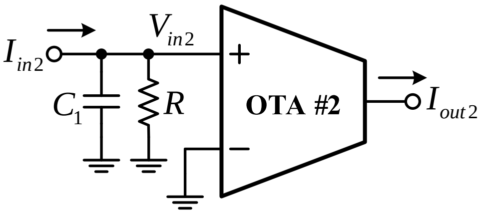
$$I_{in1} = -I_{out1} \tag{3.12}$$

$$I_{in1} = -g_{m1} V_{in1} \tag{3.13}$$

$$\frac{V_{in1}}{I_{in1}} = -\frac{1}{g_{m1}} \tag{3.14}$$

จากสมการ (3.13) เมื่อจัดรูปสมการให้อยู่ในรูปของอัตราส่วนระหว่างแรงดันและกระแส จึงได้ความสัมพันธ์ส่วนกลับของตัวต้านทานหรือค่าความนำถ่ายโอน g_{m1} ดังสมการที่ (3.14) ซึ่งเป็นตัวแปรที่ใช้สำหรับปรับค่าอัตราขยายในวงจรได้ด้วยกระแสไบแอส ตามคุณสมบัติของอุปกรณ์ OTA

2) วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย



รูปที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสียด้วยอุปกรณ์ OTA

ในรูปที่ 3.3 เป็นการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวต้านทานอย่างละหนึ่งตัวต่อลงกราวนด์ พร้อมทั้งกำหนดให้กระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรนี้เป็น I_{in2} และ I_{out2} ตามลำดับ โดยสมการเอาต์พุตของวงจรเป็นไปดังสมการนี้

$$I_{out2} = g_{m2} V_{in2} \tag{3.15}$$

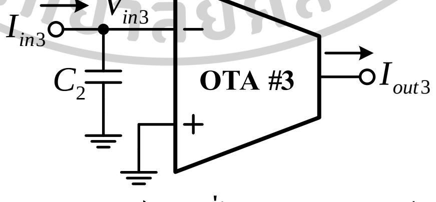
เมื่อแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าเท่ากับ

$$V_{in2} = \left(I_{in2}\right)\left(\frac{R}{sC_1R+1}\right) \tag{3.16}$$

จึงได้ว่า ความสัมพันธ์กระแสถ่ายโอนของวงจรนี้ คือ

$$\frac{I_{out2}}{I_{in2}} = \frac{g_{m2}R}{sC_1R+1} \tag{3.17}$$

3) วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย



รูปที่ 3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสียด้วยอุปกรณ์ OTA

ในรูปที่ 3.4 เป็นการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุหนึ่งตัวต่อลงกราวนด์ พร้อมทั้งกำหนดให้กระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรนี้เป็น I_{in3} และ I_{out3} ตามลำดับ โดยสมการเอาต์พุตของวงจรเป็นไปดังสมการนี้

$$I_{out3} = -g_{m3} V_{in3} \tag{3.19}$$

เมื่อแรงดันที่ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ

$$V_{in3} = \frac{I_{in3}}{sC_2} \tag{3.20}$$

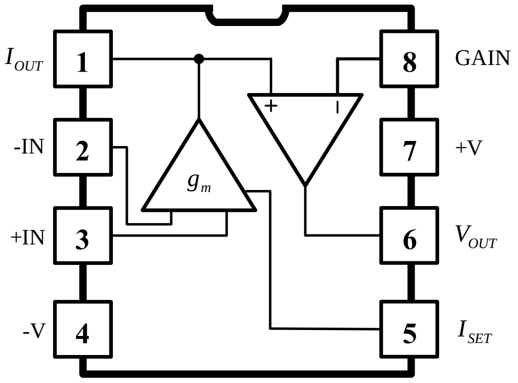
จึงได้ว่า ความสัมพันธ์กระแสถ่ายโอนของวงจรนี้ คือ

$$\frac{I_{out3}}{I_{in3}} = -\frac{g_{m3}}{sC_2} \tag{3.21}$$

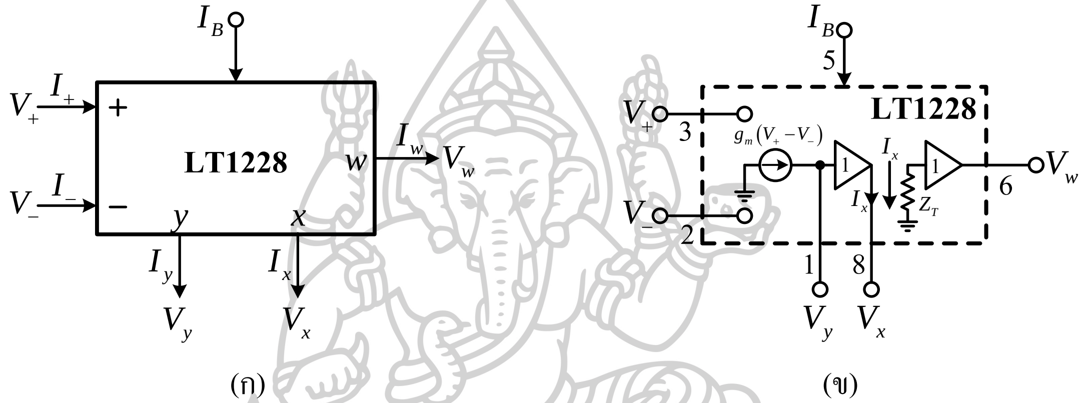
จากการออกแบบข้างต้นทางผู้วิจัยได้ออกแบบวงจรที่นำเสนอโดยเลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟไอซีเบอร์ LT1228 จำนวนสามตัวในการออกแบบวงจรโดยมีรายระเอียดในส่วนถัดไป

3.1.2 ไอซีเบอร์ LT1228

จากการวิเคราะห์กรอบแนวความคิดจากรูปที่ 3.1 เมื่อพิจารณาจากสมการ(3.8) และ (3.9) พบว่า เงื่อนไขทางความถี่สามารถควบคุมความถี่ได้แบบเชิงเส้นโดยการปรับค่าที่ τ_1 และ τ_2 โดยกำหนดให้ $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ เพื่อความสะดวกในการควบคุมความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต ส่วนเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณในทางปฏิบัตินั้นค่า k ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 เพื่อให้สัญญาณกำเนิดขึ้นมา ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรที่นำเสนอ ผู้วิจัยได้เลือกใช้อุปกรณ์ชนิดแอคทีฟไอซีเบอร์ LT1228 [13, 16] ซึ่งเป็นไอซีเชิงพาณิชย์ถูกผลิตโดยบริษัท Linear Technology มีจำนวน 8 ขา แสดงดังรูปที่ 3.5 ภายในประกอบไปด้วย OTA และ CFA โดยขาอินพุตในส่วนของ OTA อยู่ที่ขา 2 และ 3 ส่วนเอาต์พุตของ OTA อยู่ที่ขา 1 และรับกระแสไบแอสภายนอกที่ขา 5 ขา 6 เป็นเอาต์พุตของ CFA ขา 8 สำหรับปรับอัตราขยายสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของขา 6 อุปกรณ์รับแรงดันไฟเลี้ยงที่ขา 4 และ 7 โดยทำงานช่วงแรงดันที่ $\pm 2V$ ถึง $\pm 18V$ รับกระแสไบแอสจากภายนอกได้ตั้งแต่ $1\mu A$ ถึง $1mA$ โครงสร้างไอซีนี้ถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ มีสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรสมมูลภายในแสดงดังรูปที่ 3.6 ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสภายในวงจรของไอซีแสดงดังสมการ (3.22) เมื่อ g_m คือค่าความนำถ่ายโอนที่ปรับค่าได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก (Bias current : I_B) แต่ค่านี้จะเปลี่ยนไปตามค่าศักดาความร้อน (Thermal voltage : V_T) ซึ่งที่อุณหภูมิ $27°C$ มีค่าศักดาความร้อนอยู่ที่ประมาณ $26mV$ สมการค่าความนำถ่ายโอนของอุปกรณ์แสดงดังสมการ (3.23)



รูปที่ 3.5 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ LT1228



รูปที่ 3.6 (ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) วงจรสมมูลของไอซีเบอร์ LT1228

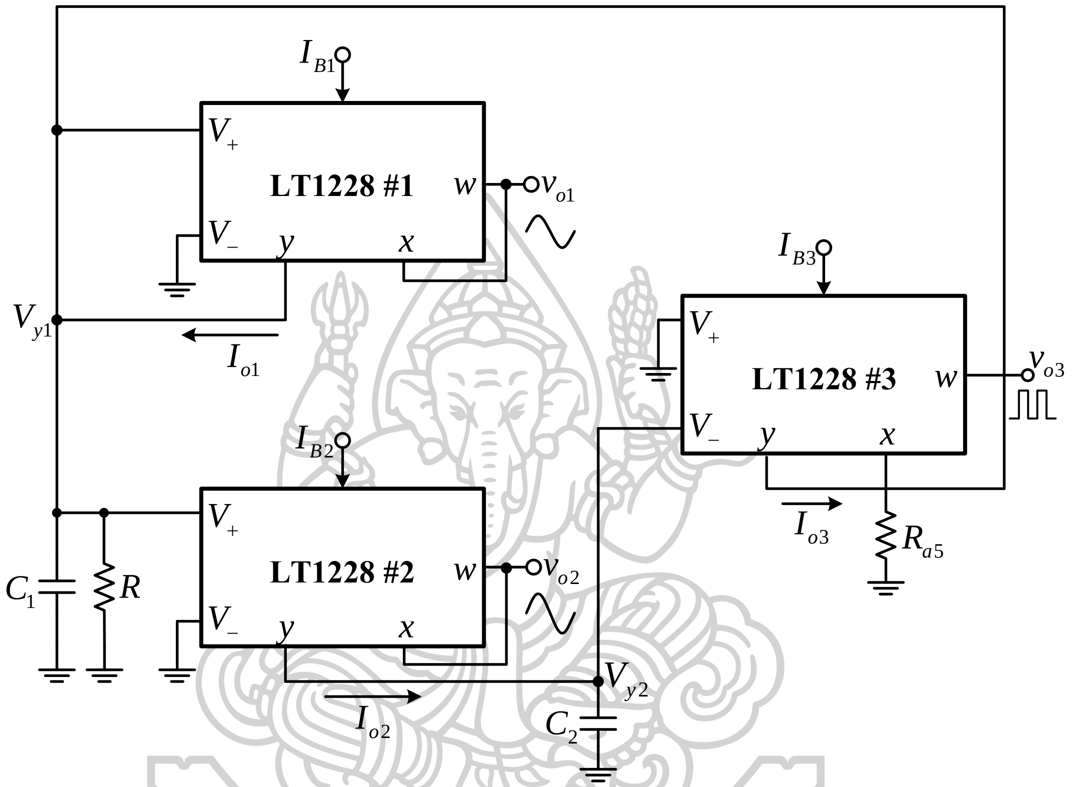
$$\begin{bmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

$$g_m = \frac{I_B}{3.87V_T} \tag{3.23}$$

3.2 วิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีอุดมคติ

จากหลักการที่ได้วิเคราะห์มาข้างต้นวงจรกำเนิดสัญญาณไซนแบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ออกมาได้แสดงดังรูปที่ 3.7 ซึ่งประกอบไปด้วยไอซีเบอร์ LT1228 จำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัวและตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว โดยอุปกรณ์แบบพาสซีฟทุกตัวต่อลงกราวนด์ทั้งหมด โดยมีกระแสไบแอสจากภายนอก I_{B1}, I_{B2} และ I_{B3} ใช้ในการควบคุม g_{m1}, g_{m2} และ g_{m3} ตามลำดับ

เมื่อวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ในรูปที่ 3.4 ด้วยคุณสมบัติของไอซีเบอร์ LT1228 ในกรณีอุดมคติ ทางผู้วิจัยกำหนดให้ Z_1 คือ ค่าอิมพิแดนซ์รวมของตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ (C_1) ที่โนด V_{y1} และ Z_2 คือค่าอิมพิแดนซ์ของตัวเก็บประจุ (C_2) ที่โนด V_{y2} แสดงดังสมการต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอกรณีอัตราขยาย 1 เท่า

$$Z_1 = \frac{R}{sC_1R + 1} \tag{3.24}$$

และ

$$Z_2 = \frac{1}{sC_2} \tag{3.25}$$

พิจารณากระแส I_{o1} ที่ไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 1 ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{o1} = g_{m1}V_{1+} \tag{3.26}$$

เมื่อพิจารณาโนด V_{y1} พบว่าแรงดัน $V_{1+} = V_{y1} = (I_{o1} + I_{o3})Z_1$ ดังนั้นสมการ (3.26) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o1} = g_{m1}(I_{o1} + I_{o3})Z_1 \tag{3.27}$$

จัดรูปใหม่ได้สมการดังนี้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1}Z_1 I_{o3}}{1 - g_{m1}Z_1} \tag{3.28}$$

พิจารณากระแส I_{o2} ที่ LT1228#2 ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{o2} = g_{m2}V_{2+} \tag{3.29}$$

เมื่อแรงดัน $V_{2+} = V_{y1}$ จึงได้ว่า

$$I_{o2} = g_{m2}\left(I_{o1} + I_{o3}\right)Z_1 \tag{3.30}$$

แทนค่ากระแส I_{o1} จากสมการ (3.28) ลงในสมการ (3.30) จึงได้เป็น

$$I_{o2} = g_{m2}\left(\frac{g_{m1}Z_1 I_{o3}}{1 - g_{m1}Z_1} + I_{o3}\right)Z_1 \tag{3.31}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o2} = I_{o3}\left(\frac{g_{m1}g_{m2}Z_1^2}{1 - g_{m1}Z_1} + g_{m2}Z_1\right) \tag{3.32}$$

พิจารณากระแส I_{o3} ที่ LT1228#3 มีค่าเท่ากับ

$$I_{o3} = -g_{m3}V_{3-} \tag{3.33}$$

พิจารณาที่โนด V_{y2} พบว่า $V_{3-} = V_{y2} = I_{o2}Z_2$ แทนค่าลงในสมการ (3.33) ได้ดังนี้

$$I_{o3} = \frac{-g_{m3}I_{o2}}{sC_2} \tag{3.34}$$

แทนค่าสมการ (3.34) ลงใน (3.32) ได้สมการใหม่ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{o2} = \frac{-g_{m3}I_{o2}}{sC_2}\left(\frac{g_{m1}g_{m2}Z_1^{\ 2}}{1 - g_{m1}Z_1} + g_{m2}Z_1\right) \tag{3.35}$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

$$-sC_2 + sg_{m1}C_2Z_1 = g_{m2}g_{m3}Z_1 \tag{3.36}$$

แทนค่า Z_1 จากสมการ (3.24) ลงไปในสมการ (3.36) ได้ว่า

$$-sC_2 + sg_{m1}C_2\left(\frac{R}{sC_1R + 1}\right) = g_{m2}g_{m3}\left(\frac{R}{sC_1R + 1}\right) \tag{3.37}$$

จัดรูปในสมการ (3.37) ให้เป็นรูปแบบของสมการคุณลักษณะได้ดังต่อไปนี้

$$s^2C_1C_2R + s\left(C_2 - g_{m1}C_2R\right) + g_{m2}g_{m3}R = 0 \tag{3.38}$$

หรือ

$$s^2 + \frac{s\left(1-g_{m1}R\right)}{C_1R} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} = 0 \tag{3.39}$$

จากสมการคุณลักษณะของวงจร ในสมการ (3.39) จึงทราบว่า เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถพิจารณาได้จาก

$$\frac{1-g_{m1}R}{C_1R} \geq 0 \tag{3.40}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$g_{m1} \geq \frac{1}{R} \tag{3.41}$$

เมื่อแทนค่า g_m จากสมการ (3.23) ฉะนั้นเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจึงเป็นไปดังสมการต่อไปนี้

$$I_{B1} \geq \frac{3.87V_T}{R} \tag{3.42}$$

ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (f_0) ก็สามารถพิจารณาได้จากสมการคุณลักษณะเช่นกัน โดยมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \tag{3.43}$$

เมื่อแทนค่า $\omega_0 = 2\pi f_0$ ลงในสมการ (3.43) จึงได้เป็น

$$\left(2\pi f_0\right)^2 = \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} \tag{3.44}$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \tag{3.45}$$

กำหนดให้ $g_{m2} = g_{m3} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ จึงได้ว่า

$$f_0 = \frac{g_m}{2\pi C} \tag{3.46}$$

เมื่อ g_m มีค่าเท่ากับ $I_B/3.87V_T$ เพราะฉะนั้นความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจึงสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{I_B}{7.74\pi CV_T} \tag{3.47}$$

จากสมการ (3.42) และ (3.47) เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วย I_{B1} และความถี่ของสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วย I_B ตามลำดับจากตรงนี้พบว่า สมการทั้งสองสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และเป็นอิสระจากกัน อีกทั้งยังสามารถควบคุมความถี่ได้อย่างเป็นเชิงเส้น แต่ทว่าเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตนั้นยังคงขึ้นอยู่กับอุณหภูมิภายนอก

ในส่วนถัดมาเป็นการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของแรงดันถ่ายโอน (Transfer Voltage) ระหว่างเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} พิจารณารูปที่ 3.8 ทราบว่า แรงดัน $v_{o1} = V_{y1}$ และ $v_{o2} = V_{y2}$ ดังนั้น v_{o1} และ v_{o2} มีค่าดังนี้

$$v_{o1} = (I_{o1} + I_{o3}) Z_1 \tag{3.48}$$

และ

$$v_{o2} = I_{o2} Z_2 \tag{3.49}$$

นำ I_{o2} จากสมการ (3.30) แทนลงใน สมการ (3.49) ได้ว่า

$$v_{o2} = g_{m2} (I_{o1} + I_{o3}) Z_1 Z_2 \tag{3.50}$$

ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันถ่ายโอนได้ดัง

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{(I_{o1} + I_{o3}) Z_1}{g_{m2} (I_{o1} + I_{o3}) Z_1 Z_2} = \frac{1}{g_{m2} Z_2} \tag{3.51}$$

เมื่อ $Z_2 = 1/sC_2$ จึงได้ว่า

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{sC_2}{g_{m2}} \tag{3.52}$$

จากสมการ (3.52) สามารถบ่งบอกถึงความสัมพันธ์มุมต่างเฟสระหว่างสัญญาณเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} ($\theta_{v_{o1}/v_{o2}}$) ได้ดังต่อไปนี้

$$\theta_{\frac{v_{o1}}{v_{o2}}} = 90^\circ \tag{3.53}$$

จากวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ในรูปที่ 3.7 วงจรสามารถนำมาประยุกต์ให้ได้เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมได้ เมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 3 นั้นเมื่อต่อตัวต้านทาน R_{a5} เพิ่มไปที่ขา x ทำให้เกิดความสัมพันธ์ของกระแสที่ขา x กับแรงดันที่ w ซึ่งเป็นไปตามสมการ(3.22) สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

มหาวิทยาลัยศิลปากร

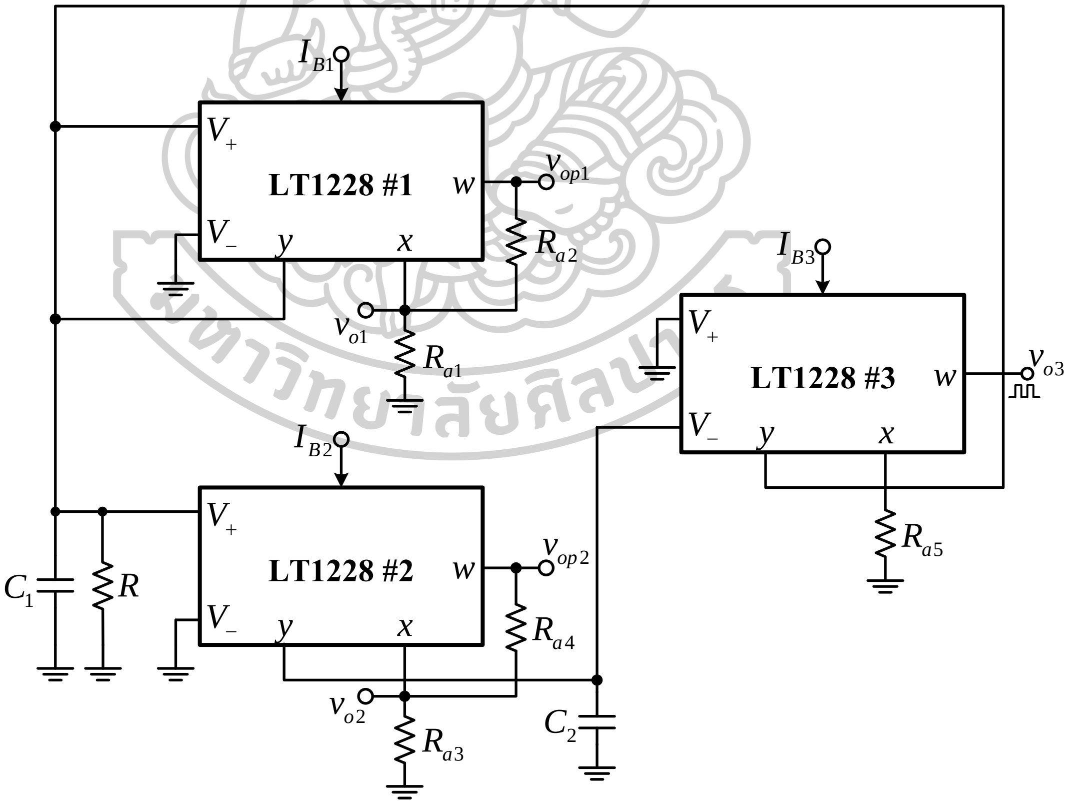
$$V_{w3} = Z_T I_{x3} \tag{3.54}$$

เมื่อทราบว่า $V_{x3} = V_{y3}$ สามารถหาค่า I_{x3} ได้ดังต่อไปนี้

$$I_{x3} = \frac{V_{y3}}{R_{a5}} \tag{3.55}$$

เพื่อให้ได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เอาต์พุตต้องทำให้อุปกรณ์ CFA ภายในไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 3 ทำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งการทำให้ CFA เข้าสู่ช่วงอิ่มตัวได้นั้นต้องทำให้ค่าของ $Z_T I_{x3}$ มีค่ามากกว่าระดับแรงดันไฟเลี้ยง ถ้าค่า Z_T มีค่าอิมพิแดนซ์อยู่ในช่วง 190$k\Omega$ และ I_{x3} ที่ขึ้นอยู่กับ V_{y3} และ R_{a5} ซึ่ง V_{y3} คือสัญญาณไซน์ลักษณะเดียวกันกับ v_{o1} เพราะฉะนั้นค่า R_{a5} ต้องมีค่าที่น้อยกว่า Z_T มาก ๆ จึงส่งผลให้อุปกรณ์ดังกล่าวเข้าสู่ช่วงอิ่มตัว ดังนั้นความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยม แสดงได้ดังนี้

$$v_{o3} = \begin{cases} V_{CC} & when \quad Z_T I_{x3} > V_{CC} \\ V_{EE} & when \quad -Z_T I_{x3} < V_{EE} \end{cases} \quad if \quad R_{a5} << Z_T \tag{3.56}$$



รูปที่ 3.8 วงจรที่นำเสนอที่ทำการเพิ่มเติมส่วนของการปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุต

เมื่อพิจารณาจากวงจรในรูปที่ 3.4 พบว่า ในส่วนวงจร CFA ภายในไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 1 และ 2 นั้นสามารถนำมาออกแบบทำให้เอาต์พุตสามารถปรับอัตราขยายได้ ทางผู้วิจัยจึงทำการออกแบบในส่วนของการปรับขยายของสัญญาณเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 3.8 โดยอ้างอิงจากวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสเพื่อกำหนดอัตราขยายในแต่ละขนาดขึ้นมาได้จากสมการของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส และกำหนดเอาต์พุตเป็น v_{op1} และ v_{op2} ที่ขา w ของไอซีสองตัวแรกตามลำดับมีสมการอัตราขยายแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$A_v = \frac{v_{op}}{v_o} = \frac{R_f}{R_i} + 1 \tag{3.57}$$

เมื่อพิจารณาจากวงจรที่นำเสนอสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$A_{v_{o1}} = \frac{v_{op1}}{v_{o1}} = \frac{R_{a2}}{R_{a1}} + 1 \tag{3.58}$$

$$A_{v_{o2}} = \frac{v_{op2}}{v_{o2}} = \frac{R_{a4}}{R_{a3}} + 1 \tag{3.59}$$

3.3 วิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมในกรณีที่ LT1228 ทำงานไม่เป็นอุดิมคติ

การวิเคราะห์ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติเป็นการวิเคราะห์ผลกระทบต่าง ๆ ที่ทำให้วงจรที่นำเสนอมีค่าเอาต์พุตที่ผิดเพี้ยนไปจากทฤษฎีซึ่งแบ่งออกเป็น 2 กรณี กรณีแรกคือความผิดพลาดของค่าการส่งผ่านแรงดันหรือกระแสของอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ และผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงภายในของอุปกรณ์ สามารถอธิบายผลกระทบได้ดังต่อไปนี้

3.3.1 ความผิดพลาดจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสกรณีไม่เป็นอุดมคติ

ในการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสในกรณีไม่เป็อุดมคติที่มีผลกระทบต่อผลการทดลองนั้นจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสในสมการ (3.22) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta g_m & -\beta g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{bmatrix} \tag{3.60}$$

จากสมการ (3.60) เมื่อ β คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างกระแสขา y กับแรงดันอินพุต และ α คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างแรงดันขา x กับแรงดันขา y ในการวิเคราะห์ขั้วระหว่างการส่งผ่านแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของตัวอุปกรณ์ ที่อาจทำให้ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงสมการคุณลักษณะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_o = \beta g_m \left(V_+ - V_-\right) \tag{3.61}$$

โดยกำหนดให้ β_1, β_2 และ β_3 คือค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านของแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ตามลำดับ และเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

พิจารณากระแส I_{o1} ที่ LT1228#1 ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{o1} = \beta_1 g_{m1} V_{1+} \tag{3.62}$$

เมื่อพิจารณาจากโนด V_{y1} พบว่า แรงดัน V_{y1} มีค่าเท่ากับ $\left(I_{o1} + I_{o3}\right) Z_1$ และ $V_{1+} = V_{y1}$ ดังนั้นจากสมการ (3.62) จึงได้ว่า

$$I_{o1} = \beta_1 g_{m1} \left(I_{o1} + I_{o3}\right) Z_1 \tag{3.63}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังสมการ

$$I_{o1} = \frac{\beta_1 g_{m1} Z_1 I_{o3}}{1 - \beta_1 g_{m1} Z_1} \tag{3.64}$$

พิจารณากระแส I_{o2} ที่ LT1228#2 ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{o2} = \beta_2 g_{m2} V_{2+} \tag{3.65}$$

เมื่อแรงดัน $V_{2+} = V_{y1}$ จึงได้ว่า

$$I_{o2} = \beta_2 g_{m2} \left(I_{o1} + I_{o3}\right) Z_1 \tag{3.66}$$

แทนค่ากระแส I_{o1} จากสมการ (3.63) ลงในสมการ (3.66) แล้วทำการจัดรูปใหม่จึงได้เป็น

$$I_{o2} = I_{o3} \left(\frac{\beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2} Z_1^{\ 2}}{1 - \beta_1 g_{m1} Z_1} + \beta_2 g_{m2} Z_1 \right) \tag{3.67}$$

พิจารณากระแส I_{o3} ที่ LT1228#3 มีค่าดังนี้

$$I_{o3} = -\beta_3 g_{m3} V_{3-} \tag{3.68}$$

จากรูปที่ 3.7 ที่โนด V_{y2} พบว่า $V_{y2} = I_{o2} Z_2$ และ $V_{3-} = V_{y2}$ ดังนั้นจากสมการ (3.34) ได้เป็น

$$I_{o3} = -\beta_3 g_{m3}\left(\frac{I_{o2}}{sC_2}\right) \tag{3.69}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังสมการ

$$I_{o3} = \frac{-\beta_3 g_{m3} I_{o2}}{sC_2} \tag{3.70}$$

แทนค่า I_{o3} ลงไปในสมการที่ (3.70) และจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o2} = \frac{-\beta_3 g_{m3} I_{o2}}{sC_2}\left(\frac{\beta_1\beta_2 g_{m1} g_{m2} Z_1^{\,2}}{1-\beta_1 g_{m1} Z_1} + \beta_2 g_{m2} Z_1\right) \tag{3.71}$$

แทนค่า Z_1 ลงไปในสมการ (3.71) และจัดรูปให้เป็นรูปแบบของสมการคุณลักษณะได้ดังต่อไปนี้

$$s^2 + \frac{s\left(1-\beta_1 g_{m1} R\right)}{C_1 R} + \frac{\beta_2\beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} = 0 \tag{3.72}$$

เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์กรณีไม่เป็นอุดมคติเนื่องมาจากผลกระทบในการส่งผ่านของแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุตสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{1-\beta_1 g_{m1} R}{C_1 R} = 0 \tag{3.73}$$

เมื่อแทนค่า g_m ลงไปแล้วจัดรูปใหม่ได้เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์กรณีไม่เป็นอุดมคติเนื่องมาจากผลกระทบในการส่งผ่านของแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุตดังสมการ

$$g_{m1} \geq \frac{1}{\beta_1 R} \tag{3.74}$$

ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (f_0) หาได้ดังนี้

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_2\beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} \tag{3.75}$$

เมื่อ $\omega_0 = 2\pi f_0$ แทนค่าลงในสมการ (3.75) แล้วจัดรูปใหม่จึงได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\beta_2\beta_3 g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \tag{3.76}$$

กำหนดให้ $g_{m2} = g_{m3} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ ได้ว่า

$$f_0 = \frac{\beta_2\beta_3 g_m}{2\pi C} \tag{3.77}$$

เมื่อ g_m มีค่าเท่ากับ $I_B/3.87V_T$ เพราะฉะนั้นความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจึงสามารถคำนวณได้ดังนี้

มหาวิทยาลัยศิลปากร

$$f_0 = \frac{\beta_2 \beta_3 I_B}{7.74\pi C V_T} \tag{3.78}$$

ในส่วนการหาความสัมพันธ์ถ่ายโอนในกรณีที่เกิผลกระทบจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านของแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ โดยนำ I_{o2} จากสมการ (3.56) แทนใน สมการ (3.49) ได้ว่า

$$v_{o2} = \beta_2 g_{m2} \left(I_{o1} + I_{o3} \right) Z_1 Z_2 \tag{3.79}$$

ดังนั้นจากสมการ (3.53) ต้องแทนค่า v_{o2} ใหม่เป็นของสมการ (3.79) แทนจึงได้เป็น

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{\left(I_{o1} + I_{o3} \right) Z_1}{\beta_2 g_{m2} \left(I_{o1} + I_{o3} \right) Z_1 Z_2} = \frac{1}{\beta_2 g_{m2} Z_2} \tag{3.80}$$

และเมื่อแทนค่า $Z_2 = 1/sC_2$ จึงได้ว่า

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{sC_2}{\beta_2 g_{m2}} \tag{3.81}$$

จากสมการอัตราขยายที่แสดงดังสมการ (3.57) เมื่อวิเคราะห์ผลกระทบจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านของแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ ส่งผลให้สมการเปลี่ยนไปดังนี้

$$A_v = \alpha \frac{v_{op}}{v_o} = \alpha \left(\frac{R_f}{R_i} + 1 \right) \tag{3.82}$$

ดังนั้นอัตราขยายของวงจรจากสมการ (3.58) และ (3.59) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$A_{v_{o1}} = \alpha_1 \frac{v_{op1}}{v_{o1}} = \alpha_1 \left(\frac{R_{a2}}{R_{a1}} + 1 \right) \tag{3.83}$$

และ

$$A_{v_{o2}} = \alpha_2 \frac{v_{op2}}{v_{o2}} = \alpha_2 \left(\frac{R_{a4}}{R_{a3}} + 1 \right) \tag{3.84}$$

การวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่อาจเกิดมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันหรือกระแสภายในวงจร OTA หรือ CFA ที่เป็นโครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LT1228 เมื่ออุปกรณ์ทำงานในช่วงอิ่มตัวแรงดันที่ขา w มีค่าประมาณแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งผ่านแรงดันอินพุตไปเป็นกระแสเอาต์พุต (γ) ดังนั้นจากสมการ (3.56) สามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์ใหม่ดังนี้

$$v_{o3} = \begin{cases} \gamma V_{CC} & when \quad Z_T I_{x3} > V_{CC} \\ \gamma V_{EE} & when \quad -Z_T I_{x3} < V_{EE} \end{cases} \quad if \quad R_{a5} << Z_T \tag{3.85}$$

มหาวิทยาลัยศิลปากร

3.3.2 ผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงภายในของอุปกรณ์

โครงสร้างภายในของ LT1228 ในทางปฏิบัติจริงนั้นพบว่า มีค่าของอุปกรณ์แฝงที่อยู่ภายในนั่นก็คือค่าความต้านทานและความจุแฝงภายใน ที่ขา Z_T , Z_x และ Z_w โดยที่ขา Z_T มีอุปกรณ์ที่แฝงอยู่คือ R_T และ C_T ที่ขา Z_x มีอุปกรณ์ที่แฝงอยู่คือ R_x และ L_x ที่ขา Z_w มีอุปกรณ์ที่แฝงอยู่คือ R_w และ L_w และยังมีอีกสามจุดที่สำคัญคือที่ขา V_+ มีอุปกรณ์ที่แฝงอยู่คือ R_+ และ C_+ ที่ขา V_- มีอุปกรณ์ที่แฝงอยู่คือ R_- และ C_- ที่ขา y มีอุปกรณ์ที่แฝงอยู่คือ R_y และ C_y ซึ่งอุปกรณ์แฝงเหล่านี้อาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรที่นำเสนอ นั่นคืออาจทำให้ผลการทำงานที่ได้มีค่าผิดเพี้ยนไปจากอุดมคติตามที่ได้ออกแบบไว้ ยิ่งเมื่อตอนวงจรทำงานในความถี่ที่สูงขึ้นถึงระดับกิโลเฮิรตซ์ (kHz) ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์ค่าความต้านทานและความจุแฝงภายในอุปกรณ์ และสมการคุณลักษณะของวงจรที่นำเสนอ สามารถแสดงดังสมการต่อไปนี้

กำหนดค่า Z ใหม่โดยใช้เป็นค่า Y ดังนี้

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_{y3}} + \frac{1}{R_{+1}} + \frac{1}{R_{y1}} + \frac{1}{R_{+2}} + \frac{1}{R} + s(C_{y3} + C_{+1} + C_{y1} + C_{+2} + C_1) \qquad (3.86)$$

และ

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_{y2}} + \frac{1}{R_{-3}} + s(C_{y2} + C_{-3} + C_2) \qquad (3.87)$$

กำหนดให้ค่าผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงเป็นดังต่อไปนี้

$$G_1^* = \frac{1}{R_{y3}} + \frac{1}{R_{+1}} + \frac{1}{R_{y1}} + \frac{1}{R_{+2}}$$

$$G_2^* = \frac{1}{R_{y2}} + \frac{1}{R_{-3}}$$

$$C_1^* = C_{y3} + C_{+1} + C_{y1} + C_{+2} + C_1$$

$$C_2^* = C_{y2} + C_{-3} + C_2$$

และ $G = \frac{1}{R}$

จากสมการ (3.86) และ (3.87) จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$Y_1 = G_1^* + G + sC_1^* \qquad (3.88)$$

และ

มหาวิทยาลัยศิลปากร

$$Y_2 = G_2^* + sC_2^* \tag{3.89}$$

พิจารณากระแส I_{o1} จากสมการ (3.26) แล้วแทนค่า Y_1 ลงไปได้ว่า

$$I_{o1} = g_{m1}\frac{I_{o1} + I_{o3}}{Y_1} \tag{3.90}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o1} = \frac{g_{m1} I_{o3}}{Y_1 - g_{m1}} \tag{3.91}$$

พิจารณากระแส I_{o2} จากสมการ (3.30) แล้วแทนค่า Y_1 ลงไปได้ดังนี้

$$I_{o2} = \frac{g_{m2}\left(I_{o1} + I_{o3}\right)}{Y_1} \tag{3.92}$$

แทนค่า I_{o1} ในสมการ (3.91) ลงไปใน (3.92) ได้เป็น

$$I_{o2} = \frac{g_{m2}\left(\frac{g_{m1} I_{o3}}{\left(Y_1 - g_{m1}\right)} + I_{o3}\right)}{Y_1} \tag{3.93}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o3} = \frac{I_{o2}\left(Y_1 - g_{m1}\right)}{g_{m2}} \tag{3.94}$$

พิจารณากระแส I_{o3} จากสมการที่ (3.24) แล้วแทนค่า Y_2 ลงไปได้ดังนี้

$$I_{o3} = \frac{-g_{m1}\left(I_{o2}\right)}{Y_2} \tag{3.95}$$

แทนค่า I_{o3} จากสมการที่ (3.94) ลงไปในสมการ (3.95) แล้วจัดรูปใหม่จึงได้เป็น

$$0 = Y_1 Y_2 - Y_2 g_{m1} + g_{m2} g_{m3} \tag{3.96}$$

แทนค่า Y_1 และ Y_2 ลงในสมการ (3.94) ได้ว่า

$$0 = \left(G_1^* + G + sC_1^*\right)\left(G_2^* + sC_2^*\right) - \left(G_2^* + sC_2^*\right) g_{m1} + g_{m2} g_{m3} \tag{3.97}$$

จัดรูปใหม่ให้เป็นรูปแบบของสมการคุณลักษณะกรณีไม่เป็นอุดมคติได้ดังนี้

$$0 = s^2 + \frac{s\left(C_1^* G_2^* + C_2^* G_1^* + C_2^* G - C_2^* g_{m1}\right)}{C_1^* C_2^*} + \frac{G_2^*\left(G_1^* + G\right) + g_{m2} g_{m3} - G_2^* g_{m1}}{C_1^* C_2^*} \tag{3.98}$$

สมการ (3.98) จึงทราบว่า เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามารถพิจารณาได้จาก

$$0 \geq \frac{C_1^* G_2^* + C_2^* G_1^* + C_2^* G - C_2^* g_{m1}}{C_1^* C_2^*} \tag{3.99}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$0 \geq \frac{C_1^* G_2^*}{C_2^*} + G_1^* + G - g_{m1} \tag{3.100}$$

แทนค่า G แล้วทำการจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$R g_{m1} \geq \frac{R C_1^* G_2^*}{C_2^*} + R G_1^* + 1 \tag{3.101}$$

ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (f_0) ก็สามารถพิจารณาได้จากสมการคุณลักษณะกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติเช่นกัน โดยมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{G_2^*\left(G_1^* + G\right) + g_{m2} g_{m3} - G_2^* g_{m1}}{C_1^* C_2^*}} \tag{3.102}$$

ส่วนค่าแรงดันถ่ายโอนระหว่างเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

จากสมการ (3.48) และสมการ (3.49) แทนค่า Y_1 และ Y_2 ลงไปตามลำดับได้ว่า

$$v_{o1} = \frac{I_{o1} + I_{o3}}{Y_1} \tag{3.103}$$

และ

$$v_{o2} = \frac{I_{o2}}{Y_2} \tag{3.104}$$

นำ I_{o2} จากสมการ (3.92) แทนลงใน สมการ (3.104) ได้ว่า

$$v_{o2} = \frac{\dfrac{g_{m2}\left(I_{o1} + I_{o3}\right)}{Y_1}}{Y_2} = \frac{g_{m2}\left(I_{o1} + I_{o3}\right)}{Y_1 Y_2} \tag{3.105}$$

ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{\dfrac{I_{o1} + I_{o3}}{Y_1}}{\dfrac{g_{m2}\left(I_{o1} + I_{o3}\right)}{Y_1 Y_2}} = \frac{Y_2}{g_{m2}} \tag{3.106}$$

จัดรูปใหม่แล้วแทนค่า Y_2 ลงไปได้แรงดันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{\left(sC_2^* + G_2^*\right)}{g_{m2}} \tag{3.107}$$

เมื่อทราบว่า $s = j\omega_0^*$ ฉะนั้นจากสมการ (3.107) จึงเป็น

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{G_2^*}{g_{m2}} + j\frac{\omega_0^* C_2^*}{g_{m2}} \tag{3.108}$$

จากสมการ (3.107) สามารถบ่งบอกถึงความสัมพันธ์มุมต่างเฟสในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติระหว่างสัญญาณเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} ($\theta^*_{v_{o1}/v_{o2}}$) ได้ดังต่อไปนี้

$$\theta^*_{\frac{v_{o1}}{v_{o2}}} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_0^* C_2^* / g_{m2}}{G_2^* / g_{m2}}\right) = \tan^{-1}\frac{\omega_0^* C_2^*}{G_2^*} \tag{3.109}$$

มหาวิทยาลัยศิลปากร

บทที่ 4
ผลการวิจัยและการวิเคราะห์ผลของข้อมูล

เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยทำการทดสอบด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง พร้อมการอภิปรายผลการทำงานเพื่อยืนยันว่า วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ตรงตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย และตรงตามหลักการที่ได้สังเคราะห์ และวิเคราะห์ไว้ โดยมีรายละเอียดดังนี้

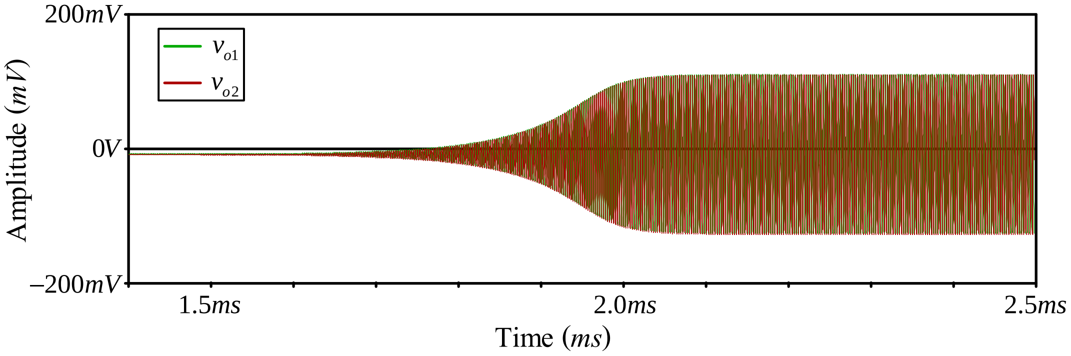
4.1 ผลการจำลองวงจรที่นำเสนอผ่านโปรแกรม PSpice

4.2 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

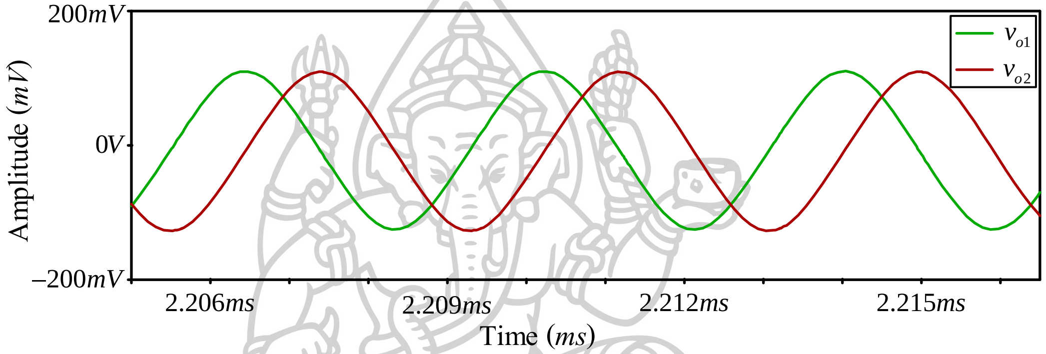
โดยผลการทดสอบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ ทางผู้วิจัยได้ทำการทดสอบเพื่อเก็บผลการทดสอบในช่วงความถี่ตั้งแต่ต่ำถึงสูง โดยใช้ตัวเก็บประจุจำนวน 3 ค่า ได้แก่ $100nF$, $10nF$ และ $1nF$ ต่อร่วมกับตัวต้านทานขนาด $10k\Omega$ ทั้งการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง

4.1 ผลการจำลองวงจรที่นำเสนอผ่านโปรแกรม PSpice

ทางผู้วิจัยได้ทำการทดสอบวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 3.7 ผ่านโปรแกรม PSpice โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ดังนี้ $C_1 = C_2 = 1nF$, $R = 10k\Omega$, $I_{B1} = 10.8\mu A$ $I_{B2} = I_{B3} = 200\mu A$ และใช้แหล่งจ่ายพลังงานที่ $\pm 9V$ เพื่อวัดรูปคลื่นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และเก็บผลทดสอบในการปรับความถี่ ส่วนการทดสอบปรับอัตราขยายของสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ ทางผู้วิจัยกำหนดพารามิเตอร์เพิ่มเติม คือ $R_{a1} = R_{a3} = 5k\Omega$ ส่วน R_{a2} และ R_{a4} ใช้ตัวต้านทาน 3 ค่า ดังนี้ $5k\Omega$, $10k\Omega$ และ $20k\Omega$ โดยทั้ง 4 ตัวต่อเข้าวงจรในรูปแบบวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสตามรูปที่ 3.8 ในการทดสอบวัดสัญญาณสี่เหลี่ยม กำหนดพารามิเตอร์เพิ่มเติม คือ $R_{a5} = 100\Omega$ โดยรูปที่ 4.1 แสดงผลตอบสนองทางเวลาในช่วงเวลาเริ่มต้นของสัญญาณเอาพุตที่ได้

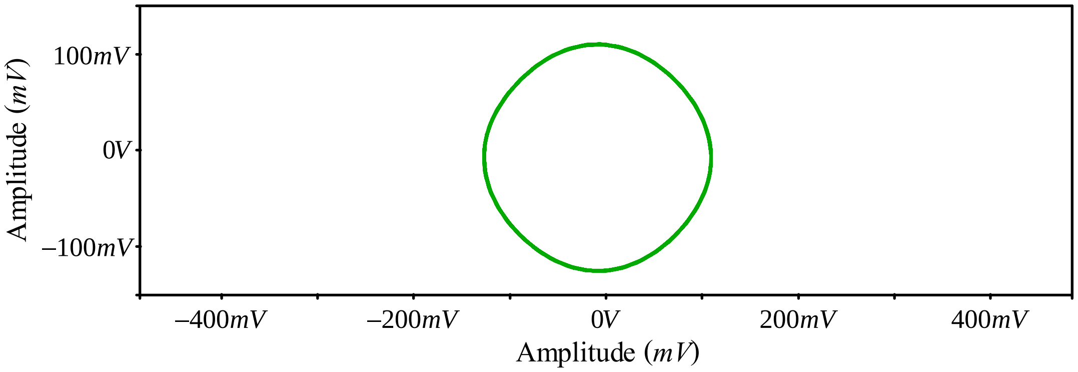


รูปที่ 4.1 ผลตอบสองทางเวลาในช่วงเวลาเริ่มต้น

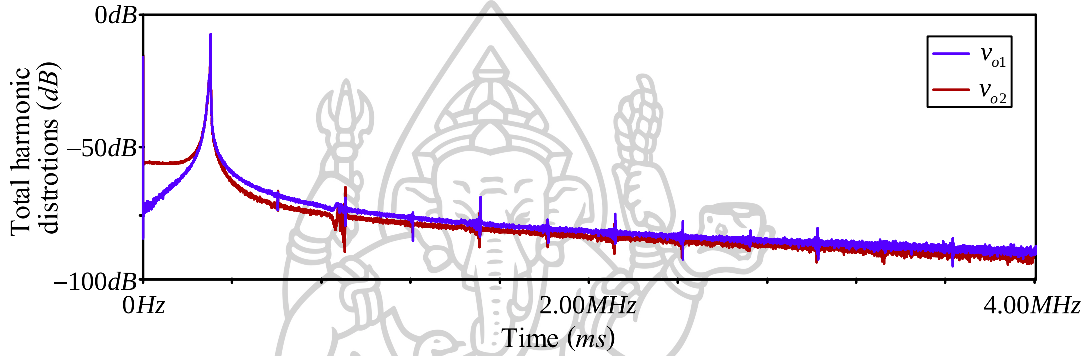


รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณไซน์แบบควอเดอร์เจอร์ของทั้งสองเอาต์พุต

จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่า สัญญาณเอาต์พุตที่ v_{o1} และ v_{o2} ได้เป็นสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์แสดงดังรูปที่ 4.2 มีมุมต่างเฟสเท่ากับ 89.43° ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีตามสมการ (3.53) ที่ได้วิเคราะห์ไว้ โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎี 0.60% เนื่องจากผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงภายในวงจร ในรูปที่ 4.3 กราฟที่ได้นั้นเป็นรูปสัญญาณลิซาจูส์ซึ่งมีลักษณะเป็นวงกลมจึงสามารถกล่าวได้ว่า สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีมุมต่างเฟสที่ใกล้เคียง 90° จริง และเมื่อวัดค่าสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่แสดงดังรูปที่ 4.4 พบว่าสเปกตรัมของสัญญาณ ได้ค่าความถี่เท่ากับ $314.47kHz$ และมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคเท่ากับ $-57.5dB(0.133\%)$ และ $-56.8dB(0.145\%)$ ตามลำดับ

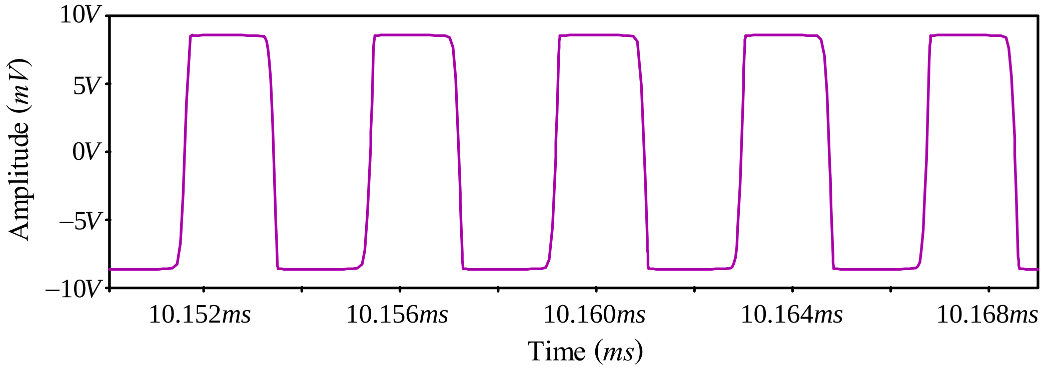


รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณลิซาจูส์จากสัญญาณเอาต์พุตในโหมด X-Y



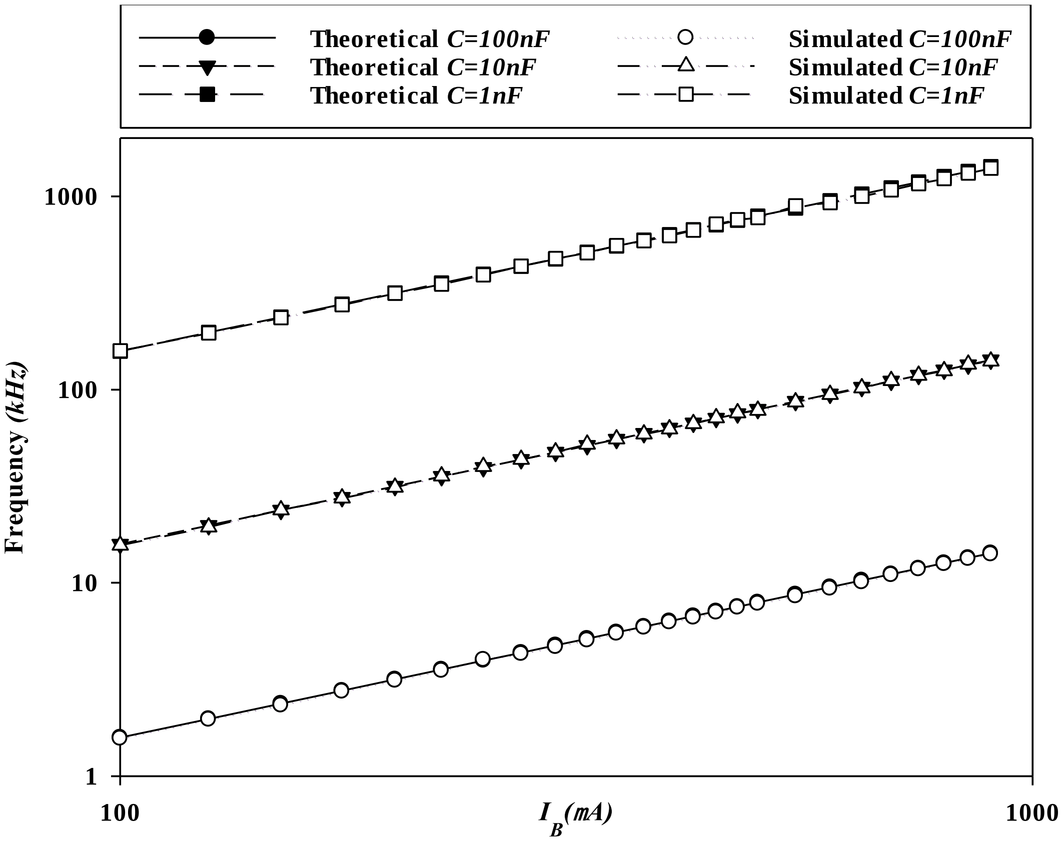
รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2}

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ในส่วนของสัญญาณสี่เหลี่ยมทางผู้วิจัยได้ทำการต่อ R_{a5} เข้าไปตามรูปที่ 3.8 โดยไม่เปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ที่กำหนดไว้ พบว่าเมื่อ $R_{a5} = 100\Omega$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า $190k\Omega$ มาก ๆ ทำให้ CFA ของไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 3 เข้าสู่สถานะอิ่มตัวจึงทำให้เกิดเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม แสดงดังรูปที่ 4.5 ซึ่งผลเป็นไปตามสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.56) จากรูปพบว่าสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้มีความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีอยู่เล็กน้อยซึ่งเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.85)



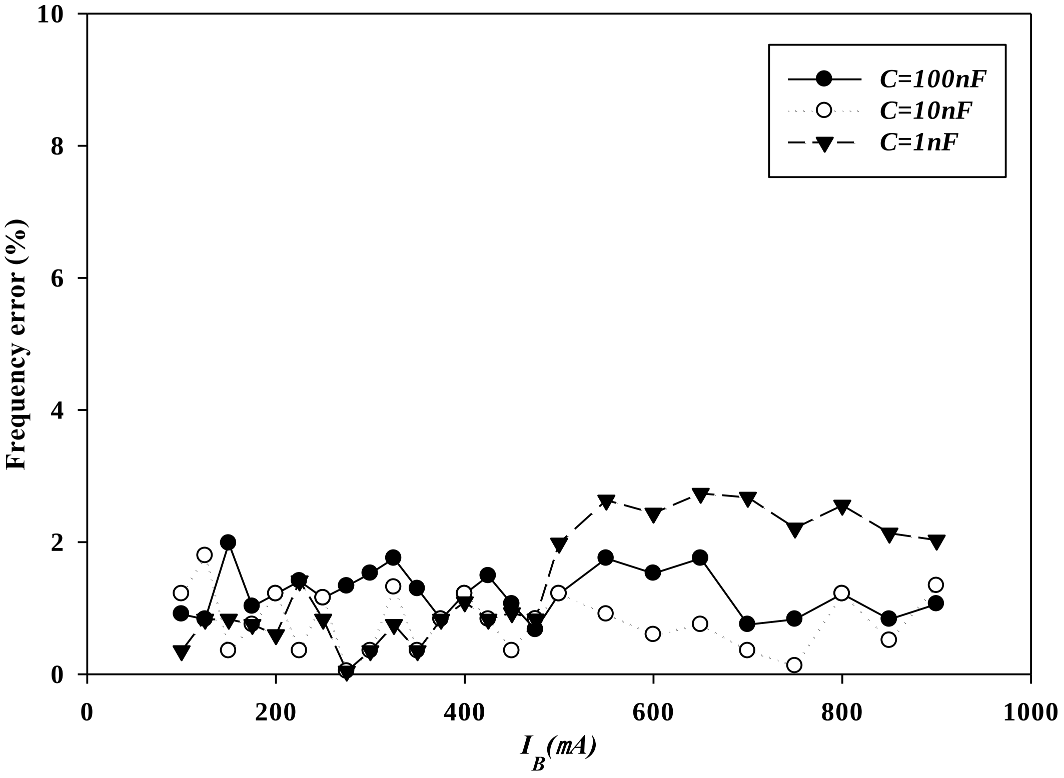
รูปที่ 4.5 สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เอาต์พุต v_{o3}

เพื่อศึกษาพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดขึ้นเมื่อปรับกระแสไบแอส I_B โดยเริ่มต้นเก็บจากกระแสไบแอสที่ $100\mu A$ ไปจนถึง $900\mu A$ และทำการเก็บผล 3 ชุด โดยแต่ละชุดใช้ตัวเก็บประจุแต่ละตัวตามลำดับ ผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.6



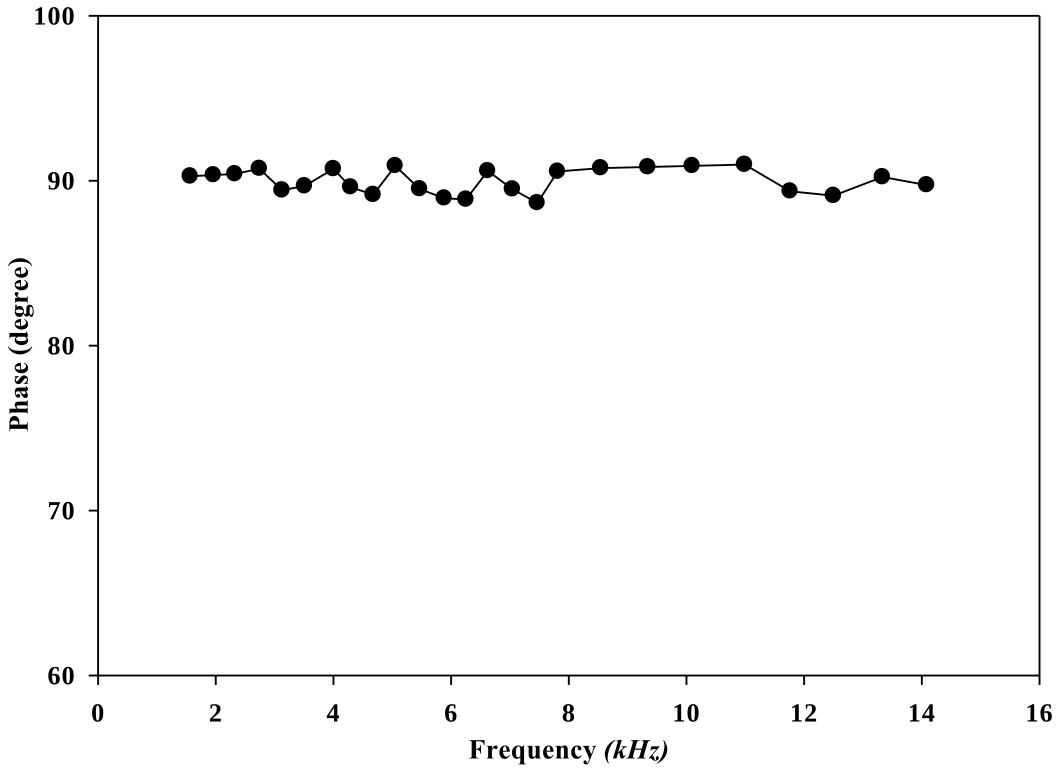
รูปที่ 4.6 กราฟเปรียบเทียบกระแสไบแอสจากภายนอกกับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ $(I_B = I_{B2} = I_{B3})$

จากรูปที่ 4.6 พบว่าแม้ผลที่ได้มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้ศึกษาไว้ แต่เมื่อพิจารณาจากค่าความผิดพลาดในความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดขึ้นในแต่ละตัวเก็บประจุที่นำมาใช้ในการทดสอบ ($100nF$, $10nF$ และ $1nF$) เมื่อทำการปรับ I_B พบว่ามีค่าความผิดพลาดสูงสุดที่ 1.75%, 1.79% และ 2.73% ตามลำดับ ทั้งนี้เมื่อสังเกตที่ตัวเก็บประจุขนาด $1nF$ นั้นพบว่ามีค่าความผิดพลาดสูงที่สุด เนื่องจากเมื่อวงจรที่นำเสนอทำงานในช่วงความถี่สูง ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในแต่ขาของ IC นั้นกับความผิดพลาดของค่าการส่งผ่านแรงดันของอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ มีผลกระทบต่อวงจรมากขึ้นซึ่งสอดคล้องกับสมการ (3.78) และ (3.102) ที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.7

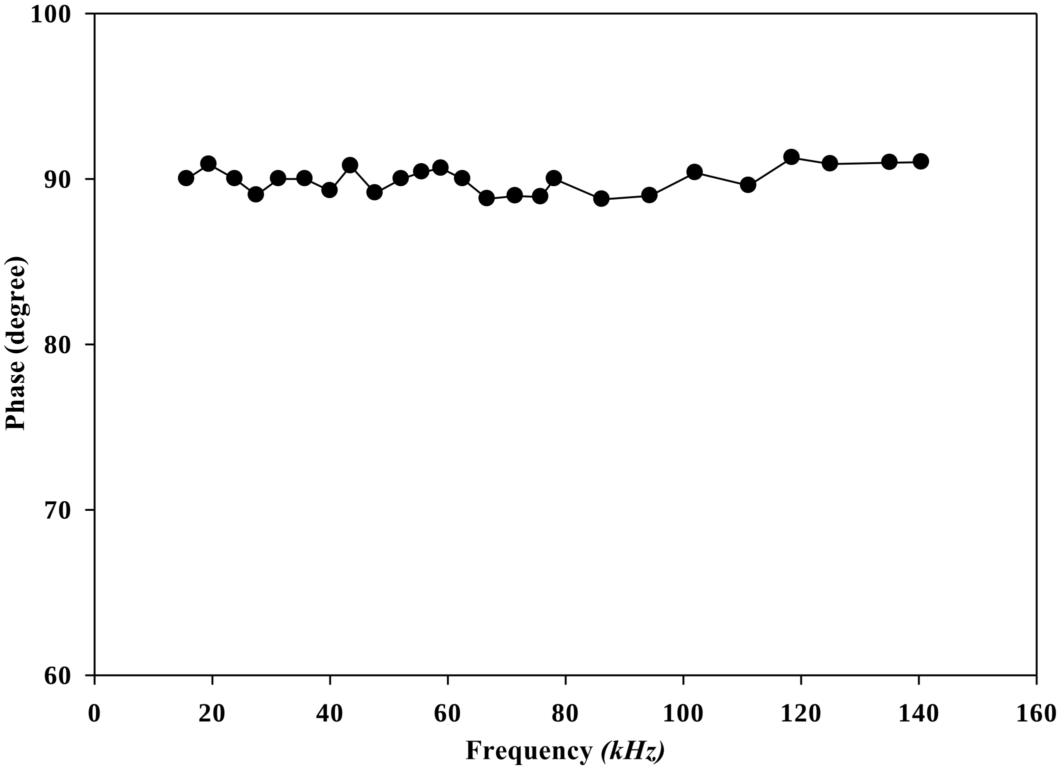


รูปที่ 4.7 กราฟแสดงค่าความผิดพลาดทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงการปรับค่ากระแส I_B $\left(I_B = I_{B2} = I_{B3}\right)$

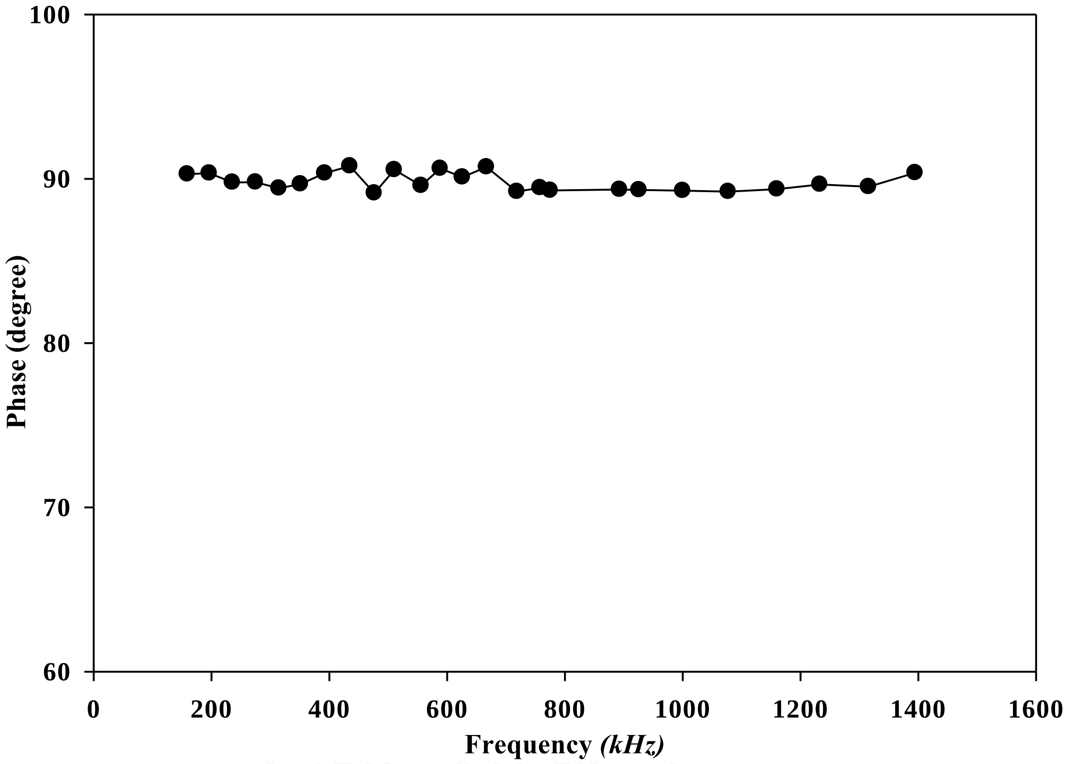
ในรูปที่ 4.8 ถึง 4.10 แสดงค่ามุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองในแต่ละช่วงความถี่เดียวกัน จากผลพบผลการทดสอบได้นั้นมีความสอดคล้องสมการและทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ เมื่อพิจารณาค่าความผิดพลาดของมุมต่างเฟสแสดงไว้ในรูปที่ 4.11 ถึง 4.13 พบว่ามีค่าสูงสุดที่ 1.17%, 1.38% และ 0.95% ที่ตัวเก็บประจุค่า $100nF$, $10nF$ และ $1nF$ ตามลำดับ ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นเกิดจากค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในแต่ขาของ IC ที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ในรูปที่ 4.14 ถึง 4.16 แสดงค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคโดยรวมของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ จากผลพบว่าที่ $C = 100nF$ มีค่าความผิดพลาดสูงสุด $-48.2dB(0.39\%)$ ที่ $C = 10nF$ มีค่าความผิดพลาดสูงสุด $-46.2dB(0.49\%)$ ที่ $C = 1nF$ มีค่าความผิดพลาดสูงสุด $-44.2dB(0.62\%)$



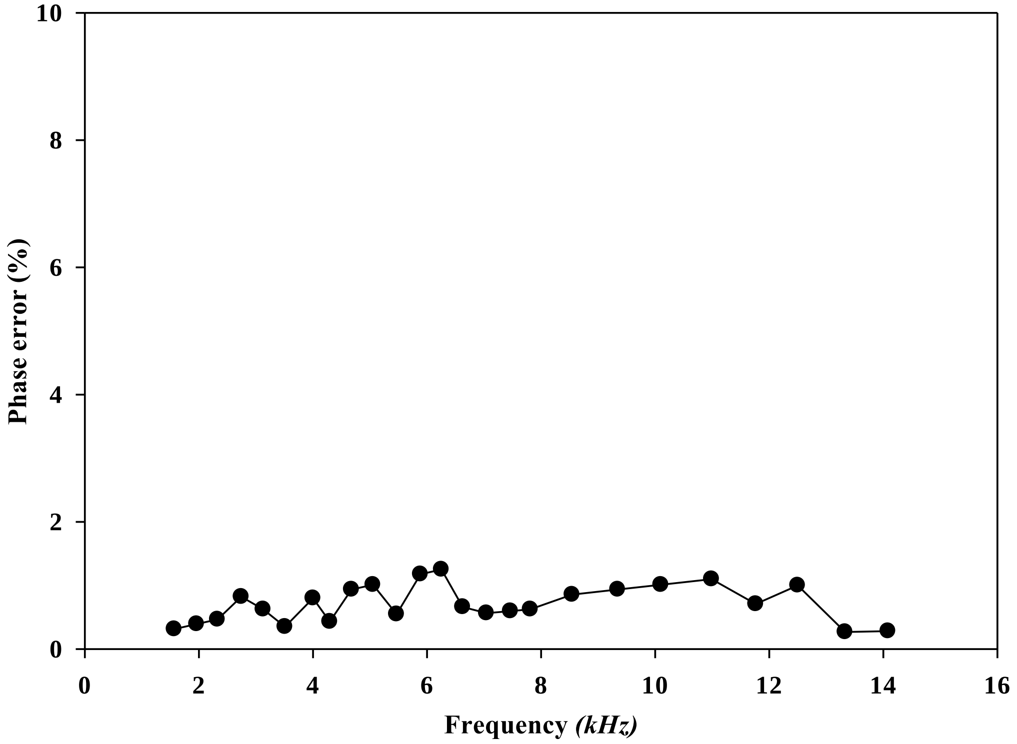
รูปที่ 4.8 มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ของวงจรที่นำเสนอที่ $C = 100nF$



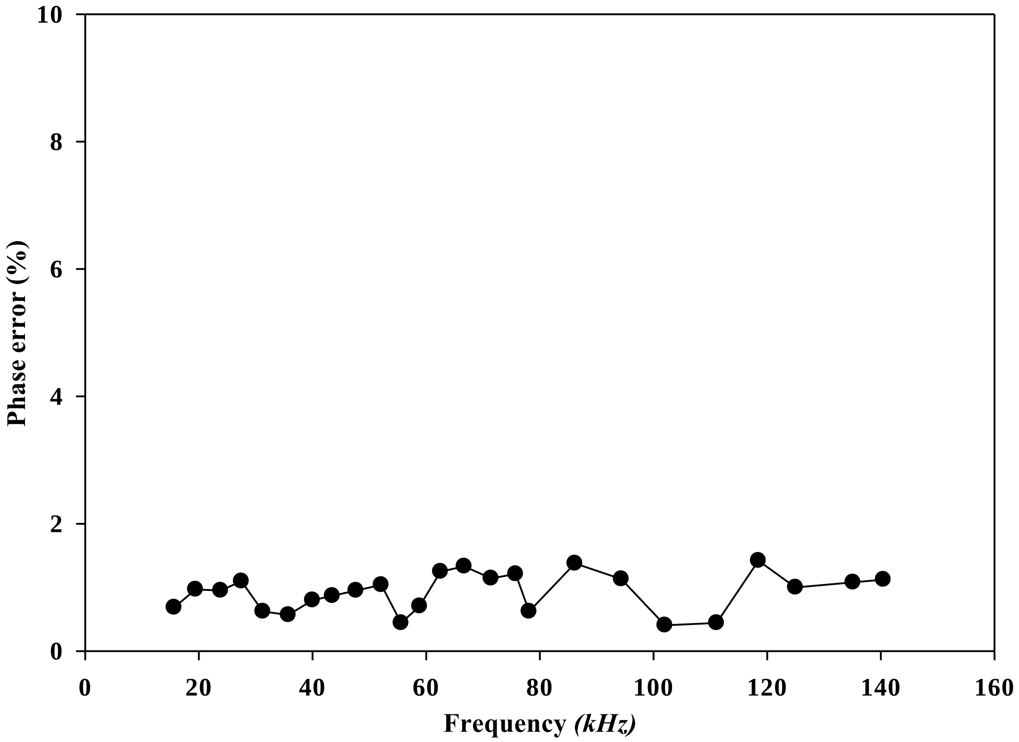
รูปที่ 4.9 มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ของวงจรที่นำเสนอที่ $C = 10nF$



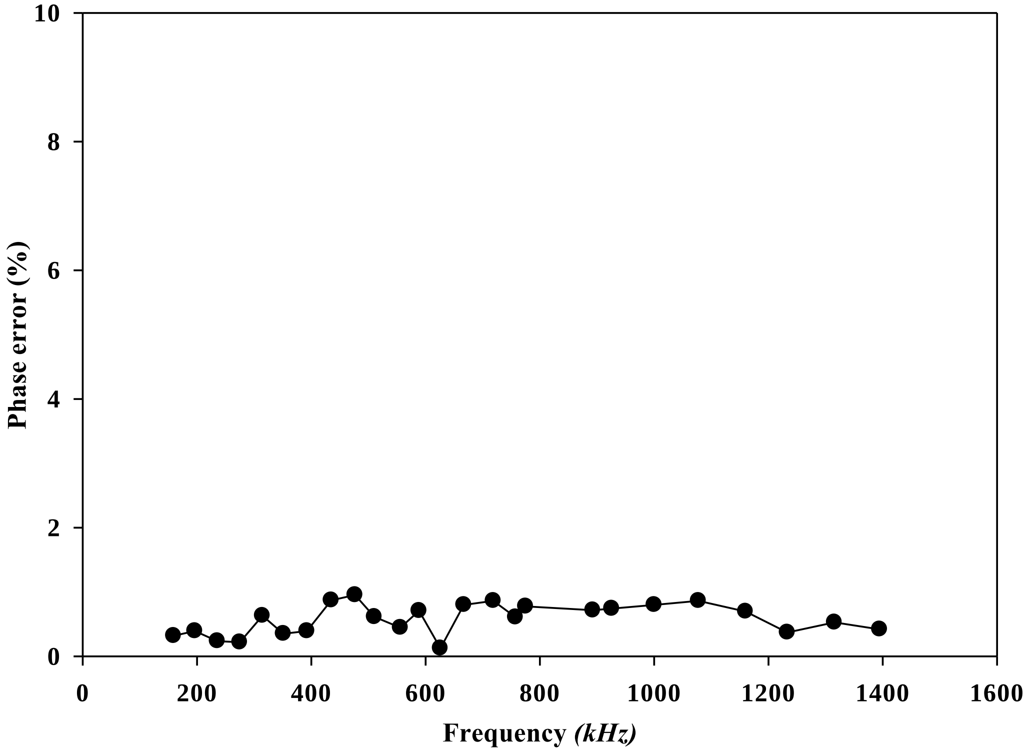
รูปที่ 4.10 มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ของวงจรที่นำเสนอที่ $C = 1nF$



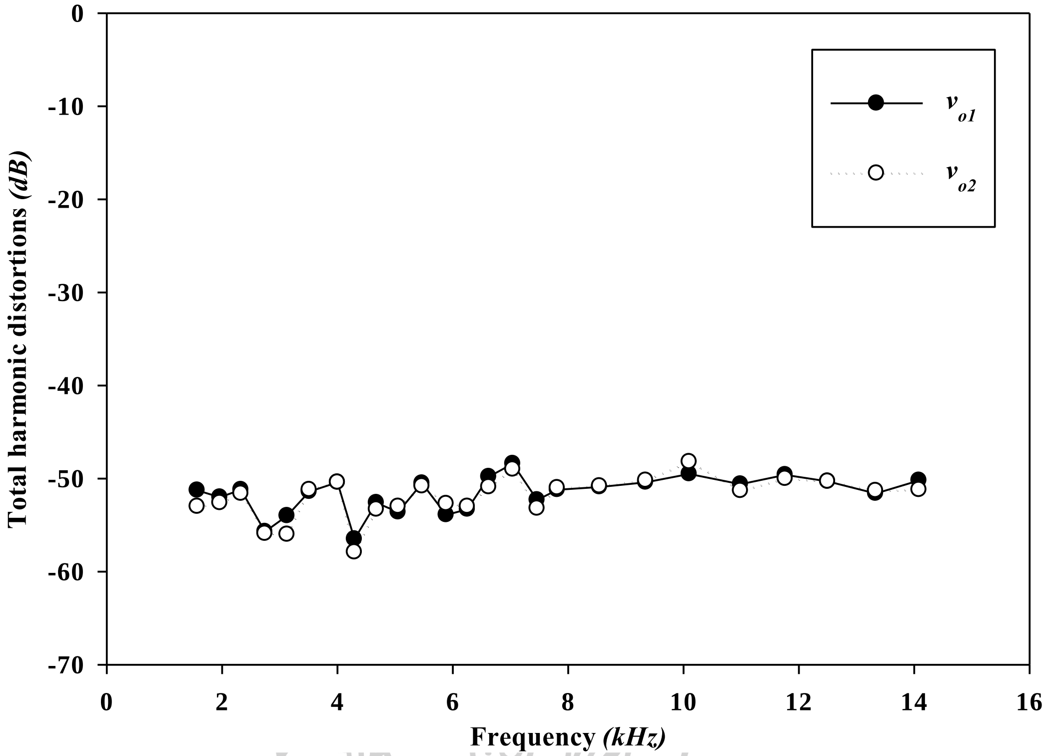
รูปที่ 4.11 ค่าความผิดพลาดมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ที่ $C = 100nF$



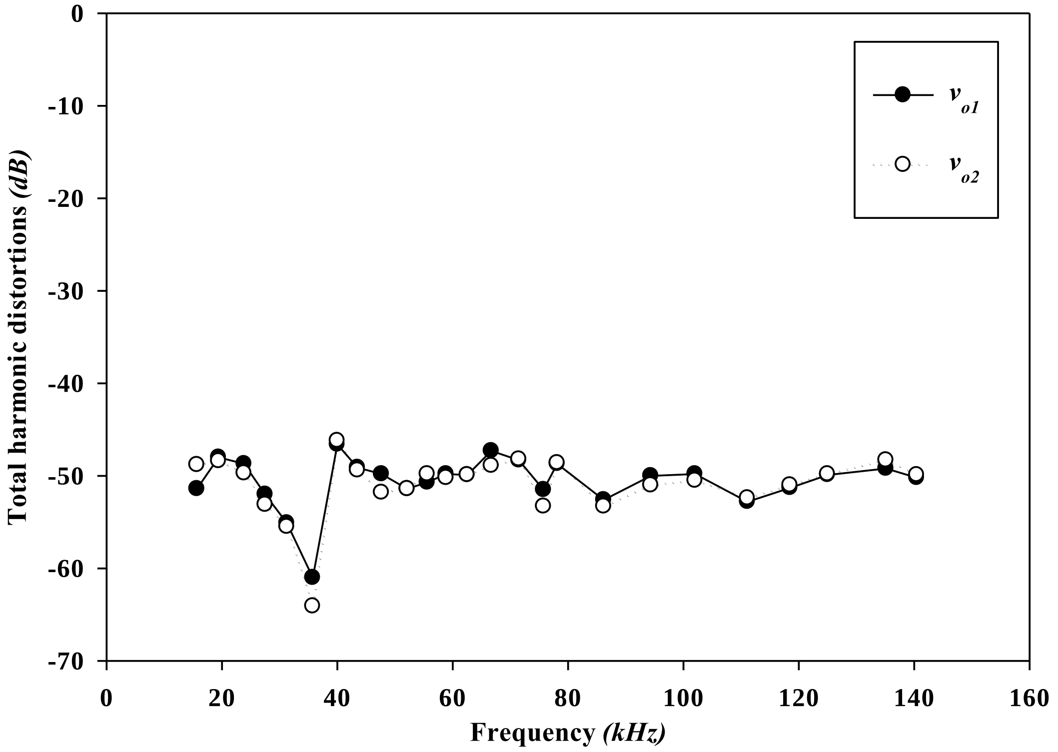
รูปที่ 4.12 ค่าความผิดพลาดมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ที่ $C = 10nF$



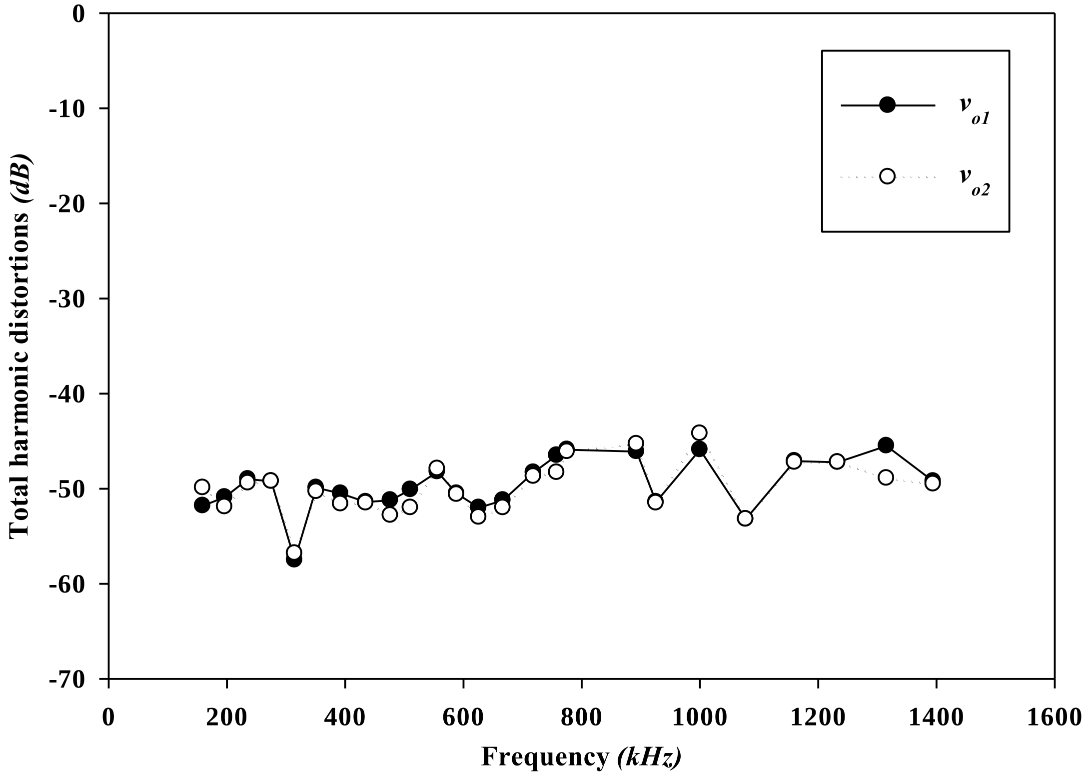
รูปที่ 4.13 ค่าความผิดพลาดมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ที่ $C = 1nF$



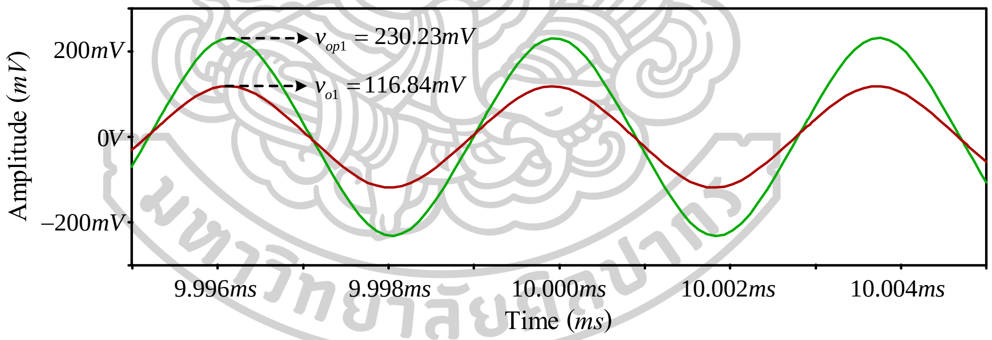
รูปที่ 4.14 กราฟค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองของวงจรที่ $C = 100nF$



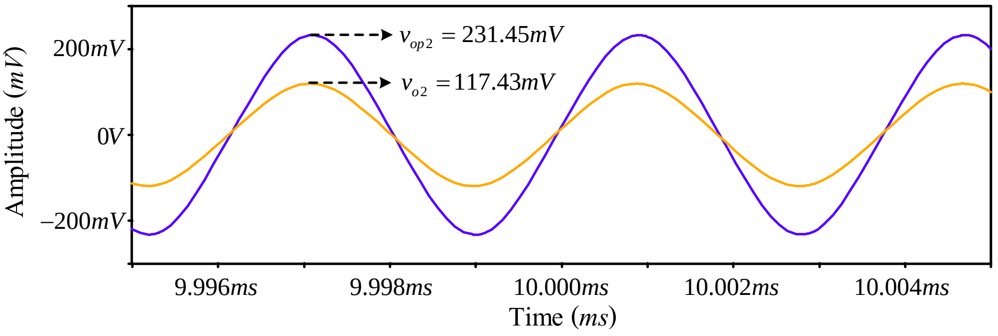
รูปที่ 4.15 กราฟค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองของวงจรที่ $C = 10nF$



รูปที่ 4.16 กราฟค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองของวงจรที่ $C = 1nF$

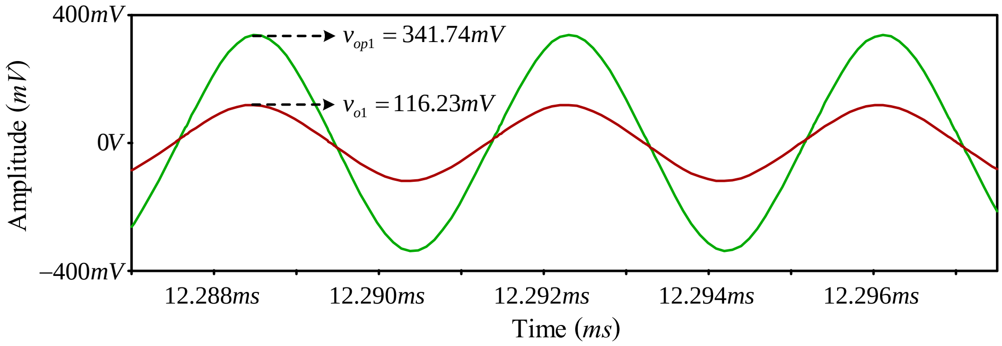


(ก.)

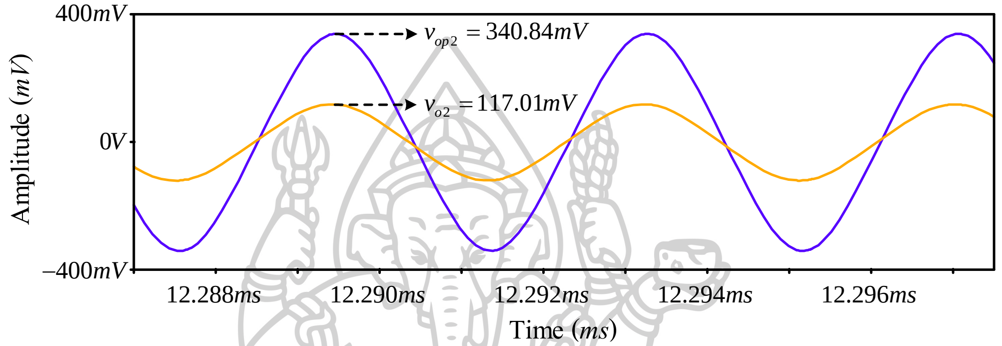


(ข.)

รูปที่ 4.17 ผลการขยายสัญญาณที่ 2 เท่าของ (ก.) v_{o1} และ (ข.) v_{o2}

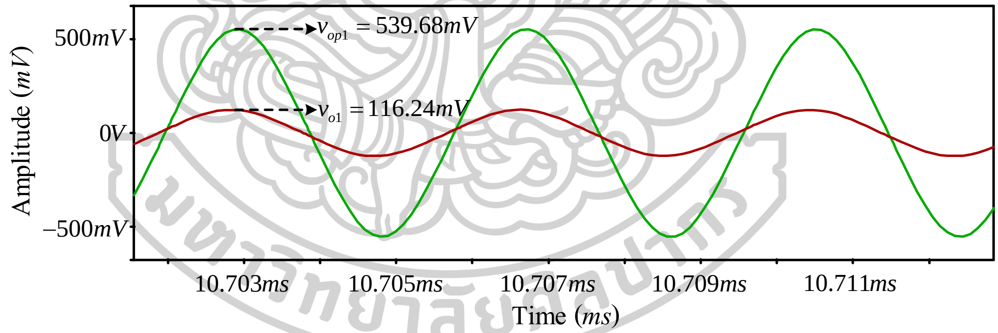


(ก.)

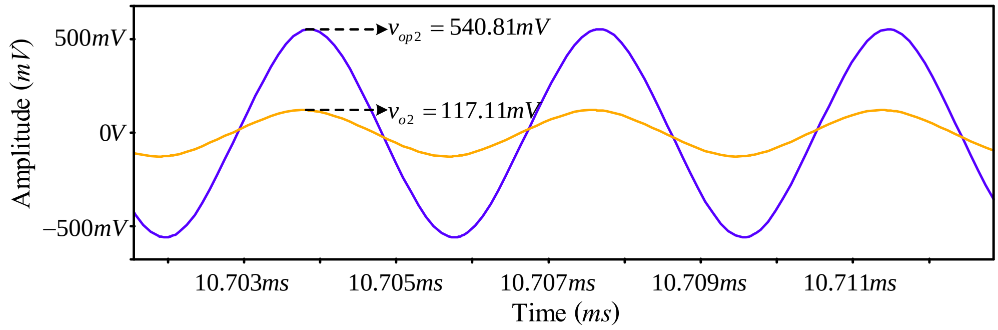


(ข.)

รูปที่ 4.18 ผลการขยายสัญญาณที่ 3 เท่าของ (ก.) v_{o1} และ (ข.) v_{o2}



(ก.)



(ข.)

รูปที่ 4.19 ผลการขยายสัญญาณที่ 5 เท่าของ (ก.) v_{o1} และ (ข.) v_{o2}

มหาวิทยาลัยศิลปากร

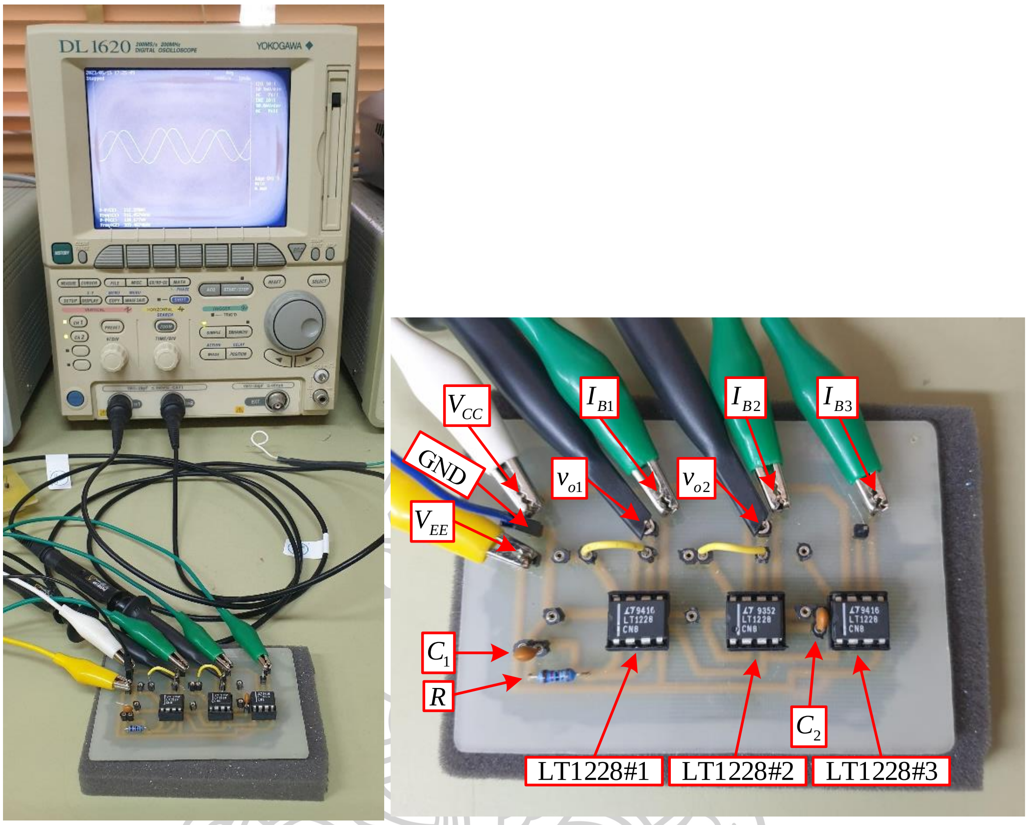
จากวงจรที่นำเสนอนั้นตัววงจรสามารถปรับอัตราขยายแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.8 ใช้ค่าอุปกรณ์ตามที่กล่าวไว้ข้าต้น และยังคงไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ผลการทดสอบที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.17 ถึงรูปที่ 4.19 โดยแสดงในอัตราขยายที่ 2 เท่า 3 เท่า และ 5 เท่า ตามลำดับ

4.2 ผลการต่อวงจรจริง

ในการต่อเพื่อทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรจริงตามรูปที่ 3.7 ทางผู้วิจัยได้สร้างวงจรจริงขึ้นมาโดยเลือกใช้ไอซีเชิงพานิชย์เบอร์ LT1228 จำนวน 3 ตัว ในการทดสอบสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ ต่อร่วมกับตัวต้านทานลลงกราวนด์จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวนด์จำนวน 2 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.20 โดยในผลการทดสอบที่แสดงต่อไปนี้กำหนดค่าพารามิเตอร์แต่ละตัว คือ $C_1 = C_2 = 1nF$, $R = 10k\Omega$, $I_{B1} = 15.1\mu A$ และ $I_{B2} = I_{B3} = 200\mu A$ ส่วนการทดสอบอัตราขยาย ทางผู้วิจัยกำหนดพารามิเตอร์เพิ่มเติม คือ $R_{a1} = R_{a3} = 5k\Omega$ ส่วน R_{a2} และ R_{a4} ใช้ตัวต้านทาน 3 ค่าได้แก่ $5k\Omega$, $10k\Omega$ และ $20k\Omega$ โดยทั้ง 4 ตัวต่อเข้าวงจรในรูปแบบวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสตามรูปที่ 3.8 มีวงจรจริงแสดงดังรูปที่ 4.34 ส่วนในการทดสอบสัญญาณสี่เหลี่ยม กำหนดพารามิเตอร์เพิ่มเติมคือ $R_{a5} = 100\Omega$ โดยทางผู้วิจัยใช้เครื่องมือในการทดสอบเก็บผลการทดลองดังนี้

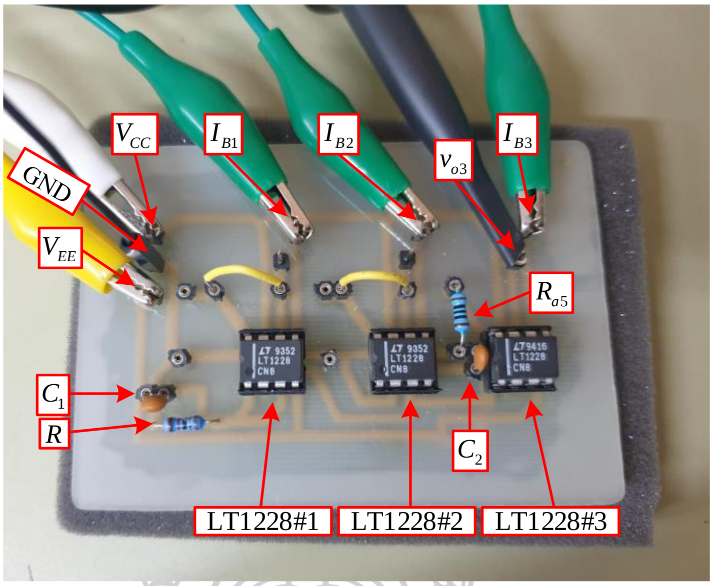
1. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าแบบดิจิตัล (Digital scilloscope) ยี่ห้อ Yokogawa รุ่น DL1620
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power supply) ยี่ห้อ MCP รุ่น M10-TP3003L
3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital multimeter) ยี่ห้อ SANWA รุ่น CD771

การบันทึกผลการทดสอบแบ่งเป็นสองส่วน ในส่วนแรกบันทึกผลสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ ในส่วนที่สองบันทึกผลสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยในส่วนของสัญญานไซน์แบบควอเดรเจอร์ เก็บผลตัวอย่าง 1 ค่าความถี่จาก Digital oscilloscope และเก็บรูปสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ รูปลิซาจูลส์ และสเปกตรัมเอาต์พุตของทั้งสองสัญญาณ ส่วนผลการทดสอบทั้งหมดแต่ละช่วงความถี่ถูกนำมาเปรียบเทียบเป็นกราฟเส้นผ่านโปรแกรม Sigma Plot เพื่อนำมาวิเคราะห์ผลการทดสอบต่าง ๆ ต่อไป และผลของการปรับขยายขนาดของสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่เอาต์พุตทั้งสอง แสดงเป็นการเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตเดิมของเอาต์พุตทั้งสองตามลำดับ

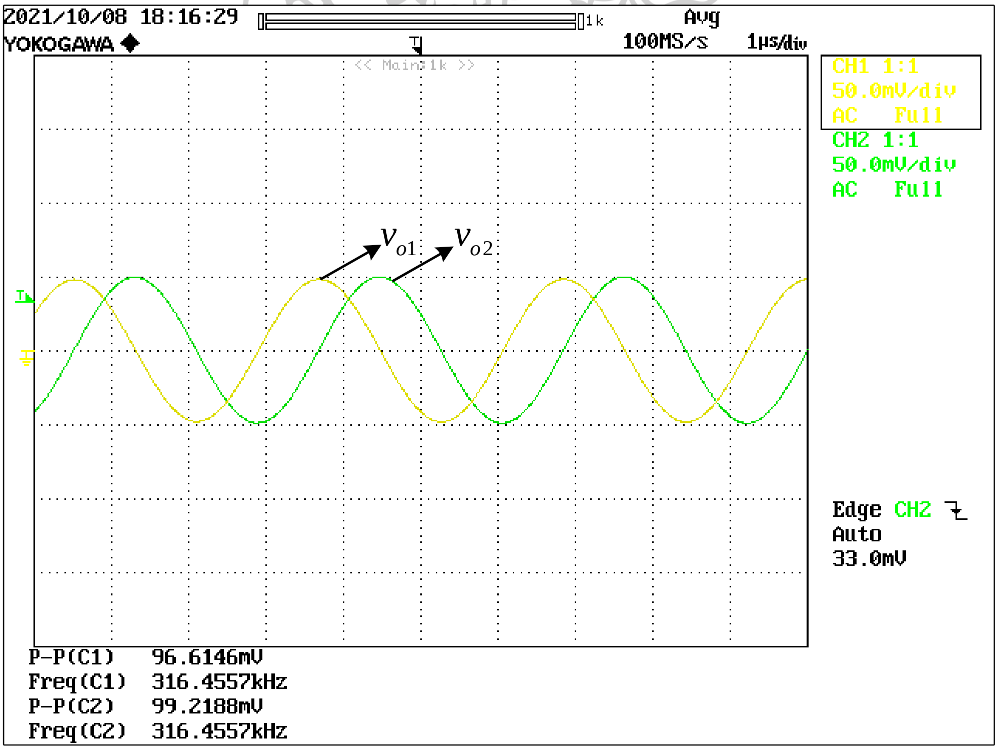


รูปที่ 4.20 การต่อวงจรจริงของวงจรที่นำเสนอกรณีอัตราขยาย 1 เท่า

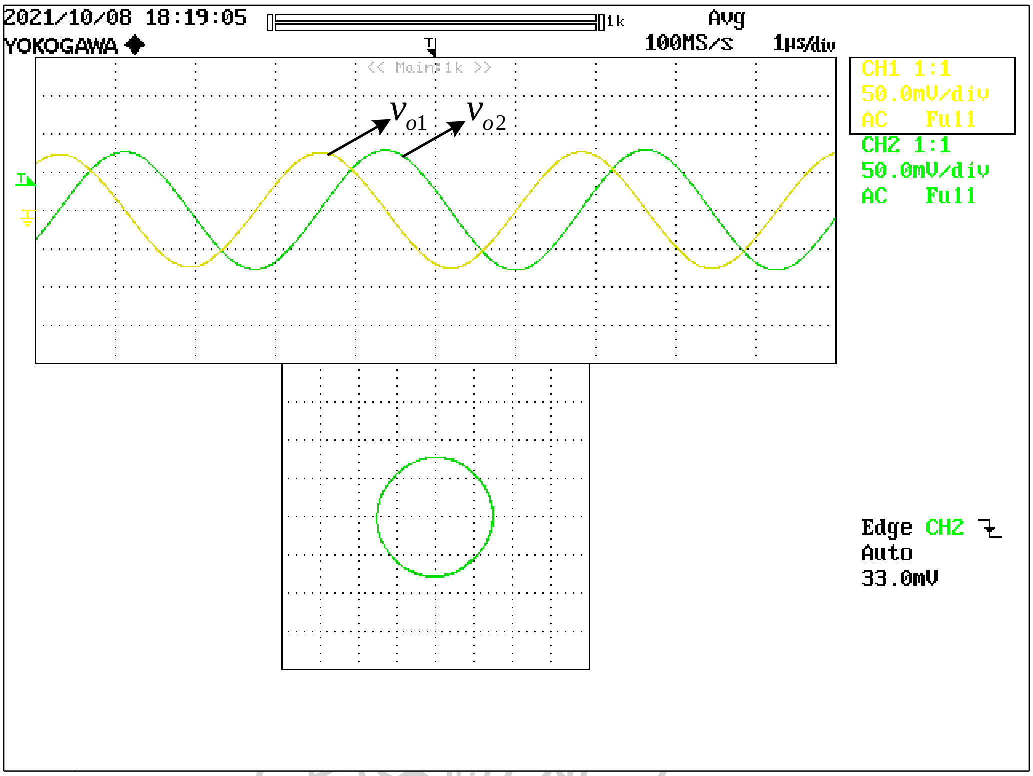
ในการทดสอบสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ เมื่อต่อวงจรจริงได้ดังรูปที่ 4.20 โดยใช้ค่าอุปกรณ์ตามพารามิเตอร์ที่กำหนดไว้ข้างต้น ได้เอาต์พุตดังรูปที่ 4.22 โดยมีความถี่ที่ $316.46kHz$ ซึ่งใกล้เคียงกับผลการคำนวณสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ และมุมความต่างเฟสที่ $89.5°$ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ทำเสนอ และรูปลิสซาจูส์ในรูปที่ 4.23 มีลักษณะเป็นวงกลม ทำให้ยืนยันได้ว่าสัญญาณมุมต่างเฟสที่ใกล้เคียง $90°$ ในส่วนของสัญญาณสี่เหลี่ยมทางผู้วิจัยได้ทำการต่อ R_{a5} เข้าไปตามรูปที่ 3.7 และวงจรจริงตามรูปที่ 4.21 โดยไม่เปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ที่กำหนดไว้ แล้วทำการเก็บผลจาก Oscilloscope ได้ดังรูปที่ 4.24 เมื่อ $R_{a5} = 100\Omega$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า $190k\Omega$ มาก ๆ ทำให้ CFA ของไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 3 เข้าสู่สถานะอิ่มตัว ซึ่งทำให้เกิดเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม จากผลพบว่าค่า V_{w3} มีค่าใกล้เคียง V_{CC} เมื่อ $V_{y3} \geq 0$ และใกล้เคียง V_{EE} เมื่อ $V_{y3} \leq 0$ และในรูปที่ 4.25 (ก.) และ (ข.) แสดงให้เห็นสเปคตรัมของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่ได้จากในรูปที่ 4.25 (ก.) คือ v_{o1} ซึ่งมีค่าควาผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคเท่ากับ $-51.4dB(0.269\%)$ และ รูปที่ 4.25 (ข.) คือ v_{o2} ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคเท่ากับ $-51.0dB(0.282\%)$ ตามลำดับ



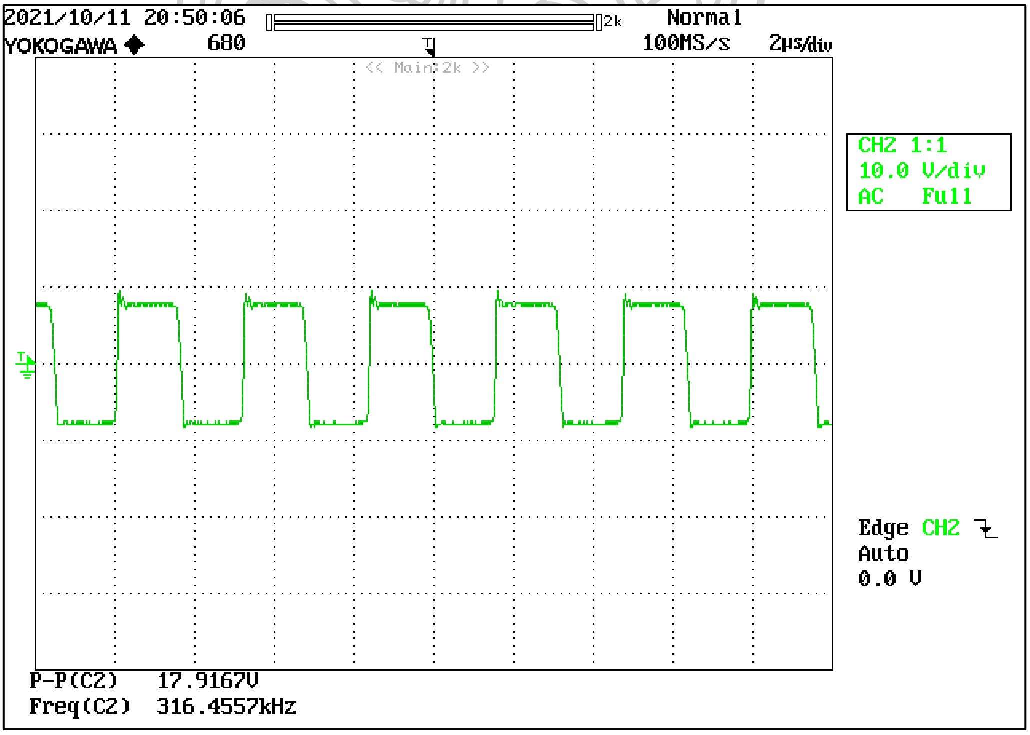
รูปที่ 4.21 การต่อวงจรจริงของวงจรที่นำเสนอในกรณีการทดสอบสัญญาณสี่เหลี่ยม



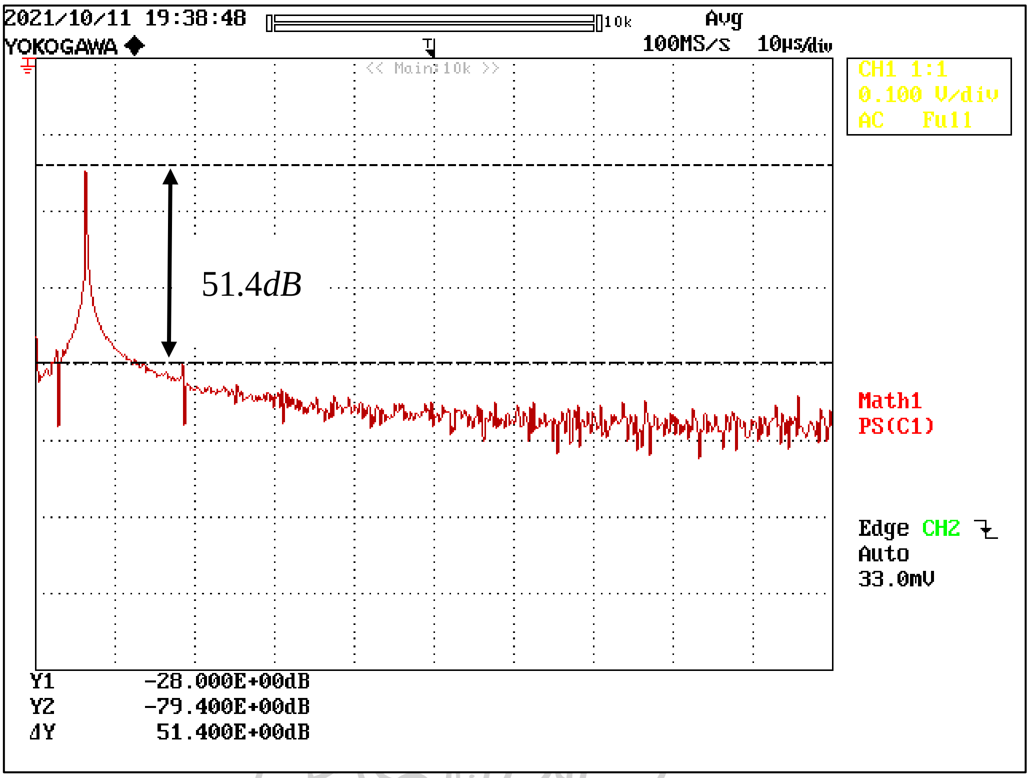
รูปที่ 4.22 สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่เอาต์พุตจากผลการต่อวงจรจริง



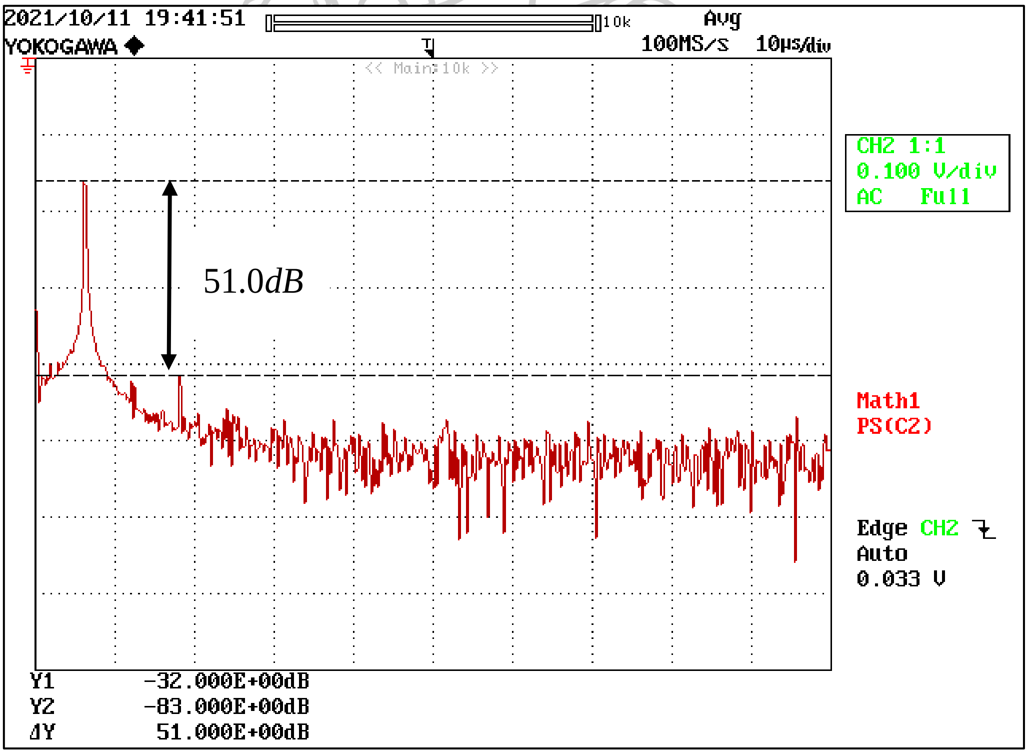
รูปที่ 4.23 สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่เอาต์พุตจากผลการต่อวงจรจริง และรูปลิสซาจูส์ของสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 4.24 สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เอาต์พุต v_{o3}



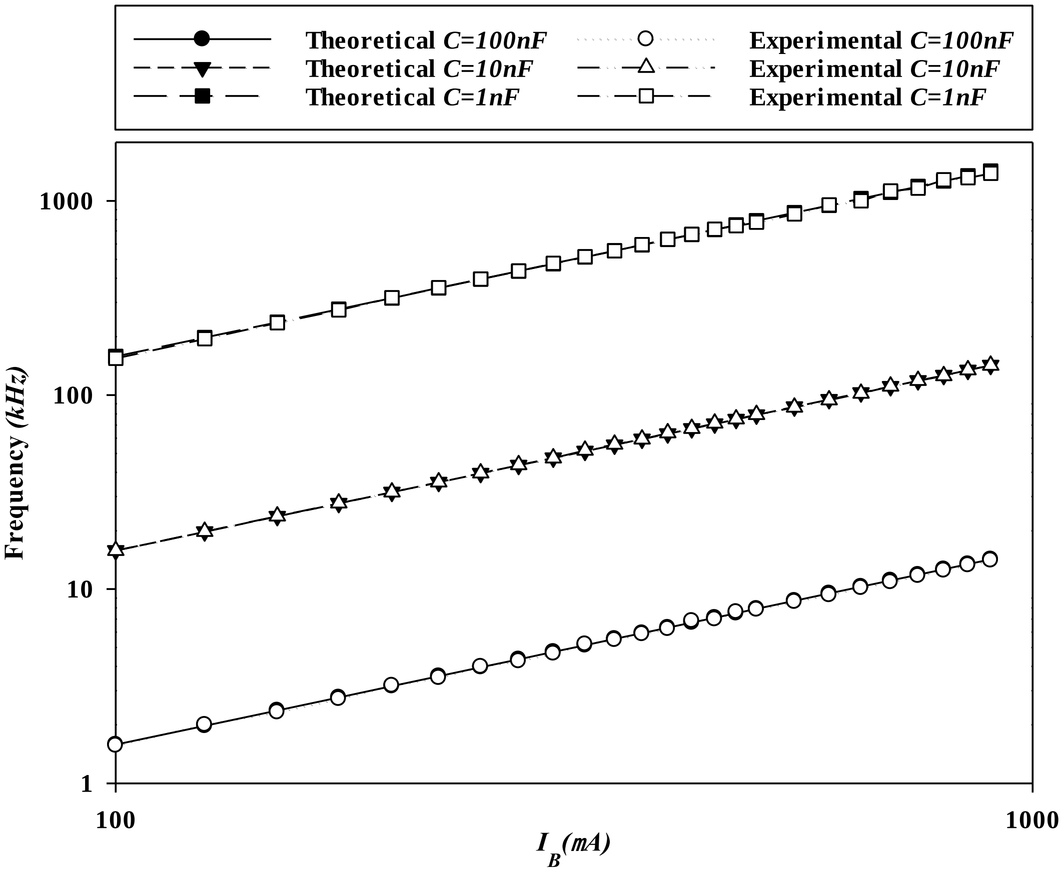
(ก.)



(ข.)

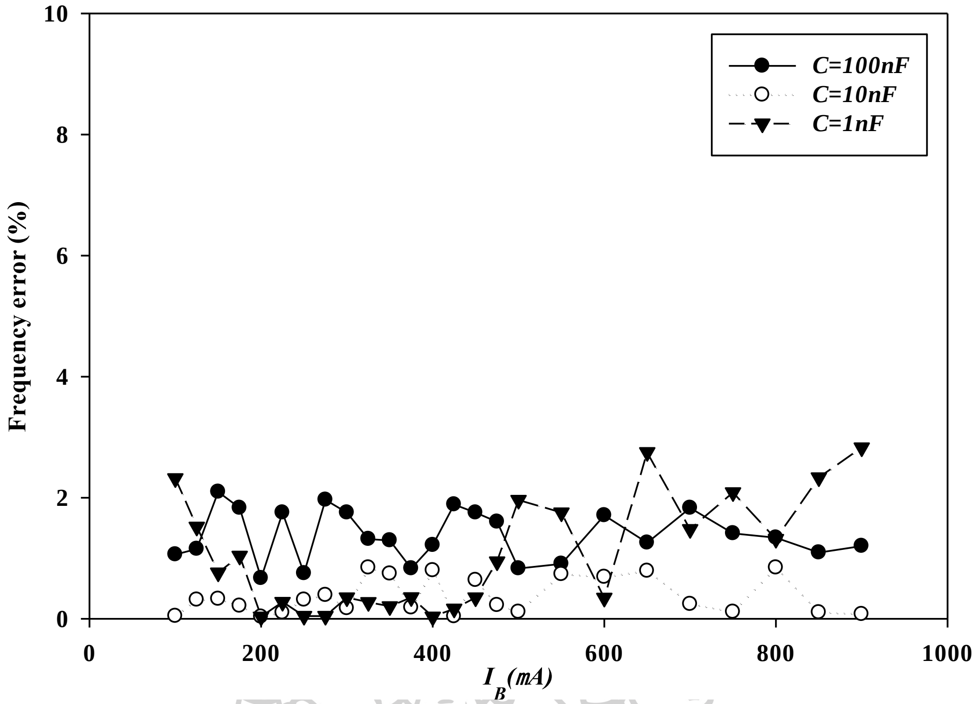
รูปที่ 4.25 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต (ก.) v_{o1} และ (ข.) v_{o2}

ทางผู้วิจัยได้ทำการเก็บผลเพื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบกับสมการตามทฤษฎีที่ได้นำเสนอเพื่อศึกษาพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดขึ้นเมื่อปรับกระแสไบแอส I_B โดยเริ่มต้นเก็บจากกระแสไบแอสที่ $100\mu A$ ไปจนถึง $900\mu A$ โดยทดสอบการทำงานตั้งแต่ช่วงความถี่ต่ำไปจนถึงความถี่สูงโดยใช้ตัวเก็บประจุจำนวน 3 ค่าได้แก่ $100nF$, $10nF$ และ $1nF$ แสดงดังรูปที่ 4.26 จากรูป พบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้ศึกษาไว้ แต่ก็ยังมีค่าความผิดพลาดในความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตในผลการทดสอบ เมื่อพิจารณาจากค่าความผิดพลาดนั้นพบว่าเมื่อทำการปรับ I_B แล้วสังเกตค่าที่ได้เทียบกับทฤษฎีแล้วนั้นผลของแต่ละค่าตัวเก็บประจุมีค่าความผิดพลาดสูงสุดอยู่ที่ 2.09%, 0.84% และ 2.83% ตามลำดับ แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.27 ในขณะที่วงจรทำงานในช่วงความถี่สูง ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในแต่ขาของ IC นั้นกับความผิดพลาดของค่าการส่งผ่านแรงดันของอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์มีผลกระทบต่อวงจรมากขึ้นซึ่งสอดคล้องกับสมการ(3.78) และ (3.102) ที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 นั้นทำให้ค่าความผิดพลาดที่ตัวเก็บประจุขนาด $1nF$ มีค่าสูงที่สุด

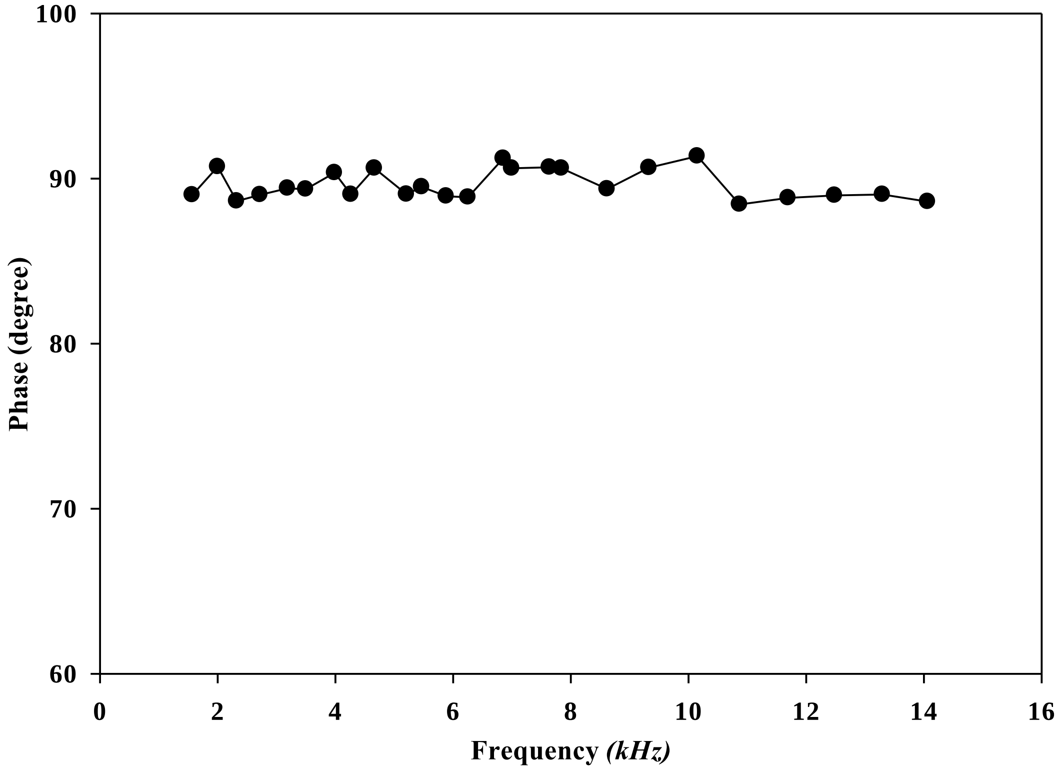


รูปที่ 4.26 กราฟเปรียบเทียบกระแสไบแอสจากภายนอกกับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้

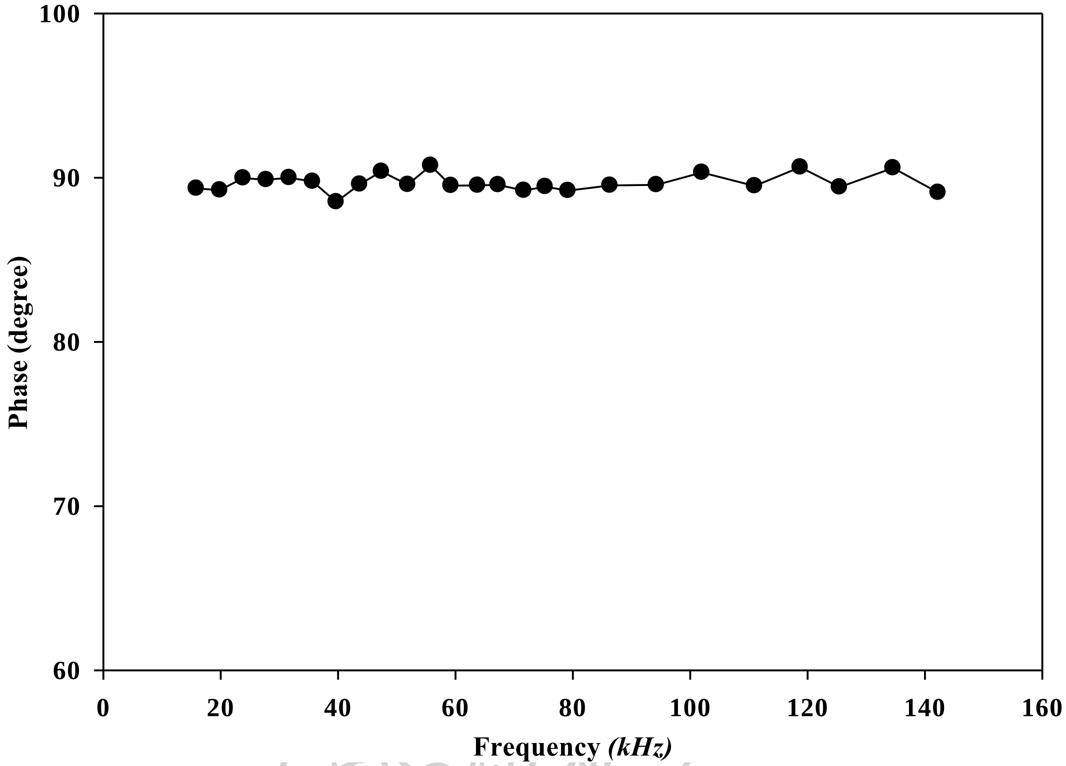
$\left(I_B = I_{B2} = I_{B3}\right)$



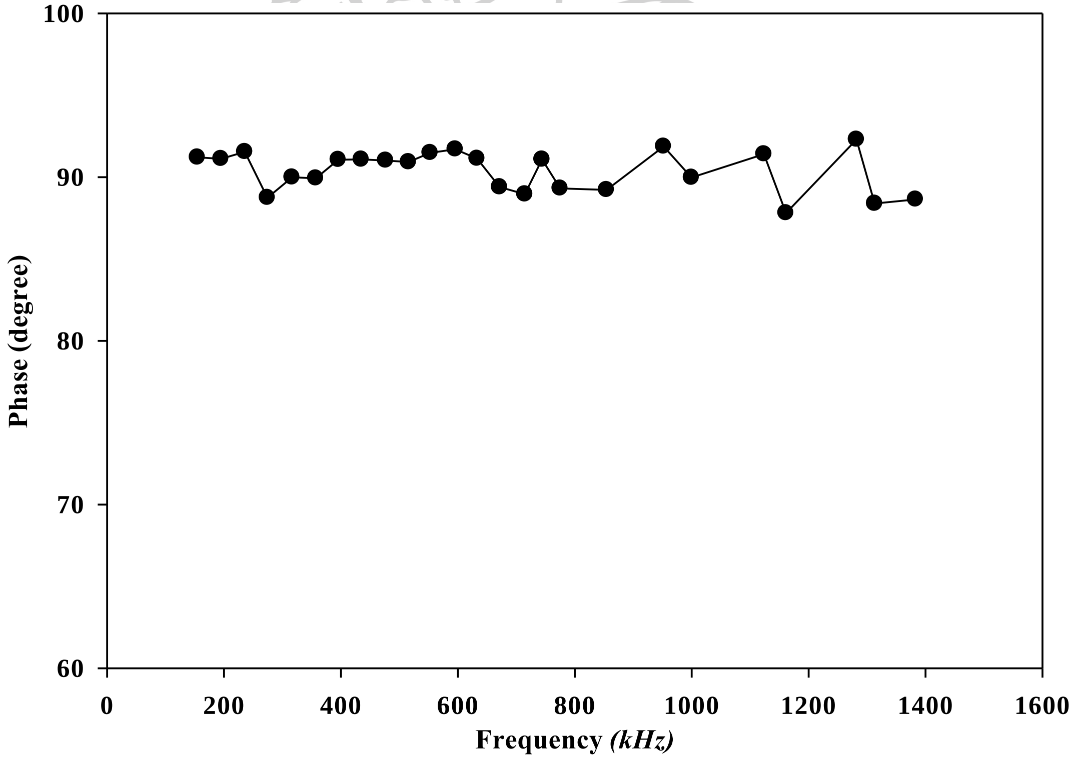
รูปที่ 4.27 กราฟค่าความผิดพลาดทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงการปรับค่ากระแส I_B $\left(I_B = I_{B2} = I_{B3}\right)$



รูปที่ 4.28 มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ของวงจรที่ $C = 100nF$

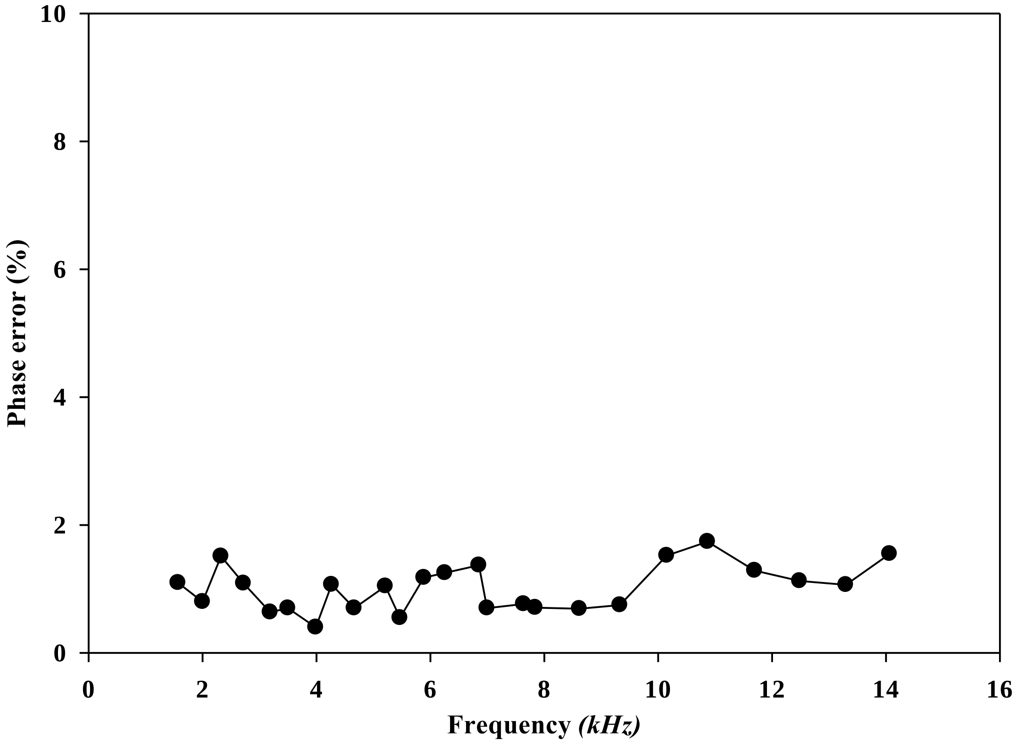


รูปที่ 4.29 มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ของวงจรที่ $C = 100nF$

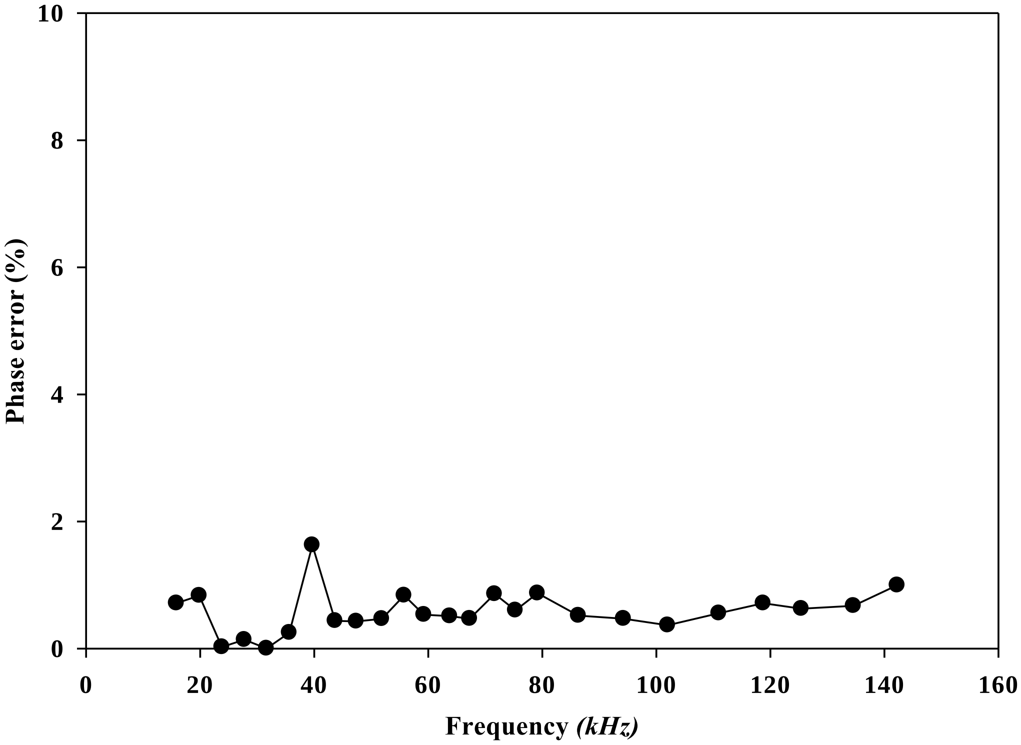


(ค.)

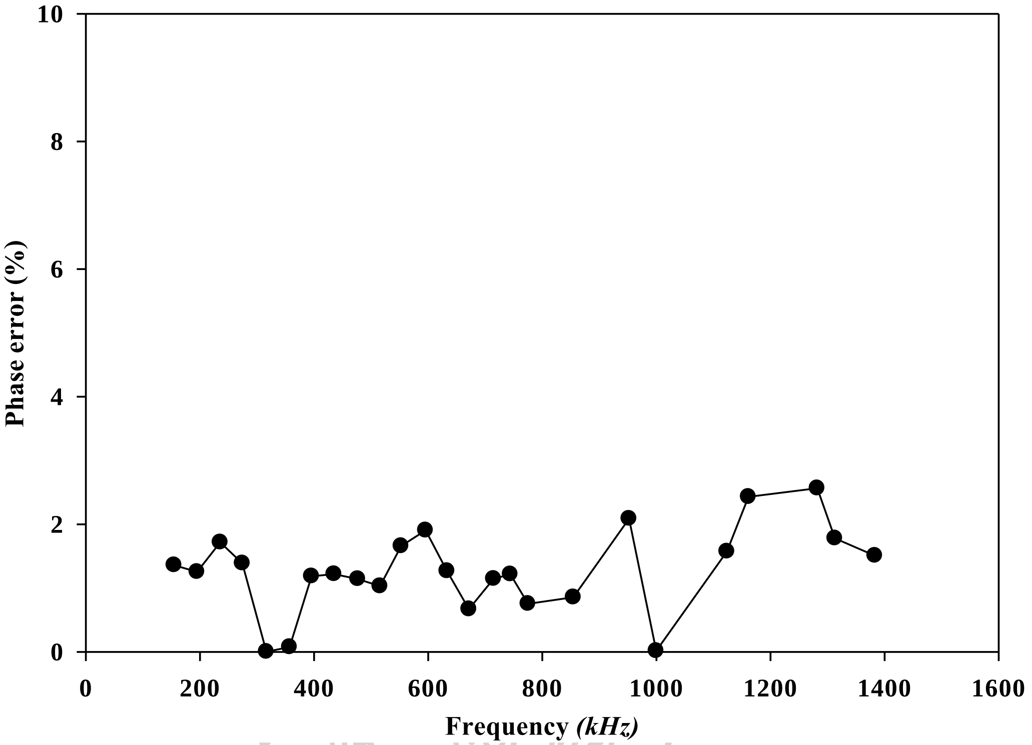
รูปที่ 4.30 มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ของวงจรที่ $C = 1nF$



รูปที่ 4.31 ค่าความผิดพลาดมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ที่ $C = 100nF$

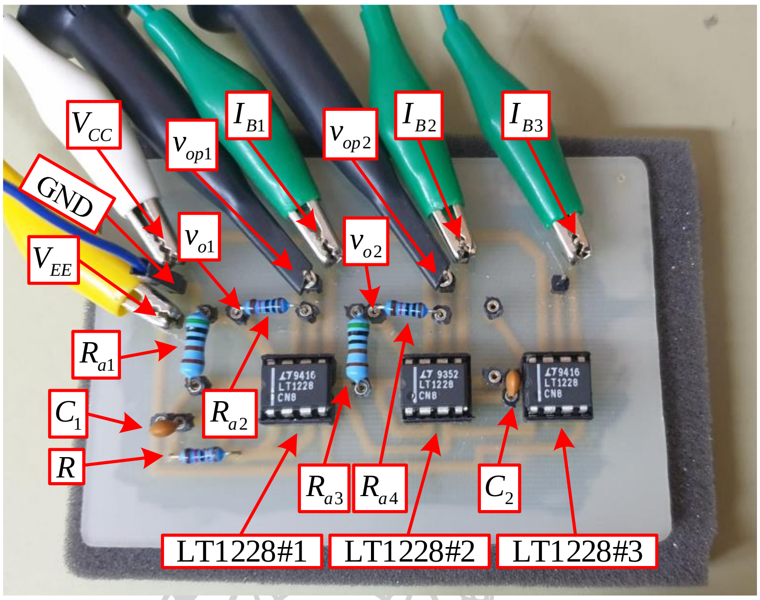


รูปที่ 4.32 ค่าความผิดพลาดมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ที่ $C = 10nF$



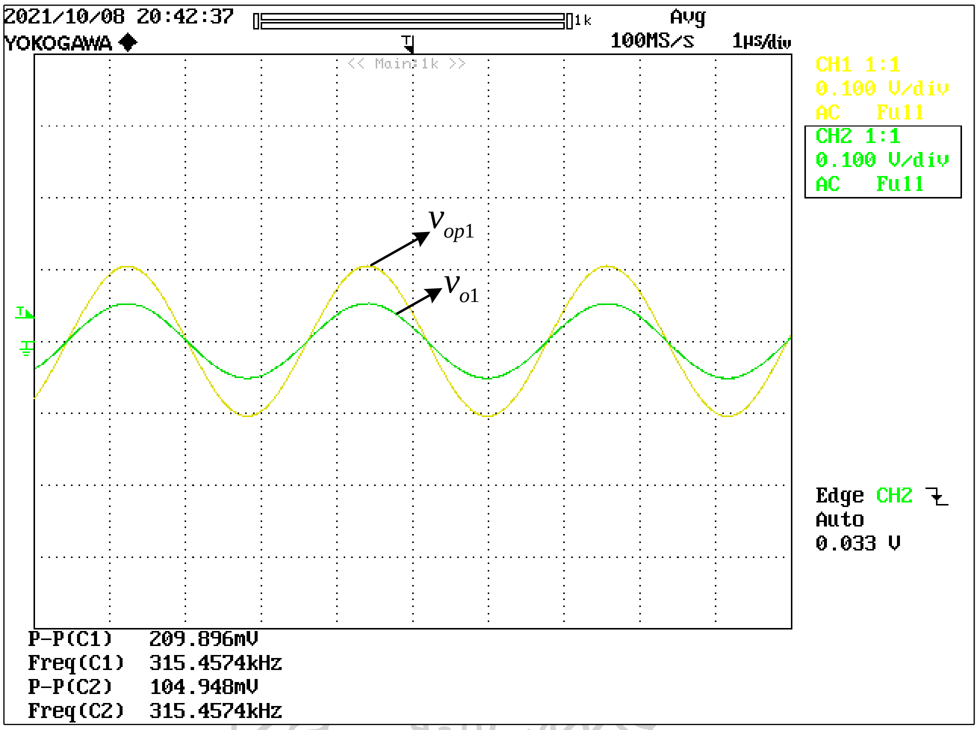
รูปที่ 4.33 ค่าความผิดพลาดมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละช่วงความถี่ที่ $C=1nF$

จากรูปที่ 4.28 ถึง 4.30 คือผลการทดสอบมุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} ที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ ผลที่ได้มีค่าที่สอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้ศึกษาไว้ เมื่อพิจารณาจากค่าความผิดพลาดของมุมเฟสพบว่าในแต่ละตัวเก็บประจุที่นำมาใช้ในการทดสอบ ($100nF$,$10nF$ และ $1nF$) พบว่ามีค่าความผิดพลาดสูงสุดที่ 1.74% , 1.62% และ 2.56% ตามลำดับ และพบว่าที่ตัวเก็บประจุขนาด $1nF$ มีค่าความผิดพลาดสูงสุดเนื่องจากค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในแต่ขาของ IC กับความผิดพลาดของค่าการส่งผ่านแรงดันของอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์นั้นส่งผลต่อวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 กล่าวคือ ยิ่งวงจรทำงานในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นค่าความไม่เป็นอุดมคติยิ่งส่งผลต่อวงจรมากขึ้นเช่นกัน โดยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.31 ถึงรูปที่ 4.33 ตามลำดับ

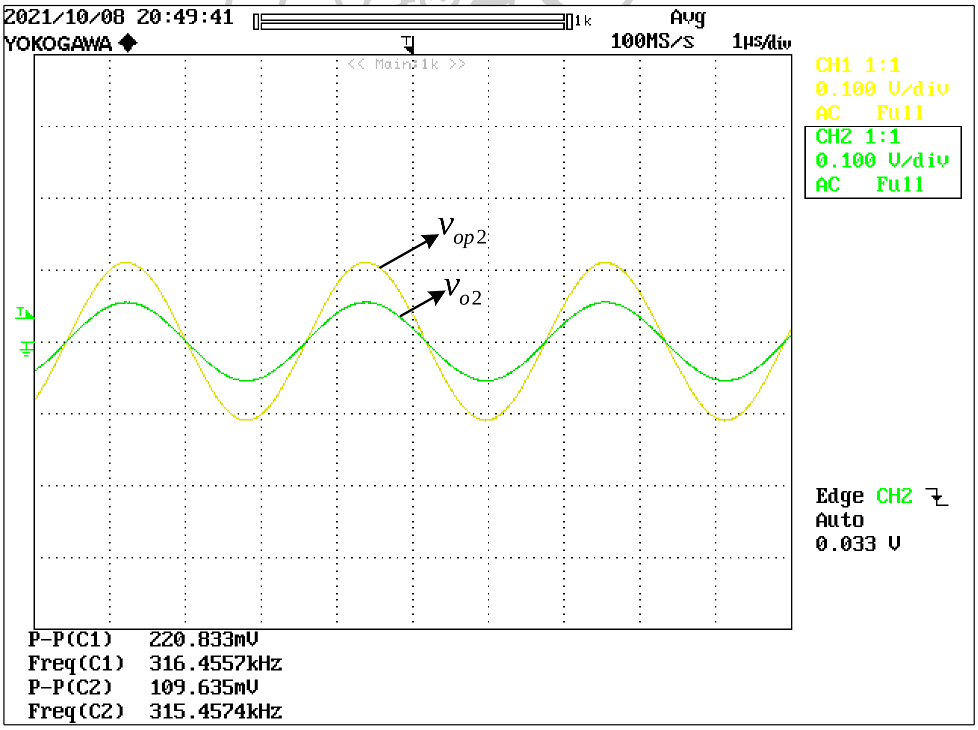


รูปที่ 4.34 การต่อวงจรจริงในกรณีเพิ่มเติมส่วนปรับขยายขนาดสัญญาณเอาต์พุต

จากวงจรที่นำเสนอนั้นตัววงจรสามารถปรับอัตราขยายแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.8 และต่อวงจรจริงตามรูปที่ 4.34 ใช้ค่าของตัวต้านทานที่ $R_{a1} = R_{a3} = 5k\Omega$ สำหรับตัวต้านทาน R_{a2} และ R_{a4} ใช้ทั้งหมด 3 ค่าได้แก่ $5k\Omega$, $10k\Omega$ และ $20k\Omega$ เพื่อให้ได้อัตราขยายที่ 2 เท่า, 3 เท่า และ 5 เท่า ตามลำดับซึ่งเป็นไปตามสมการ (3.58) และ (3.59) และยังคงไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ผลการทดสอบที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.35 ถึงรูปที่ 4.37 โดยแสดงในอัตราขยายที่ 2 เท่า 3 เท่า และ 5 เท่าตามลำดับ ในรูปที่ 4.38 ถึงรูปที่ 4.40 พบว่าค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ได้ทั้งหมดนั้นมีค่าที่ค่อนข้างต่ำ ซึ่งในแต่ละตัวเก็บประจุที่นำมาใช้ในการทดสอบ ($100nF$,$10nF$ และ $1nF$) นั้นพบว่ามีค่าความผิดพลาดสูงสุดอยู่ที่ $-47.8dB(0.407\%)$, $-46dB(0.501\%)$ และ $-40.4dB(0.995\%)$ ตามลำดับ นั่นทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการทำไปใช้กับแอพลิเคชันอื่น ๆ ได้

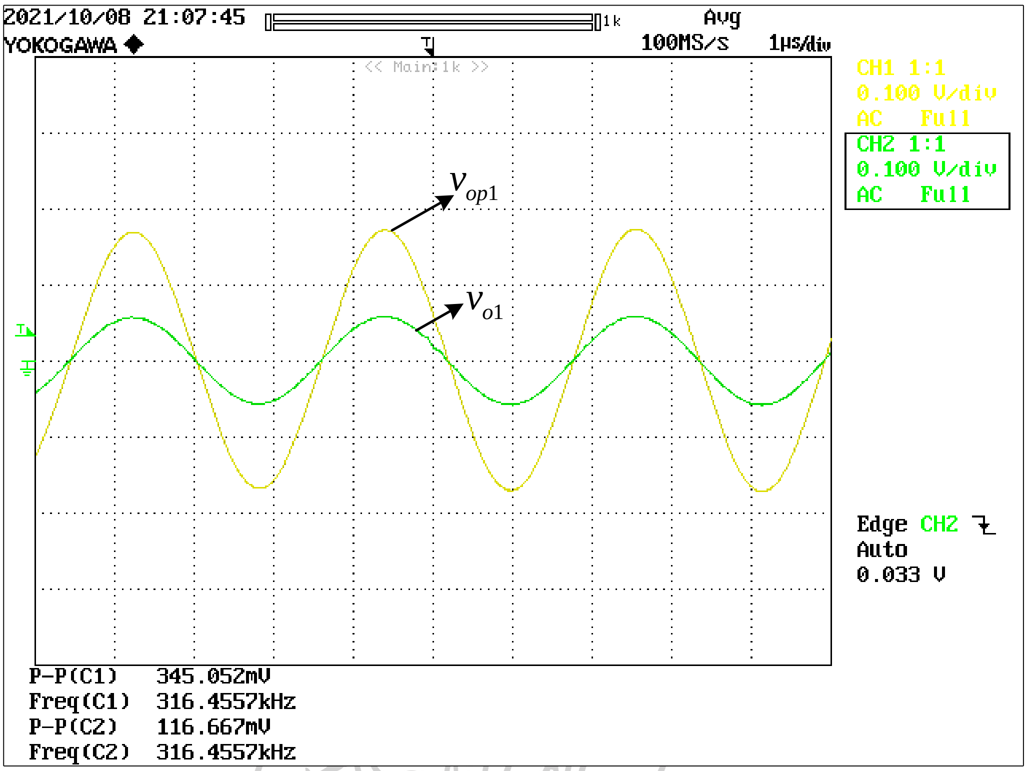


(ก.)

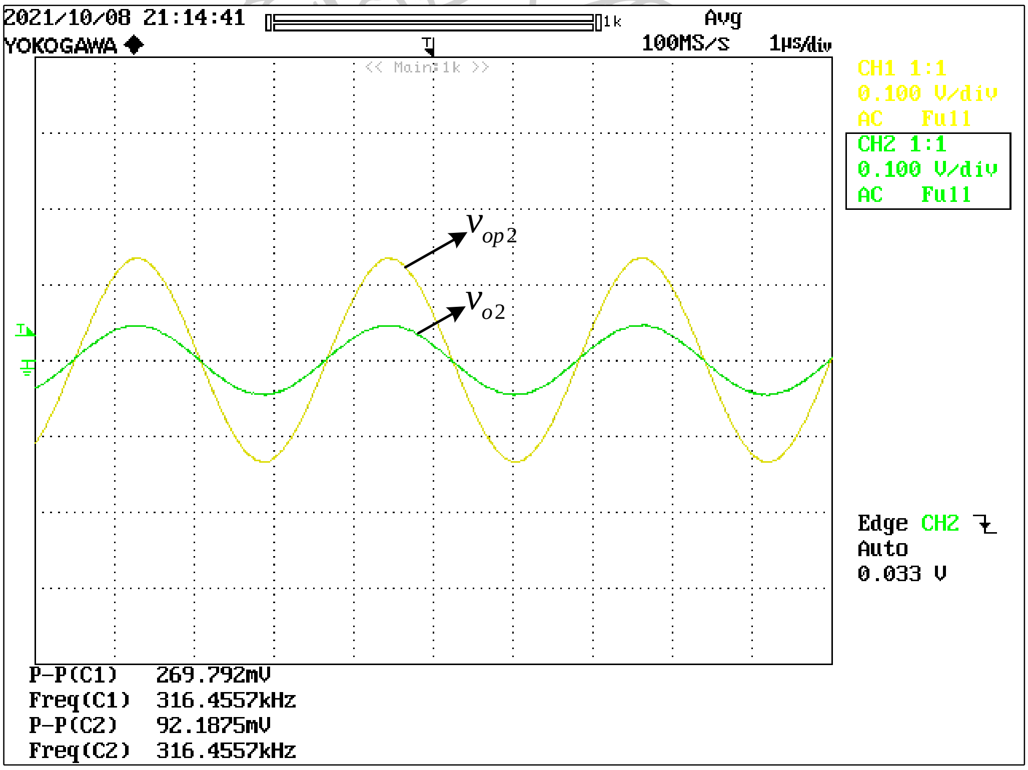


(ข.)

รูปที่ 4.35 ผลการขยายสัญญาณที่ 2 เท่า (ก.) v_{o1} และ (ข.) v_{o2}

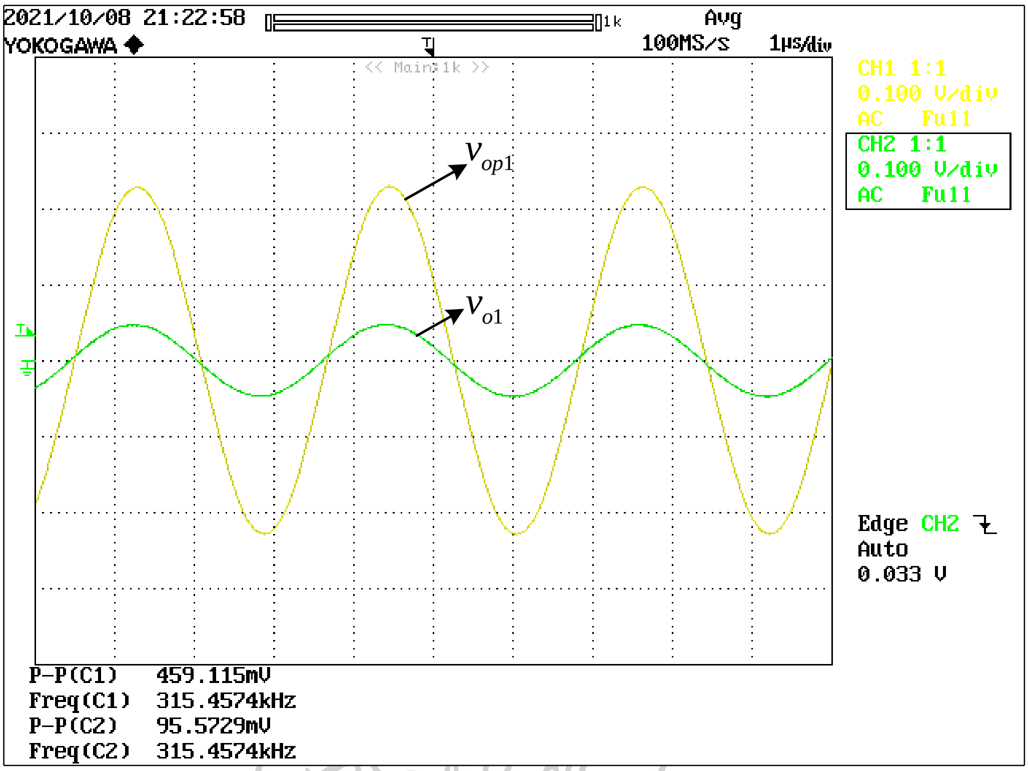


(ก.)

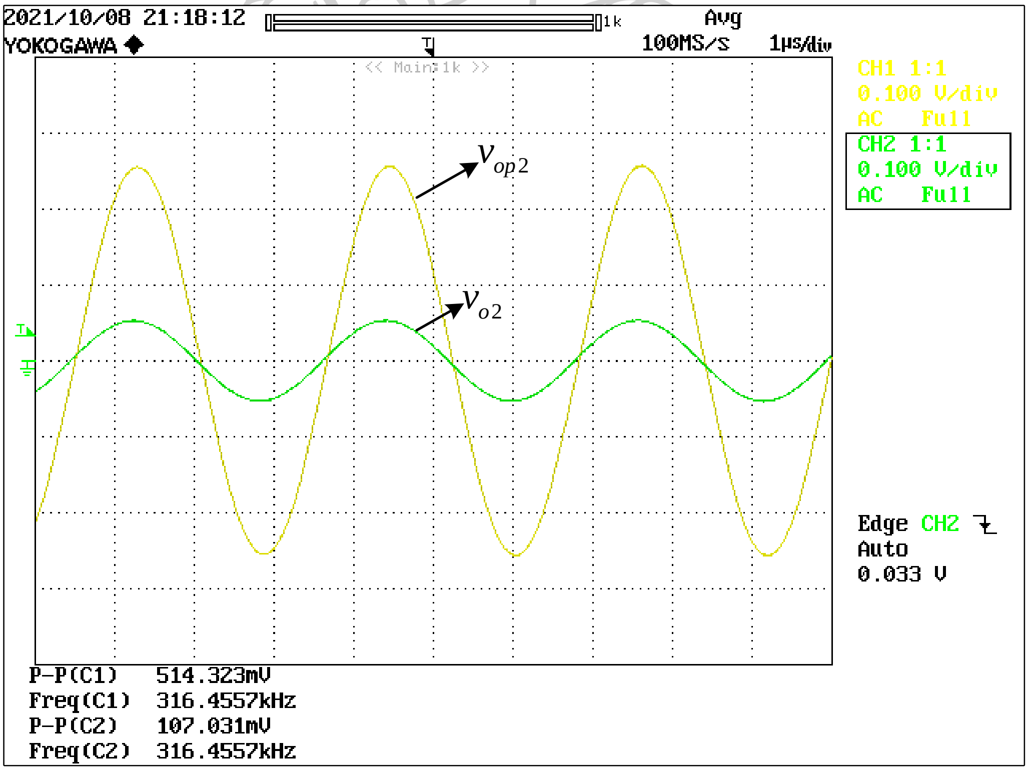


(ข.)

รูปที่ 4.36 ผลการขยายสัญญาณที่ 3 เท่าของ v_{o1} และ v_{o2}

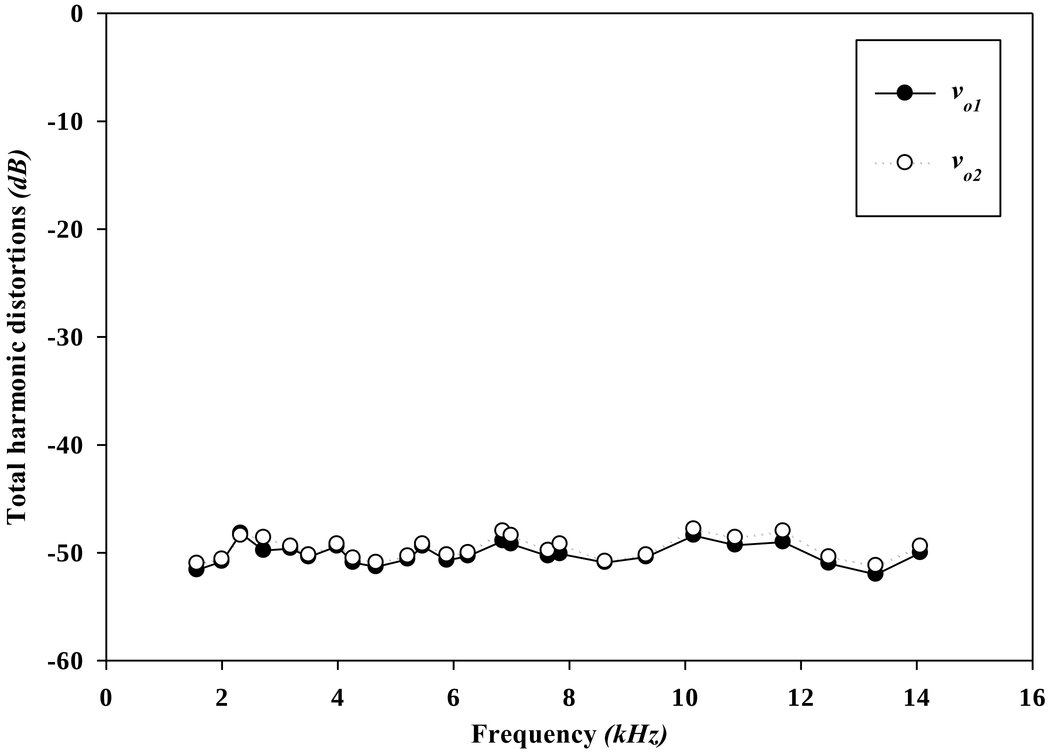


(ก.)

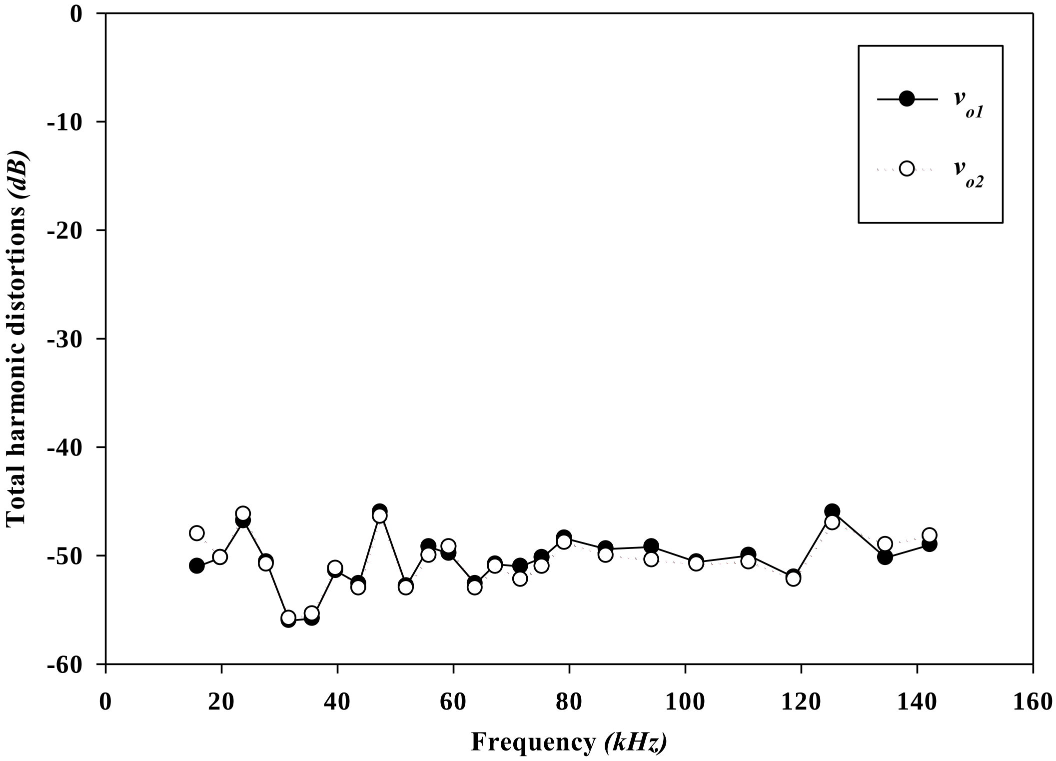


(ข.)

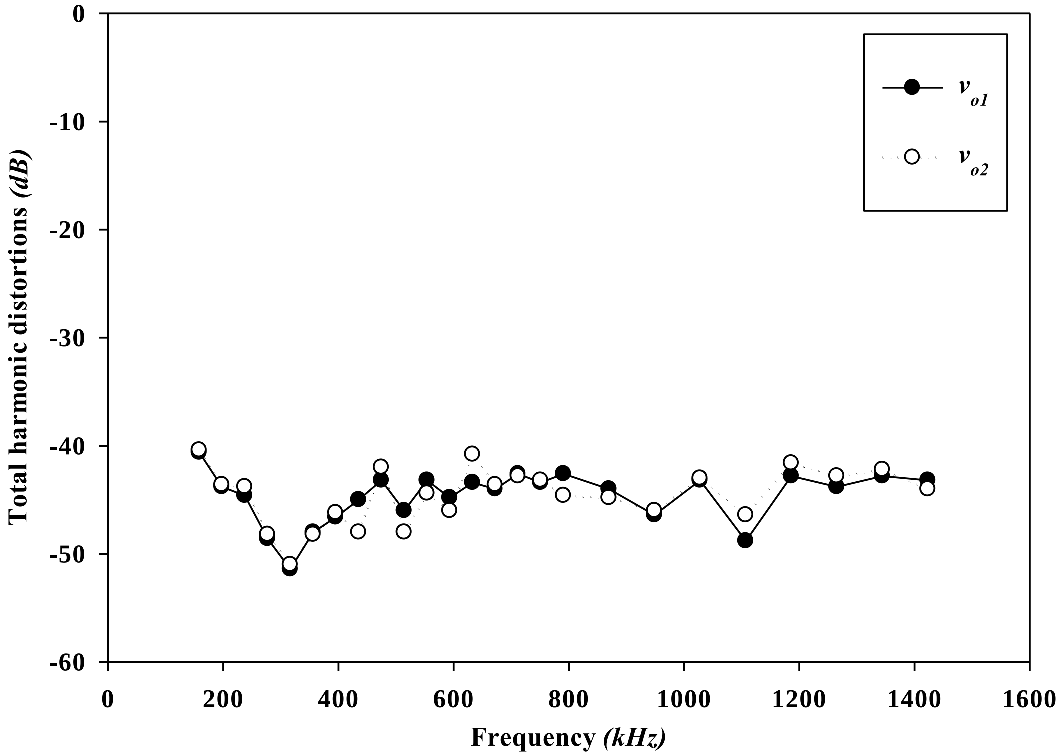
รูปที่ 4.37 ผลการขยายสัญญาณที่ 5 เท่าของ v_{o1} และ v_{o2}



รูปที่ 4.38 กราฟแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่ $C = 100nF$



รูปที่ 4.39 กราฟแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่ $C = 10nF$



(ค.)

รูปที่ 4.40 กราฟแสดงค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองที่ $C = 1nF$

มหาวิทยาลัยศิลปากร

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยฉบับนี้ได้ทำการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ ซึ่งมีแนวคิดมาจากวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless integrator) ต่อร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย (Lossy integrator) และวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) เพื่อสร้างเป็นวงจรใหม่ที่ได้สังเคราะห์ขึ้น ซึ่งประกอบไปด้วยไอซีเบอร์ LT1228 จำนวน 3 ตัวต่อร่วมกับ ตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัวโดยอุปกรณ์พาสซีพเป็นแบบต่อลงกราวนด์ทั้งหมด ซึ่งวงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตได้ 2 สัญญาณ คือ สัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สามารถปรับขยายขนาดสัญญาณได้ โดยเพิ่มตัวต้านทานเข้าไปที่ขา x และ w ของไอซี LT1228#1 และ LT1228#2 ต่อในรูปแบบวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส และสัญญาณสี่เหลี่ยมสร้างได้โดยเพิ่มตัวต้านทาน 1 ตัวต่อลงกราวนด์ที่ขา x ของไอซี LT1228#3 ดังรูปที่ 3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ถูกวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรในกรณีอุดมคติ กรณีไม่อุดมคติและกรณีความถี่สูง เพื่อคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพและเก็บผลจากการต่อวงจรจริง และเพื่อยืนยันถึงทฤษฎีและสมการที่ทางผู้วิจัยได้วิเคราะห์ไว้ ซึ่งในส่วนนี้เป็นการสรุปผลการวิจัย และวิเคราะห์ผลของข้อมูลไว้ดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

จากที่ได้ศึกษาวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ในชนิดต่าง ๆ แล้วนั้น ทางผู้วิจัยพบว่ายังมีข้อเสียต่าง ๆ ที่แตกต่างกันไปในแต่ละงานวิจัย ทางผู้วิจัยจึงได้รวบรวมเอาข้อเสียต่าง ๆ มาวิเคราะห์และศึกษาเพิ่มเติม ทำให้เกิดการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีเบอร์ LT1228 ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น จากกรอบแนวความคิดในรูปที่ 3.1 วงจรประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless integrator) ต่อร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสีย (Lossy integrator) และต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ต่อร่วมกันเพื่อให้สามารถวิเคราะห์สมการคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดันได้และทำงานด้วยเงื่อนไขที่เป็นอิสระจากกัน ในการกำหนดเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณในแต่ละความถี่ถูกกำหนดโดย I_{B1} ส่วนเงื่อนไขทางความถี่ถูกกำหนดโดย I_{B2} และ I_{B3} โดยตลอดการทดสอบกำหนดให้ค่ากระแสไบแอสทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน ในส่วนของเงื่อนไข

การกำเนิดสัญญาณนั้น ในทางปฏิบัติต้องกำหนดให้เงื่อนไขแตกต่างจากสมการที่วิเคราะห์ไว้เล็กน้อยเนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรที่นำเสนอซึ่งผลการทดสอบทั้งหมดเป็นไปตามสมการความไม่เป็นอุดมคติที่ได้วิเคราะห์ไว้ ทั้งการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice และการทดสอบในทางปฏิบัติ ในการเก็บผลการทดสอบทั้งหมดทางผู้วิจัยต้องการเก็บค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตให้ได้ในช่วงที่กว้างที่สุดโดยใช้วิธีการเปลี่ยนตัวเก็บประจุทั้งหมด 3 ค่าได้แก่ $C = 100nF$, $C = 10nF$ และ $C = 1nF$ เพราะจากเงื่อนไขทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตนั้น การเปลี่ยนตัวเก็บประจุส่งผลต่อค่าความถี่เอาต์พุตที่เกิดขึ้นถ้าค่าตัวเก็บประจุมากขึ้นความถี่เอาต์พุตน้อยลง ถ้าค่าตัวเก็บประจุน้อยลง ความถี่เอาต์พุตมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้สามารถเก็บค่าความถี่ได้ตั้งแต่ประมาณ $1.58kHz$ ไปจนถึงประมาณ $1.42MHz$ โดยในการเก็บผลของสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์นั้นอยู่ในรูปแบบความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตทั้งสอง และสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตแต่ละตัว เพื่อทำการเปรียบเทียบกับสมการตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ ในส่วนอื่นที่เป็นในส่วนของสัญญาณสี่เหลี่ยม และอัตราขยาย เป็นการยกตัวอย่างสัญญาณเอาต์พุตจากหนึ่งช่วงความถี่มาทดสอบ ผลการทดสอบโดยการจำลองผ่านโปรแกรม PSpice ในการทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุที่ค่า $100nF$ มีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 1.75% มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟสที่ 1.17% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ $-48.2dB(0.39\%)$ ในการทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุที่ค่า $10nF$ มีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 1.79% มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟสที่ 1.38% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ $-46.2dB(0.49\%)$ ในการทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุที่ค่า $1nF$ มีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 2.73% มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟสที่ 0.95% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ $-44.2dB(0.62\%)$ ผลการทดสอบในทางปฏิบัติโดยการต่อวงจรจริงดังรูปที่ 4.20 ในการทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุที่ค่า $100nF$ มีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 2.09% มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟสที่ 1.74% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ $-47.8dB(0.407\%)$ ในการทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุที่ค่า $10nF$ มีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 0.84% มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟสที่ 1.62% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ $-46dB(0.501\%)$ ในการทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุที่ค่า $1nF$ มีค่าความผิดพลาดทางความถี่สูงสุดที่ 2.83% มีค่าความผิดพลาดทางมุมเฟสที่ 2.56% และมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคที่ $-40.4dB(0.995\%)$ และวงจรสามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยการเพิ่มตัวต้านทานจำนวน 4 ตัวเข้าไปในวงจรโดยต่อในรูปแบบของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสก็สามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ โดยขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขยายขึ้นอยู่กับ R_{a2} และ R_{a4} ซึ่งเป็นไปตามสมการ (3.58) และ (3.59) ที่ได้วิเคราะห์ไว้ เมื่อเพิ่มตัวต้านทาน 1 ตัวที่ขา x ของไอซีเบอร์ LT1228 ตัวที่ 3 วงจรที่นำเสนอก็ยังสามารถสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมขึ้นมาได้

โดยเกิดจากการทำให้ CFA ภายในไอซีอยู่ในสถานะอิ่มตัว จากผลการทดสอบทั้ง 2 วิธีพบว่าที่ความถี่สูงขึ้นค่าความผิดพลาดต่าง ๆ มีค่าสูงขึ้นเนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรที่นำเสนอทั้งจากค่าการส่งผ่านแรงดันของอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ และผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงภายในของอุปกรณ์ ซึ่งความไม่เป็นอุดมคติดังกล่าวก็ส่งผลต่อขนาดสัญญาณที่ถูกปรับขยาย หรือสัญญาณสี่เหลี่ยมด้วยเช่นกัน โดยมีรายละเอียดการเปรียบเทียบกับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ออกแบบด้วยอุปกรณ์ประเภทต่าง ๆ ตามที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2 ดังตารางที่ 5.1

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์นี้สามารถนำไปพัฒนาต่อใช้งานร่วมกับวงจรกรอง หรือแอพพลิเคชันอื่น ๆ ได้

2. เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติจึงต้องมีการปรับชดเฉยเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณช่วยเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ ทางผู้วิจัยแนะนำให้เพิ่มเติมในส่วนของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเข้าไปในวงจร

3. พัฒนาให้วงจรสามารถแสดงผลทั้งสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์และสัญญาณสี่เหลี่ยมพร้อมกันได้

4. พัฒนาให้วงจรมีขนาดเล็กลงโดยการลดจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟหรือพาสซีฟลงหรือออกแบบให้ผลกระทบจากความถี่สูงลดลง

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบระหว่างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอกับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ จากงานวิจัยที่ผ่านมา

เอกสารอ้างอิง	จำนวนและอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบ	จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟ (R+C)	ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์	ปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต	สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม	การทดสอบประสิทธิภาพ	
						การจำลอง	ทางปฏิบัติ
[5]	3(CMOS-OTAs)	0+3	✓	✓	✗	✓	✓
[10]	2(1 LM13700, 1 AD844)	1+2	✓	✓	✗	✓	✓
[11]	3 (LT1228)	1+2	✗	✓	✗	✓	✓
[12]	2(LM13700)	1+2	✓	✓	✗	✓	✓
[27]	3(CCII)	5+2	✗	✗	✗	✓	✓
[28]	2(AD844)	3+2	✗	✗	✗	✗	✓
[29]	2(CCCII)	0+2	✓	✓	✗	✓	✗
[30]	2(VDGA)	1+2	✓	✓	✗	✓	✗
[31]	2(CFOA)	2+2	✗	✗	✗	✓	✓
วงจรที่นำเสนอ	3 (LT1228)	1+2	✓	✓	✓	✓	✓

รายการอ้างอิง

1. Muslim T. Ahmed, Iqbal A. Khan, and Nigar Minhaj, *"On transconductance-C quadrature oscillators,"* in International Journal of Electronics, pp.201-208, 1997.
2. Md. Mahbub Reja, Kambiz Moez, and Igor Filanovsky, *"Frequency modulation and control in quadrature ring oscillator for multiband FM/FSK transmitters,"* in *2008* 1st Microsystems and Nanoelectronics Research Conference, IEEE: Ottawa, Ont., Canada, 2008.
3. Winai Jaikla and Montree Siripruchyanun, *"Realization of OTA-based, Temperature-Insensitive Floating Simulators,"* in Proceedings of 46th Kasetsart University Annual Conference, Kasetsart University Bangkok, pp. 127-134, 2008.
4. B. Linares-Barranco, A. Rodriguez-Vazquez, E. Sanchez-Sinencio and J.L. Huertas, *"10 MHz CMOS OTA-C voltage-controlled quadrature oscillator,"* in Electronics Letters, IET, pp. 765-767, 1989.
5. Komal, K. L. Pushkar, and Ramnish Kumar, *"Electronically controllable third-order quadrature sinusoidal oscillator employing CMOS-OTAs,"* in Analog Integrated Circuits and Signal Processing, pp. 675-681, 2020.
6. Montree Kumngern, *"Current-mode Quadrature Oscillator Using OTAs,"* in The Journal of KMUTNB, 2009.
7. Montree Kumngern and Kobchai Dejhan, *"OTAs-based current-mode quadrature oscillator,"* in 2008 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems, IEEE: Bangkok, Thailand, 2009.
8. Montree Kumngern and Somyot Junnapiya, *"Tunable Quadrature Sinusoidal Oscillator Using Single-Ended OTAs,"* in 2012 Fourth International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks, IEEE: Phuket, Thailand, 2012.
9. มรกต วรจักร, *"การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรคูณและหารสัญญาณแอนะลอกโหมดกระแสสี่ควอดแดรนท์โดยใช้โอทีเอ,"* คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, Thailis, 2558.
10. Winai Jaikla, Peerawut Suwanjan, Amornchai Chaichana and Roman Sotner, *"Design of Electronically Controllable Quadrature Sinusoidal Oscillator with Linear Control of*

Frequency," in 2019 2nd World Symposium on Communication Engineering (WSCE), Nagoya, Japan, IEEE, 2019.

11. Winai Jaikla, Suchin Adhan, Peerawut Suwanjan and Montree Kumngern, *"Current/Voltage Controlled Quadrature Sinusoidal Oscillators for Phase Sensitive Detection Using Commercially Available IC,"* in Sensors 2020, pp. 1319, 2020

12. กรันธ์ อังกูร, ปวิช ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน และ ภมร ศิลาพันธ์, *"วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ LM13700,"* in The 43rd Electrical Engineering Conference (EECON43), Thailand, 2020

13. Linear Technology, *"LT1228 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control,"* Linear Technology Corporation.

14. Harris Semiconductor, *"CA3080 Operational Transconductance Amplifier (OTA),"* Harris Corporation, 1994.

15. Texas Instruments Incorporated, *"LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers With Linearizing Diodes and Buffers,"* in Texas Instruments Incorporated, pp. 30, 2015.

16. ไชยยันต์ ชนะพรมมา และ ณัฐพล ภูครองทอง, *"เรามารู้จัก OTA กันเถอะ,"* Electrotech: WHAT THAI Electronics, pp. 56-111, 2009.

17. อดิเรก จันตะคุณ และ วินัย ใจกล้า, *"เทคนิคการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สำหรับวงจรรวม,"* Engineering Journal of Siam University, 2011.

18. ภมร ศิลาพันธ์, *"การสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรนเจอร์และวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ CDTA ที่ควบคุมด้วยกระแส,"* คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม โปรแกรมไฟฟ้าและอุตสาหการ, มหาวิทยาลัยราชภัฏอุตรดิตถ์, pp. 43, 2550.

19. นิติพัฒน์ พิสุทธิพงศ์, *"วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ได้อย่างอิสระ,"* มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, pp. 43, 2553

20. สิทธิชัย โภไคยอุดม, *"วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์,"* มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, 2549.

21. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, *"ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี : ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งาน,"* แผนกผลิตตำราและสื่อการสอนคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2552

22. มนตรี ศิริปรัชญานันท์, *"รายงานการวิจัยและพัฒนาต้นแบบชุดสาธิตการออกแบบวงจร*

อิเล็กทรอนิกส์โหมดกระแส," Thailis, 2552.

23. มนตรี ศิริปรัชญานันท์, *"OTA และกลุ่มวงจรที่ใช้ใน OTA,"* สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.

24. มนตรี ศิริปรัชญานันท์, *"รายงานการวิจัยการสังเคราะห์และออกแบบอุปกรณ์ขยายป้อนกลับกระแสที่สามารถ ควบคุมด้วยกระแส และการประยุกต์ใช้งาน,"* Thailis, 2551

25. ภาณุพงษ์ โพธิ์ศรี, *"การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ CCCFTAs ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์,"* ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, Thailis, 2558.

26. ธาดา คำแดง, *"การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดราเจอร์โหมดกระแส โดยใช้ DV-CCTA ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์,"* ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, Thailis, 2555.

27. Jiun-Wei Horng, Hung-Pin Chou, and Jun-Cheng Shiu, *"Current-mode and voltage-mode quadrature oscillator employing multiple outputs CCIIs and grounded capacitors,"* in 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, IEEE: Island of Kos, Greece, 2006.

28. Hua-Pin Chen, Yuh-Shyan Hwang, Yi-Tsen Ku, San-Fu Wang and Chi-Hung Wu, "*Voltage-Mode Universal Biquadratic Filter and Quadrature Oscillator using CFAs,"* IEICE Electronics Express, 2016.

29. Eakluck Wareechol, Montree Kumngern, and Usa Torteanchai, *"Quadrature Oscillator/Universal Filter Using CCCII with Adjustable Gain,"* in 2018 22nd International Computer Science and Engineering Conference (ICSEC), IEEE: Chiang Mai, Thailand, 2018.

30. Jetsdaporn Satansup, Worapong Tangsrirat, and Wanlop Surakampontorn, *"Voltage Differencing Gain Amplifier-Based Quadrature Oscillator Employing All Grounded Passive Elements,"* in The 18th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2018), IEEE: Bangkok, Thailand, 2018.

31. Hua-Pin Chen, San-Fu Wang, Yi-Tsen Ku and Ming-Yuan Hsieh, *"Quadrature oscillators using two CFOAs and four passive components,"* IEICE Electronics Express, 2015.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่

ECTI-CON
2021 | Chiang Mai
2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics,
Computer, Telecommunications and Information Technology
Smart Electrical
Systems & Technology
MAY 19-22, 2021
Virtual Conference Hosted by
Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, Chiang Mai University
Proceedings & Program Book
ECTI Association
IEEE THAILAND SECTION
IEEE
ICROS
SICE
ECTI-CON COOPERATION
SPONSORS & EXHIBITORS
Chroma
QUANTEL
genetron
Better Solutions, Excellent Services
YOKOGAWA
PTS

ECTI-CON 2021 | Chiang Mai

2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology

Smart Electrical Systems & Technology

MAY 19-22, 2021

Virtual Conference Hosted by
Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, Chiang Mai University

Editor
Assoc. Prof. Dr. Yuttana Kumsuwan

2021 has been a very challenging year due to the COVID-19 pandemic. With the safety and wellbeing of our participants as our top priority, ECTI-CON 2021 (originally planned to be held with an onsite platform at the venue) has been converted to a hybrid conference of both onsite and online platforms. To provide maximum flexibility for the participants, the ECTI-CON 2021 program includes video-on-demand tutorials and keynote sessions as well as live parallel sessions and special sessions.

Finally, I would like to express special thanks to the members of the ECTI-CON 2021 Organization Committee, Steering Committee, staffs, who have made this event possible through their hard work, selfless dedication, and numerous extra hours dealing with the fluid situation of the pandemic. I would like to thank the many companies and all of corporate sponsors that supported the conference as financial sponsors or exhibitors. I would like to thank each and every one of you, whether you are a paper presenter, an attendee, an exhibitor, a volunteer, or any combination of the above, for your contribution and participation.

Assoc. Prof. Dr. Yuttana Kumsuwan
ECTI-CON 2021 General Chair
Office: Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, CMU

Parallel Session 7

Room 2

DCS (II)

"Devices, Circuit and Systems"

2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) | 978-1-6654-0382-5/20/$31.00 ©2021 IEEE | DOI: 10.1109/ECTI-CON51831.2021.9454933

- ECTI-CON 2021 – *Smart Electrical Systems & Technology*

A Square Wave and Sinusoidal Quadrature Oscillator Based-on LT1228

Karan Angkun
Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Industrial Technology
Silpakorn University (Sanam Chandra Palace Campus)
Nakhonpathom 73000, Thailand
angkun_k@su.ac.th

Rapeepan Kaew-on, Phamorn Silapan
Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Industrial Technology
Silpakorn University (Sanam Chandra Palace Campus)
Nakhonpathom 73000, Thailand
silapan_p@su.ac.th

***Abstract*—This article presents a square wave and sinusoidal quadrature oscillator. This oscillator consists of three active elements (LT1228) with two grounded capacitors and a grounded resistor. The condition of oscillation and frequency of oscillation are electronically adjusted without effect on each other. The frequency of oscillation is linearly controlled. Moreover, the amplitude of sinusoidal signals can be tuned by added two grounded resistors at x-pin of 1st and 2nd of LT1228. The experiment results are theoretically predicted that the output signals have the same amplitude, the deviation of the phase difference and frequency are not more than 3.1% and 3.3%, respectively, and the maximum harmonic distortion is -40.2dB (0.98%). With this feature, when adding resistor at x-pin on 3rd LT1228, the proposed oscillator generates a square wave as well.**

Keywords— Sinusoidal Quadrature Oscillator; Square wave; Commercially Available ICs; LT1228

I. INTRODUCTION

Square and sine waves are fundamental signals in electrical, electronic, and communication engineering systems. A sinusoidal quadrature oscillator is mostly a circuit that generates two sinewave signals with the same frequency range and 90-degree phase difference. It is essential and widely used in electrical engineering applications such as signal modulation in communication [1,2] and detection sensor systems in measuring instruments [3], etc.

The use of electronically controllable active elements in circuit synthesis has been of constant interest [4-7]. An operational transconductance amplifier (OTA) is an interesting electronically controllable active element. In the previous research, commercial I.C.s such as CA3080 LM13700 and LT1228 have been used because they simplify testing and deliver higher efficiency, accuracy, and responsiveness. In [8] has used CA3080 in the real circuit to prove the circuit designed. But the disadvantage of this research was that the output was not linear, and the output obtained in the low-frequency range. In [9,10] has used LM13700 in the real circuit. The output sinusoidal frequency and its oscillating condition are electronically and independently controlled, and the experimental result output has the same amplitude but cannot adjustable. LT1228 is an active device that is one of the most popular devices used in research. It is an electronic device that is produced and sold commercially. Inside of the LT1228 consists mainly of one OTA and one CFA circuit that make the output can be defined as current or voltage. Originally, the output is a current-mode, but when a resistor is inserted, the output becomes voltage-mode. All of the above can be concluded that the LT1228 has the advantage of allowing researchers to design a compact circuit and can be used in a higher frequency range when compared to other commercially available I.C. such as LM13700 and CA3080, etc. [11-13]

This article is prepared to design a quadrature sinusoidal oscillator circuit. LT1228 is used in this circuit with a resistor and two grounding capacitors. The frequency and oscillation conditions can be adjusted by electronic methods and independently of each other to make linearity outputs. The output is a quadrature signal with a 90-degree phase difference and the same amplitude that an adjustable and gives a square wave signal as well. To confirm the theory presented, the researcher performed the experiment using the real circuit.

II. EXPLANATION OF QUADRATURE OSCILLATOR DESIGNS

A. LT1228

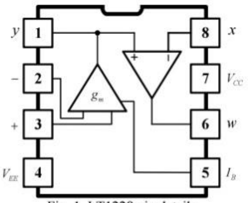


Fig. 1. LT1228 pin details.

LT1228 is a commercially available I.C. produced by the Linear Technology corporation with 8 pins, as shown in Fig. 1. [11]. Inside, it consists of OTA and CFA, the transfer conductivity is proportional to the bias current. The internal equivalent circuit is shown in Fig. 2. [14]

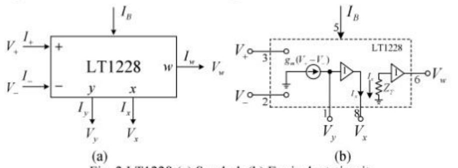


Fig. 2 LT1228:(a) Symbol; (b) Equivalent circuit

Authorized licensed use limited to: Silpakorn University provided by UniNet. Downloaded on April 19,2022 at 09:52:48 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

Considering the relationship of voltage and current in Fig. 2, the following matrix equation is given

$$\begin{bmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{bmatrix}. \tag{1}$$

Transconductance (g_m) is defined with bias current as in the following equation

$$g_m = \frac{I_B}{3.87V_T}. \tag{2}$$

At $25°C$, V_T is approximately 26mV, the new equation can be rewritten as follows

$$g_m \approx 10I_B. \tag{3}$$

B. Proposed Quadrature Oscillator and Square Wave

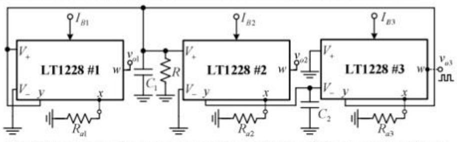


Fig. 3. The proposed square wave and sinusoidal quadrature oscillator circuit.

This research aims to synthesize and design a quadrature sinusoidal oscillator that can control the condition of oscillation and frequency of oscillation independently of each other and the frequency of the output signal is linearity. In Fig. 3, the proposed circuit consists of three LT1228, two grounded capacitors, and one grounded resistor. The characteristic equation of the proposed circuit is given by:

$$s^2 + \frac{s(g_{m1}R - 1)}{C_1R} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2} = 0. \tag{4}$$

From the above expression given in (3), The condition of oscillation (CO) and frequency of oscillation (f_o) are given by

$$g_{m1} \geq \frac{1}{R}. \tag{5}$$

$$f_o = \frac{g_m}{2\pi C}. \tag{6}$$

When $g_m = g_{m2} = g_{m3}$ and $C = C_1 = C_2$. Substituting transconductance g_m into (5) and (6) yields

$$I_{B1} \geq \frac{3.87V_T}{R}. \tag{7}$$

$$f_o = \frac{I_B}{7.74\pi CV_T}. \tag{8}$$

From (7) and (8), CO is controlled by I_{B1} and f_o is controlled by I_B. Both equations are electronically controlled and independent of each other. Considering the transmission voltage between v_{o1} and v_{o2} are given by

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{sC_2}{g_{m2}}. \tag{9}$$

The proposed circuit in Fig. 3. CFA circuit in LT1228, theoretically, Z_T is about to infinity, but in practice, it is approximately $190k\Omega$ when a grounded resistor R_{a1}, R_{a2}, and R_{a3} are connected to the x-pin of LT1228#1-LT1228#3, respectively. The voltage of the w-pin (V_w) can be obtained by

$$V_w = \left(\frac{190k}{R_a}\right)V_y, \tag{12}$$

where V_y is LT1228's voltage output of y-pin. Using (12), the voltage gains of the output v_{o1} ($A_{v_{o1}}$) and v_{o2} ($A_{v_{o2}}$) are

$$A_{v_{o1}} = \frac{190k}{R_{a1}}, \tag{13}$$

and

$$A_{v_{o2}} = \frac{190k}{R_{a2}}. \tag{14}$$

In addition, this circuit can produce a square wave signal by saturating the CFA circuit in LT1228#3 when a grounded resistor (R_{a3}) is connected to the x-pin. If R_{a3} is much less than $190k\Omega$, V_{w3} is approximate V_{CC} if $V_{y3} \geq 0$ and V_{EE} if $V_{y3} \leq 0$ when V_{CC} and V_{EE} are the positive and negative power supply. So, the amplitude of v_{o3} can be found to be

$$v_{o3} = \begin{cases} V_{CC} & if \quad V_{y3} \geq 0 \\ V_{EE} & if \quad V_{y3} \leq 0 \end{cases}. \tag{15}$$

C. Effect of parasitic Elements

This paper presents the output frequency range up to hundreds of kHz. The parasitic elements at the high frequency of LT1228 in each active pin impact the proposed circuit. Taking the characteristic equation in Fig. 3. into consideration is given by the following equation

$$\begin{bmatrix} s^2C_1^*C_2^* + s\left(C_1^*G_2^* + C_2^*G_1^* + C_2^*G - C_2^*g_{m1}\right) + \\ G_2^*\left(G_1^* + G\right) + g_{m3}g_{m2} - G_2^*g_{m1} \end{bmatrix} = 0 \tag{16}$$

Where $G_1^* = G_{y3} + G_{V_{1+}} + G_{y1} + G_{V_{2+}}$, $G_2^* = R_{y2} + G_{V_{3-}}$,

$C_1^* = C_{y3} + C_{V_{+1}} + C_{y1} + C_{V_{+2}} + C_1$ and $C_2^* = C_{y2} + C_{V_{3-}} + C_2$

Thus, the condition of oscillation with parasitic elements is obtained by

$$\frac{RC_1^*G_2^*}{C_2^*} + RG_1^* + 1 \leq Rg_{m1} \tag{17}$$

and the frequency of oscillation with parasitic elements is given by

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{G_2^*\left(G_1^* + G\right) + g_{m3}g_{m2} - G_2^*g_{m1}}{C_1^*C_2^*}} \tag{18}$$

The output voltage transfer between v_{o1} and v_{o2} with parasitic elements is given by

Authorized licensed use limited to: Silpakorn University provided by UniNet. Downloaded on April 19,2022 at 09:52:48 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

$$\frac{v_{o1}}{v_{o2}} = \frac{\left(sC_2^* + G_2^*\right)}{g_{m2}} \tag{19}$$

From (19), the phase difference of v_{o1} and v_{o2} with parasitic elements is given by

$$\theta^*_{\frac{v_{o1}}{v_{o2}}} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_o^* C_2^*}{G_2^*}\right) \tag{20}$$

III. Experimental Results

From synthesis and design of quadrature oscillator, this paper was proved by using $\pm 9V$ of power supply and consisted of $R = 10k$, $R_{a1} = R_{a2} = 190k$, $R_{a3} = 300\Omega$, $C_1 = C_2 = 1nF$, $I_{B1} = 12\mu A$, and $I_{B2} = I_{B3} = 200\mu A$. A Yokogawa DL1620 oscilloscope measures the output signals. In Fig. 4, the output frequency is $321.54kHz$ which is consistent with the theory that has been analyzed. The outputs have a 90.2-degree phase difference. To confirm the above phase difference, shown with the Lissajous curve in Fig. 5 It can be concluded that the output phase difference approximately 90-degrees.

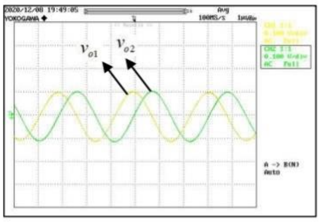


Fig. 4. Output waveform of the proposed circuit at steady state.

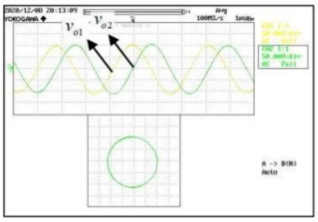


Fig. 5. Lissajous curve of the voltage output.

Fig. 6. shows the output(v_{o3}) of LT1228#3 without changing the values that have been set above, where the resulting peak-to-peak voltage is close to V_{CC} and V_{EE}. Spectrum and total harmonic distortion of v_{o1} is -51.4dB (0.269%) shown in Fig. 7 and v_{o2} is -51.0dB (0.282%) shown in Fig. 8, where the fundamental frequency of both signals is 321.54 kHz. Fig. 9 and 10 show the frequency when adjusting the bias current in each value and frequency error. The analysis of the experimental results found that the experimental results were consistent with the theory claimed. The highest error value is 3.1%.

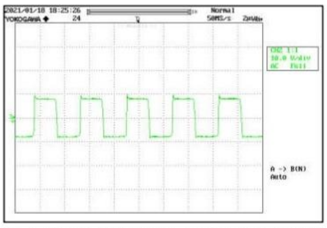


Fig. 6. The output voltage (v_{o3}) of the proposed circuit.

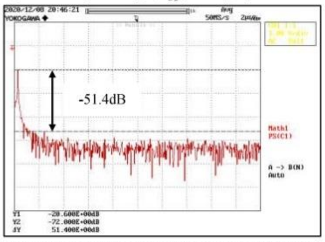


Fig. 7. The output spectrum and total harmonic distortion of v_{o1}

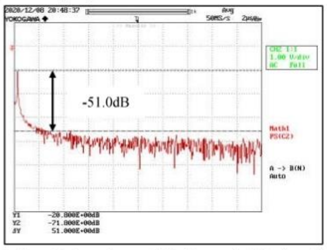


Fig. 8. The output spectrum and total harmonic distortion of v_{o2}.

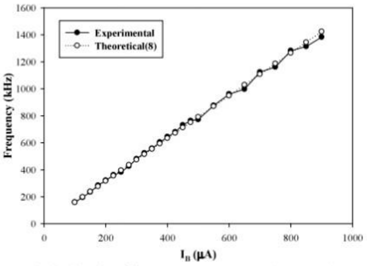


Fig. 9. The plot of frequency output vs. I_B ($I_B = I_{B2} = I_{B3}$).

Fig. 11 illustrates the results and theoretical phase difference comparison when are frequency variations. The experiment results are approximate to the theory at 90-degrees and have the maximum error value of 3.3%. Fig. 12. display the output gain of v_{o1} and v_{o2} when adjusting resistance R_{a1} and R_{a2}. The result found the circuit can be amplified in the range from

Authorized licensed use limited to: Silpakorn University provided by UniNet. Downloaded on April 19,2022 at 09:52:48 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

approximately 1.5 to 50 times. The result found If using a low-value resistance, the gain of both outputs is going to saturation-state .

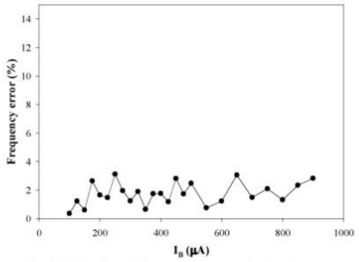


Fig. 10. The plot of frequency error vs. I_B (I_B=I_{B2}=I_{B3}).

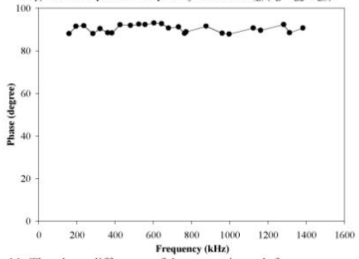


Fig. 11. The phase difference of the output in each frequency range.

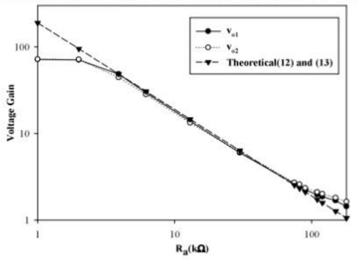


Fig. 12. The plot of voltage gain where resistor varied (R_a=R_{a1}=R_{a2}).

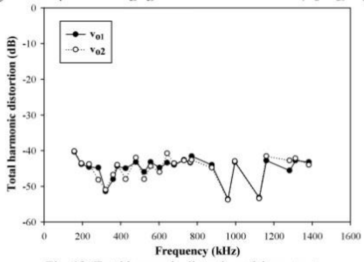


Fig. 13. Total harmonic distortion of the output.

The THD in each frequency is shown in Fig. 13, which is determined by adjusting the bias current I_B $(I_B = I_{B2} = I_{B3})$. The experimental results with the highest error value are -40.2dB (0.98%) at 158.73 kHz. The resulting sinusoidal quadrature has low total harmonic distortion, which is suitable for further application.

IV. Conclusion

This paper presents a square wave and quadrature sinusoidal signal generator using three LT1228 ICs with a grounded resistor and two grounded capacitors. From the implementation result, the circuit was able to oscillate two sinusoidal signals that have phase differences close to 90-degrees. The result was as expected, with maximum phase difference error is not exceeding 3.3%, frequency error at 3.1%, and total harmonic distortion at 0.98%, which is within acceptable criteria. The results obtained from this experiment can be easily adjusted electronically and consistent with the theory that has been studied. Furthermore, the oscillation condition and frequency of oscillation can be independently tuned. Tuning the output frequency is linear by the external bias current.

References

[1] Muslim T. Ahmed, Iqbal A. Khan, and Nigar Minhaj, "On transconductance-C quadrature oscillators". International Journal of Electronics, 1997. 83(2): p. 201-208.

[2] Md. Mahbub Reja, Kambiz Moez, and Igor Filanovsky, "Frequency modulation and control in quadrature ring oscillator for multiband FM/FSK transmitters", 2008 1st Microsystems and Nanoelectronics Research Conference. 2008, IEEE: Ottawa, Ont., Canada.

[3] W. Jaikla and M. Siripruchyanun, "Realization of OTA-based, Temperature-Insensitive Floating Simulators", Proceedings of 46th Kasetsart University Annual Conference. 2008, Kasetsart University: Bangkok. p. 127-134.

[4] W. Jaikla, S. Siripongdee, F. Khateb, R. Sotner, P. Silapan, P. Suwanjan, et al., "Synthesis of biquad filters using two VD-DIBAs with independent control of quality factor and natural frequency," AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 132, p. 153601, 2021.

[5] W. Jaikla, F. Khateb, T. Kulej, and K. Pitaksuttayaprot, "Universal Filter Based on Compact CMOS Structure of VDDDA," Sensors, vol. 21, p. 1683, 2021.

[6] W. Jaikla, R. Sotner, and F. Khateb, "Design and analysis of floating inductance simulators using VDDDAs and their applications," AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 112, p. 152937, 2019.

[7] W. Jaikla, P. Talabthong, S. Siripongdee, P. Supavarasuwat, P. Suwanjan, and A. Chaichana, "Electronically controlled voltage mode first order multifunction filter using low-voltage low-power bulk-driven OTAs," Microelectronics Journal, vol. 91, pp. 22-35, 2019.

[8] Komal, K. L. Pushkar, and R. Kumar, "Electronically controllable third-order quadrature sinusoidal oscillator employing CMOS-OTAs". Analog Integrated Circuits and Signal Processing volume, 2020. 102: p. 675-681.

[9] W. Jaikla, et al., "Design of Electronically Controllable Quadrature Sinusoidal Oscillator with Linear Control of Frequency", 2019 2nd World Symposium on Communication Engineering (WSCE), J. Nagoya, Japan, Editor. 2019, IEEE.

[10] K. Angkun, et al., "Voltage-mode Quadrature Oscillator Using LM13700", The 43rd Electrical Engineering Conference (EECON43). 2020: Thailand.

[11] Linear Technology, "LT1228 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control", Linear Technology Corporation.

[12] Harris Semiconductor, "CA3080 Operational Transconductance Amplifier (OTA)", H. Corporation, Editor. 1994, Harris Corporation.

[13] Texas Instruments Incorporated, LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers With Linearizing Diodes and Buffers. 2015, Texas Instruments Incorporated. p. 30.

[14] Winai Jaikla, et al., Current/Voltage Controlled Quadrature Sinusoidal Oscillators for Phase Sensitive Detection Using Commercially Available I.C. Sensors 2020, 2019. 20(5): p. 1319.

Authorized licensed use limited to: Silpakorn University provided by UniNet. Downloaded on April 19,2022 at 09:52:48 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

ECTI-CON COOPERATION

Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association

Chiang Mai University (CMU)

Faculty of Engineering, Chiang Mai University (CMU)

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Thailand Section

Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)

Institute of Control, Robotics and Systems (ICROS)

Sociedad Ibérica de Construcciones Eléctricas, S.A. (SICE)

Council of IT Deans of Thailand (CITT)

SPONSORS & EXHIBITORS

Quantel Pte Ltd. (A Company of Chroma Group)

Genetron Technology (Thailand) Co., Ltd.

YOKOGAWA (Thailand) Co., Ltd.
(Co-sponsor: PTS COMBINATION Co., Ltd.)

ภาคผนวก ข

คุณสมบัติไอซีเบอร์ LT1228

LT1228

100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control

FEATURES

- Very Fast Transconductance Amplifier
  - Bandwidth: 75MHz
  - $g_m = 10 \times I_{SET}$
  - Low THD: 0.2% at $30mV_{RMS}$ Input
  - Wide I_{SET} Range: 1µA to 1mA
- Very Fast Current Feedback Amplifier
  - Bandwidth: 100MHz
  - Slew Rate: 1000V/µs
  - Output Drive Current: 30mA
  - Differential Gain: 0.04%
  - Differential Phase: 0.1°
  - High Input Impedance: 25MΩ, 6pF
- Wide Supply Range: ±2V to ±15V
- Inputs Common Mode to Within 1.5V of Supplies
- Outputs Swing Within 0.8V of Supplies
- Supply Current: 7mA
- Available in 8-Lead PDIP and SO Packages

APPLICATIONS

- Video DC Restore (Clamp) Circuits
- Video Differential Input Amplifiers
- Video Keyer/Fader Amplifiers
- AGC Amplifiers
- Tunable Filters
- Oscillators

LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

DESCRIPTION

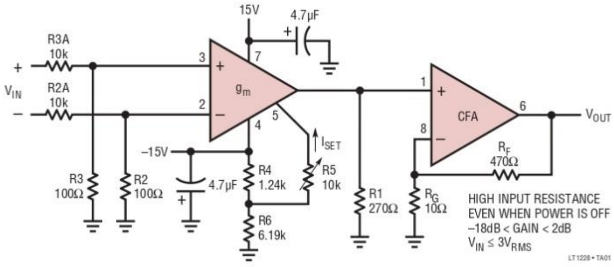
The LT®1228 makes it easy to electronically control the gain of signals from DC to video frequencies. The LT1228 implements gain control with a transconductance amplifier (voltage to current) whose gain is proportional to an externally controlled current. A resistor is typically used to convert the output current to a voltage, which is then amplified with a current feedback amplifier. The LT1228 combines both amplifiers into an 8-pin package, and operates on any supply voltage from 4V (±2V) to 30V (±15V). A complete differential input, gain controlled amplifier can be implemented with the LT1228 and just a few resistors.

The LT1228 transconductance amplifier has a high impedance differential input and a current source output with wide output voltage compliance. The transconductance, g_m, is set by the current that flows into Pin 5, I_{SET}. The small signal g_m is equal to ten times the value of I_{SET} and this relationship holds over several decades of set current. The voltage at Pin 5 is two diode drops above the negative supply, Pin 4.

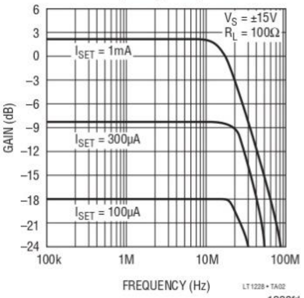
The LT1228 current feedback amplifier has very high input impedance and therefore it is an excellent buffer for the output of the transconductance amplifier. The current feedback amplifier maintains its wide bandwidth over a wide range of voltage gains making it easy to interface the transconductance amplifier output to other circuitry. The current feedback amplifier is designed to drive low impedance loads, such as cables, with excellent linearity at high frequencies.

TYPICAL APPLICATION

Differential Input Variable Gain Amp



Frequency Response



1228fd

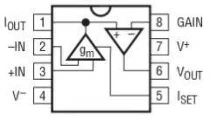
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage.. ±18V
Input Current, Pins 1, 2, 3, 5, 8 (Note 8) ....±15mA
Output Short Circuit Duration (Note 2) .... Continuous
Operating Temperature Range
  LT1228C...0°C to 70°C
  LT1228I..–40°C to 85°C
  LT1228M **(OBSOLETE)** ....–55°C to 125°C
Storage Temperature Range ....–65°C to 150°C
Junction Temperature
  Plastic Package... 150°C
  Ceramic Package **(OBSOLETE)**......................... 175°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)...................300°C

PIN CONFIGURATION

TOP VIEW



N8 PACKAGE
8-LEAD PDIP

S8 PACKAGE
8-LEAD PLASTIC SO

$T_{JMAX} = 150°C$, $\theta_{JA} = 100°C/W$ (N)
$T_{JMAX} = 150°C$, $\theta_{JA} = 150°C/W$ (N)

J8 PACKAGE
8-LEAD CERDIP
$T_{JMAX} = 175°C$, $\theta_{JA} = 100°C/W$ (J)

OBSOLETE PACKAGE

ORDER INFORMATION

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING	PACKAGE DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE
LT1228CN8#PBF	LT1228CN8#TRPBF	LT1228CN8	8-Lead Plastic DIP	0°C to 70°C
LT1228IN8#PBF	LT1228IN8#TRPBF	LT1228IN8	8-Lead Plastic DIP	–40°C to 85°C
LT1228CS8#PBF	LT1228CS8#TRPBF	1228	8-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT1228IS8#PBF	LT1228IS8#TRPBF	1228I	8-Lead Plastic SO	–40°C to 85°C
OBSOLETE PACKAGE				
LT1228MJ8	LT1228MJ8#TRPBF	LT1228MJ8	8-Lead CERDIP	–55°C to 125°C
LT1228CJ8	LT1228CJ8#TRPBF	LT1228CJ8	8-Lead CERDIP	0°C to 70°C

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.
Consult LTC Marketing for information on nonstandard lead based finish parts.

For more information on lead free part marking, go to: http://www.linear.com/leadfree/
For more information on tape and reel specifications, go to: http://www.linear.com/tapeandreel/

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25°C$. Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8. $\pm5V \le V_S \le \pm15V$, $I_{SET} = 0\mu A$, $V_{CM} = 0V$ unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$			±3	±10	mV
			●			±15	mV
	Input Offset Voltage Drift		●		10		µV/°C
I_{IN}^+	Noninverting Input Current	$T_A = 25°C$			±0.3	±3	µA
			●			±10	µA
I_{IN}^-	Inverting Input Current	$T_A = 25°C$			±10	±65	µA
			●			±100	µA
e_n	Input Noise Voltage Density	f = 1kHz, R_F = 1k, $R_G = 10\Omega$, $R_S = 0\Omega$			6		$nV/\sqrt{Hz}$
i_n	Input Noise Current Density	f = 1kHz, R_F = 1k, $R_G = 10\Omega$, R_S = 10k			1.4		$pV/\sqrt{Hz}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_A = 25°C. Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8. ±5V ≤ V_S ≤ ±15V, I_{SET} = 0µA, V_{CM} = 0V unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
R_{IN}	Input Resistance	V_{IN} = ±13V, V_S = ±15V V_{IN} = ±3V, V_S = ±5V	● ●	2 2	25 25		MΩ MΩ
C_{IN}	Input Capacitance (Note 3)	V_S = ±5V			6		pF
	Input Voltage Range	V_S = ±15V, T_A = 25°C	 ●	±13 ±12	±13.5		V V
		V_S = ±5V, T_A = 25°C	 ●	±3 ±2	±3.5		V V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V_S = ±15V, V_{CM} = ±13V, T_A = 25°C V_S = ±15V, V_{CM} = ±12V V_S = ±5V, V_{CM} = ±3V, T_A = 25°C V_S = ±5V, V_{CM} = ±2V	 ● ●	55 55 55 55	69 69 		dB dB dB dB
	Inverting Input Current Common Mode Rejection	V_S = ±15V, V_{CM} = ±13V, T_A = 25°C V_S = ±15V, V_{CM} = ±12V V_S = ±5V, V_{CM} = ±3V, T_A = 25°C V_S = ±5V, V_{CM} = ±2V	 ● ●		2.5 2.5 	10 10 10 10	µA/V µA/V µA/V µA/V
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C V_S = ±3V to ±15V	 ●	60 60	80		dB dB
	Noninverting Input Current Power Supply Rejection	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C V_S = ±3V to ±15V	 ●		10	50 50	nA/V nA/V
	Inverting Input Current Power Supply Rejection	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C V_S = ±3V to ±15V	 ●		0.1	5 5	µA/V µA/V
A_V	Large-Signal Voltage Gain	V_S = ±15V, V_{OUT} = ±10V, R_{LOAD} = 1k V_S = ±5V, V_{OUT} = ±2V, R_{LOAD} = 150Ω	● ●	55 55	65 65		dB dB
R_{OL}	Transresistance, $\Delta V_{OUT}/\Delta I_{IN}^-$	V_S = ±15V, V_{OUT} = ±10V, R_{LOAD} = 1k V_S = ±5V, V_{OUT} = ±2V, R_{LOAD} = 150Ω	● ●	100 100	200 200		kΩ kΩ
V_{OUT}	Maximum Output Voltage Swing	V_S = ±15V, R_{LOAD} = 400Ω, T_A = 25°C	 ●	±12 ±10	±13.5		V V
		V_S = ±5V, R_{LOAD} = 150Ω, T_A = 25°C	 ●	±3 ±2.5	±3.7		V V
I_{OUT}	Maximum Output Current	R_{LOAD} = 0Ω, T_A = 25°C	 ●	30 25	65	125 125	mA mA
I_S	Supply Current	V_{OUT} = 0V, I_{SET} = 0V	●		6	11	mA
SR	Slew Rate (Notes 4 and 6)	T_A = 25°C		300	500		V/µs
SR	Slew Rate	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 400Ω			3500		V/µs
t_r	Rise Time (Notes 5 and 6)	T_A = 25°C			10	20	ns
BW	Small-Signal Bandwidth	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			100		MHz
t_r	Small-Signal Rise Time	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			3.5		ns
	Propagation Delay	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			3.5		ns
	Small-Signal Overshoot	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			15		%
t_S	Settling Time	0.1%, V_{OUT} = 10V, R_F =1k, R_G = 1k, R_L =1k			45		ns
	Differential Gain (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 1k			0.01		%
	Differential Phase (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 1k			0.01		DEG
	Differential Gain (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 150Ω			0.04		%
	Differential Phase (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 150Ω			0.1		DEG

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25°C$. Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3, 5. $±5V \le V_S \le ±15V$, $I_{SET} = 100µA$, $V_{CM} = 0V$ unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	$I_{SET} = 1mA$, $T_A = 25°C$			±0.5	±5	mV
			●			±10	mV
	Input Offset Voltage Drift		●		10		µV/°C
I_{OS}	Input Offset Current	$T_A = 25°C$			40	200	nA
			●			500	nA
I_B	Input Bias Current	$T_A = 25°C$			0.4	1	µA
			●			5	µA
e_n	Input Noise Voltage Density	f = 1kHz			20		nV/√Hz
R_{IN}	Input Resistance-Differential Mode	$V_{IN} \approx ±30mV$	●	30	200		kΩ
	Input Resistance-Common Mode	$V_S = ±15V$, $V_{CM} = ±12V$	●	50	1000		MΩ
		$V_S = ±5V$, $V_{CM} = ±2V$	●	50	1000		MΩ
C_{IN}	Input Capacitance				3		pF
	Input Voltage Range	$V_S = ±15V$, $T_A = 25°C$		±13	±14		V
		$V_S = ±15V$	●	±12			V
		$V_S = ±5V$, $T_A = 25°C$		±3	±4		V
		$V_S = ±5V$	●	±2			V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_S = ±15V$, $V_{CM} = ±13V$, $T_A = 25°C$		60	100		dB
		$V_S = ±15V$, $V_{CM} = ±12V$	●	60			dB
		$V_S = ±5V$, $V_{CM} = ±3V$, $T_A = 25°C$		60	100		dB
		$V_S = ±5V$, $V_{CM} = ±2V$	●	60			dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = ±2V$ to $±15V$, $T_A = 25°C$		60	100		dB
		$V_S = ±3V$ to $±15V$	●	60			dB
g_m	Transconductance	$I_{SET} = 100µA$, $I_{OUT} = ±30µA$, $T_A = 25°C$		0.75	1.00	1.25	µA/mV
	Transconductance Drift		●		–0.33		%/°C
I_{OUT}	Maximum Output Current	$I_{SET} = 100µA$	●	70	100	130	µA
I_{OL}	Output Leakage Current	$I_{SET} = 0µA$ ($+I_{IN}$ of CFA), $T_A = 25°C$			0.3	3	µA
			●			10	µA
V_{OUT}	Maximum Output Voltage Swing	$V_S = ±15V$, $R1 = \infty$	●	±13	±14		V
		$V_S = ±5V$, $R1 = \infty$	●	±3	±4		V
R_O	Output Resistance	$V_S = ±15V$, $V_{OUT} = ±13V$	●	2	8		MΩ
		$V_S = ±5V$, $V_{OUT} = ±3V$	●	2	8		MΩ
	Output Capacitance (Note 3)	$V_S = ±5V$			6		pF
I_S	Supply Current, Both Amps	$I_{SET} = 1mA$	●		9	15	mA
THD	Total Harmonic Distortion	$V_{IN} = 30mV_{RMS}$ at 1kHz, R1 = 100k			0.2		%
BW	Small-Signal Bandwidth	R1 = 50Ω, $I_{SET} = 500µA$			80		MHz
t_r	Small-Signal Rise Time	R1 = 50Ω, $I_{SET} = 500µA$, 10% to 90%			5		ns
	Propagation Delay	R1 = 50Ω, $I_{SET} = 500µA$, 50% to 50%			5		ns

Note 1: Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. Exposure to any Absolute Maximum Rating condition for extended periods may affect device reliability and lifetime.

Note 2: A heat sink may be required depending on the power supply voltage.

Note 3: This is the total capacitance at Pin 1. It includes the input capacitance of the current feedback amplifier and the output capacitance of the transconductance amplifier.

Note 4: Slew rate is measured at ±5V on a ±10V output signal while operating on ±15V supplies with $R_F = 1k$, $R_G = 110Ω$ and $R_L = 400Ω$. The slew rate is much higher when the input is overdriven, see the Applications Information section.

Note 5: Rise time is measured from 10% to 90% on a ±500mV output signal while operating on ±15V supplies with $R_F = 1k$, $R_G = 110Ω$ and $R_L = 100Ω$. This condition is not the fastest possible, however, it does guarantee the internal capacitances are correct and it makes automatic testing practical.

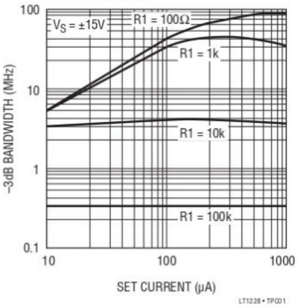
Note 6: AC parameters are 100% tested on the ceramic and plastic DIP packaged parts (J and N suffix) and are sample tested on every lot of the SO packaged parts (S suffix).

Note 7: NTSC composite video with an output level of 2V.

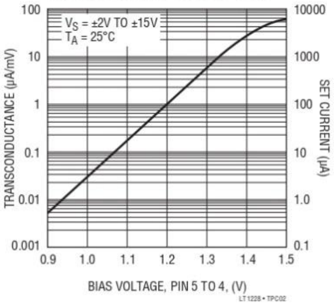
Note 8: Back to back 6V Zener diodes are connected between Pins 2 and 3 for ESD protection.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3, 5

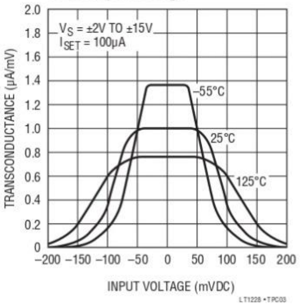
Small-Signal Bandwidth vs Set Current



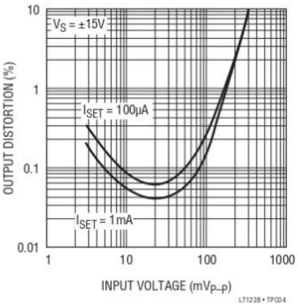
Small-Signal Transconductance and Set Current vs Bias Voltage



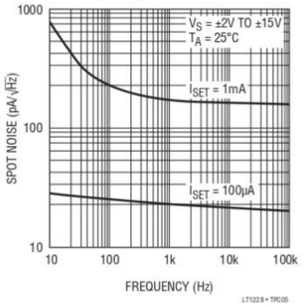
Small-Signal Transconductance vs DC Input Voltage



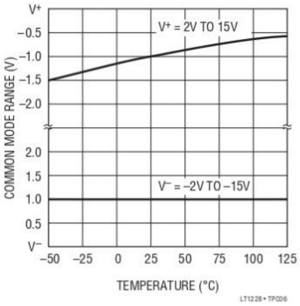
Total Harmonic Distortion vs Input Voltage



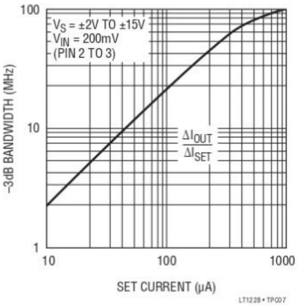
Spot Output Noise Current vs Frequency



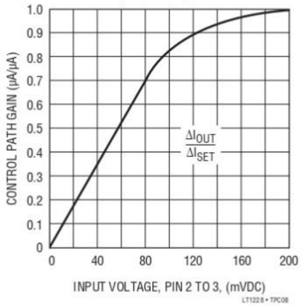
Input Common Mode Limit vs Temperature



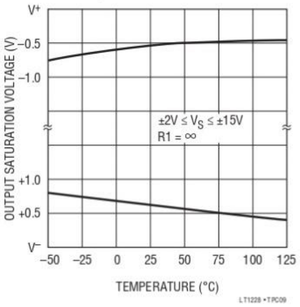
Small-Signal Control Path Bandwidth vs Set Current



Small-Signal Control Path Gain vs Input Voltage

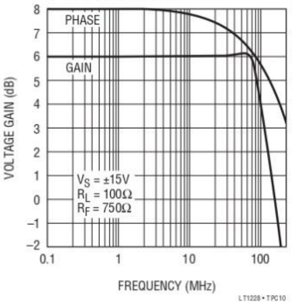


Output Saturation Voltage vs Temperature

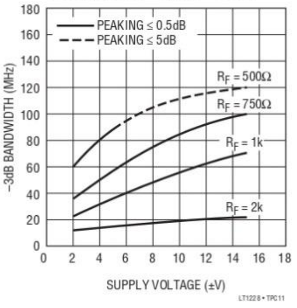


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Transconductance Amplifier, Pins 1, 6, 8

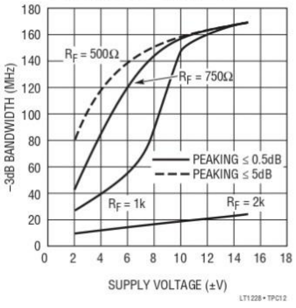
Voltage Gain and Phase vs Frequency, Gain = 6dB



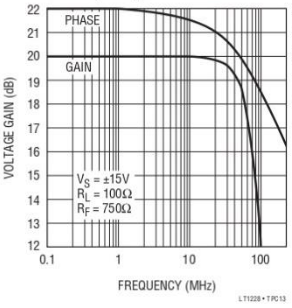
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 2, R_L = 100Ω



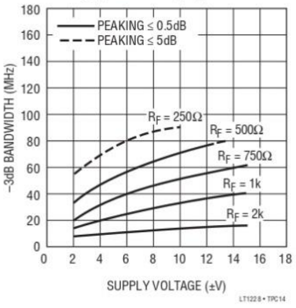
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 2, R_L = 1k



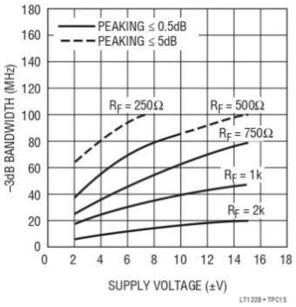
Voltage Gain and Phase vs Frequency, Gain = 20dB



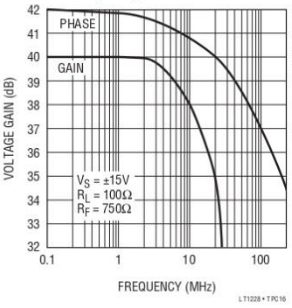
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 10, R_L = 100Ω



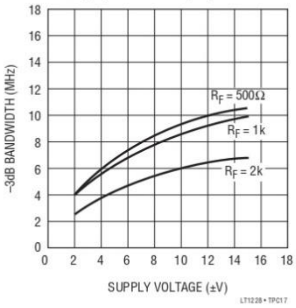
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 10, R_L = 1k



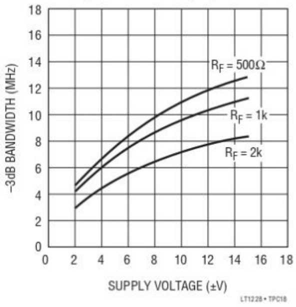
Voltage Gain and Phase vs Frequency, Gain = 40dB



–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 100, R_L = 100Ω

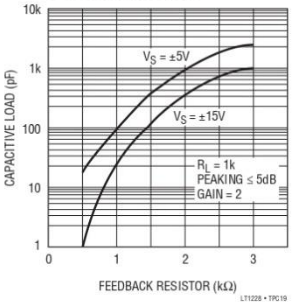


–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 100, R_L = 1k

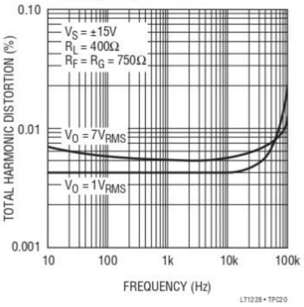


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Transconductance Amplifier, Pins 1, 6, 8

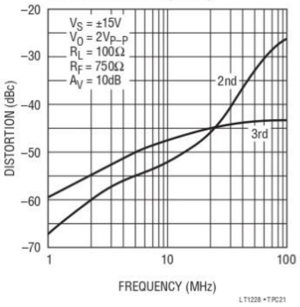
Maximum Capacitive Load vs Feedback Resistor



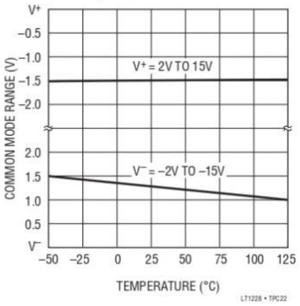
Total Harmonic Distortion vs Frequency



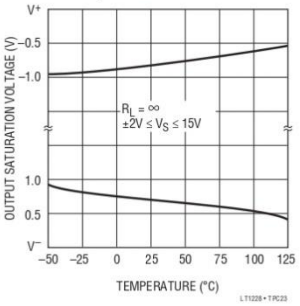
2nd and 3rd Harmonic Distortion vs Frequency



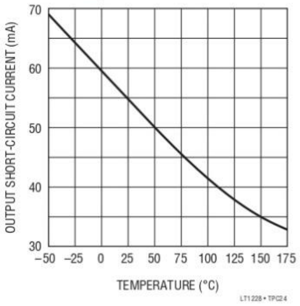
Input Common Mode Limit vs Temperature



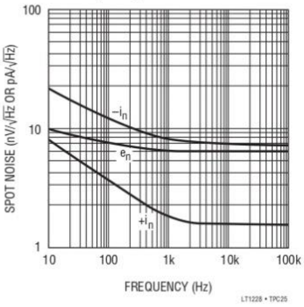
Output Saturation Voltage vs Temperature



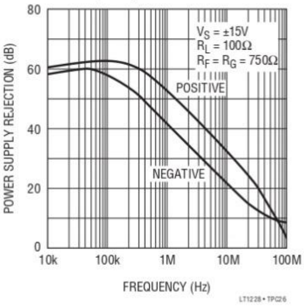
Output Short-Circuit Current vs Temperature



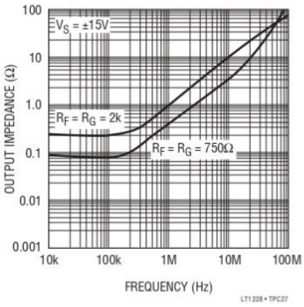
Spot Noise Voltage and Current vs Frequency



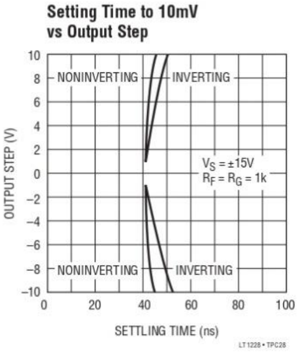
Power Supply Rejection vs Frequency

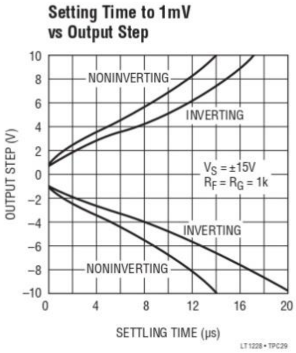


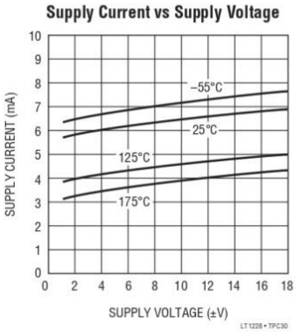
Output Impedance vs Frequency



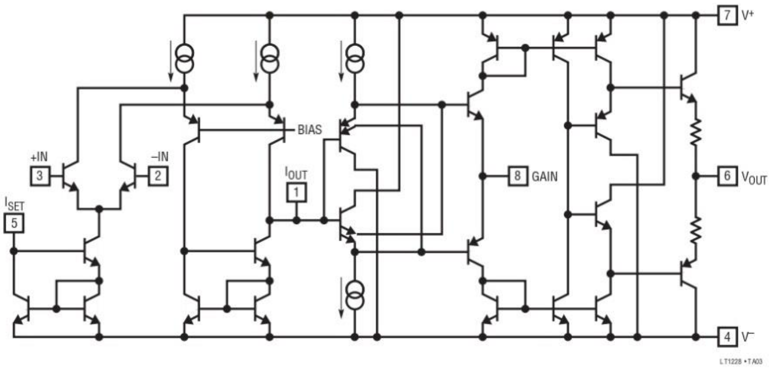
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8







SIMPLIFIED SCHEMATIC



APPLICATIONS INFORMATION

The LT1228 contains two amplifiers, a transconductance amplifier (voltage-to-current) and a current feedback amplifier (voltage-to-voltage). The gain of the transconductance amplifier is proportional to the current that is externally programmed into Pin 5. Both amplifiers are designed to operate on almost any available supply voltage from 4V (±2V) to 30V (±15V). The output of the transconductance amplifier is connected to the noninverting input of the current feedback amplifier so that both fit into an eight pin package.

TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

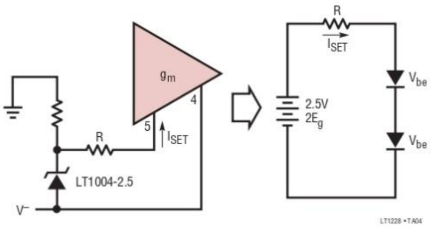
The LT1228 transconductance amplifier has a high impedance differential input (Pins 2 and 3) and a current source output (Pin 1) with wide output voltage compliance. The voltage to current gain or transconductance (g_m) is set by the current that flows into Pin 5, I_{SET}. The voltage at Pin 5 is two forward biased diode drops above the negative supply, Pin 4. Therefore the voltage at Pin 5 (with respect to V^-) is about 1.2V and changes with the log of the set current (120mV/decade), see the characteristic curves. The temperature coefficient of this voltage is about –4mV/°C (–3300ppm/°C) and the temperature coefficient of the logging characteristic is 3300ppm/°C. It is important that the current into Pin 5 be limited to less than 15mA. THE LT1228 WILL BE DESTROYED IF PIN 5 IS SHORTED TO GROUND OR TO THE POSITIVE SUPPLY. A limiting resistor (2k or so) should be used to prevent more than 15mA from flowing into Pin 5.

The small-signal transconductance (g_m) is given as $g_m = 10 \bullet I_{SET}$, with g_m in (A/V) and I_{SET} in (A). This relationship holds over many decades of set current (see the characteristic curves). The transconductance is inversely proportional to absolute temperature (–3300ppm/°C). The input stage of the transconductance amplifier has been designed to operate with much larger signals than is possible with an ordinary diff-amp. The transconductance of the input stage varies much less than 1% for differential input signals over a ±30 mV range (see the characteristic curve Small-Signal Transconductance vs DC Input Voltage).

Resistance Controlled Gain

If the set current is to be set or varied with a resistor or potentiometer it is possible to use the negative temperature coefficient at Pin 5 (with respect to Pin 4) to compensate for the negative temperature coefficient of the transconductance. The easiest way is to use an LT1004-2.5, a 2.5V reference diode, as shown below:

Temperature Compensation of g_m with a 2.5V Reference



The current flowing into Pin 5 has a positive temperature coefficient that cancels the negative coefficient of the transconductance. The following derivation shows why a 2.5V reference results in zero gain change with temperature:

$$\text{Since } g_m = \frac{q}{kT} \times \frac{I_{SET}}{3.87} = 10 \bullet I_{SET}$$

$$\text{and } V_{be} = E_g - \frac{akT}{q} \text{ where } a = \ln\left(\frac{cT^n}{Ic}\right)$$

$$\approx 19.4 \text{ at } 27°C\left(c = 0.001, n = 3, Ic = 100\mu A\right)$$

E_g is about 1.25V so the 2.5V reference is $2E_g$. Solving the loop for the set current gives:

$$I_{SET} = \frac{2E_g - 2\left(E_g - \frac{akT}{q}\right)}{R} \text{ or } I_{SET} = \frac{2akT}{Rq}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Substituting into the equation for transconductance gives:

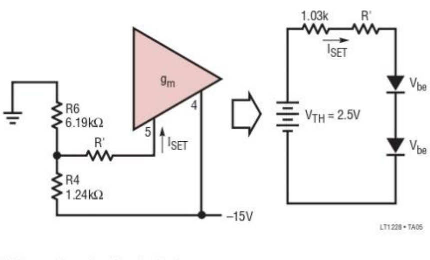
$$g_m = \frac{a}{1.94R} = \frac{10}{R}$$

The temperature variation in the term "a" can be ignored since it is much less than that of the term "T" in the equation for V_{be}. Using a 2.5V source this way will maintain the gain constant within 1% over the full temperature range of –55°C to 125°C. If the 2.5V source is off by 10%, the gain will vary only about ±6% over the same temperature range.

We can also temperature compensate the transconductance without using a 2.5V reference if the negative power supply is regulated. A Thevenin equivalent of 2.5V is generated from two resistors to replace the reference. The two resistors also determine the maximum set current, approximately $1.1V/R_{TH}$. By rearranging the Thevenin equations to solve for R4 and R6 we get the following equations in terms of R_{TH} and the negative supply, V_{EE}.

$$R4 = \frac{R_{TH}}{\left(1 - \frac{2.5V}{V_{EE}}\right)} \text{ and } R6 = \frac{R_{TH} V_{EE}}{2.5V}$$

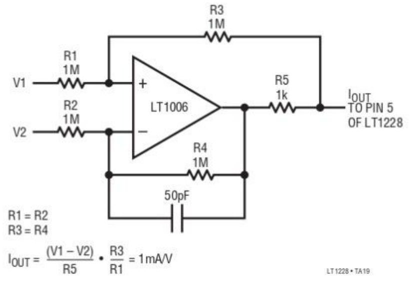
Temperature Compensation of g_m with a Thevenin Voltage



Voltage Controlled Gain

To use a voltage to control the gain of the transconductance amplifier requires converting the voltage into a current that flows into Pin 5. Because the voltage at Pin 5 is two diode drops above the negative supply, a single resistor from the control voltage source to Pin 5 will suffice in many applications. The control voltage is referenced to the negative supply and has an offset of about 900mV. The conversion will be monotonic, but the linearity is determined by the change in the voltage at Pin 5 (120mV per decade of current). The characteristic is very repeatable since the voltage at Pin 5 will vary less than ±5% from part to part. The voltage at Pin 5 also has a negative temperature coefficient as described in the previous section. When the gain of several LT1228s are to be varied together, the current can be split equally by using equal value resistors to each Pin 5.

For more accurate (and linear) control, a voltage-to-current converter circuit using one op amp can be used. The following circuit has several advantages. The input no longer has to be referenced to the negative supply and the input can be either polarity (or differential). This circuit works on both single and split supplies since the input voltage and the Pin 5 voltage are independent of each other. The temperature coefficient of the output current is set by R5.



Digital control of the transconductance amplifier gain is done by converting the output of a DAC to a current flowing into Pin 5. Unfortunately most current output DACs sink rather than source current and do not have output

APPLICATIONS INFORMATION

compliance compatible with Pin 5 of the LT1228. Therefore, the easiest way to digitally control the set current is to use a voltage output DAC and a voltage-to-current circuit. The previous voltage-to-current converter will take the output of any voltage output DAC and drive Pin 5 with a proportional current. The R, 2R CMOS multiplying DACs operating in the voltage switching mode work well on both single and split supplies with the above circuit.

Logarithmic control is often easier to use than linear control. A simple circuit that doubles the set current for each additional volt of input is shown in the voltage controlled state variable filter application near the end of this data sheet.

Transconductance Amplifier Frequency Response

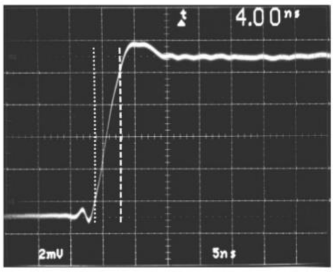
The bandwidth of the transconductance amplifier is a function of the set current as shown in the characteristic curves. At set currents below 100µA, the bandwidth is approximately:

$$-3\text{dB bandwidth} = 3 \cdot 10^{11} I_{SET}$$

The peak bandwidth is about 80MHz at 500µA. When a resistor is used to convert the output current to a voltage, the capacitance at the output forms a pole with the resistor. The best case output capacitance is about 5pF with ±15V supplies and 6pF with ±5V supplies. You must add any PC board or socket capacitance to these values to get the total output capacitance. When using a 1k resistor at the output of the transconductance amp, the output capacitance limits the bandwidth to about 25MHz.

The output slew rate of the transconductance amplifier is the set current divided by the output capacitance, which is 6pF plus board and socket capacitance. For example with the set current at 1mA, the slew rate would be over 100V/µs.

Transconductance Amp Small-Signal Response
I_{SET} = 500µA, R1 = 50Ω



CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER

The LT1228 current feedback amplifier has very high noninverting input impedance and is therefore an excellent buffer for the output of the transconductance amplifier. The noninverting input is at Pin 1, the inverting input at Pin 8 and the output at Pin 6. The current feedback amplifier maintains its wide bandwidth for almost all voltage gains making it easy to interface the output levels of the transconductance amplifier to other circuitry. The current feedback amplifier is designed to drive low impedance loads such as cables with excellent linearity at high frequencies.

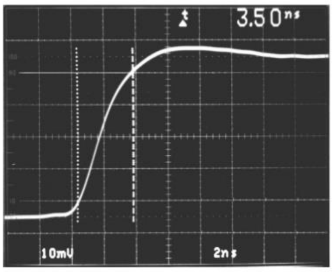
Feedback Resistor Selection

The small-signal bandwidth of the LT1228 current feedback amplifier is set by the external feedback resistors and the internal junction capacitors. As a result, the bandwidth is a function of the supply voltage, the value of the feedback resistor, the closed-loop gain and load resistor. The characteristic curves of bandwidth versus supply voltage are done with a heavy load (100Ω) and a light load (1k) to

APPLICATIONS INFORMATION

show the effect of loading. These graphs also show the family of curves that result from various values of the feedback resistor. These curves use a solid line when the response has less than 0.5dB of peaking and a dashed line for the response with 0.5dB to 5dB of peaking. The curves stop where the response has more than 5dB of peaking.

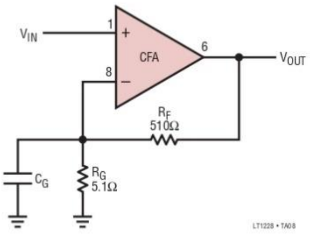
Current Feedback Amp Small-Signal Response
V_S = ±15V, R_F = R_G = 750Ω, R_L = 100Ω



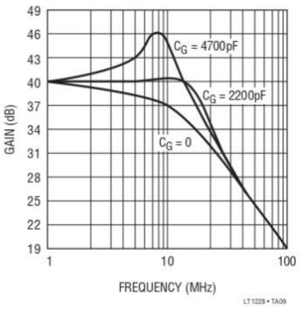
At a gain of two, on ±15V supplies with a 750Ω feedback resistor, the bandwidth into a light load is over 160MHz without peaking, but into a heavy load the bandwidth reduces to 100MHz. The loading has so much effect because there is a mild resonance in the output stage that enhances the bandwidth at light loads but has its Q reduced by the heavy load. This enhancement is only useful at low gain settings, at a gain of ten it does not boost the bandwidth. At unity gain, the enhancement is so effective the value of the feedback resistor has very little effect on the bandwidth. At very high closed-loop gains, the bandwidth is limited by the gain-bandwidth product of about 1GHz. The curves show that the bandwidth at a closed-loop gain of 100 is 10MHz, only one tenth what it is at a gain of two.

Capacitance on the Inverting Input

Current feedback amplifiers want resistive feedback from the output to the inverting input for stable operation. Take care to minimize the stray capacitance between the output and the inverting input. Capacitance on the inverting input to ground will cause peaking in the frequency response (and overshoot in the transient response), but it does not degrade the stability of the amplifier. The amount of capacitance that is necessary to cause peaking is a function of the closed-loop gain taken. The higher the gain, the more capacitance is required to cause peaking. For example, in a gain of 100 application, the bandwidth can be increased from 10MHz to 17MHz by adding a 2200pF capacitor, as shown below. C_G must have very low series resistance, such as silver mica.



Boosting Bandwidth of High Gain Amplifier with Capacitance On Inverting Input



APPLICATIONS INFORMATION

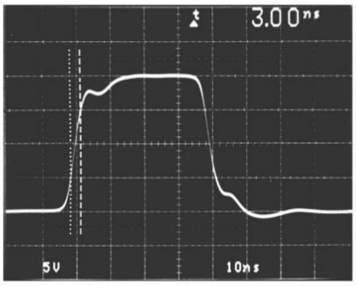
Capacitive Loads

The LT1228 current feedback amplifier can drive capacitive loads directly when the proper value of feedback resistor is used. The graph of Maximum Capacitive Load vs Feedback Resistor should be used to select the appropriate value. The value shown is for 5dB peaking when driving a 1k load, at a gain of 2. This is a worst case condition, the amplifier is more stable at higher gains, and driving heavier loads. Alternatively, a small resistor (10Ω to 20Ω) can be put in series with the output to isolate the capacitive load from the amplifier output. This has the advantage that the amplifier bandwidth is only reduced when the capacitive load is present and the disadvantage that the gain is a function of the load resistance.

Slew Rate

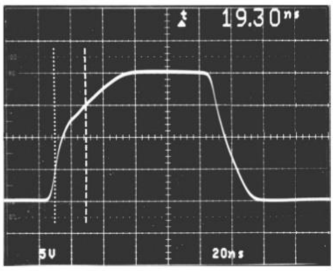
The slew rate of the current feedback amplifier is not independent of the amplifier gain configuration the way it is in a traditional op amp. This is because the input stage and the output stage both have slew rate limitations. The input stage of the LT1228 current feedback amplifier slews at about 100V/μs before it becomes nonlinear. Faster input signals will turn on the normally reverse biased emitters on the input transistors and enhance the slew rate significantly. This enhanced slew rate can be as much as 3500V/μs!

Current Feedback Amp Large-Signal Response
V_S = ±15V, R_F = R_G = 750Ω Slew Rate Enhanced



The output slew rate is set by the value of the feedback resistors and the internal capacitance. At a gain of ten with a 1k feedback resistor and ±15V supplies, the output slew rate is typically 500V/μs and –850V/μs. There is no input stage enhancement because of the high gain. Larger feedback resistors will reduce the slew rate as will lower supply voltages, similar to the way the bandwidth is reduced.

Current Feedback Amp Large-Signal Response
V_S = ±15V, R_F = 1k, R_G = 110Ω, R_L = 400Ω



Settling Time

The characteristic curves show that the LT1228 current feedback amplifier settles to within 10mV of final value in 40ns to 55ns for any output step less than 10V. The curve of settling to 1mV of final value shows that there is a slower thermal contribution up to 20μs. The thermal settling component comes from the output and the input stage. The output contributes just under 1mV/V of output change and the input contributes 300μV/V of input change. Fortunately the input thermal tends to cancel the output thermal. For this reason the noninverting gain of two configuration settles faster than the inverting gain of one.

APPLICATIONS INFORMATION

Power Supplies

The LT1228 amplifiers will operate from single or split supplies from ±2V (4V total) to ±18V (36V total). It is not necessary to use equal value split supplies, however the offset voltage and inverting input bias current of the current feedback amplifier will degrade. The offset voltage changes about 350μV/V of supply mismatch, the inverting bias current changes about 2.5μA/V of supply mismatch.

Power Dissipation

The worst case amplifier power dissipation is the total of the quiescent current times the total power supply voltage plus the power in the IC due to the load. The quiescent supply current of the LT1228 transconductance amplifier is equal to 3.5 times the set current at all temperatures. The quiescent supply current of the LT1228 current feedback amplifier has a strong negative temperature coefficient and at 150°C is less than 7mA, typically only 4.5mA. The power in the IC due to the load is a function of the output voltage, the supply voltage and load resistance. The worst case occurs when the output voltage is at half supply, if it can go that far, or its maximum value if it cannot reach half supply.

For example, let's calculate the worst case power dissipation in a variable gain video cable driver operating on ±12V supplies that delivers a maximum of 2V into 150Ω. The maximum set current is 1mA.

$$P_D = 2V_S\left(I_{SMAX} + 3.5I_{SET}\right) + \left(V_S - V_{OMAX}\right)\frac{V_{OMAX}}{R_L}$$

$$P_D = 2 \bullet 12V \bullet \left[7mA + \left(3.5 \bullet 1mA\right)\right] + \left(12V - 2V\right)\frac{2V}{150\Omega}$$

$$= 0.252 + 0.133 = 0.385W$$

The total power dissipation times the thermal resistance of the package gives the temperature rise of the die above ambient. The above example in SO-8 surface mount package (thermal resistance is 150°C/W) gives:

Temperature Rise = $P_D\theta_{JA}$ = 0.385W • 150°C/W
= 57.75°C

Therefore the maximum junction temperature is 70°C +57.75°C or 127.75°C, well under the absolute maximum junction temperature for plastic packages of 150°C.

TYPICAL APPLICATIONS

Basic Gain Control

The basic gain controlled amplifier is shown on the front page of the data sheet. The gain is directly proportional to the set current. The signal passes through three stages from the input to the output.

First the input signal is attenuated to match the dynamic range of the transconductance amplifier. The attenuator should reduce the signal down to less than 100mV peak. The characteristic curves can be used to estimate how much distortion there will be at maximum input signal. For single ended inputs eliminate R2A or R3A.

The signal is then amplified by the transconductance amplifier (g_m) and referred to ground. The voltage gain of the transconductance amplifier is:

$$g_m \bullet R1 = 10 \bullet I_{SET} \bullet R1$$

Lastly the signal is buffered and amplified by the current feedback amplifier (CFA). The voltage gain of the current feedback amplifier is:

$$1 + \frac{R_F}{R_G}$$

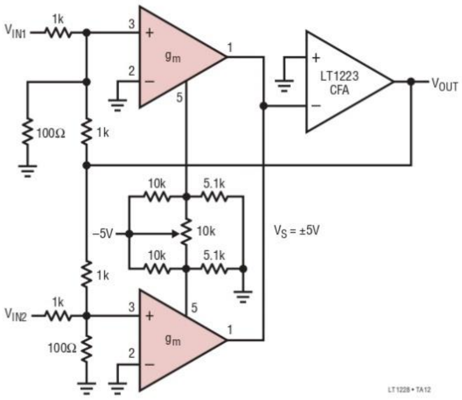
The overall gain of the gain controlled amplifier is the product of all three stages:

$$A_V = \left(\frac{R3}{R3 + R3A}\right) \bullet 10 \bullet I_{SET} \bullet R1 \bullet \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)$$

More than one output can be summed into R1 because the output of the transconductance amplifier is a current. This is the simplest way to make a video mixer.

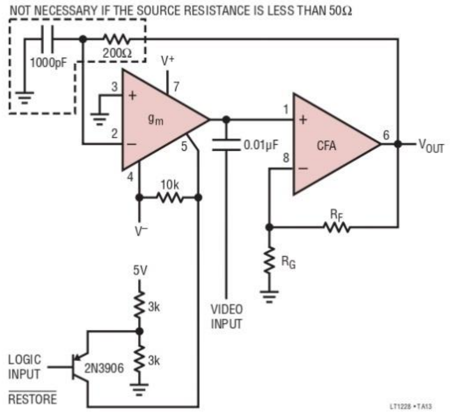
TYPICAL APPLICATIONS

Video Fader



The video fader uses the transconductance amplifiers from two LT1228s in the feedback loop of another current feedback amplifier, the LT1223. The amount of signal from each input at the output is set by the ratio of the set currents of the two LT1228s, not by their absolute value. The bandwidth of the current feedback amplifier is inversely proportional to the set current in this configuration. Therefore, the set currents remain high over most of the pot's range, keeping the bandwidth over 15MHz even when the signal is attenuated 20dB. The pot is set up to completely turn off one LT1228 at each end of the rotation.

Video DC Restore (Clamp) Circuit



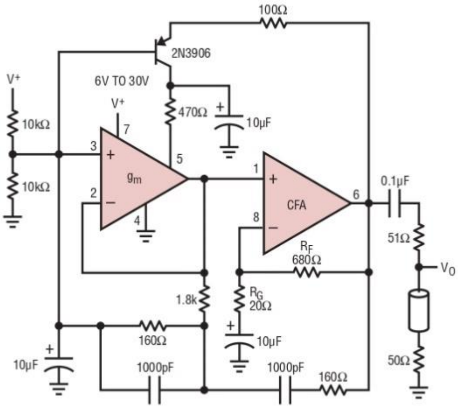
The video restore (clamp) circuit restores the black level of the composite video to zero volts at the beginning of every line. This is necessary because AC coupled video changes DC level as a function of the average brightness of the picture. DC restoration also rejects low frequency noise such as hum.

The circuit has two inputs: composite video and a logic signal. The logic signal is high except during the back porch time right after the horizontal sync pulse. While the logic is high, the PNP is off and I_{SET} is zero. With I_{SET} equal to zero the feedback to Pin 2 has no affect. The video input drives the noninverting input of the current feedback amplifier whose gain is set by R_F and R_G. When the logic signal is low, the PNP turns on and I_{SET} goes to about 1mA. Then the transconductance amplifier charges the capacitor to force the output to match the voltage at Pin 3, in this case zero volts.

This circuit can be modified so that the video is DC coupled by operating the amplifier in an inverting configuration. Just ground the video input shown and connect R_G to the video input instead of to ground.

TYPICAL APPLICATIONS

Single Supply Wien Bridge Oscillator



f = 1MHz
V_O = 6dBm (450mV_{RMS})
2nd HARMONIC = –38dBc
3rd HARMONIC = –54dBc
FOR 5V OPERATION SHORT OUT 100Ω RESISTOR

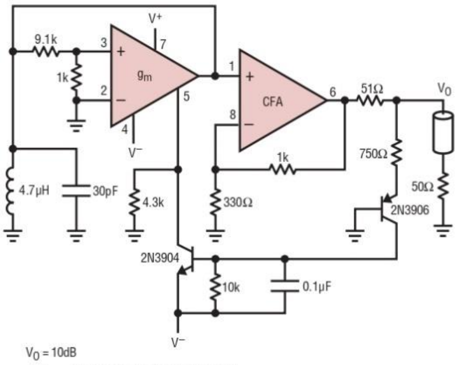
LT1228 • TA14

In this application the LT1228 is biased for operation from a single supply. An artificial signal ground at half supply voltage is generated with two 10k resistors and bypassed with a capacitor. A capacitor is used in series with R_G to set the DC gain of the current feedback amplifier to unity.

The transconductance amplifier is used as a variable resistor to control gain. A variable resistor is formed by driving the inverting input and connecting the output back to it. The equivalent resistor value is the inverse of the gm. This works with the 1.8k resistor to make a variable attenuator. The 1MHz oscillation frequency is set by the Wien bridge network made up of two 1000pF capacitors and two 160Ω resistors.

For clean sine wave oscillation, the circuit needs a net gain of one around the loop. The current feedback amplifier has a gain of 34 to keep the voltage at the transconductance amplifier input low. The Wien bridge has an attenuation of 3 at resonance; therefore the attenuation of the 1.8k resistor and the transconductance amplifier must be about 11, resulting in a set current of about 600μA at oscillation. At start-up there is no set current and therefore no attenuation for a net gain of about 11 around the loop. As the output oscillation builds up it turns on the PNP transistor which generates the set current to regulate the output voltage.

12MHz Negative Resistance LC Oscillator



V_O = 10dB
AT V_S = ±5V ALL HARMONICS 40dB DOWN
AT V_S = ±12V ALL HARMONICS 50dB DOWN

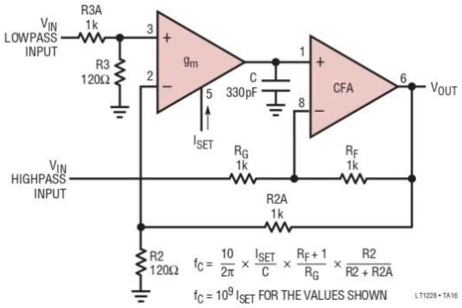
LT1228 • TA15

This oscillator uses the transconductance amplifier as a negative resistor to cause oscillation. A negative resistor results when the positive input of the transconductance amplifier is driven and the output is returned to it. In this example a voltage divider is used to lower the signal level at the positive input for less distortion. The negative resistor will not DC bias correctly unless the output of the transconductance amplifier drives a very low resistance. Here it sees an inductor to ground so the gain at DC is zero. The oscillator needs negative resistance to start and that is provided by the 4.3k resistor to Pin 5. As the output level rises it turns on the PNP transistor and in turn the NPN which steals current from the transconductance amplifier bias input.

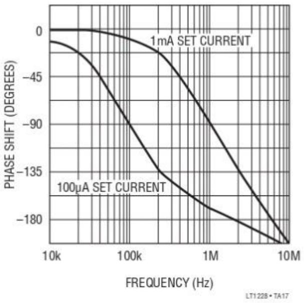
TYPICAL APPLICATIONS

Filters

Single Pole Low/High/Allpass Filter



Allpass Filter Phase Response

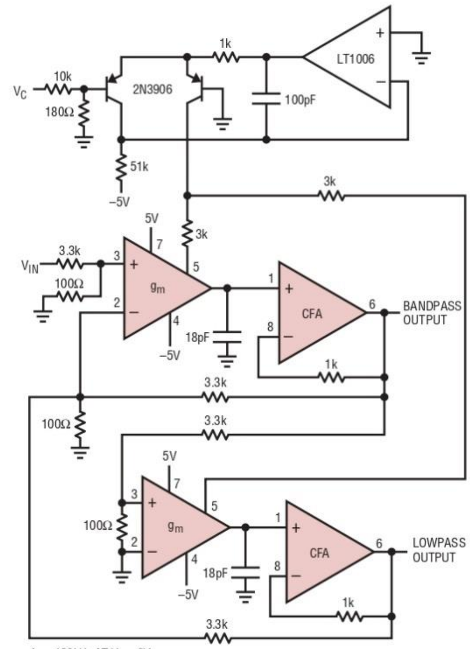


Using the variable transconductance of the LT1228 to make variable filters is easy and predictable. The most straight forward way is to make an integrator by putting a capacitor at the output of the transconductance amp and buffering it with the current feedback amplifier. Because the input bias current of the current feedback amplifier must be supplied by the transconductance amplifier, the set current should not be operated below 10µA. This limits the filters to about a 100:1 tuning range.

The Single Pole circuit realizes a single pole filter with a corner frequency (f_C) proportional to the set current. The values shown give a 100kHz corner frequency for 100µA set current. The circuit has two inputs, a lowpass filter input and a highpass filter input. To make a lowpass filter, ground the highpass input and drive the lowpass input. Conversely for a highpass filter, ground the lowpass input and drive the highpass input. If both inputs are driven, the result is an allpass filter or phase shifter. The allpass has flat amplitude response and 0° phase shift at low frequencies, going to –180° at high frequencies. The allpass filter has –90° phase shift at the corner frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Voltage Controlled State Variable Filter



f_O = 100kHz AT V_C = 0V
f_O = 200kHz AT V_C = 1V
f_O = 400kHz AT V_C = 2V
f_O = 800kHz AT V_C = 3V
f_O = 1.6MHz AT V_C = 4V

LT1228 • TA18

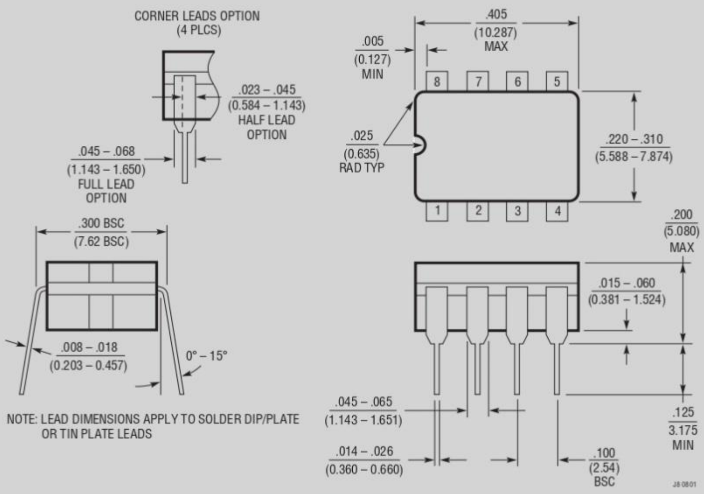
The state variable filter has both lowpass and bandpass outputs. Each LT1228 is configured as a variable integrator whose frequency is set by the attenuators, the capacitors and the set current. Because the integrators have both positive and negative inputs, the additional op amp normally required is not needed. The input attenuators set the circuit up to handle $3V_{P-P}$ signals.

The set current is generated with a simple circuit that gives logarithmic voltage to current control. The two PNP transistors should be a matched pair in the same package for best accuracy. If discrete transistors are used, the 51k resistor should be trimmed to give proper frequency response with V_C equal zero. The circuit generates 100μA for V_C equal zero volts and doubles the current for every additional volt. The two 3k resistors divide the current between the two LT1228s. Therefore the set current of each amplifier goes from 50μA to 800μA for a control voltage of 0V to 4V. The resulting filter is at 100kHz for V_C equal zero, and changes it one octave/V of control input.

PACKAGE DESCRIPTION

Please refer to http://www.linear.com/designtools/packaging/ for the most recent package drawings.

J8 Package
3-Lead CERDIP (Narrow .300 Inch, Hermetic)
(Reference LTC DWG # 05-08-1110)

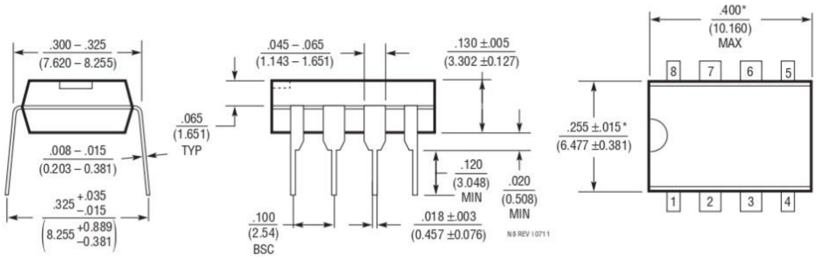


OBSOLETE PACKAGE

PACKAGE DESCRIPTION

Please refer to http://www.linear.com/designtools/packaging/ for the most recent package drawings.

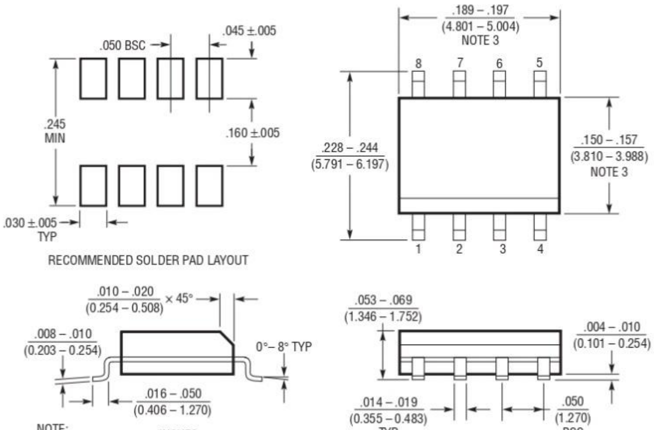
N Package
8-Lead PDIP (Narrow .300 Inch)
(Reference LTC DWG # 05-08-1510 Rev I)



NOTE:
1. DIMENSIONS ARE $\frac{\text{INCHES}}{\text{MILLIMETERS}}$

*THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED .010 INCH (0.254mm)

S8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow .150 Inch)
(Reference LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)



NOTE:
1. DIMENSIONS IN $\frac{\text{INCHES}}{\text{(MILLIMETERS)}}$
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED .006" (0.15mm)
4. PIN 1 CAN BE BEVEL EDGE OR A DIMPLE

S08 REV G 0212

1228fd

REVISION HISTORY (Revision history begins at Rev D)

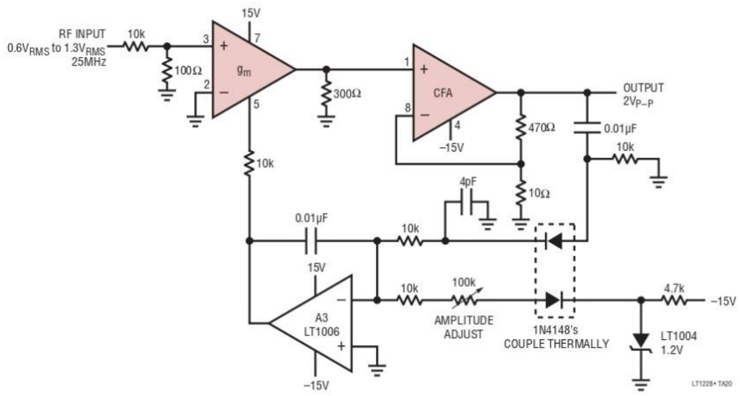
REV	DATE	DESCRIPTION	PAGE NUMBER
D	06/12	Updated Order Information table to new format Clarified units used in $g_m = 10 \bullet I_{SET}$ relationship	2 9

LINEAR TECHNOLOGY

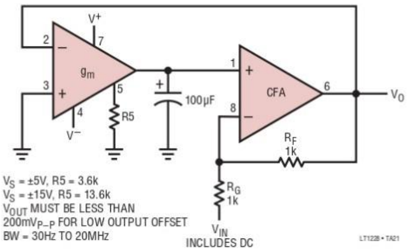
Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patent rights.

TYPICAL APPLICATIONS

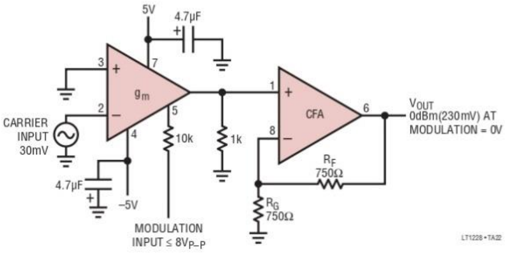
RF AGC Amplifier (Leveling Loop)



Inverting Amplifier with DC Output Less Than 5mV



Amplitude Modulator



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1227	140MHz Current Feedback Amplifier	1100V/µs Slew Rate, 0.01% Differential Gain, 0.03% Differential Phase
LT1251/LT1256	40MHz Video Fader	Accurate Linear Gain Control: ±1% Typ, ±3% Max
LT1399	400MHz Current Feedback Amplifier	800V/µs Slew Rate, 80mA Output Current

Linear Technology Corporation
1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417
(408) 432-1900 • FAX: (408) 434-0507 • www.linear.com
LT 0612 REV D • PRINTED IN USA
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2012

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	กรันธ์ อังกูร
วัน เดือน ปี เกิด	05 ธันวาคม 2537
สถานที่เกิด	สงขลา
วุฒิการศึกษา	ปีการศึกษา 2549 สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนแสงทองวิทยา ปีการศึกษา 2555 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนแสงทองวิทยา ปีการศึกษา 2560 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต(วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และระบบคอมพิวเตอร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ปีการศึกษา 2565 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต(วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร
ที่อยู่ปัจจุบัน	137/4 หมู่ 10 ต.น้ำน้อย อ.หาดใหญ่ จ.สงขลา 90110
ผลงานตีพิมพ์	1. ธนวัฒน์ บุญประเทือง, ธนสรณ์ พานิชกุลม, ภูเมธ ระวีวงศ์, กรันธ์ อังกูร , ภมร ศิลาพันธ์, "ตู้เก็บกุญแจสำรองอัตโนมัติแบบระบบรหัสผ่าน 2 ชั้น สำหรับธุรกิจหอพัก", การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 12 (ECTI-CARD 2020), จังหวัดนครสวรรค์, 26-27 พฤษภาคม 2563. 2. อภิวัฒน์ ตันทอง, กรันธ์ อังกูร, ปวิช ช้อยขุนทด, ภมร ศิลาพันธ์, "วงจรกรองความถี่โหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDTA หนึ่งตัว", การประชุมวิชาการเครือข่ายทางไฟฟ้า ครั้งที่ 12 (EENET2020), จังหวัดนครนายก, 26-28 สิงหาคม 2563. 3. กรันธ์ อังกูร, ปวิช ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน, ภมร ศิลาพันธ์, "วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์โหมดแรงดันโดยใช้ LM13700", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 43 (EECON-43), จังหวัด

พิษณุโลก, 28-30 ตุลาคม 2563.

4. Pawich Choykhuntod, Karan Angkun, Kantida Pancharoen, Rapeepan Kaew-on and Phamorn Silapan, "A Current-Mode Multi-Phase Triangular Wave Generator Using Commercially Available IC", AIEE2021-2021 2nd International Conference on Artificial Intelligence in Electronics Engineering, Phuket, Thailand, January 15-17, 2021.

5. Karan Angkun, Rapeepan Kaew-on, Phamorn Silapan, "A Square Wave and Sinusoidal Quadrature Oscillator Based-on LT1228", The 2021 18th International Conferencce on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Technology(ECTI-CON 2021), Chiang Mai, Thailand, 19-22 May 2021.

มหาวิทยาลัยศิลปากร