

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์  
โหมตกระแสที่สามารถควบคุมขนาดสัญญาณได้โดยใช้วงจรขยายความ  
นำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน

SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-MODE SINUSOIDAL OSCILLATOR  
WITH AMPLITUDE CONTROLLABILITY USING VOLTAGE DIFFERENCING  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS



ฉน.  
๗๗๖๖ก  
๒๐๐๗

สาขา.....  
เลขทะเบียน..... 140190  
รับเดือนปี..... ๐๔ ส.ค. ๒๕๕๙

b.....  
i.....

12433921

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร  
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๕๗

KMITL-2041-ED-M-231-013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-MODE SINUSOIDAL OSCILLATOR  
WITH AMPLITUDE CONTROLLABILITY USING VOLTAGE DIFFERENCING  
TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF SCIENCE IN INDUSTRIAL EDUCATION  
IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2014

KMITL-2014-ED-M-231-013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2014

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์  
โหมดกระแสที่สามารถควบคุมขนาดสัญญาณได้โดยใช้วงจรขยาย  
ความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน

Synthesis and Design of Current-Mode Sinusoidal  
Oscillator with Amplitude Controllability Using  
Voltage Differencing Transconductance Amplifiers

นักศึกษา

นายสุดที่รัก ชูเจริญ

รหัสประจำตัว

53630610

ปริญญา

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิสุทธิ	สุนทรกนกพงศ์	
ดร.วินัย	ใจกล้า	
รศ.ดร.พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์	
รศ.ปิยะ	ศุภวาราสวัฒน์	
ดร.ภมร	ศิลาพันธ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ

4 ตุลาคม 2557 เวลา 17.00 น. เป็นต้นไป

สถานที่สอบ

ณ ห้องเรียนปริญญาเอก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมรับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์)

คณบดี คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

วันที่...17...เดือน...ตุลาคม...พ.ศ. 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมตกระแสที่สามารถควบคุมขนาดสัญญาณได้โดยใช้วงจรถ่ายทอดความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน
นักศึกษา	นายสุดที่รัก ชูเจริญ
รหัสประจำตัว	53630610
ปริญญา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.วินัย ใจกล้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การสังเคราะห์และออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมตกระแส โดยใช้วงจรถ่ายทอดความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน (VDTA) จำนวนสองตัว ตัวต้านทานหนึ่งตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวนสองตัว ส่งผลให้วงจรถ่ายทอดที่นำเสนอเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม โดยวงจรถ่ายทอดที่นำเสนอมีหนึ่งจุดที่ให้เอาต์พุตที่สามารถปรับขนาดสัญญาณไซน์ได้ และอีกสองจุดที่ให้เอาต์พุตแบบควอดเรเจอร์ อีกทั้งสามารถควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจรถ่ายทอดความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.25  $\mu\text{m}$  ของ TSMC ที่แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 1.25$  โวลต์ พบว่าการทำงานของวงจรถ่ายทอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้

<b>Thesis Title</b>	Synthesis and Design of Current-Mode Sinusoidal Oscillator with Amplitude Controllability Using Voltage Differencing Transconductance Amplifiers
<b>Student</b>	Mr. Soodteeruk Choocharoen
<b>Student ID</b>	53630610
<b>Degree</b>	Master of Science in Industrial Education
<b>Program</b>	Electrical Communications Engineering
<b>Year</b>	2014
<b>Thesis Advisor</b>	Dr. Winai Jaikla
<b>Thesis Co-Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Peerawut Suwanjan

### ABSTRACT

This thesis presents the synthesis and design of current-mode sinusoidal oscillator with amplitude controllability using two voltage differencing transconductance amplifiers (VDTAs) as active element and two grounded capacitors, one resistor. The proposed oscillator is attractive for integrated circuit implementation. The proposed oscillator has one output port with amplitude controllability and two output ports with 90° degree phase difference. Moreover, the condition of oscillation (CO) and frequency of oscillation (FO) can be tuned electronically and independently by adjusting bias current of VDTA. The PSPICE simulation results using parameters of 0.25  $\mu\text{m}$  TSMC Cmos technology with  $\pm 1.25$  V supply voltage are shown and agreed well with the theoretical anticipation.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สมบูรณ์และสำเร็จลุล่วงด้วยดีได้นั้น เนื่องจากได้รับความกรุณา คอยให้ความช่วยเหลือตรวจสอบอย่างดียิ่งจาก ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิสุทธิ สุนทรกนกพงศ์ ซึ่งได้ให้ความกรุณาให้คำแนะนำ คำปรึกษาและข้อเสนอแนะเพิ่มเติม และขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รศ.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์ และ ดร.ภมร ศิลาพันธ์ ที่ได้กรุณาให้คำชี้แนะ ช่วยเหลือตรวจสอบแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความถูกต้องสมบูรณ์ และขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่าน และเจ้าหน้าที่งานบัณฑิตศึกษารวมถึงบุคลากรทุกท่านในหลักสูตรครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอขอบพระคุณบัณฑิตศึกษา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จด้วยดี ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ตลอดจนญาติพี่น้องที่คอยสนับสนุนดูแลเป็นกำลังใจให้แรงผลักดันที่ทำให้ข้าพเจ้ามุ่งมั่นในการทำวิทยานิพนธ์สำเร็จลุล่วงด้วยดีตลอดมาและสุดท้ายต้องขอขอบคุณที่ ๆ น้อง ๆ และเพื่อน ๆ นักศึกษา สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ทุกท่านในห้องปฏิบัติการออกแบบวงจรนาฬิกาที่ได้ช่วยเหลือและแลกเปลี่ยนความคิดเห็นประสบการณ์มาโดยตลอด

สำหรับคุณงามความดีอันใด ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับ บิดา มารดา อันเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพอย่างสูงทุกท่าน ที่ได้ถ่ายทอดความรู้และประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ประสบความสำเร็จในชีวิต หากมีข้อผิดพลาดประการใดผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

สุดที่รัก ชูเจริญ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 กรอบแนวคิดของการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	4
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์.....	6
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน.....	14
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	16
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	35
3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์.....	36
3.2 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์กรณีอุดมคติ.....	38
3.3 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์กรณีไม่อุดมคติ.....	42
บทที่ 4 ผลการวิจัย.....	53
4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตอร์ที่นำเสนอ.....	53
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	66
5.1 สรุปผลงานวิจัย.....	66
5.2 อภิปรายผลงานวิจัย.....	67
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	69
บรรณานุกรม.....	70

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	72
ภาคผนวก ก งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	73
ประวัติผู้เขียน.....	79



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในวงจรถ่ายสัญญาณแบบควอดเรเจอร์.....	53
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณ.....	53
5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรถ่ายสัญญาณอื่นกับงานวิจัยที่นำเสนอ.....	67



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์.....	3
2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ.....	7
2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับแบบบวก.....	7
2.3 ความหมายเงื่อนไขบาร์คฮาวเซน.....	9
2.4 วงจรกำเนิดสัญญาณ LC.....	11
2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ RC.....	12
2.6 สัญลักษณ์ของคริสตัลและวงจรสมมูลทางไฟฟ้า.....	13
2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้คริสตัล.....	13
2.8 วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปแบบวงจรรวม.....	14
2.9 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของ VDTA.....	14
2.10 โครงสร้างภายในของ VDTA.....	15
2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 6 ตัว.....	17
2.12 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 4 ตัว.....	18
2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 3 ตัว.....	19
2.14 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII กับ OTA.....	20
2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทำงานในแบบกระแสด้วยวงจร CCCII.....	21
2.16 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCCII.....	22
2.17 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรตเจอร์ที่ใช้ CCII จำนวน 3 ตัว.....	23
2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว.....	25
2.19 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว.....	26
2.20 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 3 ตัว.....	27
2.21 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทำงานในแบบกระแสที่ใช้ CDTA.....	28
2.22 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟ CDTA จำนวนมากกว่า 1 ตัว.....	29
2.23 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรตเจอร์ที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว.....	30
2.24 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรตเจอร์ที่ใช้ CDTA.....	31
2.25 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรตเจอร์ที่ใช้ที่ใช้ CDBA.....	32
2.26 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ FTFN จำนวน 1 ตัว.....	33
2.27 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CC-CFA.....	34
3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	35
3.2 แนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรตเจอร์ในโหมดกระแส.....	36
3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรตเจอร์ที่นำเสนอ.....	38
3.4 วงจรเทียบเคียงของ VDTA เมื่อคำนึงถึงความจุแฝงและความต้านทานแฝง.....	47
3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรตเจอร์เมื่อพิจารณาผลกระทบของค่าอุปกรณ์แฝง.....	48
3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรตเจอร์กรณีผลกระทบของค่าอุปกรณ์แฝงแทนค่า แอดมิแตนซ์.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์ที่ใช้ในการทดลองด้วย PSPICE.....	54
4.2 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตในสภาวะเริ่มต้นที่ ความถี่ 6.9001 MHz.....	55
4.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณในสภาวะเอาต์พุตอยู่ตัวที่ ความถี่ 6.9001 MHz.....	55
4.4 สเปกตรัมผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 6.9001 MHz.....	56
4.5 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตในสภาวะเริ่มต้นที่ ความถี่ 700.004 kHz.....	56
4.6 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณในสภาวะเอาต์พุตอยู่ตัวที่ ความถี่ 700.004 kHz.....	57
4.7 สเปกตรัมผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 700.004 kHz.....	57
4.8 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตในสภาวะเริ่มต้นที่ ความถี่ 69.800 kHz.....	58
4.9 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณในสภาวะเอาต์พุตอยู่ตัวที่ ความถี่ 69.800 kHz.....	58
4.10 สเปกตรัมผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 69.800 kHz.....	58
4.11 ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจากการจำลองการทำงานผลเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี.....	59
4.12 ผลการจำลองการทำงานแสดงการปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตของ $I_o$ .....	60
4.13 แสดงการปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตของ $I_o$ .....	61
4.14 ค่า THD ของกระแสเอาต์พุตที่ 1.....	62
4.15 ค่า THD ของกระแสเอาต์พุตที่ 2.....	63
4.16 ค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศา.....	64

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ความก้าวหน้าด้านเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้มีวิวัฒนาการไปอย่างรวดเร็ว ทำให้อุปกรณ์และเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์มีการพัฒนาตามไปด้วย โดยวงจรกำเนิดสัญญาณหรือวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ที่ให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ (Sine Wave) สองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งมีชื่อเรียกว่า สัญญาณควอดเรเจอร์ (Quadrature Signal) ที่มีการนำไปประยุกต์ใช้งานได้กับระบบอื่นๆ มากมาย เช่น ระบบเครื่องมือวัด ระบบประมวลผลสัญญาณ ระบบเครื่องมือแพทย์ ระบบสื่อสารโทรคมนาคม หรือแม้กระทั่งทางด้านการศึกษาก็จะนำมาใช้เป็นสัญญาณทดสอบในห้องทดลองอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น

Yesil, et. al. (2011 : 632-637) ได้นำเสนอวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน (Voltage Differencing Transconductance Amplifier : VDTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทิฟในโหมดแรงดันและโหมดกระแส (Current Mode) ที่มีความเหมาะสมจะนำไปออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และเมื่อใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดันในการออกแบบวงจร จะใช้อุปกรณ์น้อยชิ้นและสามารถที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย ด้วยลักษณะเด่นดังกล่าว จึงได้รับความนิยมนำ VDTA มาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์พบว่ามีผู้นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟที่แตกต่างกันตามประเภทของวงจร เช่น Operational Transconductance Amplifier (OTA), Current Conveyor (CCI), Current Conveyor (CCII), Current Controlled Current Conveyor (CCCI), Current Differencing Transconductance Amplifier (CDTA), Current Conveyor Transconductance Amplifier (CCTA), Four Terminal Floating Nullor (FTFN), Current Follower (CF) และ Differential Voltage Current Conveyor (DVCC) เป็นต้น อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรเหล่านี้ยังมีข้อจำกัดอยู่ สามารถสรุปได้ดังนี้ (ก) ไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา (Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259) (ข) ไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Cam, et. al. 2000 : 231-238; Horng, et. al. 2005 : 81-92; Keskin and Biolek, 2006 : 214-218; Lahiri, et. al. 2009 : 135-140; Kumngern, et. al. 2010 : 740-743) (ค) เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน (Keskin and Biolek, 2006 : 214-218; Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259) (ง) จำนวนอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้มีจำนวนมากกว่า 2 ตัว จึงทำให้ไม่เหมาะสมในการพัฒนาเป็นวงจร

รวม (Abuelma'atti, et. al. 1991 : 353-355; Kumwachara and Surakamponorn, 2003 : 509-605; Horng, et. al. 2009 : 1-5; Tanjaroen and Tangsrirat, 2009 : 307-310; Horng, et. al. 2010 : 326-330; Tangsrirat, et. al. 2010 : 363-366; Bhaskar, et. al. 2011 : 65-73; Na Songkla, et. al. 2011 : 212-215; Summart, et. al. 2012 : 14-17) (จ) ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอย ซึ่งไม่เหมาะสมกับการนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม (Abuelma'atti, et. al. 1991 : 353-355; Cam, et. al. 2000 : 231-238) ; Keskin and Biolek 2006 : 214-218; Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259; Kumbun, et. al. 2009) (ฉ) จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้มีจำนวนมากโดยเฉพาะตัวต้านทาน (Cam, et. al. 2000 : 231-238; Kumwachara and Surakamponorn, 2003 : 509-605; Horng, et. al. 2005 : 81-92; Keskin and Biolek, 2006 : 214-218; Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259; Prasertsom, et. al. 2010 : 187-191; Horng, et. al. 2010 : 326-330) (ข) ไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณอินพุตได้ (Kumwachara and Surakamponorn, 2003 : 599-605; Tanjaroen and Tangsrirat, 2009 : 307-310; Keskin and Biolek 2006 : 214-218; Horng, et. al. 2009 : 1-5; Cam, et. al. (2000 : 231-238; Kumbun, et. al. 2009 : 4-7; Kumngern, et. al. 2010 : 740-743; Summart, et. al. 2012 : 14-17; Na Songkla, et. al. 2011 : 212-215; Tangsrirat, et. al. 2010 : 363-366; Bhaskar, et. al. 2011 : 65-73; Horng, et. al. 2010 : 326-330; Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259; Horng, et. al. 2005 : 81-92; Abuelma'atti, et. al. 1991 : 353-355; Lahiri, et. al. 2009 : 135-140)

จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแส โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายอินพุตต่างแรงดัน ซึ่งลักษณะเด่นของวงจรที่นำเสนอคือ โครงสร้างไม่ซับซ้อน สามารถควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกัน และใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ นอกจากนี้วงจรยังสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

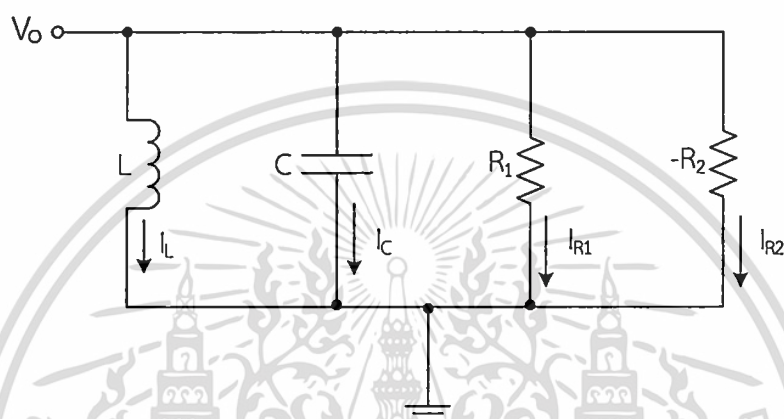
1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสที่สามารถควบคุมขนาดสัญญาณได้ โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายอินพุตต่างแรงดัน

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสที่ควบคุมได้ด้วยทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายอินพุตต่างแรงดัน

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยใช้โปรแกรม PSPICE

### 1.3 กรอบแนวคิดของการวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ในงานวิจัยนี้จะมีพื้นฐานมาจากวงจรขนาน RLC โดยโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยตัวต้านทานชนิดบวกและลบ ต่อขนานกับตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์

จากรูปที่ 1.1 จะทำให้ได้สมการลักษณะสมบัติ (Characteristic Equation) ดังสมการที่ (1.1)

$$s^2 LC + sL \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) + 1 = 0 \quad (1.1)$$

จากสมการที่ (1.1) จะได้ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ (Frequency of Oscillation : FO) ดังสมการที่ (1.2) และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ (Condition of Oscillation : CO) ดังสมการที่ (1.3)

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1.2)$$

จากสมการที่ (1.1) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 = R_1 \quad (1.3)$$

จากสมการที่ (1.2) และ (1.3) พบว่าความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้ อีกระหว่างกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจรรขยายความนำถ่ายโอน ผลต่างแรงดัน

#### 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณสามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์จำนวนสองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

1.4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่ออกแบบโดยใช้ VDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ จำนวน 2 ตัว มีโครงสร้างเป็นมอสเฟตทำงานในโหมดกระแส

1.4.3 สามารถควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อีกระหว่างกันด้วยการปรับกระแสไบอัส

1.4.4 วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทั้งหมด

#### 1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 สัญญาณควอเดรเจอร์ หมายถึง สัญญาณไซน์สองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

1.5.2 วงจรรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน หมายถึง วงจรรวมสำเร็จรูปที่ภายในบรรจุทรานซิสเตอร์จำนวน 8 ตัว ประกอบเข้าด้วยกันมีหลายขั้ว โดยมีหลักๆ จะแบ่งเป็นขั้วของสัญญาณทางด้านขาเข้า ขั้วของสัญญาณทางด้านขาออก และขั้วสัญญาณควบคุมทำงานได้ในโหมดแรงดันและกระแส อีกทั้งสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.5.3 ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ หมายถึง ความถี่ที่ได้รับจากวงจรมกำเนิดสัญญาณ

1.5.4 เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ หมายถึง เงื่อนไขที่ใช้กำหนดให้วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณได้

1.5.5 สังเคราะห์ หมายถึง กระบวนการนำ VDTA มาต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ เพื่อให้วงจรสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรมกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์

1.5.6 ออกแบบ หมายถึง กำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรมกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่ได้สังเคราะห์ไว้แล้ว เพื่อให้ได้ค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณตามต้องการ

1.5.7 สมรรถนะ หมายถึง ความสามารถของวงจรมกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โดยใช้วงจรรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5.8 การควบคุมด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ หมายถึง การควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์ด้วยกระแส

1.5.9 โปรแกรม PSPICE หมายถึง โปรแกรมที่จำลองผลการทำงานของวงจรมอเตอร์กำเนิดสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ดังมีหัวข้อต่อไปนี้

- 2.1 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์
- 2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน
- 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์

วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator Circuit) เป็นวงจรไฟฟ้าที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณทางด้านขาออก (Output Signal) เป็นสัญญาณแบบรายคาบ (Periodic Signal) โดยไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า (Input Signal) ของวงจร วงจรกำเนิดสัญญาณนั้นเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งซึ่งเข้ามา มีบทบาทสำคัญในทางด้านวิศวกรรมในด้านต่างๆ เช่น ในระบบเครื่องมือวัด และสื่อสารโทรคมนาคม ฯลฯ โดยถูกใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ (Carrier Signal) เพื่อใช้ในการมอดูเลต (Modulation) สัญญาณหรือสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลัก (Reference Clock Signal) ให้แก่ระบบ เป็นต้น วงจรกำเนิดสัญญาณที่เป็นที่รู้จักกันดีมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบคริสตัล (Crystal Oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเลื่อนเฟส (Phase Shift Oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบวินบรีดจ์ (Wien-bridge Oscillator) วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator) หรือวงจรกำเนิดสัญญาณแบบฮาร์ทลีย์ (Hartley Oscillator) เป็นต้น และรูปแบบของสัญญาณที่สร้างขึ้นก็มีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน เช่น สัญญาณไซน์ สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณฟันเลื่อย (จิรสุดา เกษร. 2542 : 28)

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณนั้น สิ่งที่จะต้องคำนึงลำดับแรกของผู้ออกแบบ คือ องค์ประกอบของวงจร เงื่อนไขสำคัญในการออกแบบ และต้องมีความเข้าใจในหลักการการทำงานที่สำคัญในการกำเนิดรูปสัญญาณของวงจรอีกด้วย ในบทนี้จะเป็นเรื่องเกี่ยวกับรายละเอียดของหลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ ซึ่งจะมีการกล่าวถึงหัวข้อย่อยตามลำดับดังต่อไปนี้

#### 2.1.1 องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ

ส่วนประกอบหลักที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สำคัญในการให้กำเนิดสัญญาณสามารถแยกออกได้มีดังนี้

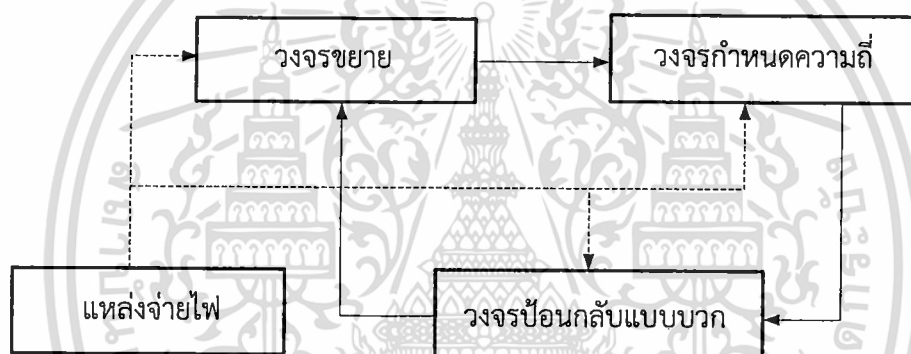
2.1.1.1 ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy Source) ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ, แบตเตอรี่ โดยในที่นี้มุ่งเน้นไปถึง แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ที่มีศักย์ค่าคงที่ซึ่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.2 วงจรกำหนดความถี่ (Frequency-Determining Circuit) ในการกำเนิดสัญญาณของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ เป็นวงจรที่สามารถเลือกความถี่ได้ เช่น เป็นวงจรกรองแบบแถบความถี่ได้แก่ วงจรจูนแบบ LC วงจรจูนแบบ RC หรือแบบคริสตัล เป็นต้น

2.1.1.3 วงจรขยาย (Amplifier Circuit) เป็นวงจรประเภทแอกทีฟซึ่งอาจจะเป็นวงจรขยายแบบทรานซิสเตอร์ (Transistor) แบบเฟต (FET) หรือ วงจรขยายที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดก็ได้ซึ่ง วงจรขยายจะทำหน้าที่ดำรงการกำเนิดของสัญญาณไว้ ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียภายในของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

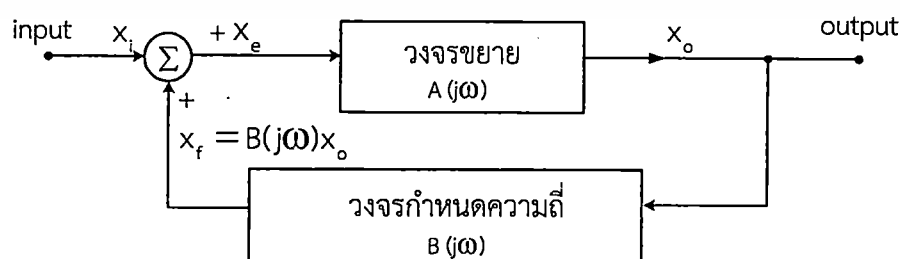
2.1.1.4 วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback Circuit) เป็นวงจรที่จะนำสัญญาณจากทางด้านขาออกของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ กลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร โดยสัญญาณทางด้านขาออกที่ป้อนกลับไปสู่ทางด้านขาเข้าของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณนั้น จะต้องจัดให้มีเฟส (Phase) ตรงกันกับสัญญาณทางด้านขาเข้า ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการเสริมสัญญาณที่เกิดขึ้นให้การดำรงตัวอยู่ได้โดยองค์ประกอบทั้ง 4 ข้อเหล่านี้ จะถูกจัดประกอบกันดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

## 2.1.2 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณจัดเป็นวงจรโครงข่ายแบบป้อนกลับ (Feedback Network) แบบหนึ่งซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวก สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจรในรูปที่ 2.1 เป็นดังต่อไปนี้ คือ

$X_i$  คือ สัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจร

$X_o$  คือ สัญญาณทางด้านขาออกของวงจร

$X_e$  คือ สัญญาณผลรวมระหว่าง  $x_i$  และ  $x_f$  มีค่าเท่ากับ  $x_i + x_f$

$X_f$  คือ สัญญาณป้อนกลับ

$A(j\omega)$  คือ ค่าอัตราขยายของวงจรขยาย

$B(j\omega)$  คือ ค่าอัตราขยายของวงจรกำหนดความถี่

จากรูปที่ 2.1 แผนผังการกำเนิดสัญญาณวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$x_e = x_i + x_f \quad (2.1)$$

เมื่อ

$$x_f = B(j\omega)x_o \quad (2.2)$$

และ

$$x_o = A(j\omega)x_e \quad (2.3)$$

และเมื่อแทนค่าสมการที่ (2.1) และ (2.2) ในสมการที่ (2.3) ตามลำดับหลังจากนั้นปรับรูปสมการใหม่ จะได้สมการที่ (2.4)

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

ในการกำเนิดสัญญาณนั้นวงจรต้องสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้ แต่ทั้งนี้ต้องไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า โดยเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงได้เมื่อ ค่าอัตราขยายมีค่าเป็นอนันต์ กล่าวคือ ส่วนในสมการที่ (2.4) ต้องมีค่าเป็นศูนย์ หรือแสดงได้ดังสมการที่ (2.5)

$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \quad (2.5)$$

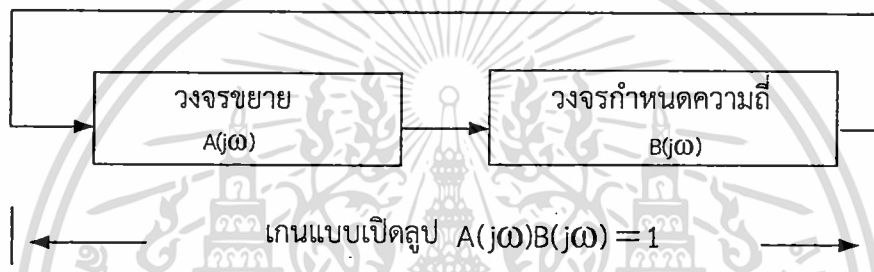
ตามสมการที่ (2.5) เมื่อเงื่อนไขที่เกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความถี่ค่าหนึ่ง (สมมติค่าที่ความถี่  $\omega_0$ ) ทำให้ทราบว่า จะเกิดการให้สัญญาณที่มีความถี่นั้นขึ้น โดยใช้เกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen Criterion) เป็นเกณฑ์การตรวจสอบที่รู้จักกันอย่างแพร่หลายในการออกแบบเพื่อสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณอัตราขยายดังกล่าวสามารถกล่าวได้โดยสรุปดังนี้ วงจรกำเนิดสัญญาณที่สามารถเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้นต้องมีอัตราขยายแบบลูปเปิด (Open-Loop Gain) เป็นค่าจริง เท่ากับหนึ่ง จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณแยกออกเป็นสองเงื่อนไขที่เกิดพร้อมกัน จะได้เป็น

$$A(j\omega_0)B(j\omega_0) = 1 \quad (2.6)$$

อีกทั้ง มีค่าเฟส  $\arctan \{A(j\omega_0)B(j\omega_0)\} = 0$  หรือ  $2n$  ( $n =$  เลขจำนวนเต็ม)

ทั้งนี้ในการรักษาค่าอัตราขยายแบบลูปเปิดของวงจรให้มีค่าเท่ากับหนึ่งนั้น เพื่อให้รักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงที่ตลอดไป ความหมายเงื่อนไขแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ความหมายเงื่อนไขบาร์คัสเซน

โดยปกติการป้อนกลับแบบบวกมีผลทำให้อัตราขยายแบบปิดลูป (Closed Loop Gain) ของวงจรมีค่ามากขึ้น แต่ถ้าอัตราขยายแบบลูปเปิดของวงจรมีค่าเป็นหนึ่งจะส่งผลให้อัตราขยายแบบปิดลูปของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งจะเห็นได้จากการแทนค่าสมการที่ (2.6) ลงในสมการที่ (2.4) คือ

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

สมการที่ 2.7 แสดงให้เห็นว่าเมื่ออัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่งแล้ว จะส่งผลทำให้อัตราขยายแบบปิดลูปของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งมีความหมายว่า ถึงแม้ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า ( $x_i = 0$ ) วงจรนี้อาจสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้ กล่าวคือ วงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้ แต่ในทางการปฏิบัตินั้นวงจรดังกล่าว มีสัญญาณเริ่มต้นทางด้านขาเข้าซึ่งต้องอาศัยสัญญาณรบกวน (Noise Singal) สัญญาณรบกวนนี้อาจมาจากแหล่งกำเนิดใดๆ ก็ได้ ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจร เป็นต้น อย่างไรก็ตามโดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไปเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit) หากแต่การวิเคราะห์วงจรใช้หลักการการวิเคราะห์แบบเป็นเชิงเส้น ดังนั้นเงื่อนไขจึงสามารถกำหนดได้แค่ความถี่ของสัญญาณเท่านั้น แต่ไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นได้ เห็นได้จากเกณฑ์การตรวจสอบของบาร์คัสเซ่นที่กล่าวไว้แสดงเพียงว่า ๓ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณมีค่าเฟสสัญญาณเท่ากับ  $2n\pi$  ( $n$  เป็นเลขจำนวนเต็ม)

สำหรับการควบคุมขนาดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นมีอยู่ 2 วิธี คือ

2.1.2.1 ทำได้โดยการเพิ่มวงจรที่ทำหน้าที่รักษาระดับสัญญาณ

2.1.2.2 ใช้หลักการจำกัดขนาดด้วยตนเอง (Self-Limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่นวงจรกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ (Transistor) ขณะเริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าที่ต่ำ ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเกนสูงทำให้ค่าลูบเกนของวงจรมีค่ามากกว่า 1 ณ ตำแหน่งความถี่ที่มีค่าเฟสเท่ากับ  $2n\pi$  จึงทำให้ทรานซิสเตอร์มีเกนลดลงดังนั้นลูบเกนของวงจรลดลงจนกระทั่งทำให้สัญญาณมีขนาดคงที่

### 2.1.3 หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ

การทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถแบ่งออกได้ 3 สภาวะ คือ

2.1.3.1 สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจร (First Turn-On)

จะเกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังงานให้แก่วงจร เกิดการเปลี่ยนสภาวะเปลี่ยนย้าย (Transition) ขึ้นซึ่งมีผลมาจากการจ่ายกำลังงานจากแหล่งจ่ายพลังงานภายนอก ให้แก่วงจรอย่างกะทันหัน ทำให้มีสเปคตรัมของสัญญาณเกิดกระจายขึ้นมากมาย อย่างไรก็ตาม เนื่องจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณนั้นจะมีวงจรถูกกำหนดความถี่อยู่ภายใน ดังนั้นจึงมีความถี่เพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่โดดเด่น และจะถูกเลือกให้ถูกป้อนย้อนกลับในกระบวนการป้อนกลับ ทำให้เกิดค่าพิกัดเป็นความถี่ของสัญญาณ ที่จะปรากฏเป็นสัญญาณขาออกของวงจร

2.1.3.2 สภาวะการสร้างสัญญาณ (Signal Build Up)

เมื่อความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นถูกกำหนดความถี่โดยวงจรถูกกำหนดความถี่แล้วสัญญาณทางด้านขาออกจะถูกนำกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร ซึ่งสัญญาณจะถูกจัดโดยวงจรให้มีเฟสตรงกันเพื่อเป็นการเสริมสัญญาณให้มีกำลังมากยิ่งขึ้น

2.1.3.3 สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ (Sustained Oscillation)

สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณให้คงอยู่นั้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คัสเซ่น เพื่อให้การรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงอยู่ คือ ผลคูณค่าเกนของวงจรขยายและวงจรป้อนกลับ จะต้องมีความเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติแล้วค่าเกนรวมของระบบจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเล็กน้อยในสภาวะเริ่มแรก ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการชดเชยการลดทอนของสัญญาณอาจเกิดขึ้นได้ในวงจรและใช้ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรที่เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณมีค่ามากมาเป็นตัวรักษาลูบเกนให้เท่ากับหนึ่งเพื่อเป็นตัวมาจำกัดขนาดของสัญญาณที่ได้ออกมา

### 2.1.4 ประเภทของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ (สุเมธี พิสิฐเฉลิมพงศ์. 2550 : 25-34)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

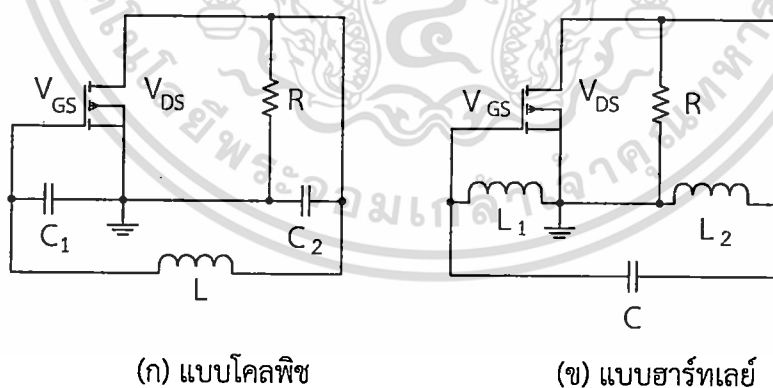
วงจรถูกกำเนิดสัญญาณเป็นวงจรถูกให้สัญญาณด้านออกเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบคงตัว และคาบเวลาในการกำเนิดที่แน่นอน โดยไม่ต้องใช้สัญญาณด้านเข้าแต่อย่างใด โดยวงจรถูกกำเนิดสัญญาณสามารถแบ่งตามเงื่อนไขการเกิดกำเนิดสัญญาณได้เป็น 2 ประเภท ดังนี้

2.1.4.1 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบความต้านทานลบ (Negative Resistance Oscillator Circuit) เป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ ที่นำเอาค่าของตัวต้านทานแบบลบมาต่อให้หักล้างกับความต้านทานแบบบวกในวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณด้านออกเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบคงตัวและคาบเวลาในการกำเนิดที่แน่นอน

2.1.4.2 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบป้อนกลับ (Feedback Oscillator Circuit) เป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คฮูเซน (Barkhausen Criterion) โดยการนำวงจรถูกป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ทำงานร่วมกับวงจรถูกขยายสัญญาณ

### 2.1.5 ประเภทของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์

2.1.5.1 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบ LC (LC Oscillator Circuit) มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่น แบบโคลพิช และแบบฮาร์ทลีย์ เป็นต้น วงจรถูกประเภทนี้มีข้อดี คือ สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ง่าย และใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่ก็มีข้อเสีย คือ เสถียรภาพทางความถี่ยังไม่ดีนัก ไม่เหมาะสมกับแนวทางการนำไปสร้างเป็นวงจรถูกรวม เนื่องจากการออกแบบและสร้างขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรถูกนั้นกระทำได้ยาก การทำงานของวงจรถูกจะเกิดขึ้นเมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าสูงพอ ที่จะทำให้ออสซิลเลเตอร์อยู่ในบริเวณการทำงานแบบอิ่มตัว (Saturation Region) ดังนั้นเมื่อค่า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก วงจรถูกก็จะเกิดการออสซิลเลชัน ตัวอย่างของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ LC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



(ก) แบบโคลพิช

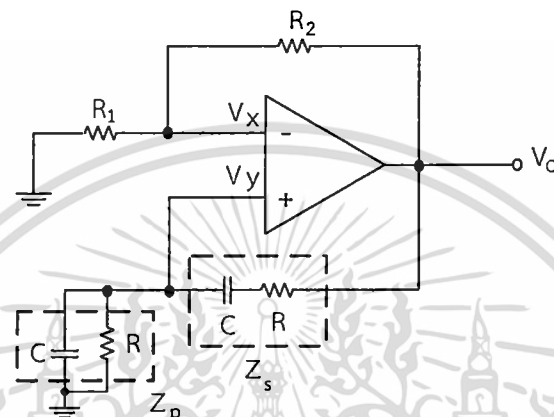
(ข) แบบฮาร์ทลีย์

รูปที่ 2.4 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณ LC

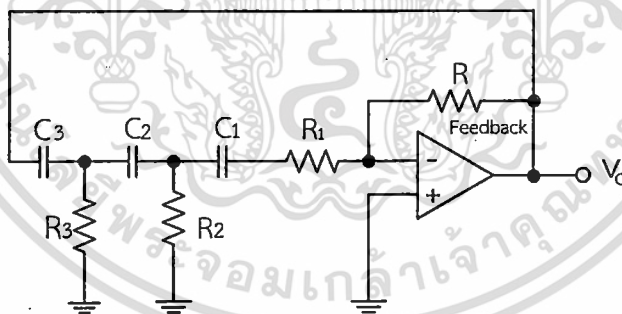
### 2.1.5.2 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบ RC (RC Oscillator Circuit) มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่น แบบเวนบริดจ์ และแบบเลื่อนเฟส เป็นต้น วงจรกำเนิดสัญญาณประเภทนี้นิยมใช้ในกรณีที่ไม่ต้องการเสถียรภาพของความถี่ระยะสั้นสูงมากนัก และค่าความถี่ก็จะต้องไม่สูงมาก โดยทั่วไปความถี่สูงสุดที่ RC ออสซิลเลเตอร์ทำงานได้ดีจะอยู่ในระดับไม่เกิน 5 MHz เมื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรจะเกิดการออสซิลเลตมมเฟส (Phase) ของวงจรจะเปลี่ยนไปตามชุด RC ที่ต่อไว้ แต่มุมเฟสรวมของวงจรยังกลับมาเริ่มยังจุดเดิม เพราะวงจรกลับเฟส (Inverting Amplifier Circuit) โดยตัวอย่างของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



(ก) แบบเวนบริดจ์

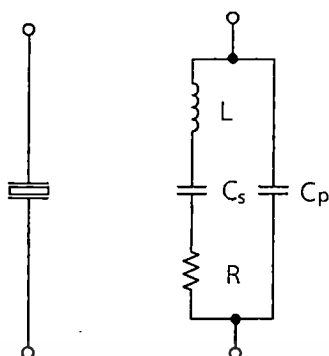


(ข) แบบเลื่อนเฟส

### รูปที่ 2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ RC

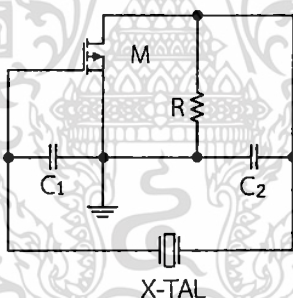
2.1.5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้คริสตัล (Crystal Oscillator Circuit) วงจรประเภทนี้มีข้อดีคือ เสถียรภาพทางความถี่ดีมาก อีกทั้งยังสามารถนำไปใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่มีข้อเสีย คือ การเปลี่ยนแปลงความถี่จะทำได้ยากมาก ซึ่งถ้าหากต้องการที่จะทำการเปลี่ยนแปลงความถี่จะต้องใช้วงจรอื่นเข้ามาช่วยโดยตัวอย่างของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์ของคริสตัลและวงจรสมมูลทางไฟฟ้า

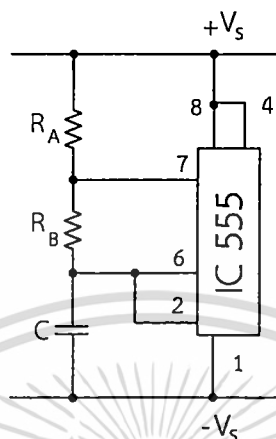
จากวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจรผลิตความถี่โดยใช้คริสตัล ในรูปที่ 2.6 ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะมีค่าสูงประมาณ 100 H ตัวเก็บประจุ  $C_s$  มีค่าค่อนข้างต่ำ และความต้านทาน  $R$  มีค่าประมาณ 10  $\Omega$  โดยที่  $C_p$  เป็นค่าตัวเก็บประจุระหว่างอิเล็กโทรด ซึ่งโดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 1-10 pF สำหรับการนำคริสตัลมาใช้งานเป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้คริสตัล

2.1.5.4 วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปแบบวงจรรวม (Integrated Oscillator Circuit) วงจรประเภทนี้จะอยู่ในรูปแบบของไอซีสำเร็จรูปหรือที่เรียกว่า ไอซีฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ (IC Function Generator) ซึ่งผลิตขึ้นมาเพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณโดยเฉพาะ ซึ่งมีข้อดี คือ ใช้งานได้ง่ายและสามารถปรับค่าความถี่ในการออสซิลเลตได้โดยใช้หลักการของ VCO (Voltage Control Oscillator) และนอกจากนี้ ยังสามารถเลือกรูปร่างของสัญญาณได้หลายรูปแบบ แต่มีข้อเสีย คือ สามารถนำไปใช้งานได้ ในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น เช่น ไอซีเบอร์ XR-2240 เบอร์ XR-8038 และเบอร์ 555 เป็นต้น เมื่อ

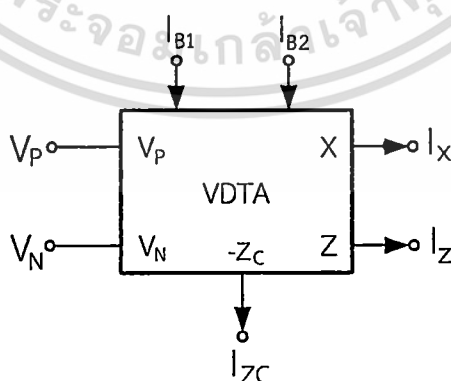
มีสัญญาณไฟเลี้ยงจ่ายให้กับไอซีจะเกิดการ ออสซิลเลตขึ้นมาทันที ค่าความถี่ในการออสซิลเลตสามารถปรับได้โดยผ่านค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ภายนอก ตัวอย่างการต่อวงจรสำหรับการนำไอซีเบอร์ 555 ไปใช้งานแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปแบบวงจรรวม

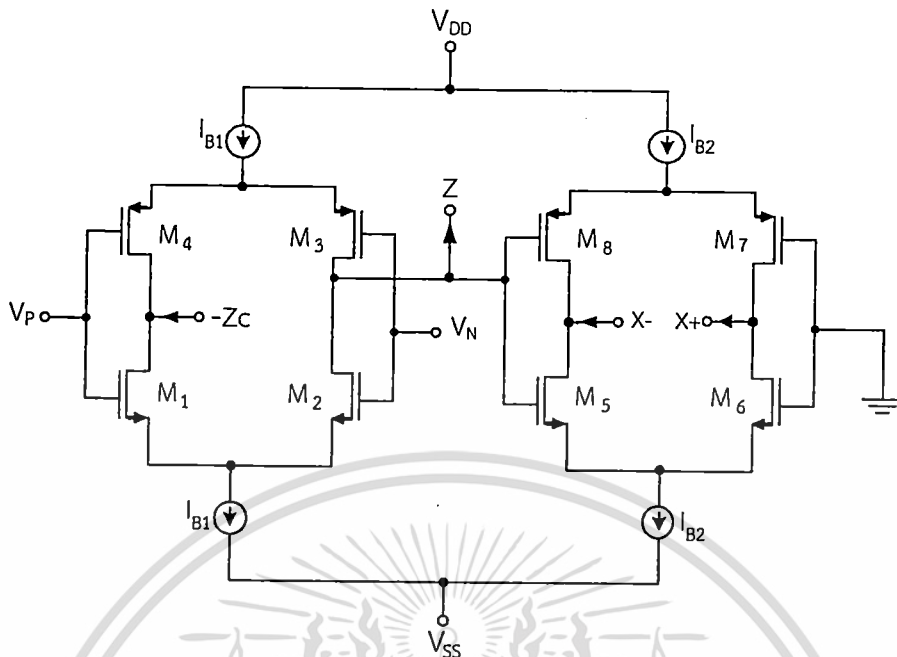
## 2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน

วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน (Yesil, et. al. 2011 : 632-637) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โหมดแรงดันและกระแส มี 7 ขั้ว สามารถแบ่งออกได้เป็นสามกลุ่ม คือ ขั้วของสัญญาณทางด้านขาเข้า 2 ขั้ว  $V_p, V_n$  ขั้วของสัญญาณทางด้านขาออก 3 ขั้ว  $I_x, I_z$  และ Z Copy 1 ขั้ว ( $I_{zc}$ ) ขั้วกระแสควบคุม 2 ขั้ว  $I_{b1}, I_{b2}$  โดยสัญลักษณ์ของ VDTA แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ส่วนโครงภายในของ VDTA แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของ VDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 โครงสร้างภายในของ VDTA

จากสัญลักษณ์ในรูปที่ 2.9 และโครงสร้างภายในของ VDTA แสดงดังรูปที่ 2.10 สามารถอธิบายคุณสมบัติโดยโครงสร้างภายในบรรจุมอสทรานซิสเตอร์จำนวนแปดตัว โดยมี PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ ประกอบเข้าด้วยกันมีหลายขั้ว โดยจะแบ่งเป็นขั้วแรงดันขาเข้าได้แก่ขั้ว  $V_p$  (Positive) และขั้ว  $V_n$  (Negative) ส่วนขั้วของสัญญาณทางด้านขาออกได้แก่ขั้ว  $Z$  และขั้ว  $X$  และขั้วกระแสควบคุมได้แก่ขั้ว  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  โดยสามารถควบคุมการขยายความนำถ่ายโอนในลำดับที่ 1 โดยกระแสไบอัสภายนอกที่ขั้ว  $I_{B1}$  จะใช้ควบคุมผลต่างของแรงดัน  $V_p$  และ  $V_n$  เพื่อส่งผ่านกระแสเข้าสู่ขั้ว  $Z$  กระแสที่ขั้ว  $Z$  สามารถมีได้หลายขั้ว เช่น  $Z_c$  (Z Copy) ซึ่งสามารถมีการไหลของกระแสได้ทั้งสองทิศทางและมีคุณสมบัติเหมือนกระแสที่ขั้ว  $Z$  ทุกประการ ส่วนการส่งผ่านกระแสที่ขั้ว  $X$  สามารถควบคุมได้โดยการขยายความนำถ่ายโอนในลำดับที่ 2 โดยกระแสไบอัสภายนอกที่ขั้ว  $I_{B2}$  จากคุณสมบัติที่กล่าวมาเบื้องต้นสามารถแสดงด้วยสมการเชิงเมทริกซ์ของ VDTA ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_z \\ I_{x+} \\ I_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{m1} & -g_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & g_{m2} \\ 0 & 0 & -g_{m2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

ค่าความนำถ่ายโอนมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1} = \sqrt{kl_{b1}} \quad (2.9)$$

และ

$$g_{m2} = \sqrt{kl_{b2}} \quad (2.10)$$

โดย  $k$  คือ พารามิเตอร์ทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$k = \mu_i C_{ox} \frac{W}{L} \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) เมื่อ  $K_p = \mu_i C_{ox}$  จะได้สมการที่ (2.12)

$$k = K_p \frac{W}{L} \quad (2.12)$$

$\mu_i$  คือ ค่าความคล่องตัวในการเคลื่อนที่ของประจุพาหะ (Mobility)

$C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจาก  $SiO_2$  ระหว่างเกตกับช่องทางเดินกระแสต่อหน่วยพื้นที่ ( $F/m^2$ )

$\frac{W}{L}$  คือ อัตราส่วนของความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส

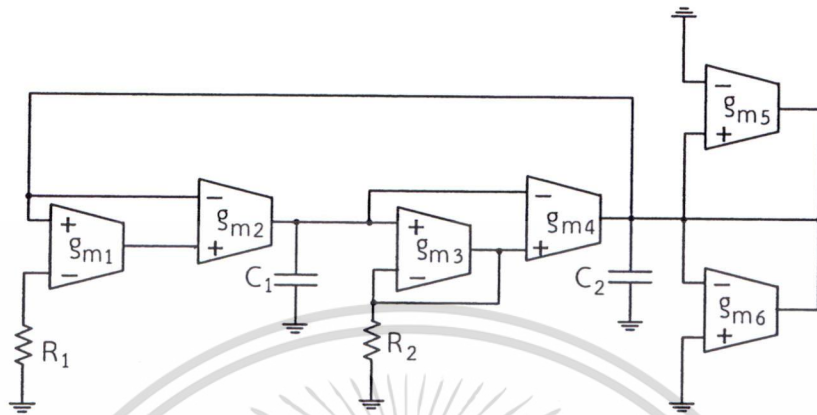
จากสมการที่ (2.9) และ (2.10) พบว่าค่าความนำถ่ายโอนสามารถควบคุมด้วยกระแสไบอัสที่เรียกว่า การควบคุมแบบอิล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้แล้วเพื่อให้ VDTA มีความหลากหลายในการนำไปใช้งาน

## 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 6 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Kumwachara and Surakamponorn (2003 : 599-605) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ แสดงดังรูปที่ 2.11 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวน 6 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว



รูปที่ 2.11 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 6 ตัว

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m5} - g_{m6} = 0 \quad (2.13)$$

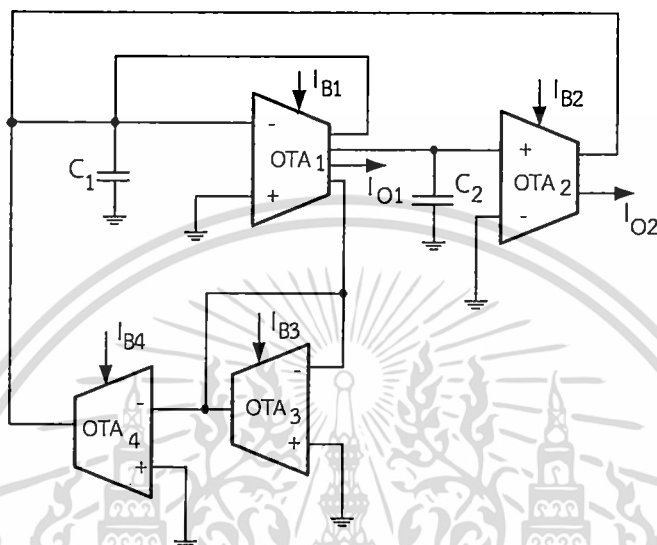
ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{R_1R_2C_1C_2g_{m1}g_{m3}}} \quad (2.14)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.11 คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมดทำให้สะดวกต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก

### 2.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 4 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Summart, et. al. 2012 : 14-17) แสดงดังรูปที่ 2.12 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวน 4 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว



รูปที่ 2.12 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 4 ตัว

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m3} = g_{m4} \quad (2.15)$$

ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

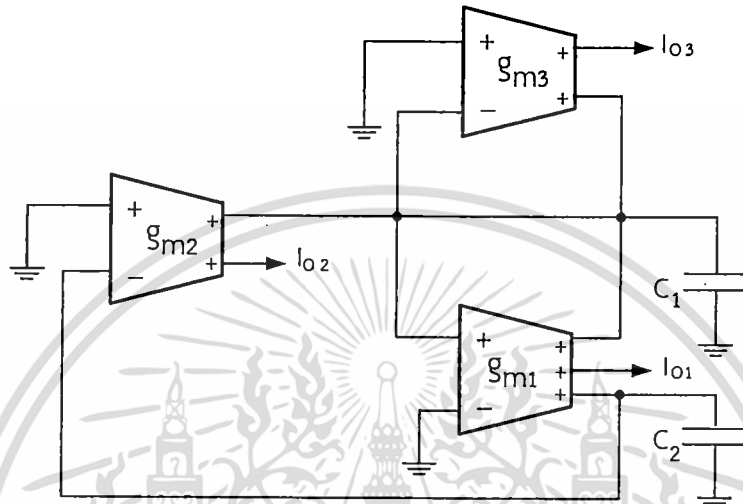
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.16)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.12 คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมดทำให้ประหยัดเนื้อที่หากนำวงจรไปสร้างเป็นวงจรรวม เงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา และความต้านทานที่เอาต์พุตสูง อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนมาก และไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA จำนวน 3 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Bhaskar, et. al. 2011 : 65-73 ) ได้แสดงดังรูปที่ 2.13 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 2 ตัว



รูปที่ 2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ OTA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$(g_{m3} - g_{m1}) \leq 0 \quad (2.17)$$

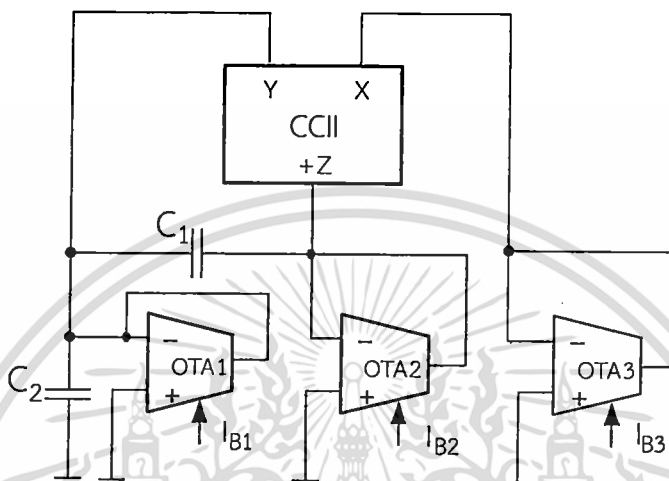
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.18)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.13 คือ สามารถปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 3 ตัว และไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้

### 2.3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII และ OTA

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII และ OTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Abuelma'atti, et. al. 1991 : 353-355) แสดงดังรูปที่ 2.14 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วยอุปกรณ์แอคทีฟ CCII จำนวน 1 ตัว และ OTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 2 ตัว



รูปที่ 2.14 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII กับ OTA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1} = g_{m3} \quad (2.19)$$

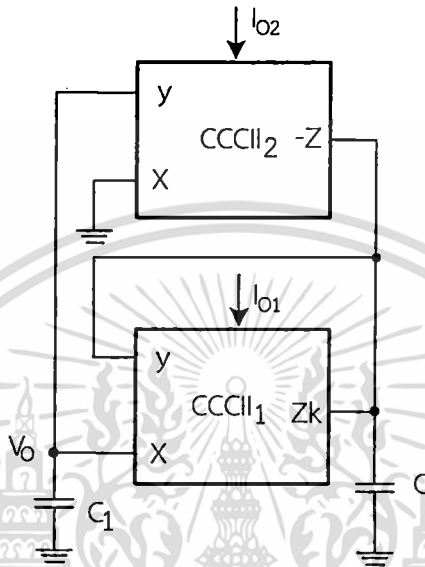
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.20)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.14 คือ สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามพบข้อด้อย คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนมาก ไม่สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา และไม่สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้ ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอย

### 2.3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทำงานในแบบกระแสด้วยวงจร CCCII

Kumngern, et. al. (2010 : 740-743) ได้เสนอวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 2 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 2 ตัว แสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทำงานในแบบกระแสด้วยวงจร CCCII

เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$C_2 = k_1 C_1 \quad (2.21)$$

ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

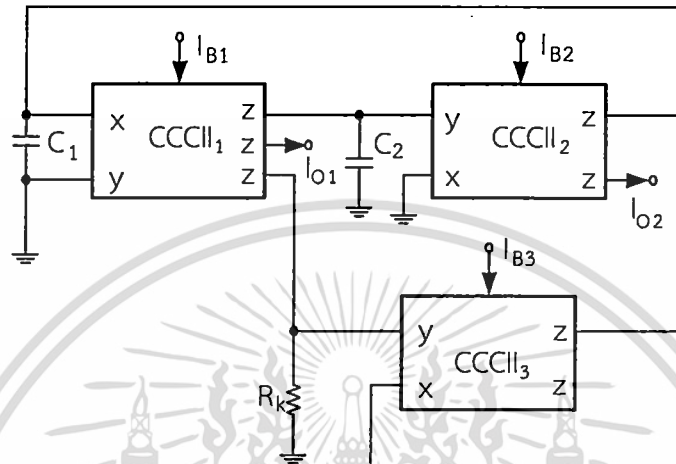
$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_{x1} R_{x2}}} \quad (2.22)$$

ข้อดีของวงจรถ่ายคือ เงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้โดยอิสระจากกัน อีกทั้งสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนข้อด้อยคือ ไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCCII

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Na Songkla, et. al. 2011 : 212-215) แสดงดังรูปที่ 2.16 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CCCII จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 3 ตัว



รูปที่ 2.16 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCCII

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$R_k \leq R_{x3} \quad (2.23)$$

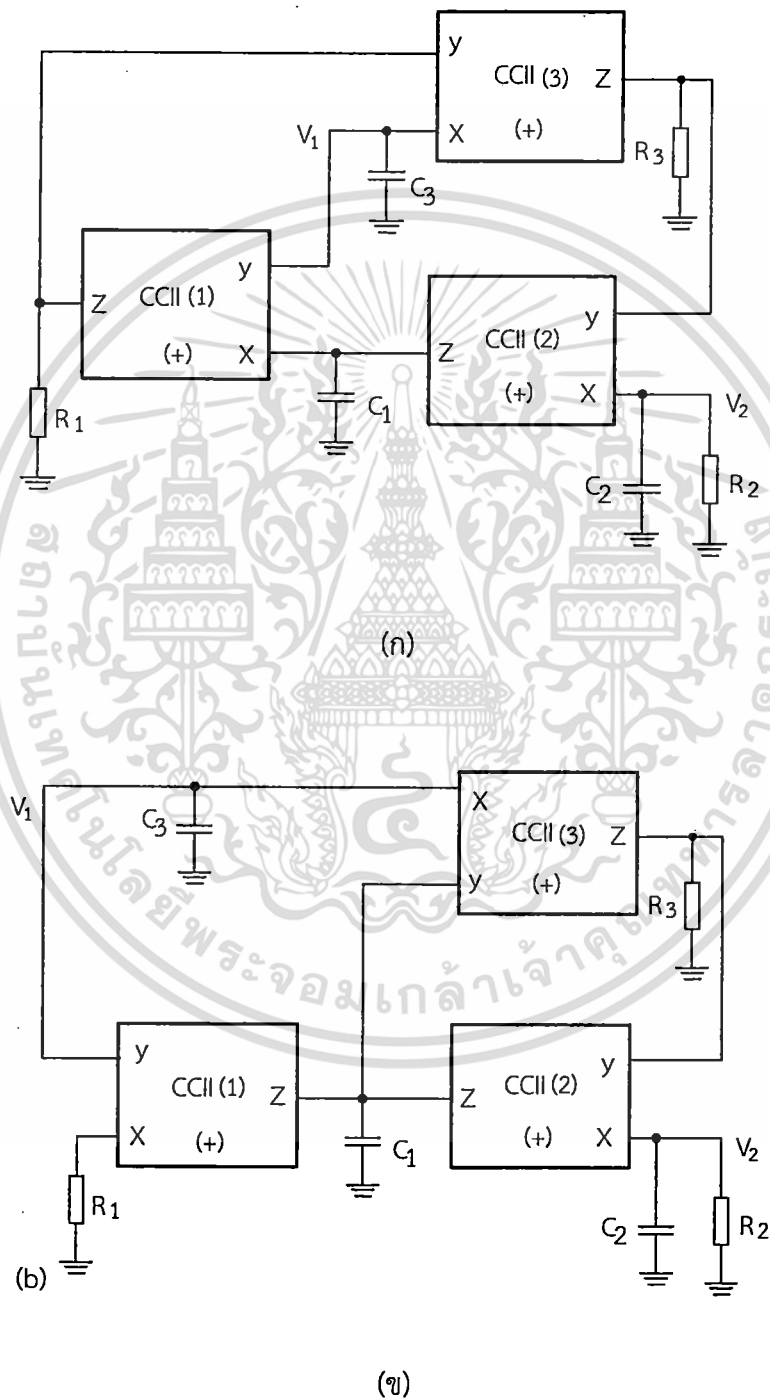
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2}} \quad (2.24)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.16 ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้ประหยัดเนื้อที่หากนำวงจรไปสร้างเป็นวงจรรวม ความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรไม่สามารถปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตได้

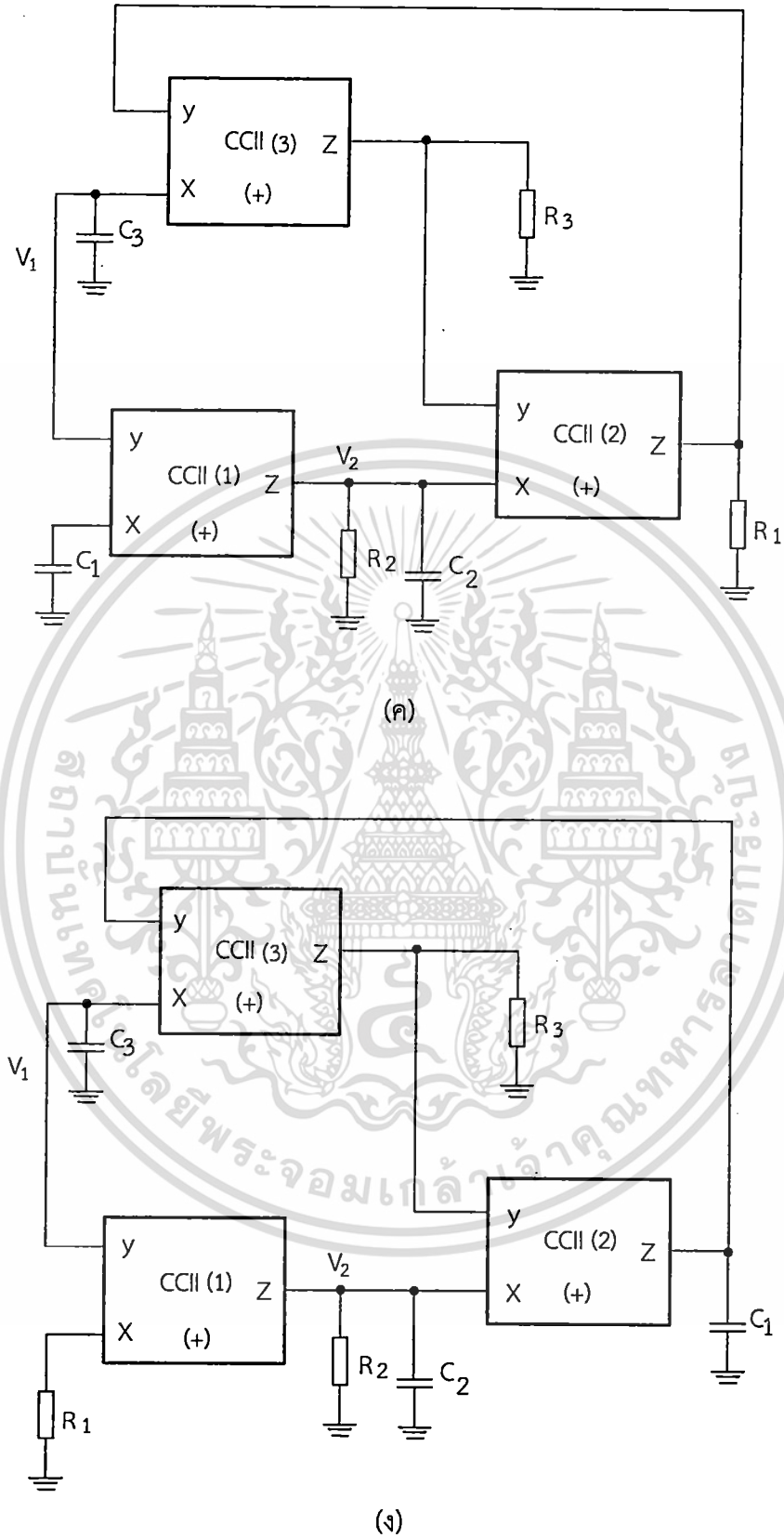
2.3.7 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเทรนเจอร์ที่ใช้ CCII จำนวน 3 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Horng, et. al. 2005 : 81-92) แสดงดังรูปที่ 2.17 (ก), (ข), (ค), (ง) ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CCII จำนวน 3 ตัว และ อุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 6 ตัว



รูปที่ 2.17 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 (ต่อ) วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CCII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$C_1 R_2 = C_3 R_3 \quad (2.25)$$

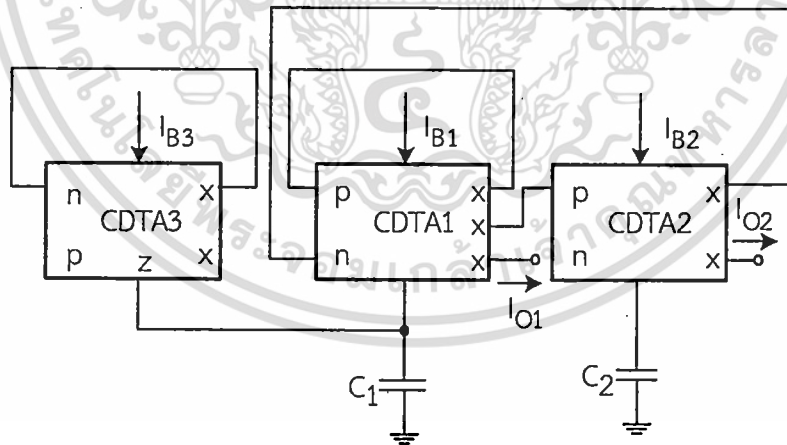
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_3}} \quad (2.26)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.17 (ก), (ข), (ค), (ง) คือ สามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณโดยอิสระจากเงื่อนไขกำเนิดสัญญาณ อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ไม่สามารถปรับค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งวงจรมีตัวต้านทานประกอบอยู่ด้วย จึงไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้

### 2.3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Tanjaroen and Tangsrirat 2009 : 307-310) แสดงดังรูปที่ 2.18 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 2 ตัว



รูปที่ 2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1} = g_{m3} \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

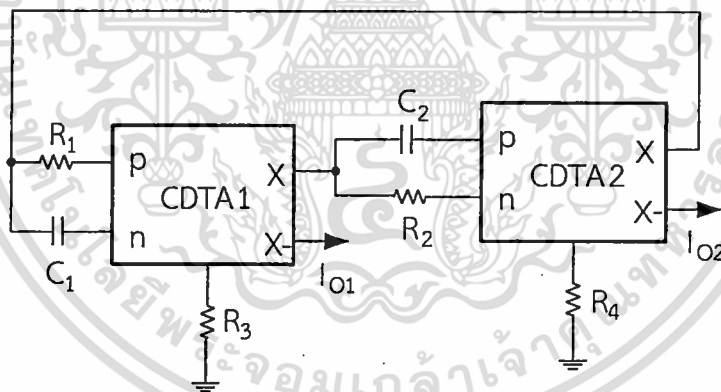
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.28)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.18 ความต้านทานที่เอาต์พุตสูงสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้สะดวกต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบว่าใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 3 ตัว และไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้

### 2.3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Keskin and Biolek 2006 : 214-218) แสดงดังรูปที่ 2.19 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 6 ตัว



รูปที่ 2.19 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1}g_{m2}R_3R_4 = 1 \quad (2.29)$$

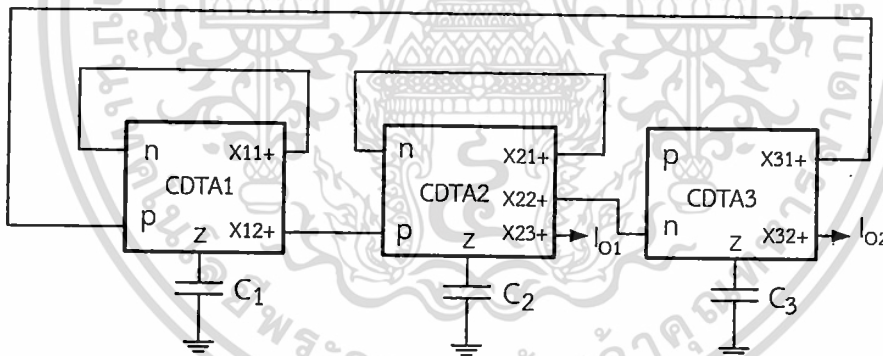
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_1}} \quad (2.30)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.19 คือ สามารถปรับเฟสของสัญญาณได้โดยอิสระจากความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยทำการปรับที่  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อีกทั้งความต้านทานที่เอาต์พุตสูงจึงสามารถขับโหลดได้โดยตรง อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ วงจรประกอบได้ด้วยอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก และใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปสร้างวงจรรวม อีกทั้งไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้

### 2.3.10 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 3 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Hornig, et. al. 2009 : 1-5) แสดงดังรูปที่ 2.20 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 3 ตัว



รูปที่ 2.20 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัวและอุปกรณ์พาสซีฟ จำนวน 3 ตัว

เฟสของสัญญาณในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m3} = \frac{C_3 g_{m1}}{C_1} \quad (2.31)$$

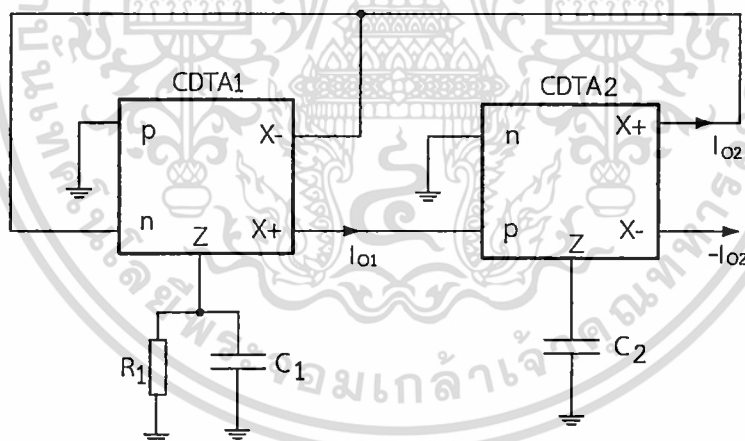
ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.32)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.20 คือ ค่าความต้านทานที่เอาต์พุตสูง สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา รวมไปถึงวงจรประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัว อย่างไรก็ตามก็พบข้อด้อยคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 3 ตัว และไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้

### 2.3.11 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทำงานในแบบกระแสที่ใช้ CDTA

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Lahiri, et. al. 2009 : 135-140) แสดงดังรูปที่ 2.21 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 3 ตัว



รูปที่ 2.21 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1}R_1 = 1 \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

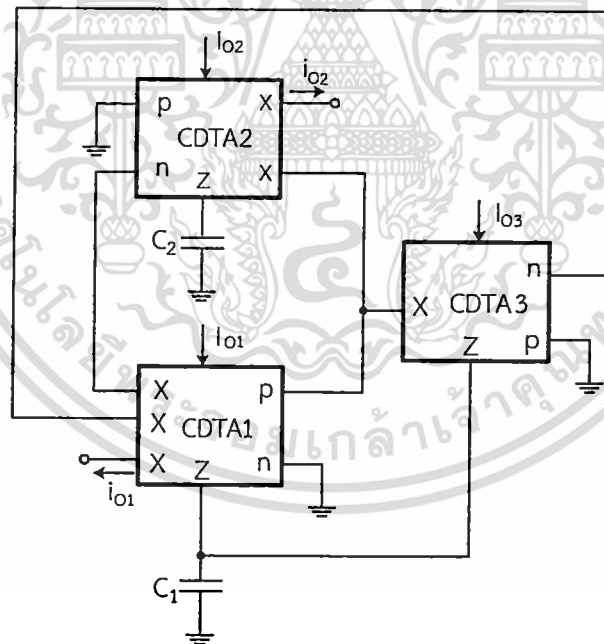
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.34)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.21 คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทั้งหมดทำให้สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อิสระจากกัน อีกทั้งสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้

### 2.3.12 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟ CDTA จำนวนมากกว่า 1 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Tangsrirat, et. al. 2010 : 363-366) แสดงดังรูปที่ 2.22 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 2 ตัว



รูปที่ 2.22 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1} = g_3 \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

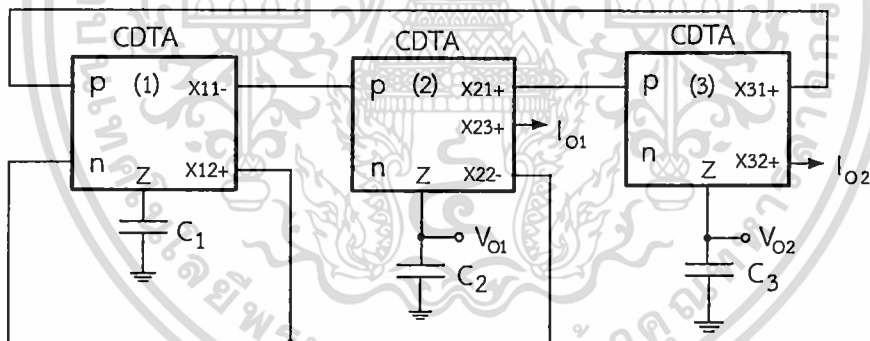
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.36)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.22 ความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้ และใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนมากส่งผลให้ไม่เหมาะสมในการนำไปสร้างวงจรรวม

### 2.3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรนเจอร์ที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ (Horng, et. al. 2010 : 326-330) แสดงดังรูปที่ 2.23 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 3 ตัว



รูปที่ 2.23 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA จำนวน 3 ตัว

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$g_{m3} = \frac{C_3g_{m1}}{C_1} \quad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

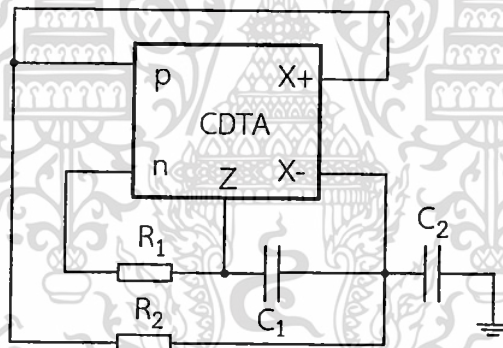
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.38)$$

จุดเด่นของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.23 ความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้

### 2.3.14 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ที่ใช้ CDTA

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259) แสดงดังรูปที่ 2.24 ซึ่งวงจรถูกประกอบไปด้วย CDTA จำนวน 1 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 4 ตัว



รูปที่ 2.24 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\left[ 2 \left( 1 + \frac{C_1}{C_2} \right) - R_1 g_m \right] \leq 0 \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

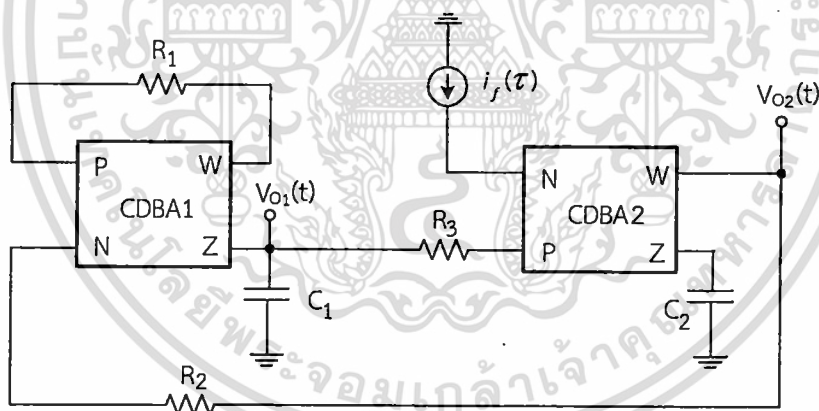
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{2}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.40)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.24 สามารถปรับเฟสและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากอีกทั้งยังใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 1 ตัว อย่างไรก็ตามพบข้อด้อยคือ ไม่สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก อีกทั้งไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้ และใช้ตัวเก็บประจุต่อแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปสร้างวงจรรวม

### 2.3.15 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอเดรนเจอร์ที่ใช้ที่ใช้ CDBA

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Prasertsom, et. al. 2010 : 187-191) แสดงดังรูปที่ 2.25 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CDBA จำนวน 2 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 5 ตัว



รูปที่ 2.25 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDBA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$R_1 = R_3 \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

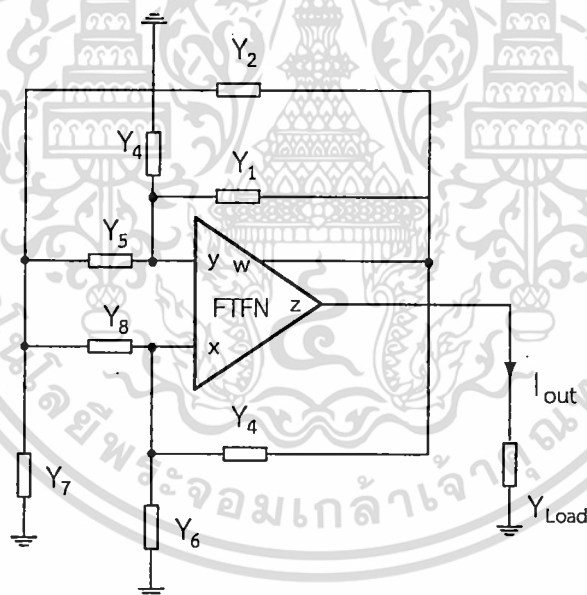
ส่วนความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (2.42)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.25 คือ ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ทุกตัว สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา และสามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้ อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากส่งผลให้ไม่เหมาะสมในการนำไปสร้างวงจรรวม

### 2.3.16 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ FTFN จำนวน 1 ตัว

Cam, et. al. (2000 : 231-238) ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ FTFN เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ แสดงดังรูปที่ 2.26 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย FTFN จำนวน 1 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 9 ตัว



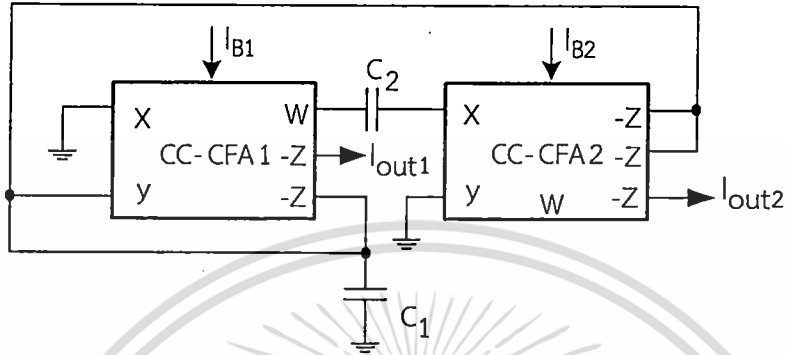
รูปที่ 2.26 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ FTFN จำนวน 1 ตัว

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.26 คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 1 ตัว ความต้านทานที่เอาต์พุตสูง และสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกัน อย่างไรก็ตามพบข้อด้อย คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่สะดวกในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งไม่สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา รวมไปถึงใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก และไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.17 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CC-CFA

วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CC-CFA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ (Kumbun, et. al. 2009 : 4-7) แสดงดังรูปที่ 2.27 ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย CC-CFA จำนวน 2 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวน 2 ตัว



รูปที่ 2.27 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CC-CFA

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$k = 2 \quad (2.43)$$

เมื่อ  $R_x = R_{x1} = R_{x2}$  ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

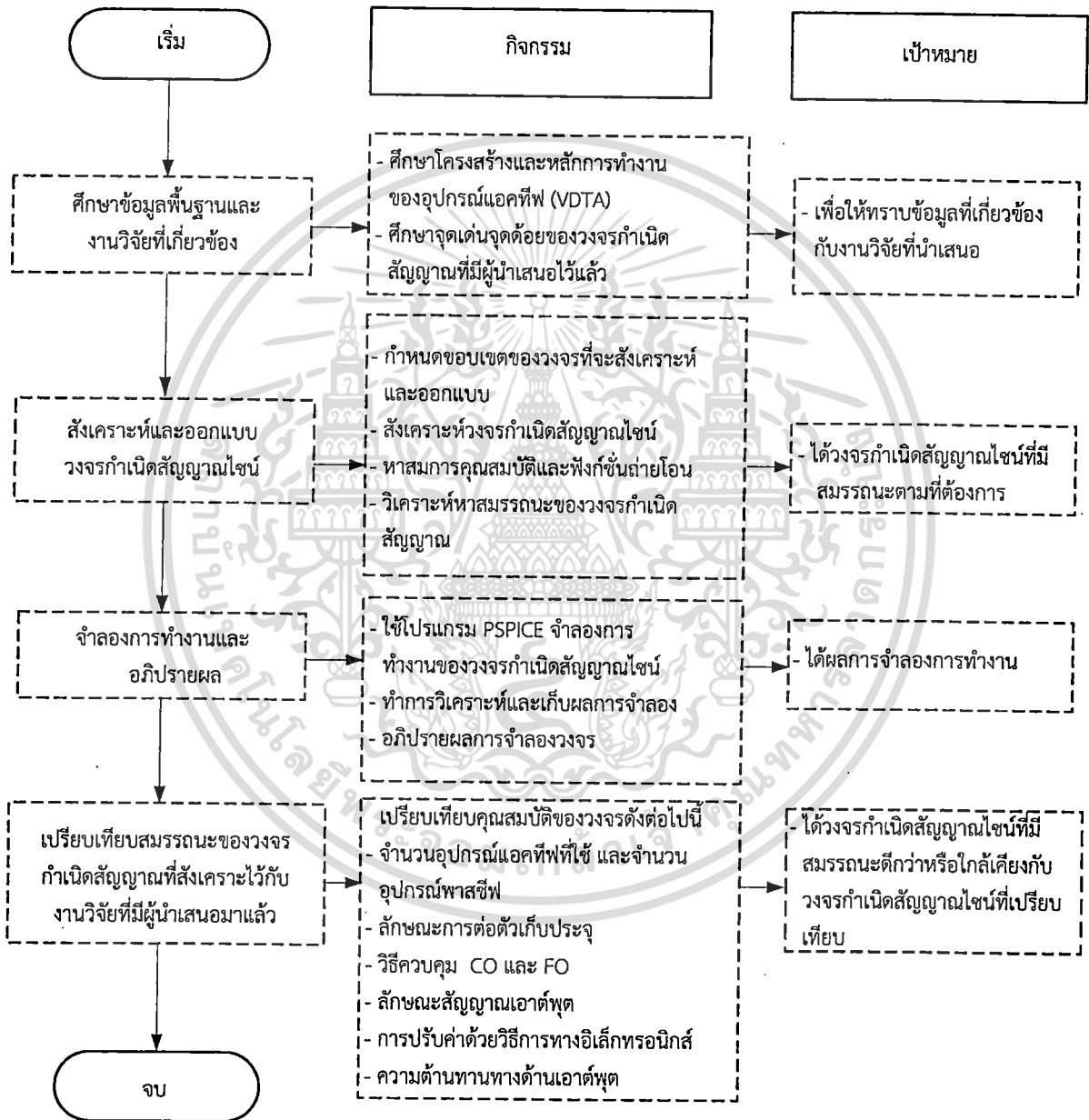
$$\omega_{osc} = \frac{1}{R_x C} \quad (2.44)$$

จุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.27 คือ ความต้านทานที่เอาต์พุตสูงและสามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อย่างไรก็ตามพบจุดด้อยคือ ไม่สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้และใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

# บทที่ 3

## วิธีการดำเนินการวิจัย

ในบทนี้จะนำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมขนาดสัญญาณได้โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ VDTA โดยการดำเนินงานวิจัยมีขั้นตอนแสดงดังรูปที่ 3.1



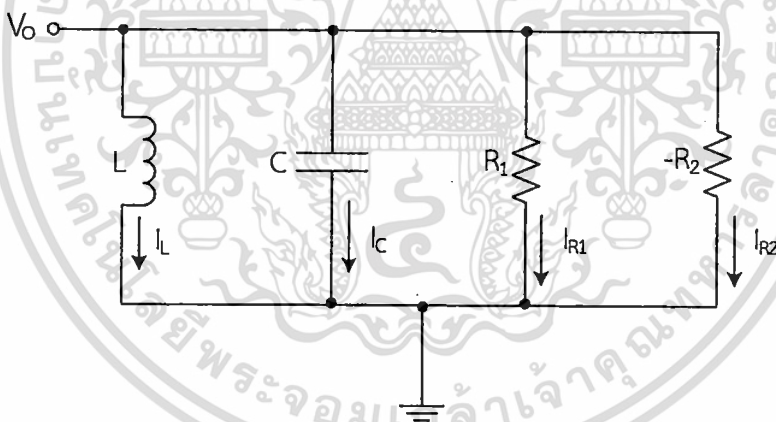
รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการดำเนินงานวิจัยแสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเริ่มต้นที่ศึกษาข้อมูลพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยที่สังเคราะห์และออกแบบว่ามีลักษณะเด่น ข้อดี ข้อเสีย รวมทั้งมีข้อจำกัดอย่างไรบ้าง ซึ่งในส่วนนี้ได้กระทำมาแล้วในบทที่ 2 ต่อไปจะทำการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โดยเริ่มต้นจากการกำหนดขอบเขต สมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ให้ได้ตามที่ต้องการ แล้วทำการสังเคราะห์และออกแบบ จากนั้นจึงใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงานเพื่อตรวจสอบและทดสอบวงจร พร้อมทั้งทำการวิเคราะห์แก้ไขปรับแต่งโครงสร้างวงจรเพื่อให้ได้ขอบเขตตามที่กำหนดไว้ แล้วจึงนำวงจรกำเนิดสัญญาณที่ทำการสังเคราะห์ขึ้นมาเปรียบเทียบกับสมรรถนะกับวงจรอื่น ๆ ที่ได้มีผู้วิจัยได้นำเสนอไว้ โดยถ้าวงจรที่นำเสนอมีสมรรถนะที่ดีกว่าวงจรที่มีผู้นำเสนอมาแล้วนั้นต้องทำการวิเคราะห์หาเหตุผลเพิ่มเติม ในส่วนของผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรทั้งหมดนั้นจะแสดงในบทที่ 4 และ บทที่ 5 จะเป็นการสรุปผลการวิจัย

### 3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ในงานวิจัยนี้จะมีพื้นฐานมาจากวงจรขนาน RLC โดยโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยตัวต้านทานชนิดบวกและลบ ต่อขนานกับตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 แนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ในโหมดกระแส

จากวงจรในรูปที่ 3.2 สามารถหาสมการลักษณะสมบัติของวงจรได้ดังนี้

พิจารณากระแสที่โหนด  $V_o$  ได้ดังนี้

$$I_L + I_C + I_{R1} + I_{R2} = 0 \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.1) จะได้

$$\frac{V_o}{sL} + \frac{V_o}{1} + \frac{V_o}{R_1} - \frac{V_o}{R_2} = 0 \quad (3.2)$$

จัดรูปสมการใหม่จากสมการที่ (3.2) จะได้

$$\frac{V_o}{sL} + V_o sC + \frac{V_o}{R_1} - \frac{V_o}{R_2} = 0 \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) นำค่า  $V_o$  หารตลอด

$$\frac{1}{sL} + sC + \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) = 0 \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) นำค่า  $sL$  คูณตลอด

$$1 + s^2 LC + sL \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) = 0 \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) จะได้

$$s^2 LC + sL \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) + 1 = 0 \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) เมื่อ  $s = j\omega$  ทำให้ทราบความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ดังสมการที่ (3.8) และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (3.9)

$$-\omega^2 LC + 1 = 0 \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) จะได้ พบว่าพจน์จำนวนจริง (Real Part) สำหรับแสดงความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ (Frequency of Oscillation : FO) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_2} \quad (3.9)$$

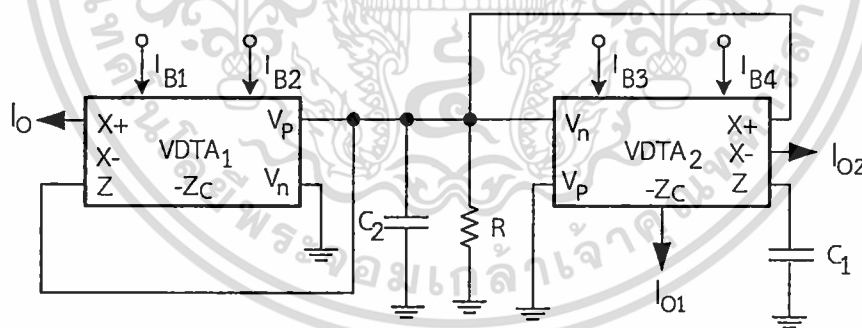
จากสมการที่ (3.9) จะได้ว่าพจน์จำนวนจินตภาพ (Imaginary Part) แสดงเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ (Condition of Oscillation : CO) คือ

$$R_2 = R_1 \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.8) และ (3.10) พบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ สามารถปรับได้อย่างอิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ที่พารามิเตอร์ L กับ C ส่วนเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้ที่อัตราขยาย  $R_1$

### 3.2 การวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์กรณีอุดมคติ

จากหัวข้อที่ผ่านมานำมาออกแบบและสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.3 งานวิจัยที่นำเสนอประกอบด้วยจุดเอาต์พุตทั้งสามจุดคือ  $I_o$  ซึ่งเอาต์พุตสามารถที่จะปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้และจุดเอาต์พุตของ  $I_{o1}, I_{o2}$  ซึ่งสามารถที่ให้กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ วงจรประกอบด้วย VDTA จำนวน 2 ตัว ใช้ตัวต้านทาน 1 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยมี  $I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  เป็นกระแสไบอัสที่ควบคุมการทำงานของวงจร ให้กับ VDTA<sub>1</sub> และ VDTA<sub>2</sub> ตามลำดับ เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.2 พบว่า  $C_1$  และ VDTA<sub>2</sub> ทำหน้าที่เป็น L ส่วน  $C_2$  ทำหน้าที่เป็น C และ R ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานแบบบวก รวมทั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VDTA<sub>1</sub> ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานแบบลบ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.3 และจากคุณสมบัติของ VDTA ที่ได้กล่าวในบทที่ 2 สามารถหาสมการลักษณะสมบัติ ของกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ดังนี้

$$I_{z1} + I_{x2} - I_{c2} - I_R = 0 \quad (3.11)$$

พิจารณาค่า  $I_{c2}$  ได้ตั้งสมการที่ (3.12)

$$I_{c2} = V_{c2} s C_2 \quad (3.12)$$

พิจารณาค่า  $I_R$  ได้ตั้งสมการที่ (3.13)

$$I_R = \frac{V_{c2}}{R} \quad (3.13)$$

พิจารณาค่า  $I_{z1}$  ได้ตั้งสมการที่ (3.14)

$$I_{z1} = g_{m1} V_{c2} \quad (3.14)$$

พิจารณาค่า  $I_{x2}$  ได้ตั้งสมการที่ (3.15)

$$I_{x2} = g_{m4} V_{z2} \quad (3.15)$$

พิจารณาค่า  $V_{z2}$  โดยใช้กฎของโอห์ม ได้ตั้งสมการที่ (3.16)

$$V_{z2} = \frac{I_{z2}}{s C_1} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) เมื่อ  $I_{z2} = -g_{m3} V_{c2}$  จะได้

$$V_{z2} = \frac{-g_{m3} V_{c2}}{s C_1} \quad (3.17)$$

นำค่า  $V_{z2}$  แทนในสมการที่ (3.15) จะได้

$$I_{x2} = \frac{-g_{m3} g_{m4} V_{c2}}{s C_1} \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่า  $I_{C_2}$  สมการ (3.12) ค่า  $I_R$  สมการ (3.13) ค่า  $I_{Z_1}$  สมการ (3.14) และ ค่า  $I_{X_2}$  สมการ (3.15) แทนลงในสมการที่ (3.11) จะได้ดังนี้

$$g_{m1} V_{C_2} - \frac{g_{m3} g_{m4} V_{C_2}}{s C_1} - V_{C_2} s C_2 - \frac{V_{C_2}}{R} = 0 \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) จะได้สมการลักษณะคุณสมบัติตั้งสมการที่ (3.20)

$$s^2 C_1 C_2 R + s C_1 - s C_1 g_{m1} R + g_{m3} g_{m4} R = 0 \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) จะได้ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (3.21)

$$-\omega^2 C_1 C_2 R + g_{m3} g_{m4} R = 0 \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) จะได้ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (3.22)

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2}} \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.20) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (3.23)

$$C_1 - C_1 g_{m1} R = 0 \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) จะได้

$$1 = g_{m1} R \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.22) และ (3.24) เมื่อ  $g_{mn} = \sqrt{kl_{bn}}$  จะได้ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณตั้งสมการที่ (3.25)

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{k(I_{B3}I_{B4})^{\frac{1}{2}}}{C_1C_2}} \quad (3.25)$$

เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (3.26)

$$1 = R\sqrt{kI_{B1}} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.25) สามารถปรับความถี่ ( $\omega_{osc}$ ) ในการกำเนิดสัญญาณได้อย่างอิสระจากกันที่ กระแสไบอัส  $I_{B3}$  กับ  $I_{B4}$  และในสมการที่ (3.26) สามารถปรับเงื่อนไข (CO) ในการกำเนิดสัญญาณ ด้วยกระแสไบอัส  $I_{B1}$

เมื่อพิจารณาหาความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{O1}$  และ  $I_{O2}$  จากรูปที่ 3.3 ทำให้ทราบค่า  $I_{O2}$  ดังสมการที่ (3.27)

$$I_{O2} = -I_{X2} \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.27) เมื่อ  $I_{X2} = g_{m4} V_{Z2}$  จะได้

$$I_{O2} = -g_{m4} V_{Z2} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.28) เมื่อ  $V_{Z2} = \frac{I_{Z2}}{sC_2}$  จะได้

$$I_{O2} = \frac{-g_{m4} I_{Z2}}{sC_2} \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) เมื่อ  $I_{Z2} = -I_{O1}$  จะได้

$$I_{O2} = \frac{g_{m4} I_{O1}}{sC_2} \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.30) จะได้

$$\frac{I_{o2}}{I_{o1}} = \frac{g_{m4}}{sC_2} \quad (3.31)$$

พิจารณาสมการที่ (3.31) พบว่า  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  มีเฟสต่างกัน

$$\phi = -90^\circ \quad (3.32)$$

จากสมการที่ 3.2 จะมีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยที่  $I_{o2}$  ล้าหลัง  $I_{o1}$

$$I_o = +I_{x1} \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.33) พิจารณาค่า  $I_{x1}$  ดังสมการที่ (3.34)

$$I_{x1} = g_{m2} V_{z1} \quad (3.34)$$

นำค่า  $I_{x1}$  จากสมการที่ (3.34) แทนค่าลงในสมการที่ (3.33) จะได้สมการที่สามารถคูณขนาดของสัญญาณได้ดังสมการที่ (3.35)

$$I_o = g_{m2} V_{z1} \quad (3.35)$$

พิจารณา  $I_o$  จากสมการที่ (3.35) จะพบว่าเมื่อวงจรเข้าสู่สภาวะออสซิลเลตแรงดัน  $V_{z1}$  จะเป็นสัญญาณไซน์ซึ่งจะทำให้กระแส  $I_o$  เป็นสัญญาณไซน์ด้วย ซึ่งสัญญาณไซน์นี้จะเกิดจาก  $g_{m2}$  คูณกับ  $V_{z1}$  ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า  $I_o$  สามารถจะปรับขนาดได้ด้วยกระแส  $I_{B2}$

### 3.3 การวิเคราะห์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์กรณีไม่อุดมคติ

#### 3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต

ในกรณี VDTA ที่ใช้ในวงจรเกิดความไม่เป็นอุดมคติ ค่าพารามิเตอร์แฝงของมอสทรานซิสเตอร์สามารถวิเคราะห์ที่ได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} I_z \\ I_{x+} \\ I_{x-} \\ I_{zc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_p g_{m1} & -\alpha_n g_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta g_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & -\beta g_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ V_z \\ I_z \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

เมื่อ  $\alpha_p, \alpha_n, \beta$  และ  $\gamma$  เป็นค่าส่งผ่านที่สามารถเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งโดยสามารถเกิดจากความไม่  
เป็นอุดมคติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์เมื่อ

$\alpha_p$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_p$  ไปเป็นกระแส  $I_z$  ที่มีค่าเบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง

$\alpha_n$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_n$  ไปเป็นกระแส  $I_z$  ที่มีค่าเบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง

$\beta$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_z$  ไปเป็นกระแส  $I_x$  ที่มีค่าเบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง

$\gamma$  คือ ความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส  $I_z$  ไปเป็นกระแส  $I_{zc}$  ที่มีค่าเบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง

เมื่อคำนึงถึงค่าผิดพลาดเหล่านี้สามารถพิจารณากระแสที่โหนด  $V_{c2}$  ในรูปที่ 3.3 ได้ดังนี้

$$I_{z1} + I_{x2} - I_{c2} - I_R = 0 \quad (3.37)$$

พิจารณาหาค่า  $I_{c2}$  จะได้

$$I_{c2} = V_{c2} s C_2 \quad (3.38)$$

พิจารณาหาค่า  $I_R$  จะได้

$$I_R = \frac{V_{c2}}{R} \quad (3.39)$$

ค่า  $I_{z1}$  จากสมการที่ (3.36) โดยตัดเทอมของข้อ  $V_{n1}$  ออกเนื่องจากต่อลงกราวด์

$$I_{z1} = \alpha_{p1} g_{m1} V_{p1} \quad (3.40)$$

$$I_{x2} = \beta_2 V_{z2} g_{m4} \quad (3.41)$$

และ

$$I_{z2} = -\alpha_{n2} g_{m3} V_{n2} \quad (3.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่า  $I_{z1}, I_{x2}, I_{c2}$  และ  $I_R$  แทนลงในสมการที่ (3.37) จะได้

$$\alpha_{p1} g_{m1} V_{p1} + \beta_2 V_{z2} g_{m4} - V_{c2} s C_2 - \frac{V_{c2}}{R} = 0 \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.43) พิจารณาหาค่า  $V_{z2}$  จะได้

$$V_{z2} = \frac{I_{z2}}{s C_1} \quad (3.44)$$

จากรูปที่ 3.3 เมื่อ  $V_{n2} = V_{c2}$  จัดรูปแบบสมการใหม่โดยนำค่า  $I_{z2}$  จากสมการที่ (3.42) แทนค่าลงในสมการที่ (3.44) จะได้

$$V_{z2} = \frac{-\alpha_{n2} g_{m3} V_{c2}}{s C_1} \quad (3.45)$$

นำค่า  $V_{z2}$  จากสมการที่ (3.45) แทนค่าลงในสมการที่ (3.43) จะได้

$$\alpha_{p1} g_{m1} V_{p1} + \frac{\beta_2 \alpha_{n2} g_{m3} g_{m4} V_{c2}}{s C_1} - V_{c2} s C_2 - \frac{V_{c2}}{R} = 0 \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (3.46) เมื่อ  $V_{c2} = V_{p1}$  จะได้

$$\alpha_{p1} g_{m1} V_{c2} + \frac{\beta_2 \alpha_{n2} g_{m3} g_{m4} V_{c2}}{s C_1} - V_{c2} s C_2 - \frac{V_{c2}}{R} = 0 \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.47) นำค่า  $s C_1$  คูณตลอด จะได้

$$\alpha_{p1} s C_1 g_{m1} V_{c2} + \beta_2 \alpha_{n2} g_{m4} g_{m3} V_{c2} - s C_1 s C_2 V_{c2} - \frac{s C_1 V_{c2}}{R} = 0 \quad (3.48)$$

จากสมการที่ (3.48) นำค่า  $R$  คูณตลอด จะได้

$$\alpha_{p1} s C_1 g_{m1} V_{c2} R + \beta_2 \alpha_{n2} g_{m4} g_{m3} V_{c2} R - s^2 C_1 C_2 V_{c2} R - s C_1 V_{c2} = 0 \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.49) นำค่า  $V_{C_2}$  ทหารตลอด จะได้

$$\alpha_{p1} s C_1 g_{m1} R - \beta_2 \alpha_{n2} g_{m4} g_{m3} R - s^2 C_1 C_2 R - s C_1 = 0 \quad (3.50)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (3.50) จะได้

$$-s^2 C_1 C_2 R - s C_1 + \alpha_{p1} s C_1 g_{m1} R - \beta_2 \alpha_{n2} g_{m4} g_{m3} R = 0 \quad (3.51)$$

จากสมการที่ (3.51) นำค่า  $-1$  คูณตลอด จะได้

$$s^2 C_1 C_2 R + s C_1 - \alpha_{p1} s C_1 g_{m1} R + \beta_2 \alpha_{n2} g_{m4} g_{m3} R = 0 \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.52) เมื่อ  $s = j\omega$  จะได้

$$(j\omega)^2 C_1 C_2 R + \beta_2 \alpha_{n2} g_{m3} g_{m4} R + j\omega [C_1 - \alpha_{p1} C_1 g_{m1} R] = 0 \quad (3.53)$$

จากสมการที่ (3.53) จะได้

$$-\omega^2 C_1 C_2 R + \beta_2 \alpha_{n2} g_{m3} g_{m4} R + j\omega [C_1 - \alpha_{p1} C_1 g_{m1} R] = 0 \quad (3.54)$$

จากสมการที่ (3.54) พิจารณาความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จะได้

$$-\omega^2 C_1 C_2 R + \beta_2 \alpha_{n2} g_{m3} g_{m4} R = 0 \quad (3.55)$$

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{\beta_2 \alpha_{n2} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2}} \quad (3.56)$$

จากสมการที่ (3.54) พิจารณาเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ จะได้

$$C_1 - \alpha_{p1} C_1 g_{m1} R = 0 \quad (3.57)$$

$$1 = \alpha_{p1} g_{m1} R \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของ  $I_{o2}$  และ  $I_{o1}$  ได้ดังนี้

$$I_{o2} = -I_{x2} \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.59) เมื่อ  $I_{x2} = \beta_2 V_{z2} g_{m4}$  จะได้

$$I_{o2} = -\beta_2 V_{z2} g_{m4} \quad (3.60)$$

จากสมการที่ (3.60) เมื่อ  $V_{z2} = \frac{I_{z2}}{sC_2}$  จะได้

$$I_{o2} = \frac{-\beta_2 I_{z2} g_{m4}}{sC_2} \quad (3.61)$$

จากสมการที่ (3.61) เมื่อ  $I_{z2} = I_{o1}$  จะได้

$$I_{o2} = \frac{-\beta_2 I_{o1} g_{m4}}{sC_2} \quad (3.62)$$

จากสมการที่ (3.62) จัดรูปแบบสมการใหม่ ดังนี้

$$\frac{I_{o2}}{I_{o1}} = \frac{\beta_2 g_{m4}}{sC_2} \quad (3.63)$$

พิจารณาสมการที่ (3.63) พบว่า  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  ในทางไม่เป็นอุดมคติมีเฟสต่างกัน

$$\phi = -90^\circ \quad (3.64)$$

วิเคราะห์หากระแส  $I_o$  ดังสมการที่ (3.65)

$$I_o = +I_{x1} \quad (3.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.65) พิจารณาหาค่า  $I_{X1}$  จะได้

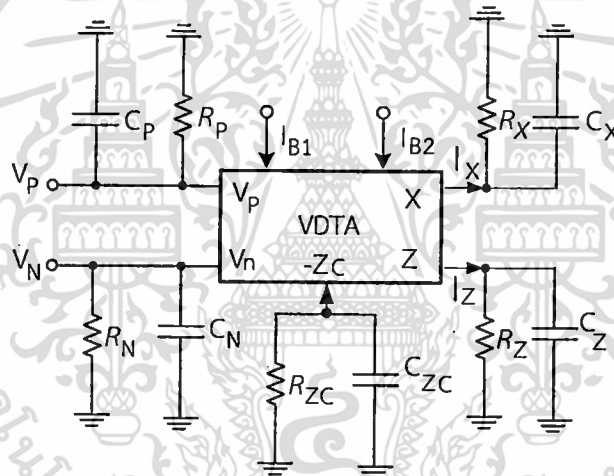
$$I_{X1} = \beta_2 g_{m2} V_{Z1} \quad (3.66)$$

นำค่า  $I_{X1}$  จากสมการที่ (3.66) แทนในสมการที่ (3.65) จะได้สมการกระแส  $I_o$  ดังสมการที่ (3.67)

$$I_o = \beta_2 g_{m2} V_{Z1} \quad (3.67)$$

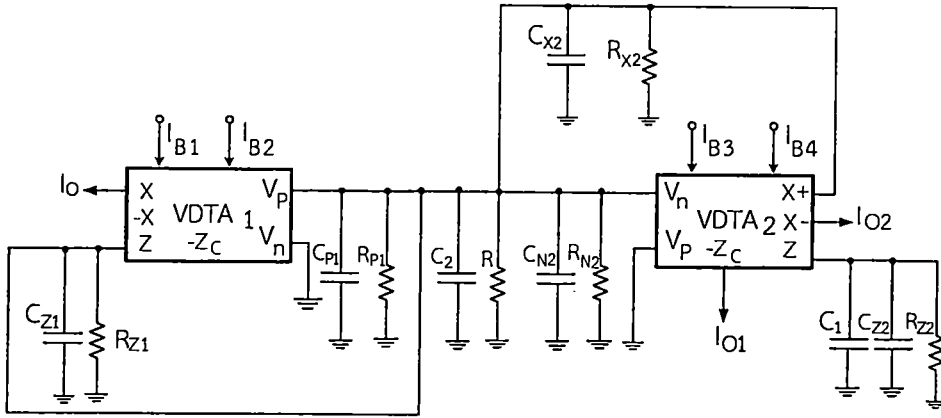
### 3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความจุแฝง และความต้านทานแฝง

นอกจากผลกระทบของอัตราการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตแล้วยังมีสิ่งที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของวงจรถ่ายสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้ได้แก่ความจุแฝงและค่าความต้านทานแฝงในตัวอุปกรณ์ VDTA เมื่อคำนึงถึงค่าอุปกรณ์แฝงนั้นสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงของ VDTA ได้ดังรูปที่ 3.4



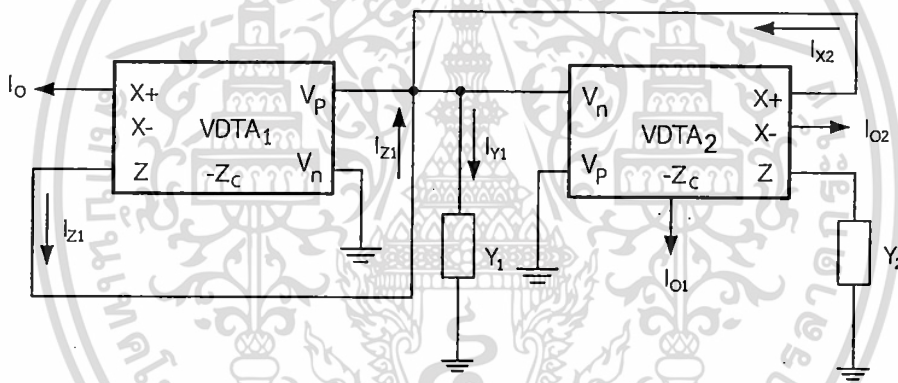
รูปที่ 3.4 วงจรเทียบเคียงของ VDTA เมื่อคำนึงถึงความจุแฝงและความต้านทานแฝง

จากวงจรเทียบเคียงของ VDTA ในรูปที่ 3.4 นั้นจะเกิดค่าความต้านทานและความจุแฝงขนานกันอยู่ทุกขั้วในตัว VDTA โดยอาศัยวงจรในรูปที่ 3.4 สามารถที่จะแสดงรูปวงจรถ่ายสัญญาณไฮบริดดังรูปที่ 3.5 อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาที่จุดเอาต์พุต  $I_o, I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  จะไม่มีผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงเหล่านั้นเนื่องจากพิจารณาว่าโหลดที่นำมาต่อที่จุดเอาต์พุตนั้นมีค่าต่ำมากๆ



รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตอร์เจอร์เมื่อพิจารณาผลกระทบของค่าอุปกรณ์แฝง

จากรูปที่ 3.5 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณเมื่อพิจารณาผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงทำการยุบรวมค่าความต้านทานและความจุให้อยู่ในรูปของแอดมิแตนซ์ เพื่อง่ายต่อการพิจารณาสามารถเขียนวงจรได้ใหม่แสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเตอร์เจอร์กรณีผลกระทบของค่าอุปกรณ์แฝงแทนค่าแอดมิแตนซ์

จากรูปที่ 3.6 แสดงวงจรของ VDTA เมื่อพิจารณาผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝง กำหนดให้  $G_{x2} = \frac{1}{R_{x2}}$ ,  $G_{z1} = \frac{1}{R_{z1}}$  และ  $G_{z2} = \frac{1}{R_{z2}}$  พบว่าค่า  $Y_1$  แสดงได้ดังสมการที่ (3.68)

$$Y_1 = s(C_{z1} + C_{p1} + C_2 + C_{n2} + C_{x2}) + G_{z1} + G_{p1} + G + G_{n2} + G_{x1} \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.68) กำหนดให้ค่า  $C_N$  และ  $G_N$  เป็นดังสมการที่ (3.69) และ (3.70)

$$C_N = C_{Z1} + C_{P1} + C_2 + C_{N2} + C_{X1} \quad (3.69)$$

และ

$$G_N = G_{Z1} + G_{P1} + G + G_{N2} + G_{X1} \quad (3.70)$$

จะได้

$$Y_1 = sC_N + G_N \quad (3.71)$$

พิจารณาหาค่า  $Y_2$  ได้ดังสมการที่ (3.72)

$$Y_2 = s(C_{Z2} + C_1) + G_{Z2} \quad (3.72)$$

พิจารณา Node  $V_{Y1}$  จะได้

$$I_{X2} + I_{Z1} = I_{Y1} \quad (3.73)$$

จากสมการที่ (3.73) พิจารณาหาค่า  $I_{X2}$  จะได้ดังสมการที่ (3.74)

$$I_{X2} = g_{m4} V_{Y2} \quad (3.74)$$

จากสมการที่ (3.73) พิจารณาหาค่า  $I_{Z1}$  จะได้ดังสมการที่ (3.75)

$$I_{Z1} = V_{Y1} g_{m1} \quad (3.75)$$

พิจารณาหาค่า  $I_{Y1}$  จะได้ดังสมการที่ (3.76)

$$I_{Y1} = V_{Y1} Y_1 \quad (3.76)$$

นำค่า  $I_{X2}$  จากสมการที่ (3.74) ค่า  $I_{Z1}$  จากสมการที่ (3.75) และค่า  $I_{Y1}$  จากสมการ (3.76) แทนในสมการที่ (3.73) จะได้

$$g_{m4} V_{Y2} + V_{Y1} g_{m1} = V_{Y1} Y_1 \quad (3.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.77) จะได้

$$g_{m4} V_{Y2} = V_{Y1} (Y_1 - g_{m1}) \quad (3.78)$$

จากสมการที่ (3.78) พิจารณาค่า  $V_{Y2}$  จะได้

$$V_{Y2} = \frac{I_{Z2}}{Y_2} \quad (3.79)$$

จากสมการที่ (3.79) เมื่อ  $I_{Z2} = -g_{m3} V_{Y1}$  จะได้

$$V_{Y2} = \frac{-g_{m3} V_{Y1}}{Y_2} \quad (3.80)$$

นำค่า  $V_{Y2}$  จากสมการ (3.80) แทนลงในสมการ (3.78) จะได้

$$\frac{-g_{m3} g_{m4} V_{Y1}}{Y_2} = V_{Y1} (Y_1 - g_{m1}) \quad (3.81)$$

จากสมการที่ (3.81) จะได้

$$Y_2 Y_1 - g_{m1} Y_2 + g_{m3} g_{m4} = 0 \quad (3.82)$$

นำค่า  $Y_1$  จากสมการที่ (3.71) และค่า  $Y_2$  จากสมการที่ (3.72) แทนค่าลงในสมการที่ (3.82) จะได้

$$[s(C_{Z2} + C_1) + G_{Z2}][sC_N + G_N] - g_{m1}[s(C_{Z2} + C_1) + G_{Z2}] + g_{m3}g_{m4} = 0 \quad (3.83)$$

จากสมการที่ (3.83) จะได้

$$[sC_{Z2} + sC_1 + G_{Z2}][sC_N + G_N] - g_{m1}[sC_{Z2} + sC_1 + G_{Z2}] + g_{m3}g_{m4} = 0 \quad (3.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.84) จะได้

$$\begin{pmatrix} s^2 C_N C_{Z2} + s^2 C_N C_1 + s C_N G_{Z2} + s C_{Z2} G_N + s C_1 G_N + G_N G_{Z2} \\ -s C_{Z2} g_{m1} - s C_1 g_{m1} - G_{Z2} g_{m1} + g_{m3} g_{m4} \end{pmatrix} = 0 \quad (3.85)$$

จากสมการที่ (3.85) จะได้

$$\begin{bmatrix} s^2 (C_N C_{Z2} + C_N C_1) + s (C_N G_{Z2} + C_{Z2} G_N + C_1 G_N - C_{Z2} g_{m1} - C_1 g_{m1}) \\ -G_{Z2} g_{m1} + g_{m3} g_{m4} \end{bmatrix} = 0 \quad (3.86)$$

จากสมการที่ (3.86) พิจารณาค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จะได้

$$s^2 (C_N C_{Z2} + C_N C_1) - G_{Z2} g_{m1} + g_{m3} g_{m4} = 0 \quad (3.87)$$

จากสมการที่ (3.87) เมื่อ  $s = j\omega$  จะได้

$$-\omega^2 (C_N C_{Z2} + C_N C_1) - G_{Z2} g_{m1} + g_{m3} g_{m4} = 0 \quad (3.88)$$

จากสมการที่ (3.88) ทำให้ทราบค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ดังสมการที่ (3.89)

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3} g_{m4} - G_{Z2} g_{m1}}{C_N (C_{Z2} + C_1)}} \quad (3.89)$$

นำค่า  $C_N$  จากสมการที่ (3.69) แทนในสมการที่ (3.89) จะได้

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3} g_{m4} - G_{Z2} g_{m1}}{(C_{Z1} + C_{P1} + C_2 + C_{N2} + C_{X2})(C_{Z2} + C_1)}} \quad (3.90)$$

จากสมการที่ (3.86) พิจารณาค่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ จะได้

$$s (C_N G_{Z2} + C_{Z2} G_N + C_1 G_N - C_{Z2} g_{m1} - C_1 g_{m1}) = 0 \quad (3.91)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.91) เมื่อ  $s = j\omega$  จะได้

$$j\omega(C_N G_{Z2} + C_{Z2} G_N + C_1 G_N - C_{Z2} g_{m1} - C_1 g_{m1}) = 0 \quad (3.92)$$

จากสมการที่ (3.92) ทำให้ทราบเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ดังสมการที่ (3.86)

$$C_N G_{Z2} + C_{Z2} G_N + C_1 G_N = C_{Z2} g_{m1} + C_1 g_{m1} \quad (3.93)$$

นำค่า  $C_N$  จากสมการที่ (3.69) และค่า  $G_N$  จากสมการที่ (3.70) แทนในสมการที่ (3.93) จะได้

$$\left[ \begin{aligned} &(C_{Z1} + C_{P1} + C_2 + C_{N2} + C_{X2})G_{Z2} + (G_{Z1} + G_{P1} + G + G_{N2} + G_{X2})C_{Z2} \\ &+ (G_{Z1} + G_{P1} + G + G_{N2} + G_{X2})C_1 - C_{Z2}g_{m1} - C_1g_{m1} \end{aligned} \right] = 0 \quad (3.94)$$

พิจารณาสมการที่ (3.90) และ (3.94) พบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ เมื่อวิเคราะห์ห้วงจรกรณีผลกระทบของค่าอุปกรณ์แผ่นนั้นส่งผลต่อเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณในทางปฏิบัติค่าพารามิเตอร์เหล่านี้เป็นผลมาจากค่าความต้านทานและความจุแฝงในตัวมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจร

## บทที่ 4 ผลการวิจัย

เพื่อยืนยันสมรรถนะของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์ควอเตอร์เจอร์โหมดกระแส โดยใช้วงจรถ่ายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดัน ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 ในบทนี้แสดงผลการทดสอบทำงานของวงจรถ่ายด้วยโปรแกรม PSPICE พร้อมทั้งอภิปรายผลการทดสอบที่วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีในบทที่ผ่านมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดสอบในบทนี้ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์ควอเตอร์เจอร์ที่น่าเสนอ

ในการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบควอเตอร์เจอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรถ่าย ที่มีโครงสร้างภายในของวงจรถ่ายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดันโดยเลือกใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.25  $\mu\text{m}$  ของ TSMC โดยค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ แสดงดังตารางที่ 4.1 และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายที่น่าเสนอแสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส PMOS และ NMOS ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบควอเตอร์เจอร์

ทรานซิสเตอร์	ชนิดของ MOS	ความกว้าง W ( $\mu\text{m}$ )	ความยาว L ( $\mu\text{m}$ )
M1, M2	NMOS	5	0.25
M3, M4	PMOS	8	0.25
M5, M6	NMOS	5	0.25
M7, M8	PMOS	8	0.25

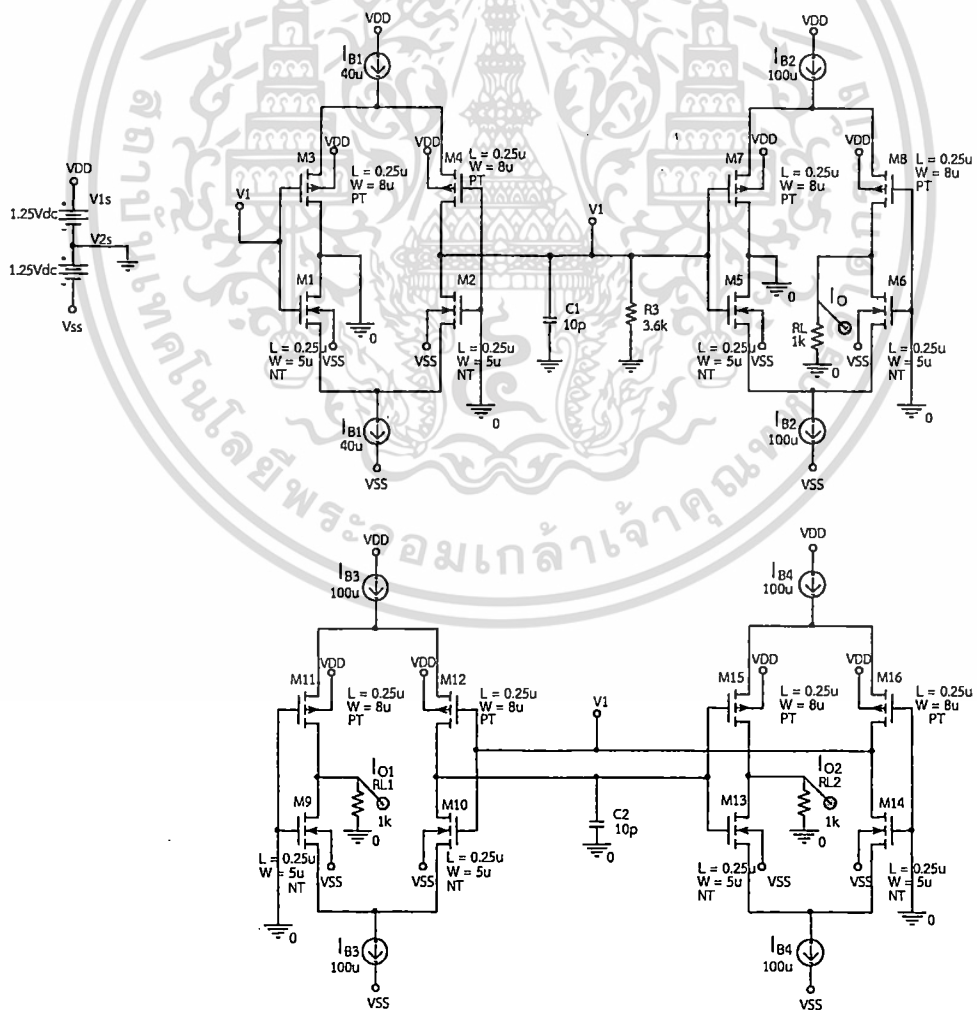
ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายที่น่าเสนอ

NMOS	PMOS
.MODEL NT NMOS (LEVEL = 3	.MODEL PT PMOS (LEVEL = 3
+ TOX = 5.7E-9      NSUB = 1E17	+ TOX = 5.7E-9      NSUB = 1E17
GAMMA = 0.4317311	GAMMA = 0.6348369
+ PHI = 0.7      VTO = 0.4238252	+ PHI = 0.7      VTO = -0.5536085
DELTA = 0	DELTA = 0
+ UO = 425.6466519      ETA = 0	+ UO = 250      ETA = 0
THETA = 0.1754054	THETA = 0.1573195
+ KP = 2.501048E-4      VMAX =	+ KP = 5.194153E-5      VMAX =

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

NMOS	PMOS
8.287851E4    KAPPA = 0.1686779	2.295325E5    KAPPA = 0.7448494
+ RSH = 4.062439E-3    NFS = 1E12	+ RSH = 30.0776952    NFS = 1E12
TPG = 1	TPG = -1
+ XJ = 3E-7    LD = 3.162278E-11	+ XJ = 2E-7    LD = 9.968346E-13
WD = 1.232881E-8	WD = 5.475113E-9
+ CGDO = 6.2E-10    CGSO = 6.2E-10	+ CGDO = 6.66E-10    CGSO = 6.66E-10
CGBO = 1E-10	CGBO = 1E-10
+ CJ = 1.81211E-3    PB = 0.5	+ CJ = 1.893569E-3    PB = 0.9906013
MJ = 0.3282553	MJ = 0.4664287
+ CJSW = 5.341337E-10    MJSW = 0.5)	+ CJSW = 3.625544E-10    MJSW = 0.5)

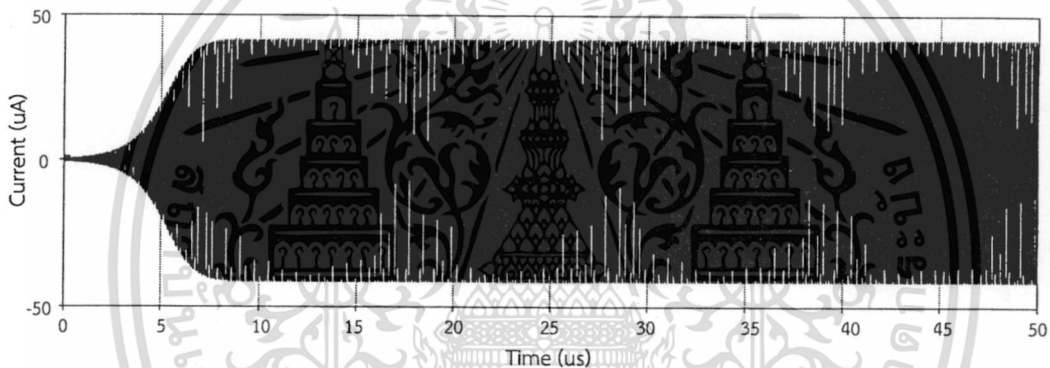


รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ที่ใช้ในการทดลองด้วย PSPICE

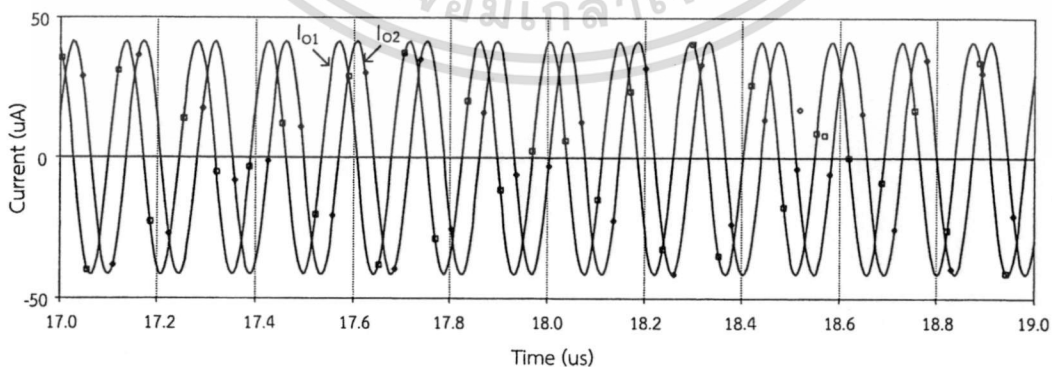
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างภายในของวงจรถ่ายสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ที่ใช้ในการทดลองวงจรทำงานที่แหล่งจ่าย  $\pm 1.25$  โวลต์ ต่อกับอุปกรณ์ VDTA จำนวน 2 ตัวใช้ตัวต้านทาน 1 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยที่มี  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$ ,  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  เป็นกระแสไบอัสที่ควบคุมการทำงานของวงจรถ่ายให้กับ VDTA<sub>1</sub> และ VDTA<sub>2</sub> ตามลำดับดังรูปที่ 4.1

ลำดับแรกปรับตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 10\text{pF}$ ,  $I_{B1} = 40\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100\mu\text{A}$ , โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1\text{k}\Omega$  ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุตสถานะเริ่มต้น (Initial state) ส่วนรูปที่ 4.3 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว (Steady state) ซึ่งพบว่ากระแสเอาต์พุตคลื่นไซน์ 2 สัญญาณมีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยที่  $I_{O2}$  จะล่าหลัง  $I_{O1}$  ตามรูปที่ได้นำเสนอซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ (3.32) สเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.4 ซึ่งพบว่า ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ 6.9001 MHz มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสรวม (Total Harmonic Distortion: THD) ของ  $I_{O1}$  และ  $I_{O2}$  เท่ากับ 0.5922 เปอร์เซ็นต์ และ 0.3468 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ

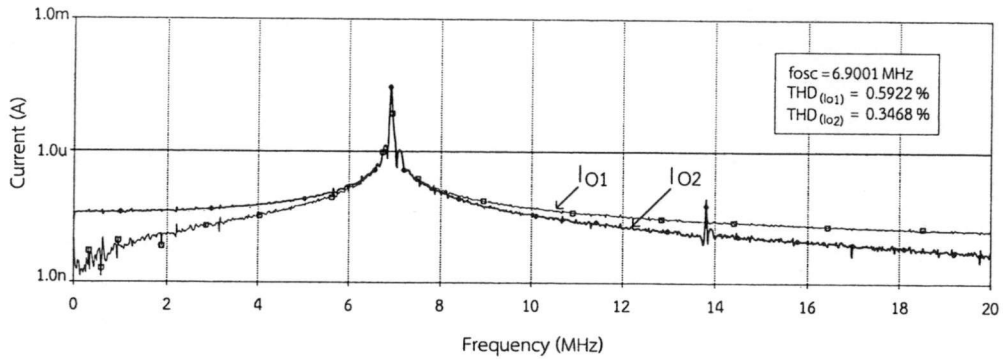


รูปที่ 4.2 ผลการจำลองการทำงานวงจรถ่ายสัญญาณเอาต์พุตในสถานะเริ่มต้นที่ความถี่ 6.9001 MHz



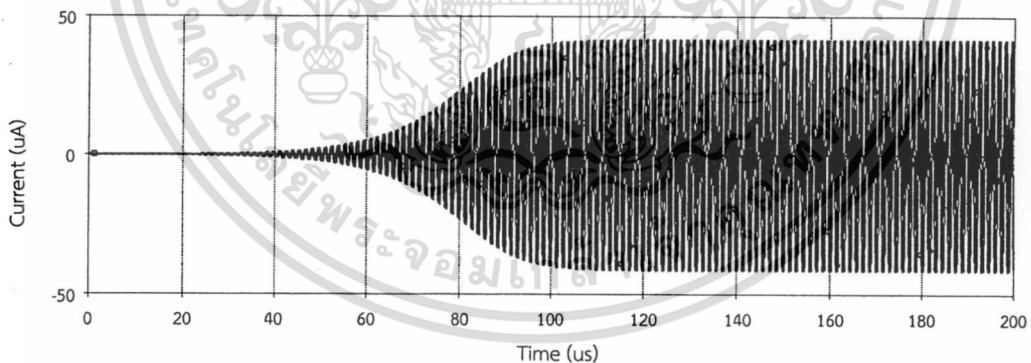
รูปที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานวงจรถ่ายสัญญาณในสถานะเอาต์พุตอยู่ตัวที่ความถี่ 6.9001 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



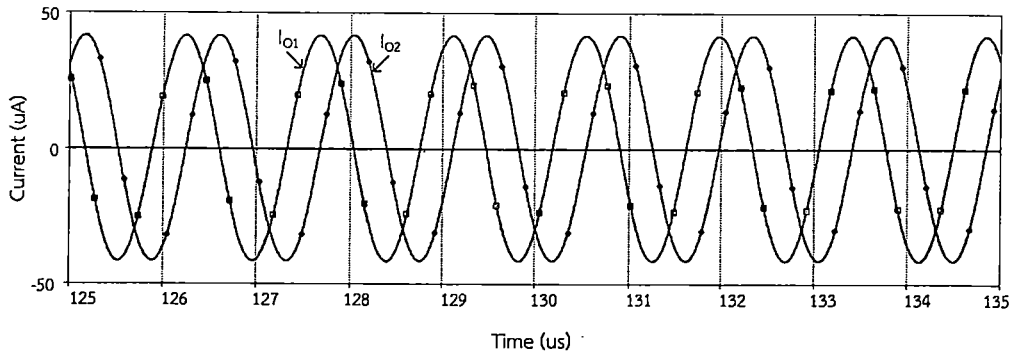
รูปที่ 4.4 สเปกตรัมผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่  
ความถี่ 6.9001 MHz

เมื่อปรับตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 100\text{pF}$ ,  $I_{B1} = 40\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100\mu\text{A}$ , โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1\text{k}\Omega$  ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุตสถานะเริ่มต้น ส่วนรูปที่ 4.6 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว ซึ่งพบว่ากระแสเอาต์พุตคลื่นไซน์ 2 สัญญาณมีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยที่  $I_{O2}$  จะล่าหลัง  $I_{O1}$  ตามรูปที่ได้นำเสนอซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ (3.32) สเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.7 ซึ่งพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ 700.004 kHz มีค่าความผิดพลาดทางฮาร์มอนิกสรวมของ  $I_{O1}$  และ  $I_{O2}$  เท่ากับ 0.6258 เปอร์เซ็นต์ และ 0.7288 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ

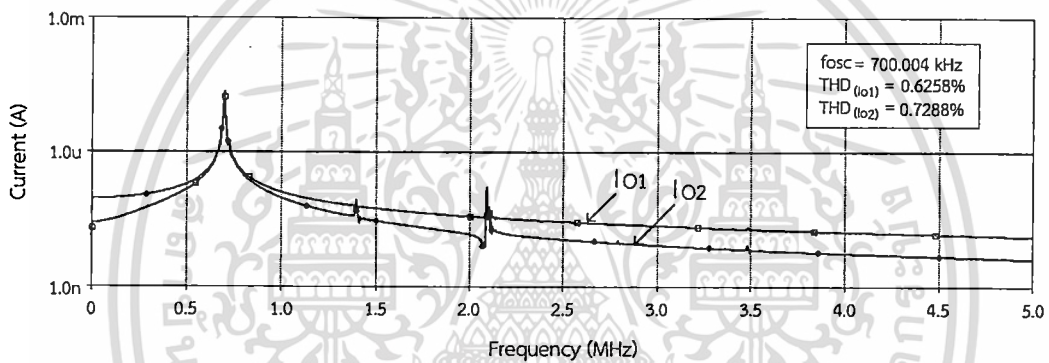


รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตในสถานะเริ่มต้นที่  
ความถี่ 700.004 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

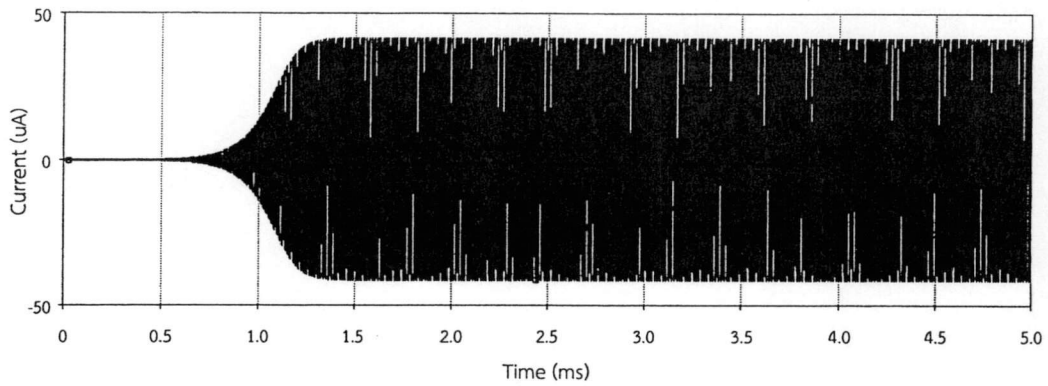


รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณในสถานะเอาต์พุตอยู่ตัวที่  
ความถี่ 700.004 kHz

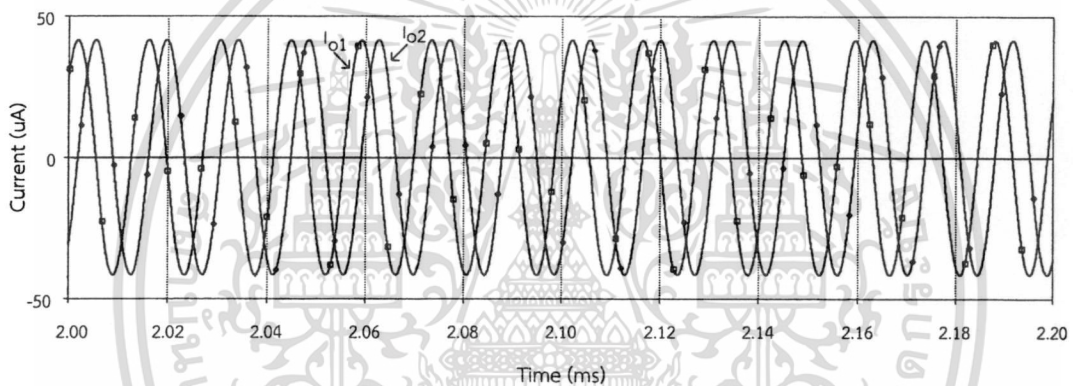


รูปที่ 4.7 สเปกตรัมผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่  
ความถี่ 700.004 kHz

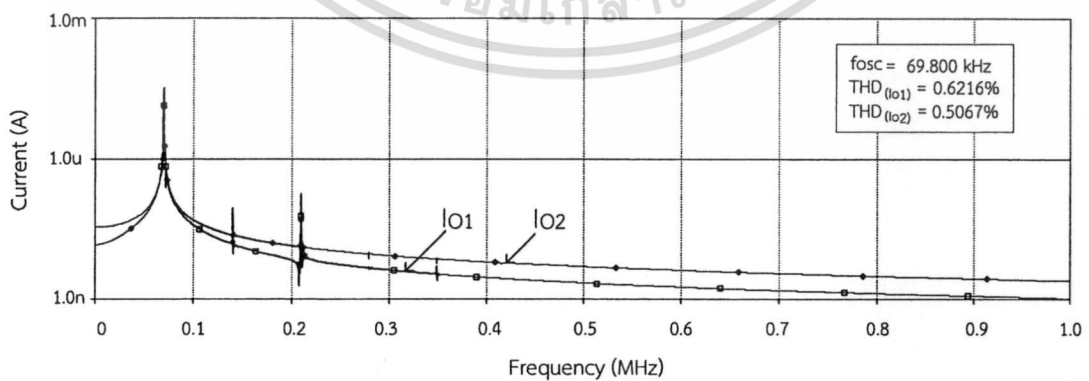
เมื่อปรับตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ ,  $I_{B1} = 40\mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100\mu\text{A}$ , โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1\text{k}\Omega$  ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.8 ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุตสถานะเริ่มต้น ส่วนรูปที่ 4.9 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว ซึ่งพบว่ากระแสเอาต์พุตคลื่นไซน์ 2 สัญญาณมีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยที่  $I_{O2}$  จะล่าหลัง  $I_{O1}$  ตามรูปที่ได้นำเสนอซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ (3.32) สเปกตรัมของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.10 ซึ่งพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ 69.800 kHz มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกสรรวม ของ  $I_{O1}$  และ  $I_{O2}$  เท่ากับ 0.6216 เปอร์เซ็นต์ และ 0.5067 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตในสภาวะเริ่มต้นที่  
ความถี่ 69.800 kHz



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณในสภาวะเอาต์พุตอยู่ที่  
ความถี่ 69.800 kHz



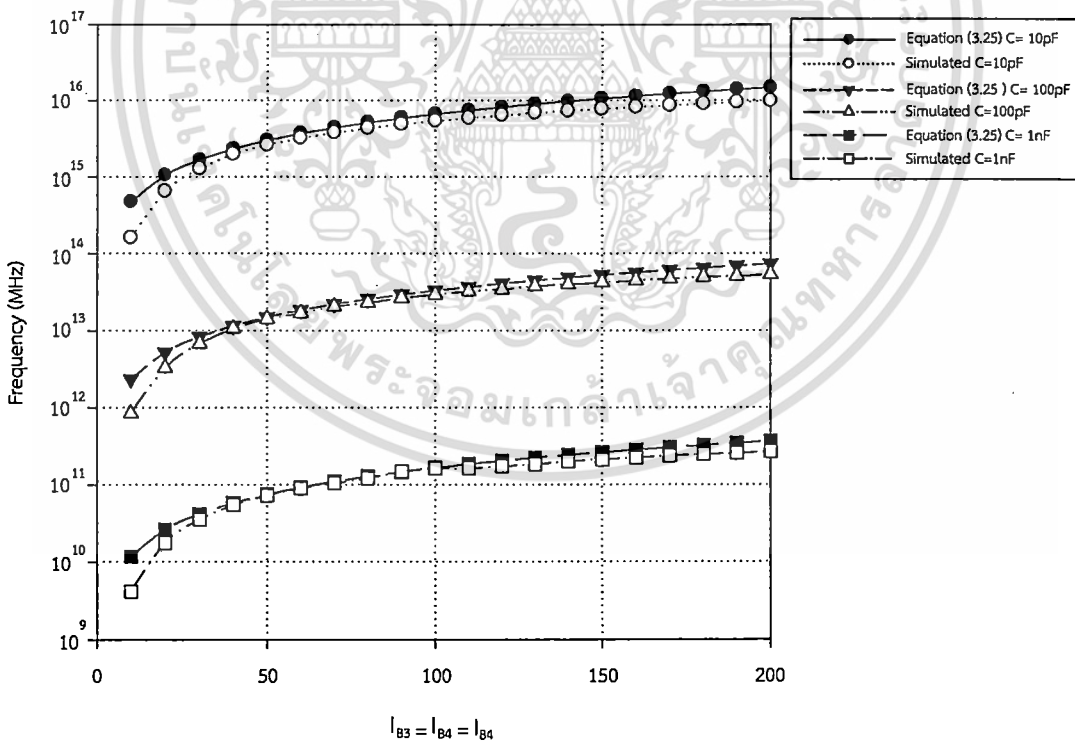
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมผลการจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่  
ความถี่ 69.800 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

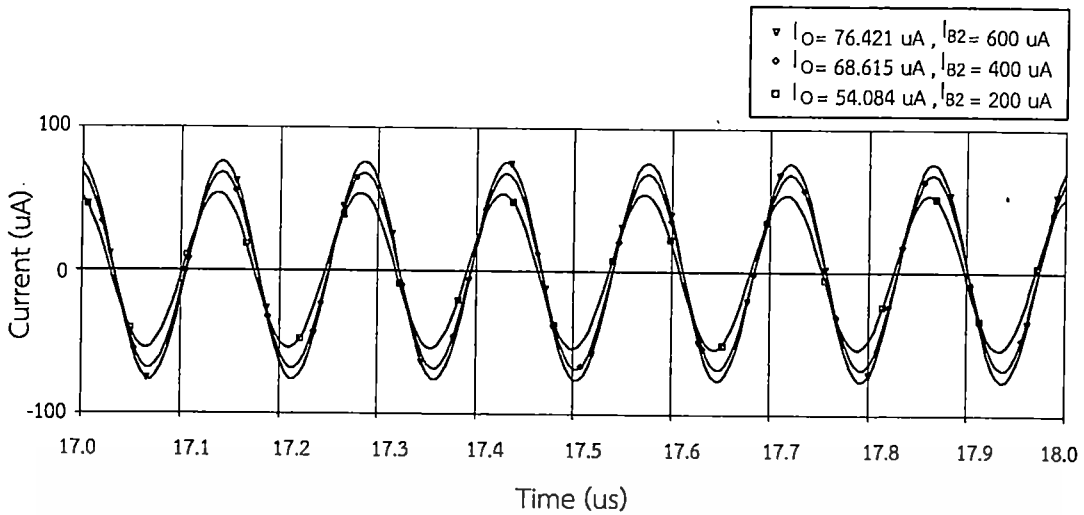
นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ทำการทดสอบความสัมพันธ์ของค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อกำหนดให้กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4}$  โดยได้เปลี่ยนตัวเก็บประจุ 3 ค่า ได้แก่ 10pF, 100pF และ 1nF และปรับค่ากระแสไบอัสตั้งแต่ 20 – 200  $\mu\text{A}$  พบว่าความถี่ที่คำนวณได้ในทางทฤษฎีมีค่ามากกว่าค่าความถี่ที่ได้จากผลการทดสอบ ทั้งนี้เนื่องมาจากมีค่าไม่เท่ากันที่เกิดขึ้นจากค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงที่ส่งผลต่อการส่งผ่านกระแสในทุกขั้วของวงจรที่ต่อใช้งานมีค่าที่เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง อย่างไรก็ตามผลการทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โดยการเปรียบเทียบความถี่ที่ได้จากการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม PSPICE มีผลสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 กล่าวคือ เมื่อเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส  $I_B$  เพิ่มขึ้น ก็จะทำให้ความถี่เพิ่มขึ้นด้วย และในกรณีที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุมากขึ้นส่งผลให้ค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าน้อยลงตามที่ได้วิเคราะห์ค่าความถี่ที่คำนวณได้ในทางทฤษฎีดังสมการที่ (3.25) และผลค่าความถี่ที่ได้จากผลการคำนวณของ

วงจรกำเนิดสัญญาณเท่ากับ  $k = K_p \frac{W}{L}$  คือค่าพารามิเตอร์ของ TSMC CMOS เท่ากับ

$k_p = 250.104 \mu$  และค่าความกว้างของช่องทางเดินกระแส  $W = 5 \mu\text{m}$  และค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส  $L = 0.25 \mu\text{m}$  โดยแสดงผลดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจากการจำลองผลเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี



รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแสดงการปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตของ  $I_O$

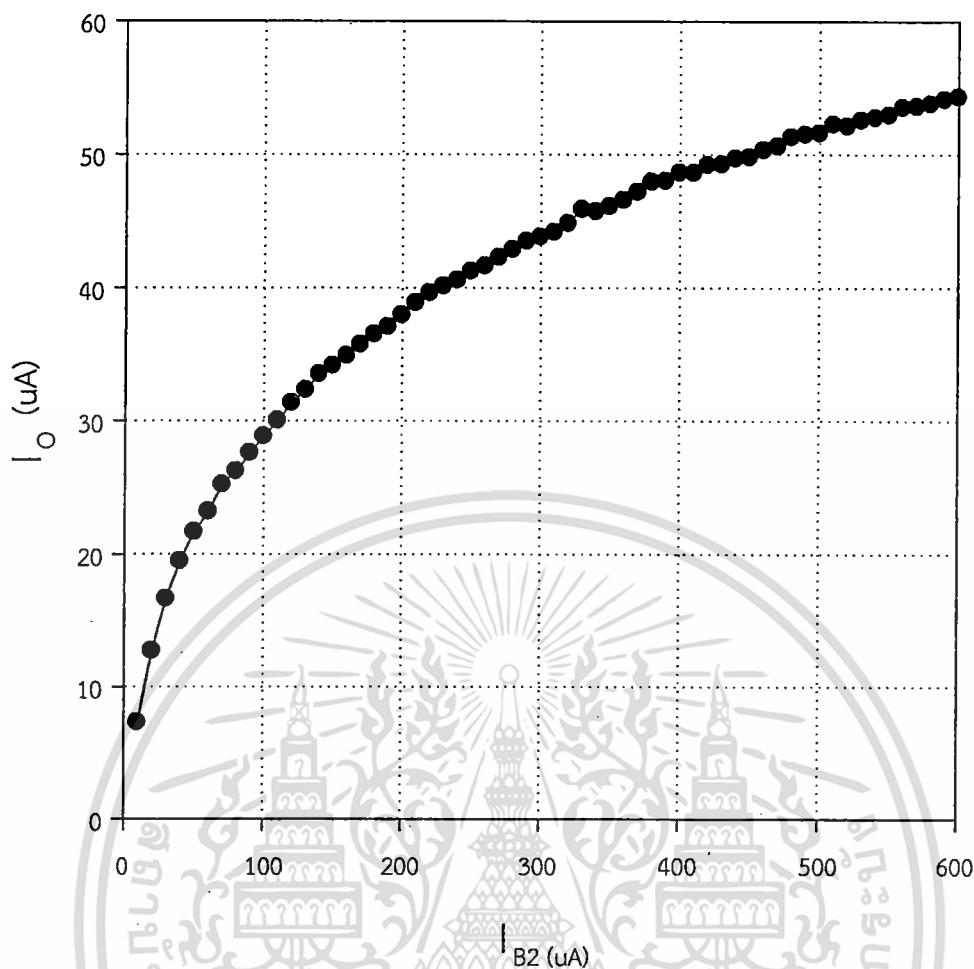
จากรูปที่ 4.12 เป็นการจำลองแสดงการปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตของ  $I_O$  กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 10 pF และโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B2} = 200 \text{ }\mu\text{A}$ ,  $400 \text{ }\mu\text{A}$  และ  $600 \text{ }\mu\text{A}$  ในการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งพบว่า

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} = 600 \text{ }\mu\text{A}$  ขนาดของสัญญาณไซน์ของกระแสเอาต์พุตของ  $I_O = 76.421 \text{ }\mu\text{A}$

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} = 400 \text{ }\mu\text{A}$  ขนาดของสัญญาณไซน์ของกระแสเอาต์พุตของ  $I_O = 68.615 \text{ }\mu\text{A}$

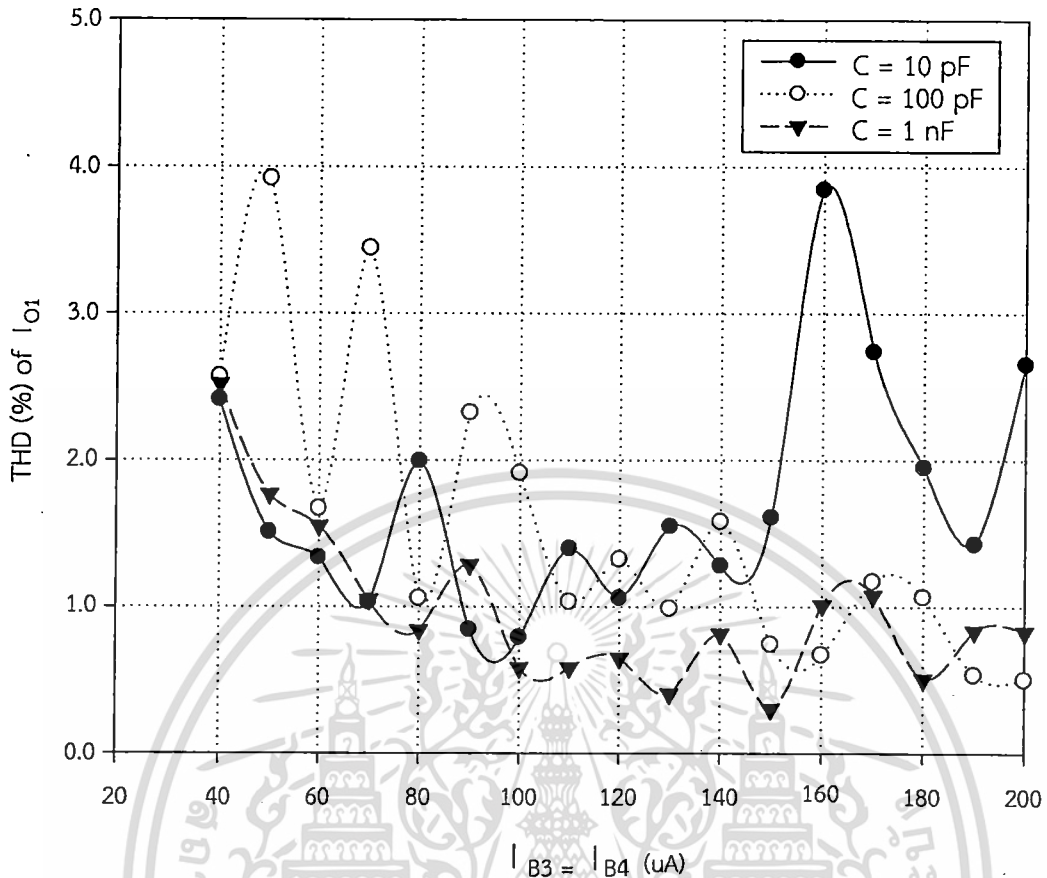
กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B2} = 200 \text{ }\mu\text{A}$  ขนาดของสัญญาณไซน์ของกระแสเอาต์พุตของ  $I_O = 54.084 \text{ }\mu\text{A}$

ซึ่งได้สอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 กล่าวคือ  $I_O$  สามารถจะปรับขนาดได้ด้วยกระแส  $I_{B2}$  ดังสมการที่ (3.35)



รูปที่ 4.13 การปรับขนาดของกระแสเอาต์พุตของ  $I_O$

จากรูปที่ 4.13 เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุที่มีค่า 10pF ปรับค่ากระแสไบอัสเมื่อเปลี่ยนค่า  $I_{B2}$  ตั้งแต่ 10 – 600  $\mu\text{A}$  พบว่าเมื่อออสซิลเลตสัญญาณไซน์ของจุดเอาต์พุต  $I_O$  มีผลสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 กล่าวคือ  $I_O$  สามารถจะปรับขนาดได้ด้วยกระแส  $I_{B2}$  ดังสมการที่ (3.35)



รูปที่ 4.14 ค่า THD ของกระแสเอาต์พุตที่ 1

รูปที่ 4.14 เป็นการจำลองหาค่า THD ของ  $I_{o1}$  เมื่อปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4}$  โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3 ค่า คือ 10 pF , 100 pF และ 1 nF โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งพบว่า

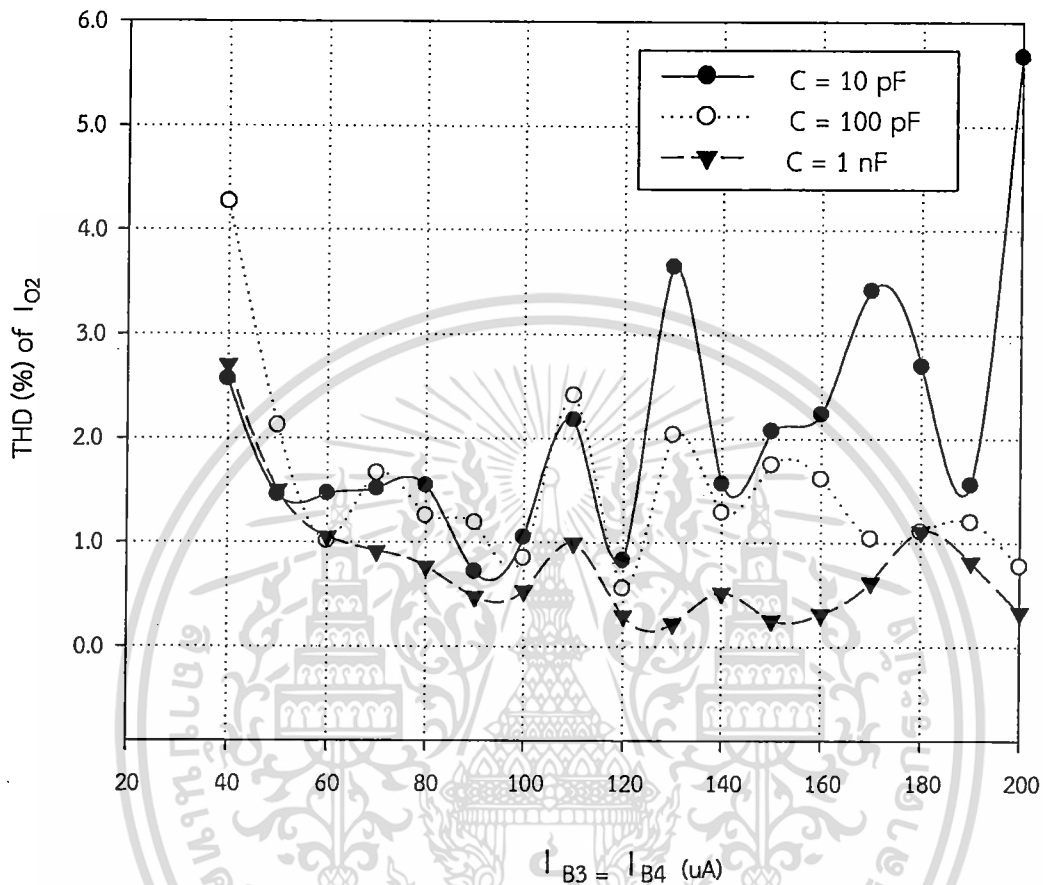
กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 10 pF และโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 40\text{-}200 \text{ }\mu\text{A}$  ค่า THD ของ  $I_{o1}$  ที่ทำการจำลองอยู่ในช่วง 0.7877-3.8451 เปอร์เซ็นต์ โดยค่า THD ที่ดีที่สุดของวงจรอยู่ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 100 \text{ }\mu\text{A}$  วงจรสามารถให้ค่า THD = 0.7877 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 6.7980 MHz

กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 100 pF และโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 40\text{-}200 \text{ }\mu\text{A}$  ค่า THD ของ  $I_{o1}$  ที่ทำการจำลองอยู่ในช่วง 0.5010-3.9163 เปอร์เซ็นต์ โดยค่า THD ที่ดีที่สุดของวงจรอยู่ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 200 \text{ }\mu\text{A}$  วงจรสามารถให้ค่า THD = 0.5010 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 919.192 kHz

กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 1 nF และโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 40\text{-}200 \text{ }\mu\text{A}$  ค่า THD ของ  $I_{o1}$  ที่ทำการจำลองอยู่ในช่วง 0.3047-2.5172 เปอร์เซ็นต์ โดยค่า THD ที่ดีที่สุดของวงจรอยู่ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 150 \text{ }\mu\text{A}$  วงจรสามารถให้ค่า THD = 0.3047 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 82.500 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองเมื่อพิจารณาหาค่า THD ของ  $I_{o1}$  โดยปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4}$  สามารถกล่าวได้ว่า เมื่อกระแสไบอัส  $150 \mu\text{A}$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ  $1 \text{ nF}$  ให้ THD ต่ำที่สุดคือ  $0.3047$  เปอร์เซ็นต์ ที่ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ  $82.500 \text{ kHz}$



รูปที่ 4.15 ค่า THD ของกระแสเอาต์พุตที่ 2

รูปที่ 4.15 เป็นการจำลองหาค่า THD ของ  $I_{o2}$  เมื่อปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4}$  โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3 ค่า คือ  $10 \text{ pF}$ ,  $100 \text{ pF}$  และ  $1 \text{ nF}$  โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งพบว่า

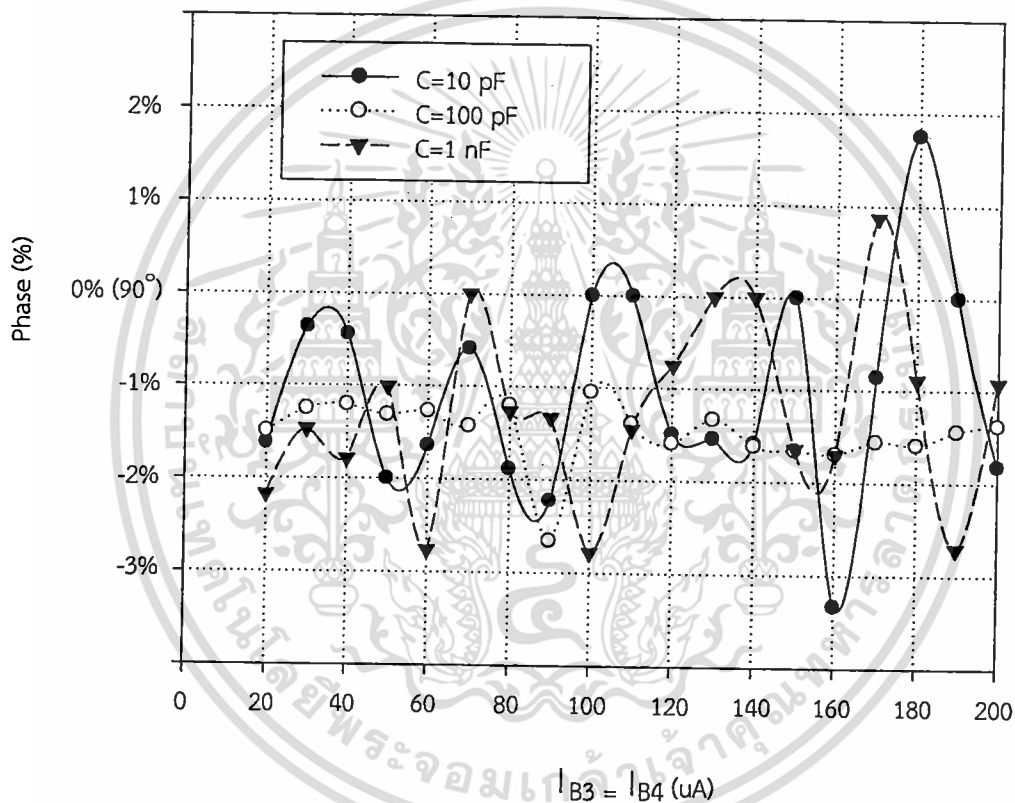
กรณีใช้ตัวเก็บประจุ  $10 \text{ pF}$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 40\text{-}200 \mu\text{A}$  ค่า THD ของ  $I_{o2}$  ที่ทำการจำลองอยู่ในช่วง  $0.7190\text{-}5.6688$  เปอร์เซ็นต์ กรณีพิจารณาหาค่า THD ที่ดีที่สุดของวงจรอยู่ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 90 \mu\text{A}$  โดยให้ค่า THD =  $0.7190$  เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ  $6.5152 \text{ MHz}$

กรณีใช้ตัวเก็บประจุ  $100 \text{ pF}$  และโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 40\text{-}200 \mu\text{A}$  ค่า THD ของ  $I_{o2}$  ที่ทำการจำลองอยู่ในช่วง  $0.5600\text{-}4.2650$  เปอร์เซ็นต์ โดย

ค่า THD ที่ดีที่สุดของวงจรอยู่ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 120 \mu A$  วงจรสามารถให้ค่า THD = 0.5600 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 757.576 kHz

กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 1 nF และโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 k\Omega$  ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 40-200 \mu A$  ค่า THD ของ  $I_{o2}$  ที่ทำการจำลองอยู่ในช่วง 0.2259-2.7061 เปอร์เซ็นต์ โดยค่า THD ที่ดีที่สุดของวงจรอยู่ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 130 \mu A$  วงจรสามารถให้ค่า THD = 0.2259 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 78.000 kHz

จากผลการจำลองเมื่อพิจารณาค่า THD ของ  $I_{o2}$  โดยปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4}$  สามารถกล่าวได้ว่า เมื่อกระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 130 \mu A$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 nF ให้มีค่า THD ต่ำที่สุดคือ 0.2259 เปอร์เซ็นต์ ที่ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 78.000 kHz



รูปที่ 4.16 ค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศา

รูปที่ 4.16 เป็นค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ เมื่อปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 20-200 \mu A$  โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3 ค่า คือ 10 pF, 100 pF และ 1 nF โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1 k\Omega$  ในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งพบว่ากรณีใช้ตัวเก็บประจุ 10 pF ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 20-200 \mu A$  ค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศา อยู่ในช่วง 0 ถึง -3.3333 เปอร์เซ็นต์ วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่ดีที่สุดที่

กระแสไบอัส 100  $\mu\text{A}$  วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่ 0 เเปอร์เซ็นต์

กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 100 pF ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 20\text{-}200 \mu\text{A}$  ค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศา อยู่ในช่วง  $-1.0482$  ถึง  $-2.6514$  เเปอร์เซ็นต์ วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่ดีที่สุดที่กระแสไบอัส 100  $\mu\text{A}$  วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่  $-1.0482$  เเปอร์เซ็นต์

กรณีใช้ตัวเก็บประจุ 1 nF ที่กระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 20\text{-}200 \mu\text{A}$  ค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศา อยู่ในช่วง 0 ถึง  $-14.2112$  เเปอร์เซ็นต์ วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่ดีที่สุดที่กระแสไบอัส 140  $\mu\text{A}$  วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่ 0 เเปอร์เซ็นต์

จากผลการจำลองพบว่า มุมต่างเฟสของสัญญาณควอเดรเจอร์ เมื่อปรับค่ากระแส ไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 140 \mu\text{A}$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 nF สามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศาที่ดีที่สุดคือ 0 เเปอร์เซ็นต์

เมื่อปรับกระแส  $I_B = 100 \mu\text{A}$  แล้วทำการวัดค่าความต้านทานที่จุดเอาต์พุต  $I_o, I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  พบว่าที่จุดเอาต์พุต  $I_o$  มีความต้านทานเท่ากับ 204.035 k $\Omega$  ส่วนความต้านทานที่จุด  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  มีค่าเท่ากันคือ 205.035 k $\Omega$

## บทที่ 5

# สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลงานวิจัย

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมตกระแสที่สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ได้ อีสรระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDTA จำนวน 2 ตัว ใช้ตัวต้านทาน 1 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยมี  $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$ ,  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  เป็นกระแสไบอัสที่ควบคุมการทำงานของวงจร ให้กับ VDTA<sub>1</sub> และ VDTA<sub>2</sub> ตามลำดับ อีกทั้งยังสามารถให้กำเนิดสัญญาณแบบไซน์แบบควอเดรเจอร์ สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ได้อีสรระจากกันได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ผลการทดสอบสมรรถนะและผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.25  $\mu\text{m}$  TSMC CMOS วงจรทำงานที่แหล่งจ่ายไฟ  $\pm 1.25$  โวลต์ มีการดึงกำลังงาน 0.85 mW เมื่อ  $I_{B1} = 40\mu\text{A}$  และ  $I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 100\mu\text{A}$ ,  $C_1 = C_2 = 10\text{pF}$  อีกทั้งวงจรสามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับกระแสไบอัส  $I_{B3}=I_{B4}$  ในช่วง 40 – 200  $\mu\text{A}$  เมื่อ  $C = 10$  pF สามารถปรับค่าความถี่ในช่วง 4.4040 – 8.8384 MHz ที่  $C = 100$  pF สามารถปรับค่าความถี่ในช่วง 454.546 – 919.192 kHz และที่  $C_1 = C_2 = 1$  nF สามารถปรับค่าความถี่ในช่วง 45.000 – 92.000 kHz โดยที่จุดเอาต์พุต  $I_{O1}$  และ  $I_{O2}$  มีความต้านทานเท่ากับ 204.035 k $\Omega$ , 205.035 k $\Omega$  และ 205.035 k $\Omega$  ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาผลการจำลองการทำงานในกรณีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3 ค่า คือ 10 pF , 100 pF และ 1 nF โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1$  k $\Omega$  ในการจำลองการทำงานของวงจรซึ่งพบว่า

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 150$   $\mu\text{A}$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 nF สามารถให้ค่า THD ของ  $I_{O1}$  ต่ำที่สุดคือ 0.3047 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 82.500 kHz

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 130$   $\mu\text{A}$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 nF สามารถให้ค่า THD ของ  $I_{O2}$  ต่ำที่สุดคือ 0.2259 เปอร์เซ็นต์ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ 78.000 kHz

เมื่อพิจารณาวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ในกรณีหาค่าเฟสของสัญญาณควอเดรเจอร์ โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3 ค่า คือ 10 pF , 100 pF และ 1 nF โดยโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานมีค่า  $R = 1$  k $\Omega$  ในการจำลองการทำงานซึ่งพบว่า

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 100$   $\mu\text{A}$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 10 pF วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก 90 องศา ที่ดีที่สุดคือ 0 เปอร์เซ็นต์

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu A$  และต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ  $100 \text{ pF}$  วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเทรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก  $90$  องศา ที่ดีที่สุดคือ  $-1.0482$  เเปอร์เซ็นต์

กรณีที่ปรับกระแสไบอัส  $I_{B3} = I_{B4} = 100 \mu A$  และ ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ  $1 \text{ nF}$  วงจรสามารถให้ค่าเฟสสัญญาณไซน์แบบควอเทรเจอร์ที่มีค่าผิดพลาดของมุมต่างเฟสที่เบี่ยงเบนจาก  $90$  องศา ที่ดีที่สุดคือ  $0$  เเปอร์เซ็นต์

## 5.2 อภิปรายผลงานวิจัย

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเทรเจอร์โหมดกระแสที่สามารถปรับเงื่อนไขและความถี่ได้อิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ใช้โครงสร้างของวงจรมีไม่ซับซ้อน บริโภคกำลังไฟฟ้าต่ำ อีกทั้งตัววงจรสามารถที่จะปรับขนาดของสัญญาณไซน์ของจุดเอาต์พุตของ  $I_0$  ได้โดยเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัสด้วย  $I_{B2}$  และความต้านทานที่จุดเอาต์พุตสูงของ  $I_{O1}, I_{O2}$  สะดวกในการนำไปต่ออากาศเคดในโหมดกระแส ส่งผลให้ง่ายต่อการนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม

นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ทำการเปรียบเทียบงานวิจัยที่นำเสนอกับงานวิจัยซึ่งมีการนำเสนอไว้ดังตารางที่ 5.1 เป็นการเปรียบเทียบกับวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ได้มีผู้เสนอไว้ ในหัวข้อที่แสดงถึงการเลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟและจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่นำมาใช้ในวงจร ซึ่งพบว่าบางวงจรไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน  $90$  องศา อีกทั้งไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ บางวงจรเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน รวมทั้งมีจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้มีจำนวนมากกว่า  $2$  ตัว บางวงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยซึ่งไม่เหมาะสมกับการนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้มีจำนวนมากโดยเฉพาะตัวต้านทาน รวมทั้งไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณไซน์ได้

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์อื่นกับงานวิจัยที่นำเสนอ

อ้างอิง	ประเภทอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้	จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟ	ตัวเก็บประจุลกราวด์ทุกตัว	จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟ (R+C)	ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสต่างกัน $90$ องศา	CO และ FO ปรับอิสระจากกัน	ควบคุมขนาดสัญญาณได้	ความต้านทานที่เอาต์พุตสูง
Kumwachara and Surakamponorn 2003 : 599-605	OTA	6	✓	2+2	✓	✓	✓	×	×
Tanjaroen and Tangsiraat 2009 : 307-310	CDTA	3	✓	0+2	✓	✓	✓	×	✓
Keskin and Biolek 2006 : 214-218	CDTA	2	×	4+2	×	✓	×	×	✓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

อ้างอิง	ประเภทอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้	จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟ	ตัวเก็บประจุลงกราวด์ทุกตัว	จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟ (R+C)	ปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสต่างกัน 90 องศา	CO และ FO ปรับอิสระจากกัน	ควบคุมขนาดสัญญาณได้	ความต้านทานที่เอาต์พุตสูง
Horng, et. al. 2009 : 1-5	CDTA	3	✓	0+3	✓	✓	✓	×	✓
Cam, et. al. 2000 : 231-238	FTFN	1	×	9 แอดมิแทนซ์	×	×	✓	×	✓
Kumbun, et. al. 2009: 4-7	CC-CFA	2	×	0+2	✓	✓	✓	×	✓
Kumngern, et. al. (2010 : 740-743)	CCCII	2	✓	0+2	✓	×	✓	×	×
Summart, et. al. 2012 : 14-17	OTA	4	✓	0+2	✓	✓	✓	×	✓
Na Songkla, et. al. 2011 : 212-215	CCCII	3	✓	1+2	✓	✓	✓	×	✓
Prasertsom, et. al. 2010 : 187-191	CDBA	2	✓	3+2	✓	✓	✓	✓	×
Tangsrirat, et. al. 2010 : 363-366	CDTA	3	✓	0+3	✓	✓	✓	×	✓
Bhaskar, et. al. 2011 : 65-73	OTA	3	✓	0+2	✓	✓	✓	×	✓
Horng, et. al. 2010 : 326-330	CDTA	3	✓	0+3	✓	✓	✓	×	✓
Bhaskar, et. al. 2008 : 257-259	CDTA	1	×	2+2	×	✓	✓	×	×
Horng, et. al. 2004 : 81-92	CCII	3	✓	3+3	×	✓	✓	×	×
Abuelma'atti 1991 : 353-355	CCCII +OTA	1+3	×	0+2	✓	×	×	×	×
Lahiri, et. al. 2009 : 135-140	CDTA	2	✓	1+2	×	✓	✓	×	✓
งานวิจัยที่นำเสนอ	VDTA	2	✓	1+2	✓	✓	✓	✓	✓

จากการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่นำเสนอกับงานวิจัยที่มีผู้นำเสนอไว้ก่อนนั้นตามตารางที่ 5.1 นั้น พบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแสที่ผู้วิจัยได้นำเสนอนั้นสามารถสรุปเป็นข้อดังต่อไปนี้

1. ใช้อุปกรณ์แอคทีฟ คือ VDTA จำนวน 2 ตัว
2. สามารถคุมขนาดของสัญญาณไซน์ได้
3. ใช้วงจรตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สามารถควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากกันอีกทั้งยังสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
5. วงจรให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตมีเฟสต่างกัน 90 องศา เรียกอีกอย่างว่า สัญญาณแบบควอดเรเจอร์
6. ค่าความต้านทานที่เอาต์พุตสูง

### 5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรถยายความนำถ่ายโอนผลต่างแรงดันควรมีการการออกแบบและทดลองต่อวงจรจริงเพื่อนำมาทดสอบสมรรถนะเทียบกับผลการจำลองการทำงานและที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

สำหรับการวิจัยครั้งต่อไปในอนาคต สามารถพัฒนางานกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแสให้มีสมรรถนะที่สูงขึ้นโดย ทำให้งจรสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำลง และบริโภคกำลังงานต่ำ ทางด้านการสังเคราะห์และออกแบบวงจรโดยประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์แอกทีฟ คือ VDTA ให้สามารถทำงานได้อย่างหลากหลายมากขึ้นมีโครงสร้างที่น้อยลงกว่าเดิม เพื่อลดปัญหา ค่า  $\alpha$ ,  $\beta$  และ  $\gamma$  ให้มีค่าเข้าใกล้กับ 1 มากที่สุดเพื่อลดผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต และผลกระทบจากความจุแฝง และความต้านทานแฝง อีกทั้งอาจพัฒนาออกแบบโดยใช้อุปกรณ์สำเร็จรูปเพียงตัวเดียว และอาจจะลดการใช้ตัวต้านทานคือการใช้ MOS จำนวนสองตัว แทนการใช้ตัวต้านทาน ซิปก็จะมีขนาดเล็กลง

## บรรณานุกรม

- จิรสุดา เกษร. 2542. “วงจรรองความถี่และวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. วิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- สุเมธี พิสิฐเลิมพงศ์. 2550. “การสังเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปคลื่นชายนแบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสโดยใช้วงจร CDBA.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม. วิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Abluelma' atti, M., 1991. “A New Electronically Tunable Integrable CCII-OTA-Based Active-C Oscillator.” 2 (3): 353–355.
- Bhaskar. R., Abdalla. K., Senani. R., 2011. “Electronically-Controlled Current-Mode Second Order Sinusoidal Oscillators Using MO-OTAs and Grounded Capacitors.” *Journal of Circuits and Systems.* : 65–73.
- Cam, U., Toker, A., Cicekoglu, O., and Kuntman, A., 2000. “Current-Mode High Output Impedance Sinusoidal Oscillator Configuration Employing Single FTFN.” *Analog Integrated and Signal Processing.* : 231-238.
- Hornig, J., 2005. “Current Conveyors Based Allpass Filters and Quadrature Oscillators Employing Grounded Capacitors and Resistors.” *Journal of Computers and Electrical Engineering.* (31) : 81–92.
- Hornig, J., 2009. “Current-Mode Third-Order Quadrature Oscillator Using CDTAs.” *Journal of Active and Passive Electronic Components.* : 1–5.
- Hornig, J., Lee, H., Wu, J., 2010. “Electronically Tunable Third-Order Quadrature Oscillator Using CDTAs.” *Radioengineering.* 19(2) : 326–330.
- Keskin A.Ü., Biolek D., 2006, “Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA).” *IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems.* 15(3) : 214–218.
- Kumbun, J., Silapan, P., Siripruchyanum, M., Prommee, P., 2009. “A Current-mode Quadrature Oscillator Based on CC-CFAs”. *International Conference on Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology.* : 4–7.
- Kumwachara, K., Surakamponorn, W., 2003. “International Journal of Electronics An Integrable Temperature- Insensitive  $g_m - RC$  Quadrature Oscillator”. *International Journal of Electronics.* 90(9):599–605.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Kumngern, M., Junnapiya. S., 2010. "A Sinusoidal Oscillator Using Translinear Current Conveyors." *IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, Proceedings (APCCAS)*. (2) : 740-743.
- Lahiri,A., 2009. "New Current-Mode Quadrature Oscillators Using CDTA." *IEICE Electronics Express*. 6(3) : 135-140.
- Na Supayotin, S., Jaikla,W., Sreewirote, B., 2011. "A New Resistor-less Current-mode Sinusoidal Quadrature Oscillator Using CCCIs." *International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems*. : 212-215.
- Prasad D., Bhaskar D.R., Singh A.K., 2008, "Realisation of single-resistance-controlled sinusoidal oscillator: a new application of the CDTA." *WSEAS Transactions on Electronics*. 5(6) : 257-259
- Prasertsom, D., Tangsrirat. W., 2010. "CDBA-based Sinusoidal Quadrature Oscillator with Current Controlled Amplitude." *IEEE Communications and Information Technologies (ISCIT)*. (3) : 187-191.
- Summart, S.,Thongsopa, C., Jaikla,W., 2012. "OTA Based Current-mode Sinusoidal Quadrature Oscillator with Non-interactive Control." *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY*. (7): 14-17.
- Tanjaroen, W., Tangsrirat, W., 2009. "Resistorless Current-mode Quadrature Sinusoidal Oscillator Using CDTAs." *APSIPA Annual Summit and Conference Asia-Pacific Signal and Information Processing Association*. : 307-310.
- Tangsrirat, W., Tanjaroen, W., 2010. "Current-mode Sinusoidal Quadrature Oscillator with Independent Control of Oscillation Frequency and Condition Using CDTAs." *Journal of Indian Journal of Pure & Applied Physics*. (48) : 363-366.
- Yesil A., Kacar F., Kuntman H., 2011. "New Simple CMOS Realization of Voltage Differencing Transconductance Amplifier and Its RF Filter Application." *Radioengineering*. 20(3) : 632-637.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# iEECON 2013

THE 2013 INTERNATIONAL ELECTRICAL ENGINEERING CONGRESS

Chiang Mai, Thailand

March 13-15, 2013

Organized By



**EEAAT**  
Electrical Engineering Academic Association (Thailand)

International conference on communications  
International conference on electronics & control  
International conference on digital signal processing  
International conference on power & energy  
International conference on computer & IT



Sponsored by



กศพช.

Technical sponsored by



THAILAND SECTION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CURRENT-MODE SINUSOIDAL OSCILLATOR WITH MAGNITUDE CONTROLLABILITY USING VOLTAGE DIFFERENCING TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

Soodteeruk Choocharoen, Peerawat Suwanjan, Winai Jaikla

Department of Electrical Communication Engineering, Faculty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Email: soodteeruk@yahoo.com, kspeeraw@gmail.com, winai.ja@hotmail.com

## ABSTRACT

The current-mode quadrature sinusoidal oscillator employing two voltage differencing transconductance amplifiers (VDTAs) has been proposed. The condition of oscillation (CO) and frequency of oscillation (FO) can be independently controlled by adjusting the bias current of two VDTAs. The oscillator can provide 2 output currents as quadrature wave form and 1 output current with magnitude controllability. It consists of 2 VDTAs, 1 grounded resistor and 2 grounded capacitors which is then suitable for IC architecture. The Pspice simulation results using 0.25 $\mu$ m TSMC CMOS parameters have justified the theoretical anticipation.

**Keywords:** oscillator; Current-mode; VDTAs; sinusoidal signal

## 1. INTRODUCTION

In electrical and electronic engineering area, an oscillator plays an essential role and has been widely applied in various dimensions. Especially, quadrature oscillator can serve the requirement of multiple sinusoids which are 90 phase shifted, also known as quadrature signal. The use of quadrature oscillator includes communications systems, computer systems, measurement, signal processing and medical system etc. In past decade, the efforts to reduce voltage in electronic circuit had been done. These attempts are concurrent with the increasing demand of using wireless devices employing battery as power supply. Therefore, it was found several implementations of current-mode oscillators, which provide several advantages including larger dynamic range and lower power consumption.

From our survey, there are several researches and studies relating oscillator. However, those studies tend to use passive devices, leading to the circuit with large microchip such as, current controlled current differencing transconductance amplifier (CCCDTAs) [1-4], current controlled current conveyor (CCCII) [7], OTAs [8-9], current conveyors [10-11], current controlled current conveyor transconductance amplifier

(CCCCTA) [16-18], current differencing transconductance amplifier (CDTA)[13-15]. Regrettably, those reported circuits still have defects as follows:

- The requirement of many active elements [7, 10, 13-15].
- Use of a floating capacitor, which is not convenient to further fabricate in integrated circuit [7, 13-15].
- The condition of oscillation and frequency of oscillation cannot be independently controlled [8-9].
- Those circuits cannot be electronically controlled [10].

The aim of this paper is to introduce a high output impedance current-mode quadrature oscillator, based on VDTAs. The condition of oscillation and frequency of oscillation can be independently adjusted by electronic method. The circuit construction consists of 2 VDTAs, 1 grounded resistor and 2 grounded capacitors. The PSPICE simulation results are also shown, which are in correspondence with the theoretical analysis.

## 2. THEORY AND PRINCIPLE

### 2.1 Basic Concept of VDTA

The circuit symbol of VDTA is shown in Fig. 1, where  $V_P$  and  $V_N$  are the input terminals, Z and X are the output ones. Hence, Z is the current output terminal; current through Z terminal follows the difference of the voltages at  $V_P$  and  $V_N$  terminals by transconductances  $g_{m1}$ . The voltage  $V_Z$  on Z terminal is transferred into current using transconductance  $g_{m2}$ , which flows into output terminal X. The  $g_{m1}$  and  $g_{m2}$  are tuned by  $I_{B1}$  and  $I_{B2}$ , respectively. In general, VDTA can contain an arbitrary number of x terminals, providing currents  $I_x$  of both directions. All terminals of VDTA exhibit high impedance values [5]. The characteristics of the ideal VDTA are represented by the following hybrid matrix:

$$\begin{bmatrix} I_Z \\ I_{X+} \\ I_{X-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{m1} & -g_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & g_{m2} \\ 0 & 0 & -g_{m2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_P \\ V_N \\ V_Z \end{bmatrix}. \quad (1)$$

If the VDTA is realized using CMOS technology,  $g_{m1}$  and  $g_{m2}$  can be respectively written as

$$g_{m1} = \sqrt{kI_{B1}}, \tag{2}$$

and

$$g_{m2} = \sqrt{kI_{B2}}. \tag{3}$$

Here  $k$  is the physical transconductance parameter of the CMOS transistor.  $I_{B1}$  and  $I_{B2}$  are the bias current used to control the  $g_{m1}$  and  $g_{m2}$ , respectively.

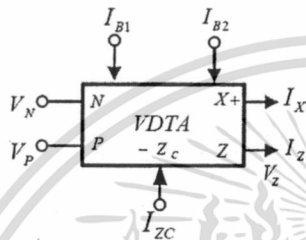


Figure 1. Circuit symbol of the VDTA

**2.2 Proposed oscillator**

The realization of proposed oscillator is achieved in Fig. 2. It consists of 2 VDTAs, 1 grounded resistor and 2 grounded capacitors. The quadrature output currents are  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$ . Considering the proposed circuit and using VDTA properties in section 2.1, the characteristic equation can be written as

$$g_{m1} = \sqrt{kI_{B1}}. \tag{4}$$

From Eq. (4), the CO and FO can be written as

$$1 = g_{m1}R, \tag{5}$$

and

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2}}. \tag{6}$$

Substituting the transconductances as shown in Eqs. (2) and (3) into Eqs. (5) to (6), the CO and FO become

$$1 = R\sqrt{kI_{B1}}, \tag{7}$$

and

$$\omega = \sqrt{\frac{k(I_{B3}I_{B4})^{\frac{1}{2}}}{C_1C_2}}. \tag{8}$$

From Eqs. (7) to (8), it can be seen that the CO can be adjusted independently from the FO by varying  $I_{B1}$  and

$R$  while the FO can be electronically adjusted by  $I_{B3}$  and  $I_{B4}$  without disturbing CO. From circuits in Fig. 2, the relationship between the  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  can be found as

$$\frac{I_{O2}}{I_{O1}} = -\frac{g_{m4}}{sC_2}. \tag{9}$$

It is evident from Eq. (9) that all the output current  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  are phase-shifted by  $90^\circ$  from each other and thus the oscillator can be used quadrature oscillator.

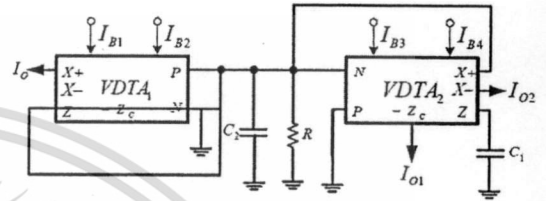


Figure 2. Proposed quadrature oscillator.

Considering the proposed oscillator in Fig. 2 again, it is found that the output current  $I_O$  is written that

$$I_O = g_{m2}V_{z1}. \tag{10}$$

From Eq. (10) at oscillation state, the voltage  $V_{z1}$  is the sinusoidal signal that means the amplitude of sinusoidal signal in current-mode  $I_O$  is electronically adjusted by  $I_{B2}$ .

**3. SIMULATION RESULTS**

To prove the performances of the proposed oscillator, the PSPICE simulation program was used for the examination. Internal construction of VDTAs used in simulation is from [5]. The PMOS and NMOS transistors have been simulated by respectively using the parameters of a 0.25 $\mu$ m TSMC CMOS technology [6]. The aspect ratios of PMOS and NMOS transistor are  $W/L=8\mu\text{m}/0.25\mu\text{m}$  and  $W/L=5\mu\text{m}/0.25\mu\text{m}$ , respectively.

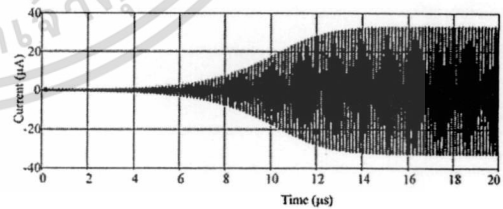


Figure 3. Transient waveforms during initial state.

The circuit was biased with  $\pm 1.25\text{V}$  supply voltages,  $C_1=C_2=10\text{pF}$ ,  $I_{B1}=40\mu\text{A}$ ,  $I_{B2}=I_{B3}=I_{B4}=100\mu\text{A}$ ,  $R=3.6\text{k}\Omega$ . It yields the natural frequency of 6.85MHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figs. 3 and 4 show the simulated quadrature output waveforms during initial state and steady state, respectively. Fig. 5 shows the simulation result of output spectrum, where the total harmonic distortion (THD) of  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$  are about 0.723% and 0.616%, respectively. Fig. 6 shows simulated oscillation frequency versus  $I_B$  for different capacitances.

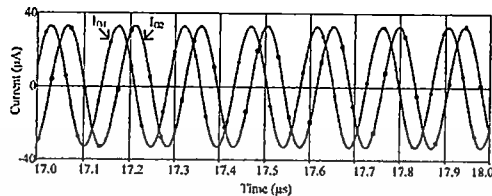


Figure 4. The simulated quadrature outputs  $I_{O1}$  and  $I_{O2}$ .

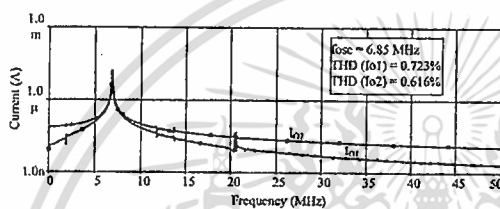


Figure 5. Spectrum of both output responses.

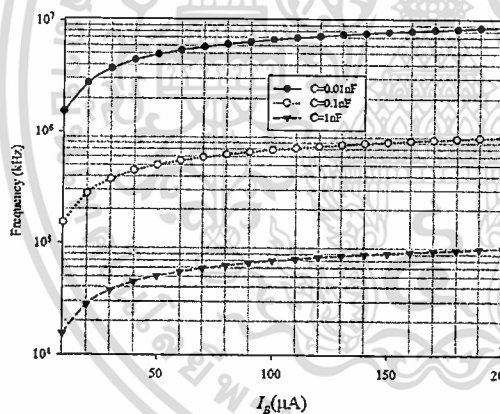


Figure 6. The Oscillation frequencies against bias currents for various capacitances

#### 4. CONCLUSION

This paper proposes a current-mode quadrature sinusoidal oscillator using two voltage differencing transconductance amplifiers. The frequency of oscillation and condition of oscillation can be electronically controlled by adjusting the bias current of

the VDTAs. The PSPICE simulation results are included to verify the theoretical analysis.

#### 5. REFERENCES

- [1] W. Jaikla and M. Siripruchyanun, "CCCDTAs-based versatile quadrature oscillator and universal biquad filter," The Proceedings of ECTI con 2007, Chiang Rai, Thailand, pp. 1065-1068, 2007.
- [2] R. Keawon, W. Jaikla, "A resistor-less current-mode quadrature sinusoidal oscillator employing single CCDTA and grounded capacitors," Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), vol. 8, pp. 138-141, 2011.
- [3] E. Karujanakrajang, R. Chaisricharoen, and B. Chipipop, "All differential-pair CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier (CCCDTA)," 2010 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, no. Ipsacs, pp. 1-4, Dec. 2010.
- [4] W. Jaikla and M. Siripruchyanun, "A versatile quadrature oscillator and universal biquad filter using dual-output current controlled current differencing transconductance amplifier," Proceedings of The International Symposium on Communications and Information Technologies 2006 (ISCIT 2006), Bangkok, Thailand, pp. 1072-1075, 2006.
- [5] A. Yeşil, F. Kacar ; H. Kuntman, "New simple CMOS realization of voltage differencing transconductance amplifier and its RF filter application" Radioengineering, vol. 20, no. 3, pp. 632-637, 2011.
- [6] P. Prommee, K. Angkeaw, M. Somdunyakanok, K. Dejhan, "CMOS based near zero-offset multiple inputs max-min circuits and its applications," Analog Integr. Circuits Signal Process, vol. 61, pp. 93-105, 2009.
- [7] P. Singthong, W. Jaikla, "Electronically controllable first-order current-mode allpass filter using CCCDAs and its application," Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), pp. 314-318, 2011.
- [8] B. Al-Hashimi, F. Dudek, and Y. Sun, "Current-mode delay equalizer design using multiple output OTAs," Analog Integrated Circuits and Signal ..., vol. 24, pp. 163-169, 2000.
- [9] B. Metin, K. Pal, S. Minaei, and O. Cicekoglu, "Trade-offs in the OTA-based analog filter design," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 60, no. 3, pp. 205-213, Feb. 2009.
- [10] M. T. Abuelma'atti and A.A. Al-Ghumaiz, "Novel CCI-based single-element-controlled oscillators employing grounded resistors and capacitors," IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol. 43, pp. 153-155, 1996.
- [11] I. A. Khan and S. Hasan "Current mode four phase quadrature oscillator using CCIs," Active and Passive Electronic Devices., vol. 1, pp.273-279, 2006
- [12] B. Knobob, M. Kunnern, and K. Dejhan, "current-Mode Quadrature oscillator using translinear current conveyors," 2008 International Symposium on Communications and Information Technologies, pp. 196-199, Oct. 2008.
- [13] W. Jaikla, M. Siripruchyanun, J. Bajer, and D. Biolek, "A simple current-mode quadrature oscillator using single CDTA," Radioengineering, vol. 17, no. 4, pp. 33-40, 2008.
- [14] D. Biolek, "CDTA - Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing," Proceedings of the European conference on circuit theory and design, 2003, 397-400.
- [15] N. Shah, M. Quadri, and S. Iqbal, "High output impedance current-mode allpass inverse filter using CDTA," Indian Journal of Pure and Applied, vol. 46, no. December, pp. 893-896, 2008.

- [16] M. Siripruchyanun and W. Jaikla "Realization of current controlled current differencing transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications, ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications, 2007; vol. 5, no.1, pp. 41-50.
- [17] A. Jantakun, W. Sa-ngiamvibool, and A. Aurasopon, "A simple amplitude controllable sinusoidal oscillator using single CCCCTA and grounded elements," vol. 65, no. 5, pp. 74-81, 2012.
- [18] P. Silapan, W. Jaikla, and M. Siripruchyanun, "A novel versatile circuit functioning as both filter and oscillator based on CCCCTAs," APCCAS 2008 - 2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, pp. 1367-1370, Nov. 2008.
- [19] D. Prasad, D. R. Bhaskar, "Electronically controllable explicit current output sinusoidal oscillator employing single VDTA," International Scholarly Research Network, vol. 2012, Article ID 382560, doi:10.5402/2012/382560.
- [20] M. Kummern and K. Dehnan, "Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers," TENCON 2009 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-4, Nov. 2009.
- [21] T. Bunrongchoke, D. Duangmalai, and W. Jaikla, "Current differencing transconductance amplifier based current-mode quadrature oscillator using grounded capacitors," 10th International Symposium on Communications and Information Technologies, no. 2, pp. 192-195, Oct. 2010.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายสุดที่รัก ชูเจริญ
วัน-เดือน-ปีเกิด	28 มกราคม 2523
สถานที่เกิด	จังหวัด นครศรีธรรมราช
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 679 หมู่ 3 ตำบลศิลา อำเภอเมืองขอนแก่น จังหวัดขอนแก่น 40000
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม วิทยาลัยเทคนิคปัตตานี ปีการศึกษา 2544 สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม วิทยาลัยเทคนิคปัตตานี ปีการศึกษา 2551 สำเร็จการศึกษา อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (อส.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยศรีปทุม (วิทยาเขตบางเขน) ปีการศึกษา 2557 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรครุศาสตรอุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	วิศวกรเครื่องมือแพทย์ บริษัท ออดิเมด จำกัด พ.ศ. 2552 วิศวกร คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล พ.ศ. 2553-ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้