

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแส
โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่



นายศักดิ์สิทธิ์ สุ่มมาตย์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2557

**THE SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-MODE
QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATORS
USING MODERN ACTIVE ELEMENTS**



Saksit Summart

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Doctor of Philosophy in Telecommunication Engineering**

Suranaree University of Technology

Academic Year 2014

การตั้งเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแส
โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.ชุตินา พรหมมาก)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ชาญชัย ทองโสภิต)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.รังสรรค์ ทองทา)

กรรมการ

(รศ. ดร.พิพัฒน์ พรหมมี)

กรรมการ

(ผศ. ดร.วินัย ใจกล้า)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ศักดิ์สิทธิ์ สุ่มมาตย์ : การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสมัยใหม่ (THE SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-MODE QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATORS USING MODERN ACTIVE ELEMENTS) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภณ, 174 หน้า.

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสมัยใหม่ซึ่งมีหลักการสังเคราะห์มาจากโครงสร้างของ บล็อกไดอะแกรม อุปกรณ์แอคทีฟหลักที่นำมาใช้ในวงจรมีคุณสมบัติเด่น คือ สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถสร้างกระแสเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ จำนวน 2 เอาต์พุต ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา อุปกรณ์พาสซีฟที่นำมาใช้ในวงจรมีเพียงตัวเก็บประจุ เท่านั้นและเป็นการต่อแบบลงกราวด์จึงทำให้มีความเหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม นอกจากนี้ยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสของอุปกรณ์แอคทีฟ รวมทั้งทางด้านเอาต์พุตของวงจรยังมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสามารถที่จะนำไปต่อเพื่อขับโหลดได้โดยตรง จึงเหมาะที่จะนำไปต่อใช้งานในโหมดกระแส ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริง พบว่า วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ ทั้งนี้ยังปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งเป็นการยืนยันคุณสมบัติของบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอได้ว่าสามารถนำไปใช้สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสได้จริง

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2557

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม _____

SAKSIT SUMMART : THE SYNTHESIS AND DESIGN OF CURRENT-
MODE QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATORS USING MODERN
ACTIVE ELEMENTS. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. CHANCHAI
THONGSOPA, Ph.D., 174 PP.

CURRENT-MODE/BLOCK DIAGRAM/QUADRATURE OSCILLATOR

This thesis presents the synthesis and design of current-mode quadrature sinusoidal oscillators using modern active elements which are designed from block diagram. The active element used for designing has the advantage; it can be adjusted by electronic method. The proposed circuits are capable of providing two sinusoidal output signals with 90-degree phase difference. The circuits use only grounded capacitors which are very appropriate for further development into an integrated circuit. In addition, the condition of oscillation can be adjusted independently from the frequency of oscillation by adjusting the bias currents of the active elements. Moreover, the proposed circuits have high output impedance appropriate for cascade connection in current mode which is able to directly drive load. The results of PSPICE simulation program and experiment found that the circuits are able to provide sinusoidal quadrature signals. Additionally, an outstanding condition of oscillation can be adjusted independently from the frequency of oscillation which is used to prove that the property of proposed block diagrams is authentically used for synthesizing the current-mode quadrature sinusoidal oscillators.

School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2014

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

Co-Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ รวมทั้งได้ให้ความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย ซึ่งได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภณ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา แนะนำแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย การเขียนบทความวิชาการ รวมถึงช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุตินา พรหมมาก หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคร์ รองศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย อาจารย์ ดร.บุญส่ง สุตะพันธ์ รวมทั้งอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ และให้ความรู้ทางด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

รองศาสตราจารย์ ดร.พิพัฒน์ พรหมมี จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านข้อมูล และคำแนะนำเกี่ยวกับเทคนิคการใช้โปรแกรม

ดร.ประภา ภักดิ์โพธิ์ และ คุณณานิสา ภักดิ์โพธิ์ จากวิทยาลัยเทคโนโลยีภาคตะวันออกเฉียงเหนือ ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา รวมทั้งคุณอาจารย์แผนกอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ให้ความสนใจในระหว่างศึกษาเสมอมา

ขอขอบคุณ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม และสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่สนับสนุนทุนในการศึกษาและทำวิทยานิพนธ์ และขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ น้อง ๆ บัณฑิตศึกษาทุกท่าน รวมถึงคุณปณิฎฐาท์ อาจหาญ เลขานุการประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่ช่วยดูแลเรื่องเอกสารต่าง ๆ ระหว่างศึกษา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ได้ให้ความรัก ความห่วงใย และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ศักดิ์สิทธิ์ ตุ่มมาตย์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	4
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	4
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	4
1.4 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	4
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	5
1.7 ประโยชน์ที่จะได้รับ.....	8
1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	8
2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	11
2.1 บทนำ.....	11
2.2 หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ.....	11
2.3 องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณและเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ.....	12
2.4 การคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณ.....	16
2.5 วงจรขยายความนำถ่ายไอออนผลต่างกระแส.....	18
2.6 วงจรขยายความนำส่งผ่านกระแส.....	20
2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	23
2.8 สรุป.....	48

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดกระแส	50
3.1	บทนำ.....	50
3.2	หลักการสังเคราะห์วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดกระแส	50
3.2.1	คุณลักษณะสมบัติของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก)	51
3.2.2	คุณลักษณะสมบัติของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข)	52
3.3	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดกระแสที่น่าเสนอ	53
3.3.1	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้ CDTA.....	54
3.3.2	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์ที่ใช้ CFTA	65
3.4	การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส และแรงดัน	76
3.4.1	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดที่ใช้ CDTA.....	77
3.4.2	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดที่ใช้ CFTA	78
3.5	การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝง	80
3.5.1	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดที่ใช้ CDTA.....	81
3.5.2	วงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดที่ใช้ CFTA	83
3.6	การออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์เคเบิลเจอร์โหมดกระแส	85
3.7	สรุป	86
4	ผลจำลองด้วยโปรแกรมและการต่อวงจรทดลอง	87
4.1	บทนำ.....	87
4.2	ผลจำลองการทำงานวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรม.....	88
4.2.1	ผลจำลองการทำงานวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่ใช้ CDTA	88
4.2.2	ผลจำลองการทำงานวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่ใช้ CFTA.....	95
4.3	ผลจำลองการทำงานวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่ออกแบบด้วยวงจรรูปที่ 3.5.....	103
4.4	ผลทดลองการทำงานของวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่สังเคราะห์จาก บล็อกไดอะแกรม	105
4.4.1	ผลทดลองการทำงานวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่ใช้ CDTA.....	105
4.4.2	ผลทดลองการทำงานวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่ใช้ CFTA	109

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5	สรุป	113
5	บทสรุปและข้อเสนอแนะ	114
5.1	สรุปและวิเคราะห์ผล	114
5.2	ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	115
	รายการอ้างอิง	117
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาด ในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน	123
	ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากผลกระทบนี้อิงจาก ค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝง.....	139
	ภาคผนวก ค. พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ที่ใช้จำลอง การทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSpice	161
	ภาคผนวก ง. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	164
	ประวัติผู้เขียน	174



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1	ค่าอัตราส่วน W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้กับโครงสร้างภายในของ CDTA.....87
4.2	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.591
4.3	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.591
4.4	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.892
4.5	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.892
4.6	ค่าอัตราส่วน W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้กับโครงสร้างภายในของ CDTA.....95
4.7	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.1396
4.8	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.1397
4.9	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.17100
4.10	ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรถ่ายโอนสัญญาณรูปที่ 3.17100

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	แผนภาพการดำเนินงาน6
2.1	บล็อกไดอะแกรมองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ 13
2.2	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับแบบบวก..... 13
2.3	สัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของ CDTA 18
2.4	วงจรภายในของวงจร CDTA แบบไบโพลาร์ 20
2.5	วงจรภายในของวงจร CDTA แบบซีมอส 20
2.6	สัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของ CFTA 21
2.7	วงจรภายในของวงจร CFTA แบบไบโพลาร์ 22
2.8	วงจรภายในของวงจร CFTA แบบซีมอส 23
2.9	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ OTA ซึ่งนำเสนอ โดย มนตรี และคณะ 23
2.10	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.9 24
2.11	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ OTA ซึ่งนำเสนอ โดย สุภวัฒน์ และคณะ 25
2.12	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.11 25
2.13	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CCCII ซึ่งนำเสนอ โดย ศักดิ์สิทธิ์ และ ชาญชัย 27
2.14	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.13 27
2.15	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอ โดย Keskin และ Biolek 28
2.16	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.15 29
2.17	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอ โดย Jaikla และคณะ 30
2.18	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.17 30
2.19	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CC-CFA 31
2.20	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.19 32
2.21	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอ โดย Kumngern และ Dejhan..... 33
2.22	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.21 33
2.23	วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CCCII ซึ่งนำเสนอ โดย Kumngern และคณะ 34
2.24	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.23 35

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.25	36
2.26	36
2.27	37
2.28	38
2.29	39
2.30	39
2.31	41
2.32	41
2.33	42
2.34	43
2.35	44
2.36	44
2.37	45
2.38	46
2.39	47
2.40	47
3.1	51
3.2	53
3.3	55
3.4	56
3.5	
3.1 (ก)	56
3.6	60
3.7	61
3.8	
3.1 (ข)	62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.8 62
3.10	วงจรอินทิเกรเตอร์ที่สูญเสียโดยใช้ CFTA 65
3.11	วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสโดยใช้ CFTA 67
3.12	วงจรขยายสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้ CFTA 67
3.13	วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 3.1 (ก) โดยใช้ CFTA 68
3.14	วงจรที่สังเคราะห์ได้จากบล็อกไดอะแกรม 3.1 (ข) ส่วนที่หนึ่งโดยใช้ CFTA 71
3.15	วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสโดยใช้ CFTA 72
3.16	วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 3.1(ข) โดยใช้ CFTA 73
3.17	บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.16 73
3.18	ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงของวงจร CDTA 81
3.19	ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงของวงจร CFTA 83
4.1	วงจรภายในของ CDTA ที่ใช้ในการจำลอง..... 87
4.2	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5..... 89
4.3	สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5..... 89
4.4	สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5..... 89
4.5	ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรกำเนิด สัญญาณรูปที่ 3.5 90
4.6	เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุต ที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ รูปที่ 3.5..... 90
4.7	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8..... 93
4.8	สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8..... 93
4.9	สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8..... 93
4.10	ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8..... 94

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11	เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุต ที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรกำเนิด สัญญาณรูปที่ 3.8 94
4.12	วงจรภายในของ CFTA ที่ใช้ในการจำลอง 95
4.13	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13..... 97
4.14	สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13 97
4.15	สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13..... 98
4.16	ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13 98
4.17	เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุต ที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจร กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13 99
4.18	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17..... 101
4.19	สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17 101
4.20	สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17..... 101
4.21	ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17 102
4.22	เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุต ที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจร กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17 102
4.23	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบจากรูปที่ 3.5..... 104
4.24	สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบจากรูปที่ 3.5..... 104
4.25	สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณ ที่ออกแบบจากรูปที่ 3.5..... 105
4.26	วงจรภายใน CDTA โดยใช้ไอซี AD844 และ LM13700 106
4.27	รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5..... 107

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.28 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรถูก กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5	107
4.29 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8.....	108
4.30 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรถูก กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8	109
4.31 วงจรภายใน CFTA โดยใช้ไอซี AD844 และ LM13700.....	110
4.32 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13.....	111
4.33 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรถูก กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13	111
4.34 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.16.....	112
4.35 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรถูก กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.16	113

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในทศวรรษที่ผ่านมาได้มีผู้นำเสนออุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ (Active Building Blocks) เพื่อนำมาใช้ออกแบบวงจรทางด้านไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ในงานประมวลผลสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal Processing) ซึ่งอุปกรณ์หลายชนิดมีข้อดี คือ สามารถตอบสนองย่านความถี่ได้กว้าง และมีความเหมาะสมที่จะนำมาออกแบบใช้งานทั้งใน โหมดแรงดัน (Voltage Mode) และ โหมดกระแส (Current Mode) ทั้งนี้ต่อมายังได้มีการพัฒนาคุณสมบัติของอุปกรณ์ให้ดีขึ้นเพื่อช่วยในการออกแบบวงจรสามารถทำได้ง่าย รวมทั้งเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์แอกทีฟ และพาสซีฟที่นำมาใช้ในวงจร นอกจากนี้อุปกรณ์บางตัวยังสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ เช่น การปรับค่าความต้านทานแปรทางด้านอินพุต หรือค่าความนำถ่ายไอออนได้โดยการปรับกระแสไบอัสทางอินพุตของตัวอุปกรณ์ เป็นต้น ดังนั้นจึงมีผู้นำเสนอการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรด้วยอุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่จำนวนมากไม่ว่าจะเป็น วงจรลอจิก วงจรกรองความถี่ รวมทั้งวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ อุปกรณ์แอกทีฟที่ควบคุมด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ที่นิยมนำมาใช้ในการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรก็ยกตัวอย่าง เช่น โอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier : OTA) และวงจรขยายความนำถ่ายไอออนผลต่างกระแส (Current Differencing Transconductance Amplifier : CDTA) ทั้งสองเป็นอุปกรณ์ที่สามารถควบคุมค่าความนำถ่ายไอออนได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ หรือ วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second Generation Current Controlled Current Conveyor : CCCII) จะเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถปรับค่าความต้านทานแปรทางด้านอินพุตได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสทางด้านอินพุต ซึ่งข้อดีดังกล่าวของอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อนำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรจึงสามารถควบคุม หรือปรับพารามิเตอร์ได้โดยง่ายจากการควบคุมด้วยกระแส หรือแรงดันแทนการปรับด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำปรับค่า เป็นต้น (โดยการส่งงานภายนอกด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์) ด้วยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จึงเป็นที่นิยมที่จะนำมาใช้ในการสังเคราะห์ และออกแบบวงจร

ในปัจจุบันนั้นจะพบว่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาที่ใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายได้เข้ามามีบทบาทต่อชีวิตประจำวันของมนุษย์เป็นอย่างมาก ดังนั้นวงจรที่อยู่ข้างในจะต้องสามารถใช้งาน

ที่แรงดันต่ำ ๆ และบริโภคกำลังงานต่ำด้วยเพื่อให้สามารถใช้งานได้เป็นเวลานาน หนึ่งในเทคนิคที่นิยมนำมาออกแบบวงจรในอุปกรณ์เหล่านี้ได้แก่ เทคนิควงจรในโหมดกระแส โดยเทคนิคนี้มีข้อดีหลายประการ เช่น มีแบนด์วิธกว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีค่าพิสัยพลวัตกว้างและวงจรไม่ซับซ้อนเมื่อเทียบกับวงจรที่ทำงานในโหมดแรงดัน (Toumazou, Lidgey and Haigh, 1990; Cam et al., 2000) ดังนั้นจึงมีการนำเสนอวงจรประมวลผลสัญญาณที่ทำงานในโหมดกระแสไว้จำนวนมาก ยกตัวอย่าง เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ วงจรกรองความถี่ และวงจรผสมสัญญาณ เป็นต้น

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์เป็นวงจรที่มีความสำคัญในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ มีการนำไปใช้งานในด้านต่างๆ เช่น ในระบบสื่อสาร การประมวลผลสัญญาณ และระบบเครื่องมือวัด เป็นต้น วงจรกำเนิดสัญญาณอีกประเภทหนึ่งที่นิยมนำมาใช้งานก็คือ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์ วงจรกำเนิดสัญญาณประเภทนี้จะสามารถให้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่มีเฟสแตกต่างกัน 90 องศา ซึ่งจะเรียกสัญญาณดังกล่าวว่า สัญญาณควอดเรเจอร์ (Quadrature Signal) ตัวอย่างการนำไปใช้งาน เช่น การมอดูเลตสัญญาณแบบไซด์แบนด์เดี่ยว (single side band; SSB) และ การผสมสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ เป็นต้น (Khan and Khawaja, 2000) จากการศึกษาการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟพบว่า การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ดีนั้นจะต้องมีองค์ประกอบที่สำคัญดังต่อไปนี้ 1) เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้อิสระต่อกัน (Independent Control) 2) เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ (Condition of Oscillation : CO) และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ (Frequency of Oscillation : FO) ควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ 3) อิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตของวงจรจะต้องมีค่าสูง 4) การต่อตัวเก็บประจุร่วมภายนอกจะต้องต่อลงกราวด์ 5) หลีกเลี่ยงการใช้ตัวต้านทานในการออกแบบวงจร 6) มีค่าผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกซ์ของสัญญาณ (Total Harmonic Distortion : THD) ทางด้านเอาต์พุตที่ต่ำ และ บริโภคกำลังงานต่ำ (Low Power Consumption)

จากการสำรวจผลงานวิจัยในช่วงที่ผ่านมาเกี่ยวกับการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแสด้วยอุปกรณ์แอคทีฟที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ พบว่า การออกแบบวงจรยังมีข้อด้อยในการนำไปใช้งานหลายประการดังนี้ 1) วงจรที่ออกแบบมีการต่อตัวต้านทานภายนอกอีกทั้งยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก (Horng, Chou and Shiu, 2006; Horng, 2011; Prasad, Bhaskar and Singh, 2011; Pranayanuntana and Khwankaew, 2009; Prommee et al., 2007; Tao and Fidler, 1998; Un and Kacar, 2007; Un and Kacar, 2008; Uygur and Kuntman, 2006) 2) วงจรที่นำเสนอมีการต่อตัวเก็บประจุแบบลอยซึ่งทำให้วงจรที่ออกแบบไม่เหมาะในการนำมาสร้างเป็นวงจรรวมเพราะจะทำให้ชิปมีขนาดใหญ่ (Lawanwisut, Biolk and Siripruchyanun, 2009; Uygur, and Kuntman, 2006; Keskin and Biolk, 2006; Prasad, Bhaskar and

Singh, 2008; Jaikla et al., 2008; Singh, 2006; Linares-Barranco et al., 2004; Tangsrirat, Pukkalanun and Surakamponorn, 2010; Un and Kacar, 2007; Un and Kacar, 2008) 3) วงจรที่ออกแบบมีอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตต่ำไม่เหมาะที่จะนำไปต่อใช้งานแบบคาสเคด หรือนำไปต่อเพื่อขับโหลดโดยตรงใน โหมดกระแส (Abuelma'atti, 1992; Jaikla and Siripruchyanun, 2006; Lawanwisut, Biolek and Siripruchyanun, 2009) 4) วงจรที่ออกแบบไม่สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Horng, Chou and Shiu, 2006; Horng, 2011; Lahiri, 2011; Un and Kacar, 2007; Un and Kacar, 2008) และ 5) วงจรที่ออกแบบมีเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณที่ไม่สามารถควบคุมได้โดยอิสระต่อกัน (Jaikla et al., 2008; Horng, 2009; Bumrongchoke, Duangmalai and Jaikla 2010; Jin and Wang, 2012; Keawon and Jaikla, 2011; Jin, J., and P. Liang, 2013; Jin, 2013; Tangsrirat, Pukkalanun and Surakamponorn, 2010; Pandey and Paul, 2011; Lahiri, 2011; Un and Kacar, 2008)

จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าการที่จะสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสให้สามารถตอบสนองข้อดีทั้งหมดได้นั้นจึงทำได้ยาก เพราะจะต้องใช้ประสิทธิภาพในการสังเคราะห์ และออกแบบ ดังนั้นถ้าหากมีบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างในการออกแบบก็จะทำให้เกิดความสะดวกมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับผู้เริ่มต้น และผู้ที่ไม่มีความชำนาญในการสังเคราะห์ และออกแบบ ยกตัวอย่างเช่น ทำให้รู้ว่าภายในวงจรมีกี่ส่วน วงจรในแต่ละส่วนทำหน้าที่อะไร คุณสมบัติเด่นของวงจรที่ได้คืออะไร และต้องใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนกี่ตัว เป็นต้น ทั้งนี้ถ้าหากมีบล็อกไดอะแกรมเพื่อช่วยในการออกแบบแล้วการที่นำเอาอุปกรณ์แอกทีฟประเภทอื่นมาสังเคราะห์ และออกแบบวงจรก็จะสามารถทำได้ง่ายขึ้น เพียงแค่ออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่ถูกต้อง และใช้หลักการต่อวงจรจากบล็อกไดอะแกรม

จากปัญหาทั้งหมดที่ได้กล่าวมาในข้างต้น งานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสด้วยอุปกรณ์แอกทีฟที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์วงจร ทั้งนี้บล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอมีโครงสร้างการต่อไม่ซับซ้อน ทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้ นอกจากนี้วงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ทำให้วงจรที่สังเคราะห์ และออกแบบสามารถให้ข้อดีของวงจรกำเนิดสัญญาณ คือ ไม่มีการต่อตัวต้านทานภายนอก การต่อตัวเก็บประจุลงกราวด์เหมาะที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม อิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าสูงสามารถที่จะนำไปต่อใช้งานในโหมดกระแสได้โดยไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์กระแส (Current Buffer) วงจรสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และวงจรที่ออกแบบยังสามารถควบคุมเงื่อนไขในการ

กำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้อย่างอิสระต่อกัน ซึ่งข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นมีความเหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 เพื่อสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐาน

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่สังเคราะห์ และออกแบบขึ้น

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่สังเคราะห์ และออกแบบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ มีเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมด้วยการปรับกระแสไบอัสทางด้านอินพุตได้โดยอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสจะใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์

1.4.2 การทดสอบสมรรถนะวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ได้สังเคราะห์ และออกแบบขึ้น จะใช้การจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ มีขอบเขตของงานวิจัยดังนี้

1.5.1 นำเสนอการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยมีอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการ

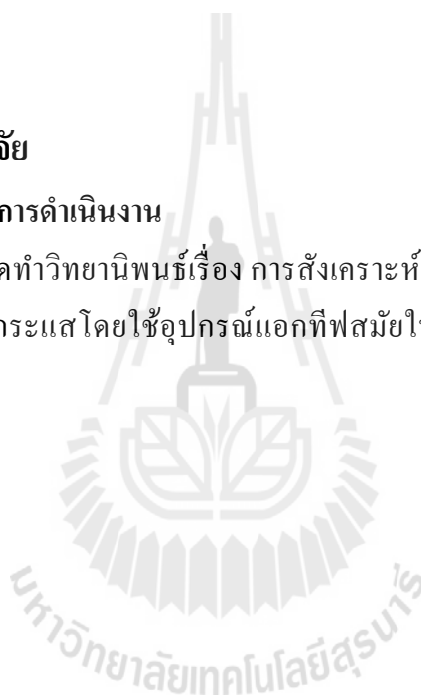
อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกโคอะแกมเป็นพื้นฐาน ซึ่งในวงจรจะใช้เพียงอุปกรณ์แอกทีฟ และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เท่านั้น ปราศจากการต่อด้วยตัวต้านทานภายนอก โดยวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบสามารถให้สัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ทางด้านเอาต์พุต

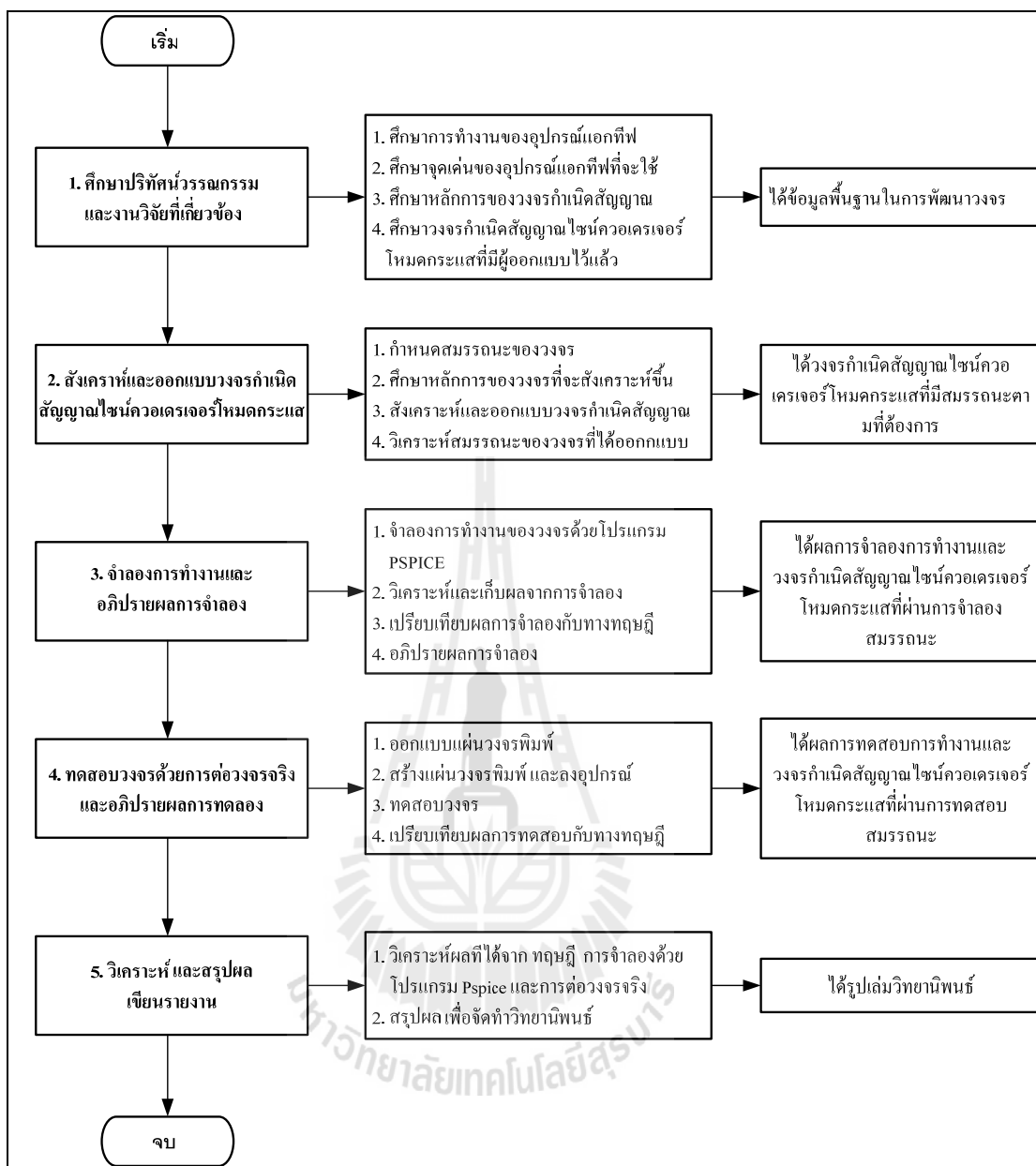
1.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่ได้จากการสังเคราะห์และออกแบบสามารถควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (โดยการปรับกระแสไบอัสทางด้านอินพุต) และควบคุมได้โดยเป็นอิสระ ปราศจากผลกระทบต่อกัน ทั้งนี้วงจรที่สังเคราะห์และออกแบบมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตสูงสามารถนำไปต่อใช้งานเพื่อขับโหลดได้โดยตรง และเหมาะที่จะนำไปต่อใช้งานแบบคาสเคดในโหมดกระแส

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่มีแนวทางในการดำเนินงานดังแผนภาพในรูปที่ 1.1





รูปที่ 1.1 แผนภาพการดำเนินงาน

จากแผนภาพการดำเนินงานในรูปที่ 1.1 สามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังนี้

1. สำนวประวัติศัวรรษกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

1) ศึกษาการทำงาน และจุดเด่นของอุปกรณ์แอกทีฟประเภทต่างๆ

2) ศึกษาจุดเด่นของอุปกรณ์แอกทีฟ โดยพิจารณาอุปกรณ์ที่สามารถควบคุมได้ด้วย

วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

3) ศึกษาหลักการวงจรกำเนิดสัญญาณ 100W รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

4) ศึกษาวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่มีผู้ออกแบบไว้แล้ว เพื่อหาจุดเด่นและจุดด้อยในการออกแบบ

2. สังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์

1) กำหนดสมรรถนะของวงจร

2) ศึกษาหลักการของวงจรที่จะสังเคราะห์ขึ้น

3) สังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

4) วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบด้วยวิธีวิเคราะห์ทางด้านทฤษฎี

3. จำลองการทำงานของวงจรที่ได้จากการสังเคราะห์และออกแบบและอภิปรายผลการจำลอง

1) จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

2) วิเคราะห์ และเก็บผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม

3) เปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมกับการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี

4) อภิปรายผลการจำลอง

4. วัด และทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่ได้จากการสังเคราะห์ และออกแบบจากการต่อวงจรจริงด้วยออสซิลโลสโคป พร้อมกับอภิปรายผลการทดลอง

1) ออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

2) สร้างแผ่นวงจรพิมพ์ และทำการลงอุปกรณ์

3) ทดสอบ และวัดค่าด้วยออสซิลโลสโคป

4) เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบจากวงจรกับค่าที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

5) วิเคราะห์ และสรุปผลเพื่อเขียนรายงาน

1) ทำการวิเคราะห์ผลที่ได้จาก การวิเคราะห์ในทางทฤษฎี การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลที่ได้จากการทดลองต่อวงจรจริง

2) สรุปผลที่ได้จากการวิเคราะห์และจัดทำวิทยานิพนธ์

1.6.2 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องปฏิบัติการสื่อสาร วิศวกรรมโทรคมนาคม อาคารเครื่องมือ 3 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

1.6.3 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) คอมพิวเตอร์แบบพกพา (Laptop)
- 2) โปรแกรมจำลองการทำงาน PSPICE
- 3) ออสซิลโลสโคป
- 4) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

1.6.4 การเก็บรวบรวมข้อมูล

- 1) เก็บรวบรวมข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี
- 2) เก็บรวบรวมข้อมูลที่ได้จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE
- 3) เก็บรวบรวมข้อมูลที่ได้จากผลการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง

1.6.5 การวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อยืนยันคุณสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่ได้สังเคราะห์ และออกแบบ โดยนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

1.7 ประโยชน์ที่จะได้รับ

1.7.1 เป็นแนวทางในการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแส เพื่อเพิ่มข้อดีในการออกแบบวงจร เช่น การออกแบบวงจรโดยปราศจากการใช้ตัวต้านทาน การต่อประจุลงกราวด์ การออกแบบวงจรที่ให้ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตสูง การออกแบบโดยใช้อุปกรณ์เพียงอย่างเดียว และสามารถควบคุมด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน เป็นต้น

1.7.2 เป็นแนวทางในการนำเอาอุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ไปประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในโหมดกระแสแบบอื่นๆ เช่น วงจรขยายสัญญาณ วงจรกรองความถี่ วงจรกระทำทางคณิตศาสตร์ และวงจรผสมสัญญาณ เป็นต้น

1.7.3 นำวงจรที่ได้ไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารที่มีไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือไมโครคอมพิวเตอร์เป็นตัวควบคุม

1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท และ 4 ภาคผนวก โดยบทที่ 1 เป็นบทนำ จะกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของงานวิจัย ประโยชน์ที่จะได้รับ

จากงานวิจัย และเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนบทอื่น ๆ ประกอบด้วย เนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงเอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ ประกอบด้วย หลักการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณและเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ การคำนวณค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณ รวมทั้งทฤษฎีพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทิฟที่นำมาใช้ทั้งสองชนิด คือ วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส และวงจรขยายความนำส่งผ่านกระแส ทั้งนี้ในหัวข้อสุดท้ายจะเป็นการกล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวกับการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสที่มีพื้นฐานการสังเคราะห์มาจากบล็อกไดอะแกรม

บทที่ 3 กล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแส ประกอบด้วย หลักการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์ จากนั้นจะเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ ต่อมาจะเป็นการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน รวมทั้งการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงเพื่อแสดงให้เห็นผลกระทบที่เกิดขึ้นกับวงจร และในหัวข้อสุดท้ายจะเป็นตัวอย่างการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสจากวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้น

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริง ประกอบด้วย ผลการจำลองวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์ด้วยวงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส และวงจรขยายความนำส่งผ่านกระแส ผลการจำลองที่นำเสนอจะประกอบด้วย รูปสัญญาณทางเอาต์พุต ค่าความถี่ที่ได้ ค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ รวมทั้งการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสและค่าความจุเพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าความถี่ได้นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลที่ได้จากการต่อวงจรทดลองจริงเพื่อแสดงให้เห็นว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ได้จริง

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ ประกอบด้วย การสรุปผลที่ได้จากการนำวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์และออกแบบไปทดสอบสมรรถนะ จากนั้นนำผลที่ได้มาทำการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของบล็อกไดอะแกรมและวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ ทั้งนี้ในหัวข้อสุดท้ายได้กล่าวถึงข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาเพื่อนำไปใช้ในโอกาสต่อไป

ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน

ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากผลกระทบเนื่องจากค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝง

ภาคผนวก ค. พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ที่ใช้จำลองการทำงาน
ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSPICE

ภาคผนวก ง. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่



บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์วงจร ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ องค์ประกอบของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ รวมถึงการคำนวณค่าความผิดพลาดของสัญญาณ ทั้งนี้จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทิฟที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์ คือ CDTA และ CFTA นอกจากนี้ในตอนท้ายจะกล่าวถึงผลงานวิจัยที่มีเนื้อหาเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ซึ่งก็คือวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสโดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์วงจร

2.2 หลักการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณความถี่หรือวงจรถูกออกซซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit) เป็นวงจรถูกอนาล็อกฟังก์ชันชนิดหนึ่งที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้ด้วยตัวเอง โดยจะให้สัญญาณทางเอาต์พุต (Output Signal) เป็นสัญญาณแบบรายคาบ (Periodic Signal) โดยไม่ต้องมีสัญญาณอินพุต (Input Signal) ป้อนให้กับวงจรถูก (นงลักษณ์, 2545; อิศราวุธ, 2545; Abuelma'atti and Almansoury, 1997; Gray and Meyer, 1984; Horng, Chang and Lee, 1997) วงจรถูกกำเนิดสัญญาณเข้ามามีบทบาทในงานวิศวกรรมไฟฟ้าโดยเฉพาะระบบสื่อสารโทรคมนาคมได้นำเอาวงจรถูกกำเนิดสัญญาณมาใช้สร้างสัญญาณคลื่นพาห้ (Carrier Signal) เพื่อการมอดูเลต (Modulation) สัญญาณหรือใช้สร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลัก (Reference Clock Signal) ให้กับระบบ (จิรสุดา, 2542) หลักการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณอาจแบ่งได้เป็น 3 สภาวะดังนี้

1) สภาวะเริ่มต้นการทำงาน เกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายไฟให้กับวงจรถูกจะทำให้เกิดสภาวะเปลี่ยนย้าย ทำให้มีสเปกตรัมของสัญญาณเกิดกระจายขึ้นอย่างมากมาย เนื่องจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณจะมีวงจรถูกกำเนิดสัญญาณอยู่ภายในจึงทำให้มีเพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่โดดเด่น และถูกเลือกให้ป้อนกลับด้วยกระบวนการป้อนกลับภายในวงจรถูก ทำให้เกิดการพิกัดเป็นความถี่ของสัญญาณที่จะปรากฏเป็นสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

2) สภาวะสร้างสัญญาณ เมื่อวงจรเริ่มสร้างสัญญาณค่าความถี่ของสัญญาณที่สร้างขึ้นจะถูกกำหนดด้วยวงจรกำหนดความถี่ และสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับไปยังด้านอินพุตของวงจร ซึ่งสัญญาณจะถูกทำให้มีเฟสตรงกันด้วยวงจรเพื่อให้สัญญาณที่ป้อนกลับไปเสริมกับสัญญาณทางอินพุตให้มีกำลังมากขึ้น

3) สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ การรักษาสัญญาณให้คงอยู่จะเป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คเฮาเซน (Barkhausen Criterion) (Horng, Chang and Lee, 1997) กล่าวคือ ผลคูณค่าอัตราขยายของวงจรขยาย และวงจรป้อนกลับจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติค่าดังกล่าวจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งในสภาวะเริ่มแรกทั้งนี้เพื่อเป็นการชดเชยการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจร และจะใช้ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณมีค่ามากเป็นตัวรักษาอัตราขยายให้เท่ากับหนึ่ง เพื่อเป็นตัวมาจำกัดขนาดของสัญญาณ

2.3 องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณและเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

วงจรกำเนิดสัญญาณในแต่ละแบบจะมีข้อกำหนดที่แตกต่างกัน เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมสามารถสร้างโดยการใช้อุปกรณ์ ในลักษณะการป้อนกลับแบบบวกเพื่อขับสัญญาณด้านบวก และด้านลบสลับกันไป ส่วนการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณแบบฟันเลื่อยสามารถทำได้โดยการใช้ทรานซิสเตอร์สี่เหลี่ยมที่มีความเที่ยงตรงสูง ทั้งนี้การสร้างสัญญาณสามารถสร้างได้จากสัญญาณฟันเลื่อยเช่นเดียวกัน แต่สัญญาณที่ได้จะมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณสูง ดังนั้นการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณจึงต้องคำนึงถึงเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณของบาร์คเฮาเซน (อิสราวุธ, 2545) ซึ่งถ้าหากพิจารณาเชิงระบบควบคุม วงจรกำเนิดสัญญาณจะเป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีการป้อนกลับแบบบวก โดยสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังอินพุตจะต้องมีเฟสเดียวกันกับสัญญาณทางอินพุต เพื่อให้สัญญาณทั้งสองเสริมกันทำให้สัญญาณดำรงตัวอยู่ได้ บล็อกไดอะแกรมองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งสามารถอธิบายหลักการองค์ประกอบแต่ละส่วนได้ดังนี้

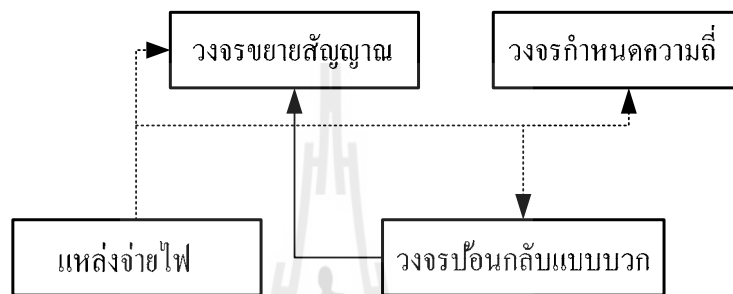
1) ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy Source) ได้จากไฟเลี้ยงที่ป้อนให้กับวงจร ซึ่งในวิทยานิพนธ์จะใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีแรงดันคงที่

2) วงจรกำหนดความถี่ (Frequency Determining Circuit) วงจรนี้จะมีคุณสมบัติที่สามารถเลือกย่านความถี่ได้ กล่าวคือจะมีลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน (Band-pass Filter) ได้แก่ วงจรจูนแบบ RC แบบ LC หรือ แบบคริสตัล เป็นต้น

3) วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier Circuit) ในส่วนนี้จะใช้วงจรขยายประเภทแอกทิฟ เช่น วงจรขยายที่ออกแบบด้วย ทรานซิสเตอร์ แบบเฟด หรือวงจรที่ออกแบบด้วยวงจรรวม เป็นต้น

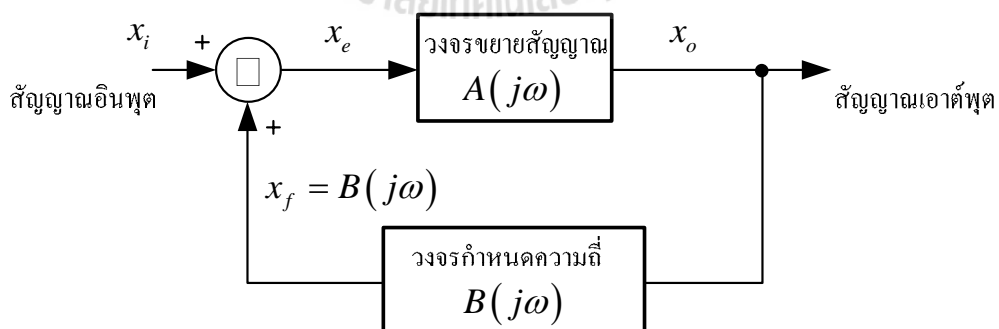
ซึ่งจะทำหน้าที่ดำรงการกำเนิดสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียไปภายในวงจรกำเนิดสัญญาณให้มีค่าคงตัวอยู่เช่นเดิม

4) วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback Circuit) เป็นวงจรที่จะนำสัญญาณจากทางด้านขาออกของวงจรกำเนิดสัญญาณกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร โดยสัญญาณทางด้านขาออกที่ป้อนกลับไปสู่ด้านขาเข้าของวงจรมานั้น จะต้องจัดให้มีเฟสตรงกันกับเฟสของวงจรทางด้านขาเข้าทั้งนี้ก็เพื่อทำให้เกิดการเสริมสัญญาณกันขึ้นเพื่อจะทำให้สัญญาณคงตัวอยู่ได้



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ

วงจรกำเนิดสัญญาณจะสามารถกำเนิดสัญญาณได้ก็ต่อเมื่อการป้อนสัญญาณย้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) เสมอ (สิทธิชัย, 2549) แสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับแบบบวกได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีการป้อนกลับแบบบวก

จากรูปที่ 2.2 อธิบายความหมายสัญลักษณ์ต่าง ๆ ดังนี้

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 ค่าเกนซ์ของวงจรขยายสัญญาณ

$B(j\omega)$ คือ ค่าเกนซ์ของวงจรกำหนดความถี่

จากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นได้ว่า

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

เมื่อ

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

และ

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

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.1) และ (2.2) ลงสมการที่ (2.3) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้

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

ในการกำเนิดสัญญาณวงจรจะต้องสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตได้โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุต ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงได้นั้นก็ต่อเมื่ออัตราขยายมีค่าเป็นอนันต์ (Infinity) ดังนั้นพจน์ส่วนของสมการที่ (2.4) จะต้องมีค่าเป็นศูนย์กล่าวคือ

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

โดยเมื่อเงื่อนไขตามสมการที่ (2.5) เกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความถี่ค่าหนึ่ง (สมมติว่าเป็นที่ค่าความถี่ ω) ก็แสดงว่าจะเกิดการให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่นั้นขึ้น อัตราขยายการตรวจสอบที่สำคัญที่เป็นที่รู้จักกันดี คือ อัตราขยายของบาร์คเฮาเซน ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่สำคัญที่รู้จักกันดีในการออกแบบสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ อัตราขยายดังกล่าวมีนัยที่กล่าวได้โดยสรุปดังนี้คือ “วงจรกำเนิดสัญญาณที่จะสามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้นจะต้องมีอัตราขยายแบบเปิดloop (Open Loop Gain) เป็นค่าจริงเท่ากับหนึ่ง” ดังนั้นจากสมการที่ (2.5) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั้งขนาดและมุมเฟสโดยแยกพิจารณาได้สองส่วน คือ อัตราขยายloopเปิดของวงจรต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง หรือเขียนได้ว่า

$$|A(j\omega)B(j\omega)|=1 \quad (2.6)$$

และมุมเฟสของอัตราขยายloopเปิดแสดงได้ดังสมการ

$$\angle A(j\omega)B(j\omega) = 0 \text{ หรือ } 2n\pi \quad (2.7)$$

เมื่อ n คือ เลขจำนวนเต็ม (0, 1, 2, ...) ดังนั้นในการรักษาค่าอัตราขยายloopเปิดของวงจรให้มีค่าเท่ากับหนึ่งก็เพื่อเป็นการกำเนิดสัญญาณให้คงอยู่ตลอดไปนั่นเอง โดยการป้อนกลับแบบบวกนั้นจะทำให้อัตราขยายloopปิด (Closed Loop Gain) ของวงจรมีค่ามากขึ้น ถ้าหากอัตราขยายloopเปิดของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่งจะทำให้ค่าอัตราขยายloopปิดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ หรือแทนค่าสมการที่ (2.6) ลงสมการที่ (2.4) จะได้

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A(j\omega)}{1-1} = \infty \quad (2.8)$$

สมการที่ (2.8) แสดงให้เห็นว่าเมื่ออัตราขยายloopเปิดของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่งแล้วจะทำให้อัตราขยายแบบเปิดloopของวงจรที่มีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งหมายความว่าแม้ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า ($x_i = 0$) วงจรนี้ก็อาจสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้ คือ วงจรจะสามารถให้กำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้นั่นเอง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ววงจรดังกล่าวจะอาศัยสัญญาณรบกวนนี้เป็นสัญญาณเริ่มต้นทางด้านขาเข้าให้กับวงจรซึ่งสัญญาณรบกวนนี้อาจจะมาจากแหล่งกำเนิดใด ๆ ก็ได้ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเอง เป็นต้น

อย่างไรก็ตามเพื่อพิจารณากัน โดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไปนั้น จะเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Circuit) หากแต่การวิเคราะห์ห้วงจรนั้นได้ใช้หลักการวิเคราะห์แบบเป็นเชิงเส้นดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นเงื่อนไขที่ได้จึงสามารถที่จะกำหนดได้แต่เพียง ความถี่ของสัญญาณเท่านั้นแต่จะไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นได้ดังจะเห็นได้จากอัตราขยายตรวจสอบของบาร์คเฮาเซนที่กล่าวไว้ที่นั่นแสดงแต่เพียงว่า ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ $2n\pi$ (n เป็นตัวเลขจำนวนเต็ม) สำหรับการควบคุมขนาดของสัญญาณที่ถูกกำเนิดขึ้นมานั้นที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 วิธี คือ

- 1) ทำได้โดยการเพิ่มวงจรในส่วนที่จะทำหน้าที่รักษาระดับของสัญญาณ
- 2) ใช้หลักการของการจำกัดขนาดด้วยตัวเอง (Self-Limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ในขณะที่เริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าต่ำทรานซิสเตอร์จะมีค่าอัตราขยายสูง ทำให้ค่าลู่อัตราขยายของวงจรจะมีค่ามากกว่าหนึ่ง ณ ตำแหน่งความถี่ที่มีค่าเฟสเท่ากับ $2n\pi$ แต่เมื่อขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มอิ่มตัว ทำให้ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายลดลงซึ่งจะให้ลู่อัตราขยายของวงจรจะลดลงจนกระทั่งทำให้สัญญาณมีขนาดที่คงที่ได้ในที่สุด

2.4 การคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณ

ฮาร์มอนิกส์ คือสัญญาณรูปคลื่นไซน์ของกระแส หรือ แรงดัน ที่มีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) เช่น ในระบบไฟฟ้า 50Hz ฮาร์มอนิกส์องค์ประกอบที่ 3 จะมีความถี่เป็น 150Hz และองค์ประกอบที่ 5 จะมีความถี่เป็น 250Hz เป็นต้นผลของฮาร์มอนิกส์เมื่อรวมตัวกันกับความถี่มูลฐาน ด้วยทางขนาด และมุมเฟสแล้วทำให้สัญญาณที่เกิดขึ้นมีขนาดเปลี่ยนไปและผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ (Mukherjee, Osuna and Girosi, 1997) โดยทั่วไปแล้วการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกส์นั้นจะทำการพิจารณาในฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ทฤษฎีฟูรีเยร์ในการระบุงค์ประกอบ และขนาดของฮาร์มอนิกส์ ดังสมการที่ (2.9)

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad (2.9)$$

เมื่อ a_0 คือ ค่าเฉลี่ยของ $x(t)$
 a_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์

b_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์

n คือ เลขจำนวนเต็มบวกใด ๆ

T คือ คาบเวลาของสัญญาณ $x(t)$

จะได้ค่าของขนาด และมุมเฟส ดังสมการที่ (2.10) และ (2.11) ตามลำดับ

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.10)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (2.11)$$

เมื่อ A_n คือ ขนาดของสัญญาณ

ϕ_n คือ มุมเฟสของสัญญาณ

1) ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion) คือ การเปลี่ยนแปลงของรูปแบบคลื่นทางไฟฟ้าไปจากรูปคลื่นไซน์โดยเกิดการรวมตัวกันของค่าความถี่มูลฐานและความถี่ของฮาร์โมนิกส์ องค์ประกอบต่าง ๆ เข้าด้วยกัน ซึ่งจะได้สัญญาณใหม่ออกมาที่มีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากเดิม (Grady and Santoso, 2001)

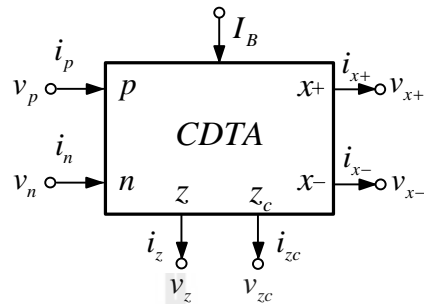
2) ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion: THD) คืออัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสอง (Root Sum Square) ของค่า RMS ของส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Component) กับค่าส่วนประกอบความถี่หลักมูลแบบ RMS เทียบเป็นร้อยละ (Cividino, 1992) ดังสมการที่ (2.12)

$$THD = \frac{RMS \text{ sum of all Harmonic}}{RMS \text{ Fundamental Frequency}} \quad (2.12)$$

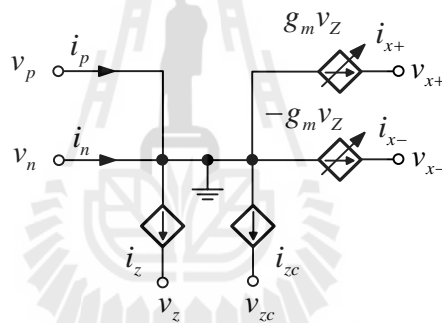
ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion : THD) ดังสมการที่ (2.13)

$$THD_I (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100 \quad (2.13)$$

เมื่อ $I_{h(rms)}$ คือ ค่า rms ของกระแสที่ฮาร์โมนิกส์ที่ h
 $I_{I(rms)}$ คือ ค่า rms ของกระแสที่ความถี่มูลหลัก



(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า



(ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของ CDTA

2.5 วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส

วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส (Current Differencing Transconductance Amplifier : CDTA) ถูกนำเสนอในปี ค.ศ. 2003 โดย Biolek (Biolek, 2003) มีความเหมาะสมที่จะนำมาออกแบบใช้ในงานประมวลผลสัญญาณอนาล็อกทั้งในโหมดแรงดัน และ โหมดกระแส CDTA ประกอบด้วยขั้วใช้งาน 4 ขั้ว ทางด้านอินพุตจะประกอบด้วยขั้ว p (Positive) และ n (Negative) เพื่อให้เหมาะที่จะนำไปใช้งานในโหมดกระแสในทางอุดมคติจะออกแบบให้ขั้วทางอินพุตมีความต้านทานเป็นศูนย์ ส่วนทางเอาต์พุตจะประกอบด้วยขั้ว z และ x ซึ่งทั้งสองขั้วจะถูกออกแบบให้มีค่าความต้านทานเป็นอนันต์เพื่อให้สามารถขับโหลดได้โดยตรงไม่ต้องผ่านบัฟเฟอร์กระแส

เมื่อนำไปใช้งานในโหมดกระแส สัญลัักษณ์และวงจรมูลทางไฟฟ้าของ CDTA แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 (ก) และ (ข) ตามลำดับ กระแสที่ขั้ว z จะเกิดจากผลต่างของกระแสที่ไหลเข้าที่ขั้ว p และ n ส่วนกระแสที่ขั้ว x จะเป็นผลคูณของแรงดันที่ขั้ว z กับค่าความนำถ่ายโอน g_m ดังนั้นจึงต้องมีการต่อโหลดที่ขั้ว z เพื่อให้เกิดค่าแรงดันขึ้น ในการนำ CDTA ไปใช้งานอาจมีการเพิ่มจำนวนขั้วทางเอาต์พุต (z และ x) มากกว่าหนึ่งเพื่อให้ง่ายต่อการนำไปสังเคราะห์วงจร ในกรณี que เพิ่มขั้ว z จะเรียกว่า ขั้ว z - copy (z_c) (Bielek, Biolkova and Kolka, 2008) ซึ่งในทางอุดมคติกระแสที่ขั้ว z_c จะมีค่าเท่ากับขั้ว z รวมทั้งยังมีทิศทางการไหลของกระแสเหมือนกันด้วย ในกรณีเดียวกันขั้ว x ก็สามารถเพิ่มจำนวนได้มากกว่าหนึ่งทั้งยังสามารถกำหนดให้กระแสไหลเข้าและไหลออกได้ โดยทั่วไปถ้ากระแสมีทิศทางไหลออกจะเรียกว่าขั้วบวกอาจเขียนแทนด้วยตัว x หรือใส่เครื่องหมายบวกเข้าไปด้วยก็ได้ เช่น $+x$ หรือ $x+$ ส่วนขั้ว x ที่เป็นลบถูกสรจะมีทิศทางชี้เข้า และจะใช้เครื่องหมายลบบอกคุณสมบัติ เช่น $-x$ หรือ $x-$ จากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (2.14)

$$\begin{matrix} v_p \\ v_n \\ i_{z_c} \\ i_x \end{matrix} = \begin{matrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_m \end{matrix} \begin{matrix} i_p \\ i_n \\ i_x \\ i_x \end{matrix} \quad (2.14)$$

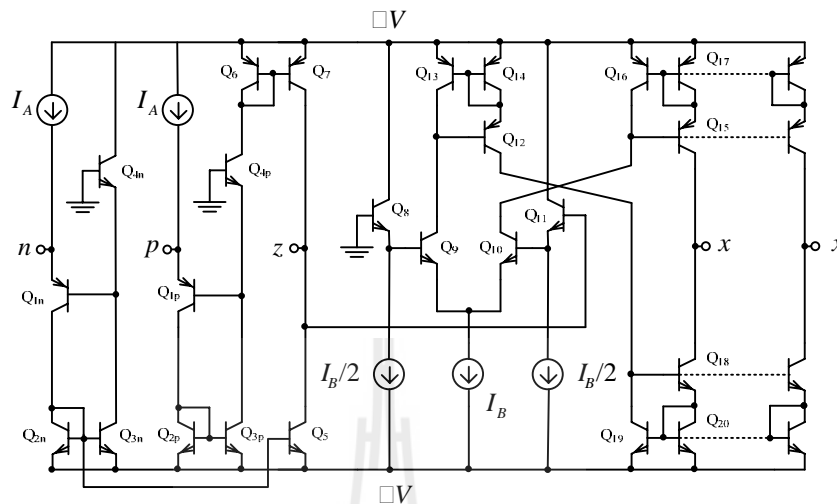
เมื่อ g_m คือ ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) ซึ่ง g_m จะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสทางด้านอินพุต ค่า g_m ของ CDTA ที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์และซิมอสแสดงดังสมการที่ (2.15) และ (2.16) ตามลำดับ ตัวอย่างวงจรรภายในของ CDTA ที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Tangsrirot, Dumawipata and Surakamponorn, 2007) และเทคโนโลยีซิมอส (Keskin and Bielek, 2005) แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 และ 2.5 ตามลำดับ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.15)$$

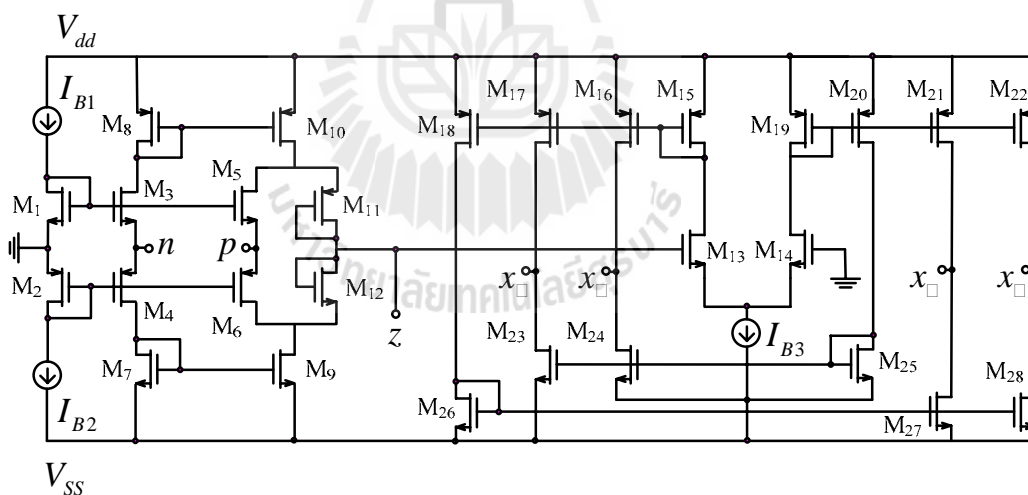
และ

$$g_m = \sqrt{kI_B} \quad (2.16)$$

เมื่อ $k = \mu_n C_{ox} (W/L)$ คือ ค่าทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ [ภาคผนวก ค]



รูปที่ 2.4 วงจรภายในของ CDTA แบบไบโพลาร์



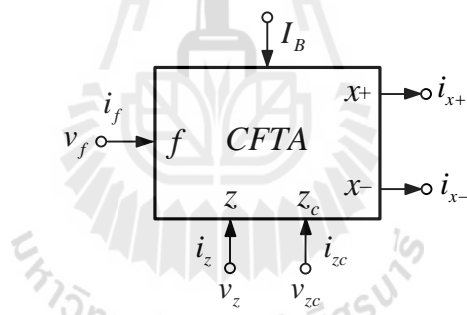
รูปที่ 2.5 วงจรภายในของ CDTA แบบซีมอส

2.6 วงจรขยายความนำส่งผ่านกระแส

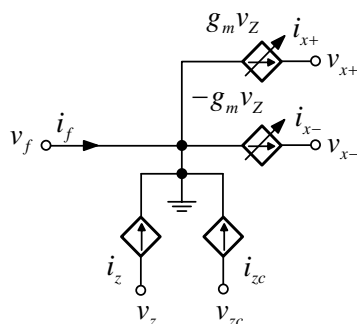
วงจรถ่ายความนำส่งผ่านกระแส (Current follower Transconductance Amplifier : CFTA) ถูกนำเสนอในปี ค.ศ. 2008 (Herencsar et al., 2008) ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่เหมาะสมที่จะนำมาออกแบบใช้ในงานประมวลผลสัญญาณอนาล็อกทั้งในโหมดแรงดัน และ โหมดกระแส CFTA เป็น

อุปกรณ์แอกทีฟแบบสามขั้ว ทางด้านอินพุตจะเพียงหนึ่งขั้ว คือ ขั้ว f ส่วนทางเอาต์พุตจะมีโครงสร้างเหมือนกันกับ CDTA คือ จะประกอบด้วยขั้ว z และ x สัญลักษณ์และวงจรมูลทางไฟฟ้าของ CFTA แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 โดยความสัมพันธ์ของกระแสขาเข้าและออกอธิบายได้ดังนี้ กระแสที่ขั้ว z จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่ขั้ว f ส่วนกระแสที่ขั้ว x จะเป็นการส่งผ่านความนำถ่ายโอนมาจากแรงดันที่ขั้ว z ดังนั้นที่ขั้ว z จะมีแรงดันได้จะต้องนำโหนดจากภายนอกมาต่อ ทั้งนี้เครื่องหมาย \pm จะเป็นตัวบอกทิศทางของกระแสที่ขั้ว x โดยปกติกระแสที่ขั้ว x จะมีทิศทางไหลออก ในทางด้านอุดมคติ CFTA จะถูกออกแบบให้มีค่าความต้านทานทางด้านอินพุตขั้ว f มีค่าเป็นศูนย์ ส่วนที่ขั้ว z และ x จะถูกออกแบบให้มีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ จากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (2.17)

$$\begin{bmatrix} v_f \\ i_z \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ v_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.17)$$



(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า



(ข) วงจรมูลทางไฟฟ้า

รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์ และวงจรมูลทางไฟฟ้าของ CFTA

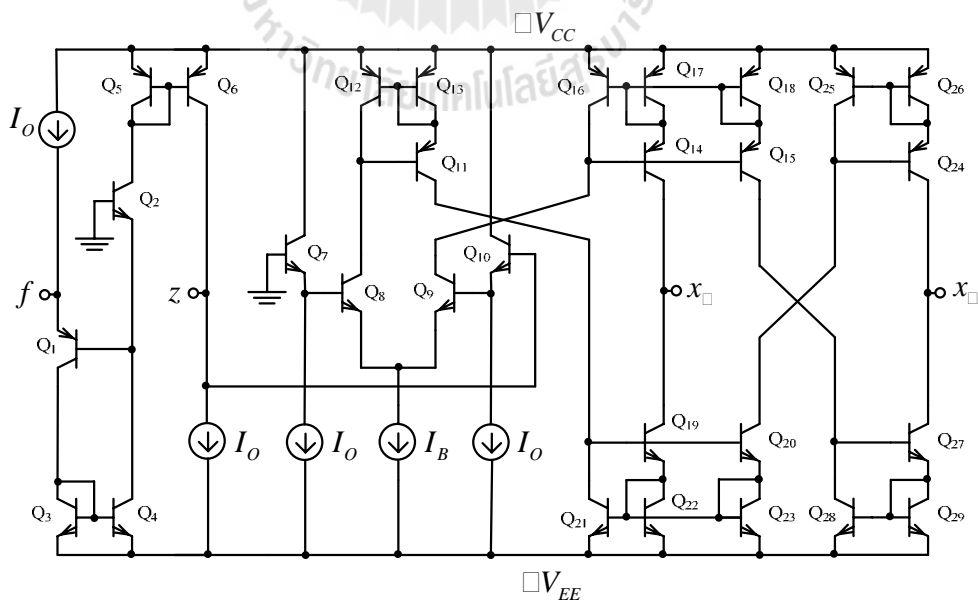
เมื่อ g_m คือ ค่าความนำถ่ายโอน โดยค่า g_m จะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสทางด้านอินพุต ค่า g_m ของ CFTA ที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์และซิมอสแสดงดังสมการที่ (2.18) และ (2.19) ตามลำดับ ทั้งนี้ CFTA อาจจะมีการสร้างให้มีขั้ว x หลายขั้วได้ ซึ่งโดยทั่วไปขนาดกระแสที่ขั้ว x แต่ละขั้วจะมีขนาดที่เท่ากันแต่ทิศทางนั้นจะขึ้นอยู่กับเครื่องหมาย เช่นเดียวกับขั้ว z อาจมีการสร้างให้มีหลายขั้วได้เช่นกัน ตัวอย่างวงจรภายในของ CFTA ที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Tangsriat, 2010) และเทคโนโลยีซิมอส (Herencsar et al., 2010) แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 และ 2.8 ตามลำดับ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.18)$$

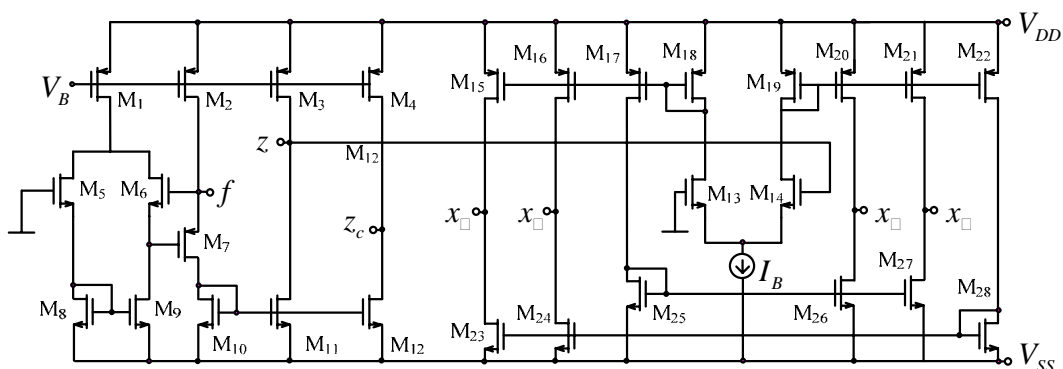
และ

$$g_m = \sqrt{kI_B} \quad (2.19)$$

เมื่อ $k = \mu_n C_{ox} (W/L)$ คือ ค่าทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ [ภาคผนวก ค]



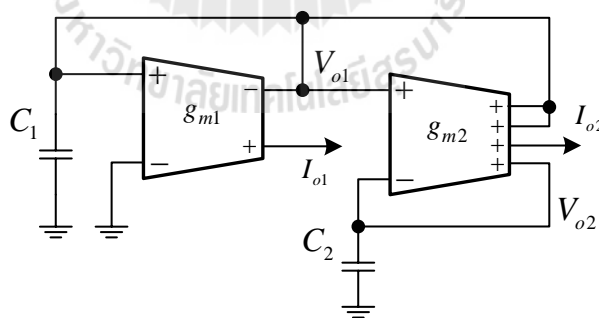
รูปที่ 2.7 วงจรภายในของ CFTA แบบไบโพลาร์



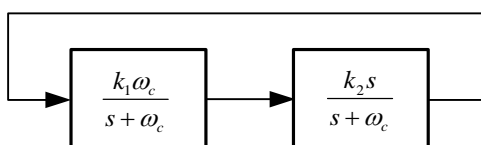
รูปที่ 2.8 วงจรภายในของ CFTA แบบซิมอส

2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากที่ได้กล่าวมาในบทที่ 1 วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสด้วยอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์วงจร มีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.9 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ OTA ซึ่งนำเสนอโดย มนตรี และคณะ



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.9

1. งานวิจัยเรื่อง“วงจรถ้าเนคสัญญาณรูปไซน์แบบควอเดรเจอร์รูปแบบกระแสโดยใช้หลักการของอินทิเกรเตอร์และ ดิฟเฟอเรนชิเอเตอร์” ในปี พ.ศ. 2551 ได้นำเสนอวงจรถ้าเนคสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมคกระแสโดยใช้ OTA ซึ่งมีพื้นฐานการสังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรม (มนตรี, พฤษัท และ พิพัฒน์, 2551) โครงสร้างของบล็อกไดอะแกรมประกอบด้วยวงจรถ้าเนคอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย (Lossy Integrator Circuit) ต่อкасดกับวงจรถ้าเนคดิฟเฟอเรนชิเอเตอร์ที่มีการสูญเสีย (Lossy Differentiator Circuit) รูปที่ 2.9 เป็นวงจรถ้าเนคสัญญาณที่นำเสนอประกอบด้วย OTA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว ส่วนรูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรถ้าเนค

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.10 เมื่อ $\omega_c = g_{m1}/C_1 = g_{m2}/C_2$, $k_1 = 1/g_{m1}$, $k_2 = g_{m2}$, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, $k = k_1 k_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}$ และ $C_1 = C_2 = C$ เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.9 ได้ดังนี้

$$s^2 + s(2 - k)\frac{g_m}{C} + \frac{g_m^2}{C^2} = 0 \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) เขียนสมการเงื่อนไขในการถ้าเนคสัญญาณ และความถี่ในการถ้าเนคสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.21) และ (2.22) ตามลำดับ

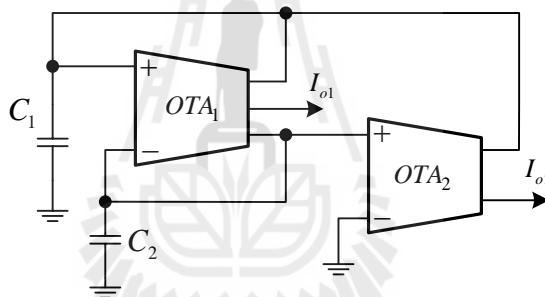
$$2 = k \quad (2.21)$$

และ

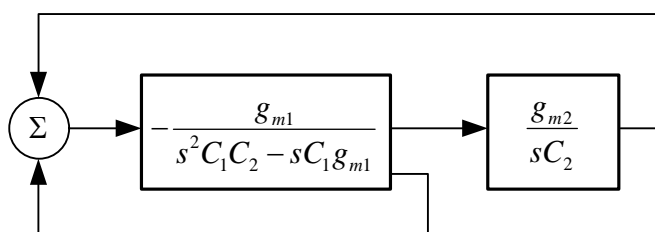
$$\omega_{osc} = \frac{g_m}{C} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.21) พารามิเตอร์ k คือ เกณฑ์ของวงจรรอที่เกรเตอร์ ซึ่งในการออกแบบเพื่อให้เกณฑ์มีค่าเท่ากับ 2 ผู้ออกแบบได้ใช้ 2 เอาต์พุตของ OTA ตัวที่ 2 จากสมการที่ (2.21) และ (2.22) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรรำเน็ดสัญญาณที่นำเสนอคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงสองตัวทำให้การต่อวงจรไม่ซับซ้อน ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแสรวมทั้งเงื่อนไขในการกำเน็ดสัญญาณปรับได้อิสระจากคามถี่ในการกำเน็ดสัญญาณ และสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

2. งานวิจัยเรื่อง “วงจรรำเน็ดสัญญาณรูปคลื่นซายน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแสอย่างง่ายโดยใช้วงจรรขยายความนำถ่ายโอน” ในปี พ.ศ. 2551 ได้นำเสนอวงจรรำเน็ดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสด้วย OTA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว (ศุภวัฒน์, วินัย และ มนตรี, 2551) แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 หลักการสังเคราะห์สามารถเขียนในรูปบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 วงจรรำเน็ดสัญญาณโดยใช้ OTA ซึ่งนำเสนอโดย ศุภวัฒน์ และคณะ



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรำเน็ดสัญญาณรูปที่ 2.11

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.12 สามารถเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรรำเน็ดสัญญาณรูปที่ 2.11 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 + s g_{m1} (C_2 - C_1) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.24) และ (2.25) ตามลำดับ

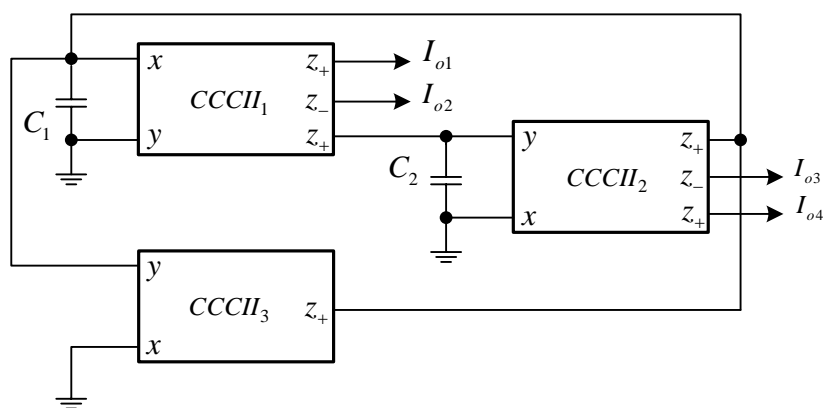
$$C_2 = C_1 \quad (2.24)$$

และ

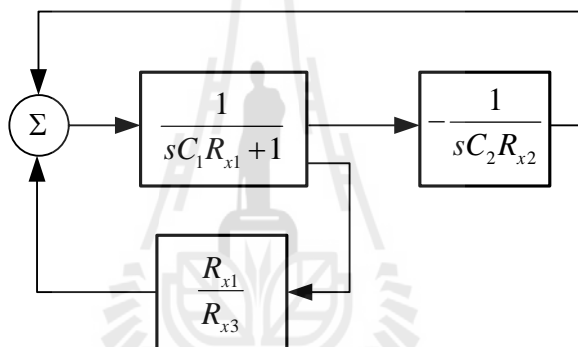
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.24) และ (2.25) จะเห็นได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอมีจุดเด่นคือ อุปกรณ์แอกทีฟที่นำมาใช้มีเพียงสองตัวทำให้การต่อไม่ซับซ้อนทำให้การวิเคราะห์วงจรทำได้ง่ายสามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และมีความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแสส่วนจุดค้อย คือ เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไม่สามารถปรับด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และไม่สามารถปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ

3. งานวิจัยเรื่อง“วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหมดกระแส 4 เฟส โดยใช้ CCCII” ในปี พ.ศ. 2556 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแส 4 เฟส (ศักดิ์สิทธิ์ และ ชาญชัย, 2556) แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 หลักการสังเคราะห์สามารถเขียนในรูปแบบบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CCCII ซึ่งนำเสนอโดย ศักดิ์สิทธิ์ และ ชาญชัย



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.13

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.14 สามารถเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.13 ได้ดังนี้

$$s^2 + \frac{R_{x3} - R_{x1}}{R_{x1}R_{x3}C_1} + \frac{1}{C_1C_2R_{x1}R_{x2}} = 0 \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) พารามิเตอร์ R_x คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของ CCCII ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_b เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.27) และ (2.28) ตามลำดับ

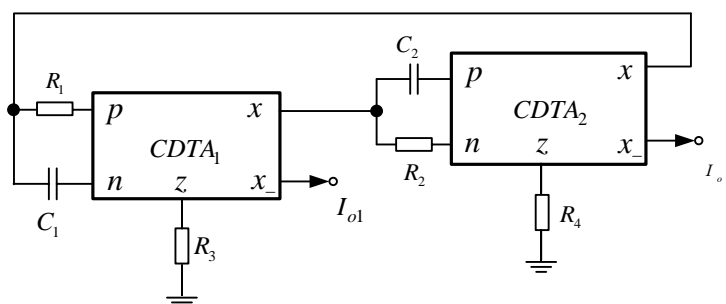
$$R_{x3} = R_{x1} \quad (2.27)$$

และ

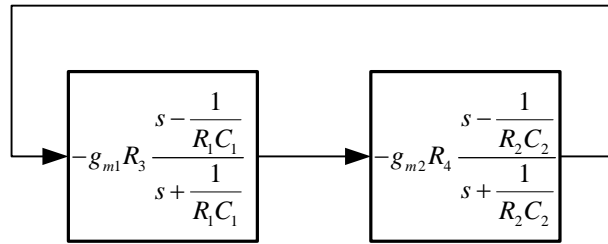
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_{x1} R_{x2}}} \quad (2.28)$$

รูปที่ 2.8 ประกอบด้วย CCCII จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว จากสมการที่ (2.27) และ (2.28) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอ คือ สามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสจำนวน 4 เฟส โดยใช้วงจรเดียว ทั้งนี้ยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากควมถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งนี้ยังมีความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแสรวมทั้งวงจรที่มีการต่อที่ไม่ซับซ้อน

4. งานวิจัยเรื่อง“Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)” ในปี ค.ศ. 2006 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ CDTA (Keskin and Biolek, 2006) แสดงได้ดังรูปที่ 2.15 จากวงจรที่นำเสนอจะเห็นได้ว่าการสังเคราะห์จะใช้วงจรกรองทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่ง (All-pass Filter Circuit) ที่ปรับเกณฑ์ได้สองวงจรมาต่อแบบคาสเคดกันแสดงหลักการสังเคราะห์วงจรในลักษณะบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอโดย Keskin และ Biolek



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปที่ 2.15

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.16 สามารถเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปที่ 2.15 ได้ดังนี้

$$s^2 + 2R_3 \frac{1 - g_{m1}g_{m2}R_3R_4}{1 - g_{m1}g_{m2}R_3R_4} + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2} = 0 \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.29) เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ และ $R_1 = R_2 = R$ เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.30) และ (2.31) ตามลำดับ

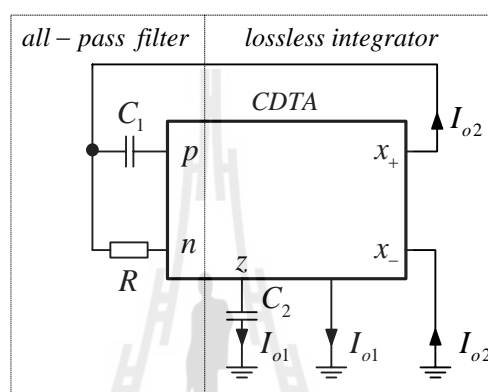
$$g_{m1}g_{m2}R_3R_4 = 1 \quad (2.30)$$

และ

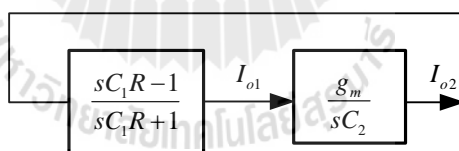
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{RC}} \quad (2.31)$$

วงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปที่ 2.15 ประกอบด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และต้านทานภายนอก 2 ตัว จากสมการที่ (2.30) และ (2.31) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรถ้าเนิดสัญญาณคือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียง 2 ตัวสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และยังปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณรวมทั้งวงจรถ้าเนิดที่มีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงสามารถต่อใช้งานในโหมดกระแส ส่วนจุดด้อย คือ ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานเป็นการต่อแบบลอยไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

5. งานวิจัยหัวข้อ “A simple current-mode quadrature oscillator using single CDTA” ในปี ค.ศ. 2008 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยมีบล็อกไดอะแกรม เป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์ ซึ่งใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก (Jaikla et al., 2008) แสดงได้ ดังรูปที่ 2.17 ทั้งนี้บล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอจะเป็นการต่อкасцепกันระหว่างวงจรกรองทุก ความถี่ผ่านอันดับหนึ่ง กับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสีย (Lossless Integrator Circuit) แสดงดังรูป ที่ 2.18



รูปที่ 2.17 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอโดย Jaikla และคณะ



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.17

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.18 สามารถเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิด สัญญาณรูปที่ 2.17 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R + s(C_2 - C_1 g_m R) + g_m = 0 \quad (2.32)$$

จากสมการที่ (2.32) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิด สัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.33) และ (2.34) ตามลำดับ

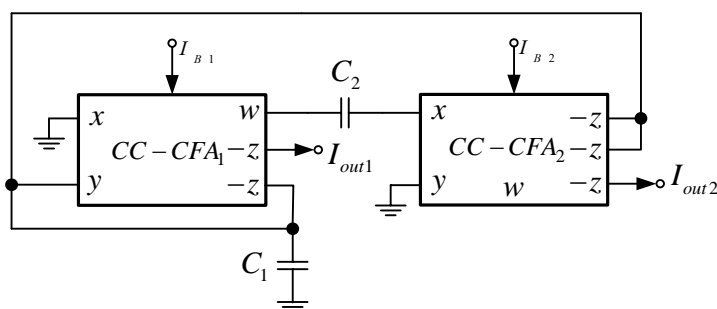
$$C_2 = C_1 g_m R \quad (2.33)$$

และ

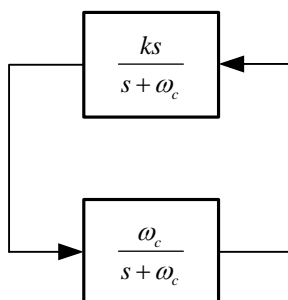
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.34)$$

วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นประกอบด้วยวงจร CDTA จำนวน 1 ตัว ตัวต้านทานภายนอก 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัวจากสมการที่ (2.33) และ (2.34) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.17 คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียง 2 ตัว ทำให้การต่อไม่ซับซ้อนนอกจากนี้ยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งนี้วงจรที่นำเสนอยังมีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงสามารถต่อใช้งานในโหมดกระแสเพื่อขับโหลดได้โดยตรง ส่วนจุดด้อย คือ ตัวเก็บประจุ C_1 ต่อแบบลอยไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจร และไม่สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

6. งานวิจัยเรื่อง“A current-mode quadrature oscillator based on CC-CFAs” ในปี ค.ศ. 2009 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ในโหมดกระแสที่ใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์ โดยมี CC-CFA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก (Kumbun et al., 2009) แสดงได้ดังรูปที่ 2.19 ทั้งนี้บล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอเป็นการต่อкасцепกันระหว่างวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเอมพลิฟายเออร์ที่มีการสูญเสียกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย แสดงได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.19 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CC-CFA



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.19

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.20 เมื่อ $C_1 = C_2 = C$ และ $R_{x1} = R_{x2} = R_x$ สามารถเขียนสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.19 ได้ดังนี้

$$s^2 + \frac{s}{R_x C^2} (2 - k) + \frac{1}{R_x^2 C^2} = 0 \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) พารามิเตอร์ R_x คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของ CC-CFA ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_B เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.36) และ (2.37) ตามลำดับ

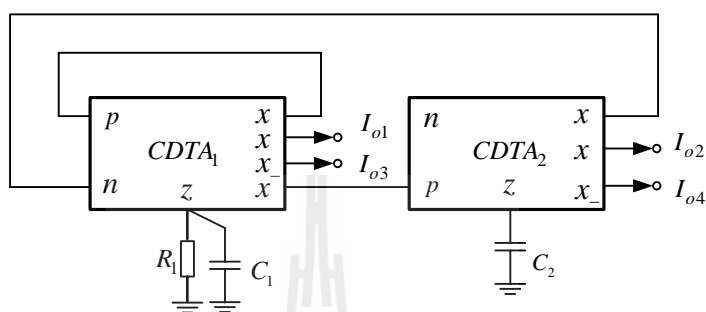
$$2 = k \quad (2.36)$$

และ

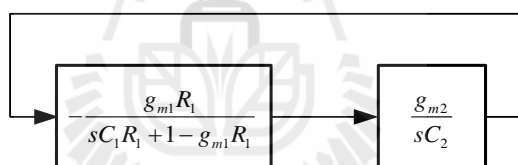
$$\omega_{osc} = \frac{1}{R_x C} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.36) พารามิเตอร์ k คือ เกณฑ์ของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนเชียล ซึ่งในการออกแบบเพื่อให้เกณฑ์มีค่าเท่ากับ 2 ผู้ออกแบบได้ใช้ 2 เอาต์พุต วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นประกอบด้วยวงจร CC-CFA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุอีก 2 ตัว จากสมการที่ (2.36) และ (2.37) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.19 คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียง 2 ตัว

ทำให้การต่อไม่ซับซ้อนทั้งนี้ยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์นอกจากนี้ค่าความต้านทานทางเอาต์พุตยังมีค่าสูงสามารถต่อเพื่อขับโหลดได้โดยตรงส่วนจุดด้อยคือ ตัวเก็บประจุ C_2 เป็นการต่อแบบลอยไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม



รูปที่ 2.21 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอโดย Kumngern และ Dejhan



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.21

7. งานวิจัยเรื่อง “Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers” ในปี ค.ศ. 2009 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแส 4 เฟสโดยใช้ CDTA (Kumngern and Dejhan, 2009) ซึ่งประกอบด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทานภายนอก 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 จากวงจรสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการสังเคราะห์วงจรได้ดังรูปที่ 2.22

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.22 สามารถเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.21 ได้ดังนี้

$$s^2 + s \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 R_1 g_{m1}} - \frac{1}{R_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} = 0 \quad (2.38)$$

จากสมการที่ (2.38) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.39) และ (2.40) ตามลำดับ

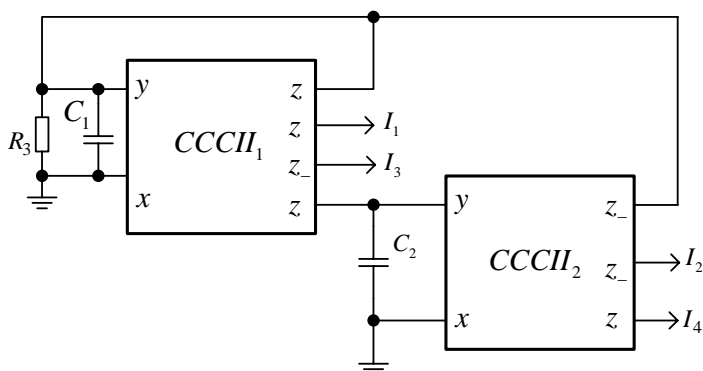
$$\frac{1}{g_{m1}} = R_1 \quad (2.39)$$

และ

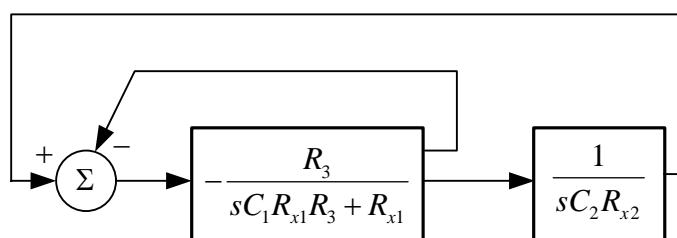
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.40)$$

จากสมการที่ (2.39) และ (2.40) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.21 คือ วงจรไม่ซับซ้อนประกอบด้วยวงจร CDTA เพียง 2 ตัว สามารถให้สัญญาณควอดเรเจอร์ทางเอาต์พุตได้ 4 เฟส เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอใช้เอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟจึงทำให้มีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส

8. งานวิจัยเรื่อง“Single-resistance-contralied current-mode quadrature sinusoidal oscillator” ในปี ค.ศ. 2009 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ CCCII (Kumngern, Knobnob, and Dejhan, 2009) แสดงได้ดังรูปที่ 2.23 เมื่อนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมหลักการตั้งคราะห์จะประกอบด้วยวงจรรินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียต่อคาสเคดกับวงจรรินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียแสดงได้ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.23 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CCCII ซึ่งนำเสนอโดย Kumngern และคณะ



รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.23

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.24 เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.23 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} R_3 + s C_2 R_{x2} (R_{x1} - R_3) + R_3 = 0 \quad (2.41)$$

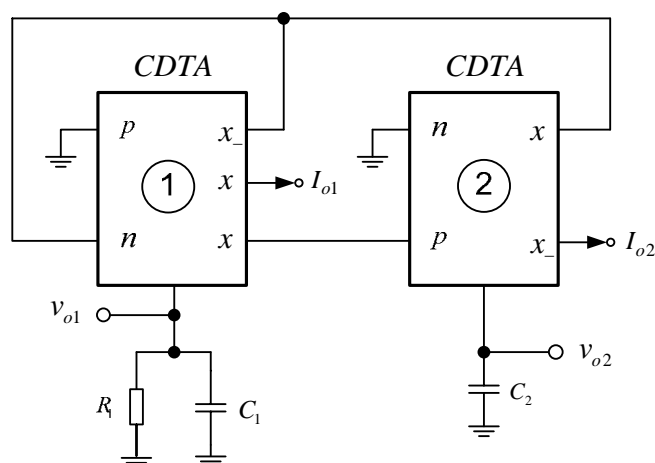
จากสมการที่ (2.41) พารามิเตอร์ R_x คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของ CCCII ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_B สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังสมการที่ (2.42) และ (2.43) ตามลำดับ

$$R_{x1} = R_3 \quad (2.42)$$

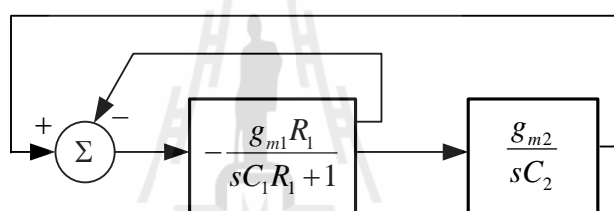
และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_{x1} R_{x2}}} \quad (2.43)$$

วงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.23 ประกอบด้วย CCCII จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว จากสมการที่ (2.42) และ (2.43) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรถ้าเนคที่นำเสนอคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงสองตัวทำให้การต่อวงจรไม่ซับซ้อน ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.25 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอโดย Lahiri



รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.25

9. งานวิจัยเรื่อง “Novel voltage/current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier” ในปี ค.ศ. 2009 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ CDTA (Lahiri, 2009) จรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นประกอบด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทานภายนอก 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 2.25 เมื่อนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมจะประกอบด้วยวงจรรินทีเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียต่อคาสเคดกับวงจรรินทีเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียดังรูปที่ 2.26

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.26 สามารถเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.25 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 + s C_2 (1 - g_{m1} R_1) + g_{m1} g_{m2} R_1 = 0 \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.44) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.45) และ (2.46) ตามลำดับ

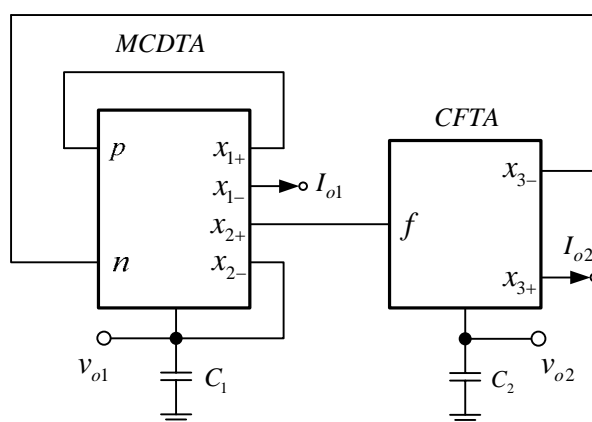
$$g_{m1}R_1 = 1 \quad (2.45)$$

และ

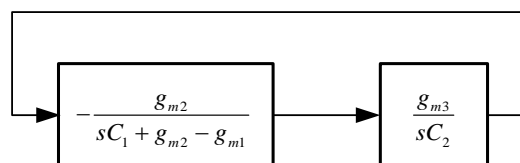
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.46)$$

จากสมการที่ (2.45) และ (2.46) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.25 คือ วงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แอกทีฟน้อยทำให้การต่อไม่ซับซ้อน รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ทั้งนี้วงจรที่นำเสนอใช้เอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟจึงทำให้มีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส

10. งานวิจัยเรื่อง “Resistor-less mixed-mode quadrature sinusoidal oscillator” ในปี ค.ศ. 2010 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ MCDTA ร่วมกับ CFTA (Lahiri, A. 2010) แสดงได้ดังรูปที่ 2.27 หลักการสังเคราะห์วงจรนำมาเขียนในรูปบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.27 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ MCDTA และ CFTA



รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.27

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.28 เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.27 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 + s C_2 (g_{m2} - g_{m1}) + g_{m2} g_{m3} = 0 \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.47) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.48) และ (2.49) ตามลำดับ

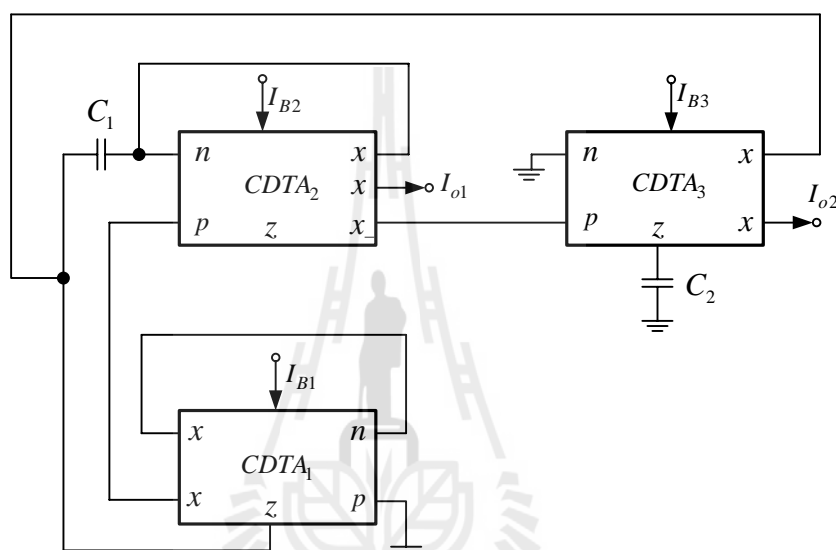
$$g_{m2} = g_{m1} \quad (2.48)$$

และ

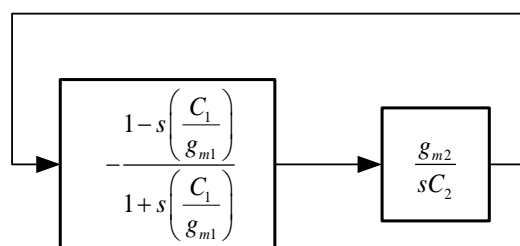
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \quad (2.49)$$

วงจรถ้าเนคสัญญาณรูปที่ 2.27 วงจรถ้าเนคสัญญาณที่นำเสนอประกอบด้วย MCDTA (Modified Current Differencing Transconductance Amplifier) จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว โครงสร้างภายใน MCDTA จะประกอบด้วย OTA จำนวน 2 ตัว ซึ่งเป็นการเพิ่มคุณสมบัติ CDTA เพื่อให้เกิดข้อดีในการนำมาใช้งาน ทั้งนี้จากสมการที่ (2.48) และ (2.49) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรถ้าเนคสัญญาณที่นำเสนอคือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงสองตัวทำให้การต่อวงจรไม่ซับซ้อน ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

11. งานวิจัยเรื่อง “Resistorless realization of current-mode first-order allpass filter using current differencing transconductance amplifiers” ในปี ค.ศ. 2010 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมมกระแสโดยใช้ CDTA (Tangsrirat, Pukkalanun and Surakamponorn, 2010) แสดงได้ดังรูปที่ 2.29 หลักการสังเคราะห์จะประกอบด้วยวงจรกรองทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่งต่อคาสเคดกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสีย เมื่อนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.29 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอ โดย Tangsrirat และคณะ



รูปที่ 2.30 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.29

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.30 เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรถ้าเนค สัญญารูปที่ 2.29 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 + s(g_{m1} C_2 - g_{m3} C_1) + g_{m1} g_{m3} = 0 \quad (2.50)$$

จากสมการที่ (2.50) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิด สัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.51) และ (2.52) ตามลำดับ

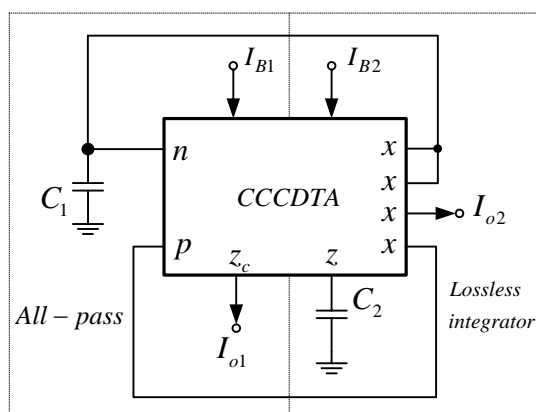
$$g_{m1} C_2 = g_{m3} C_1 \quad (2.51)$$

และ

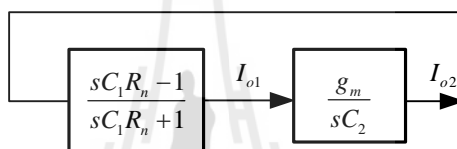
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.52)$$

วงจรถ้าเนคสัญญารูปที่ 2.29 วงจรถ้าเนคสัญญาณประกอบด้วย CDTA จำนวน 3 ตัว และ ตัวเก็บประจุ 2 ตัวจากสมการที่ (2.51) และ (2.52) จะเห็นว่าจุดเด่นของวงจรถ้าเนคที่นำเสนอ คือ เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งมีความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส ส่วนจุดด้อยคือ ไม่สามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ นอกจากนี้ ยังมีการต่อตัวเก็บประจุแบบลอยซึ่งไม่เหมาะที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม

12. งานวิจัยหัวข้อ “A resistor-less current-mode quadrature sinusoidal oscillator employing single CCCDTA and grounded capacitors” ในปี ค.ศ. 2011 ได้นำเสนอวงจรถ้าเนค สัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสที่ใช้ CCCDTA เพียงแค่หนึ่งตัว ซึ่งมีพื้นฐานการสังเคราะห์ มาจากบล็อกไดอะแกรม (Keawon and Jaikla, 2011) แสดงได้ดังรูปที่ 2.31 โครงสร้าง บล็อกไดอะแกรมประกอบด้วยวงจรถ้าเนคทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่งต่อคาสเคดกับวงจรถ้าเนคที่ เกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบไม่กลับเฟส ดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.31 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CCCDTA



รูปที่ 2.32 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.31

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.32 เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.31 ได้ดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_n + s(C_2 - C_1 g_m R_n) + g_m = 0 \quad (2.53)$$

พารามิเตอร์ R_n คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว n ของ CCCDTA ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_{B1} จากสมการที่ (2.53) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.54) และ (2.55) ตามลำดับ

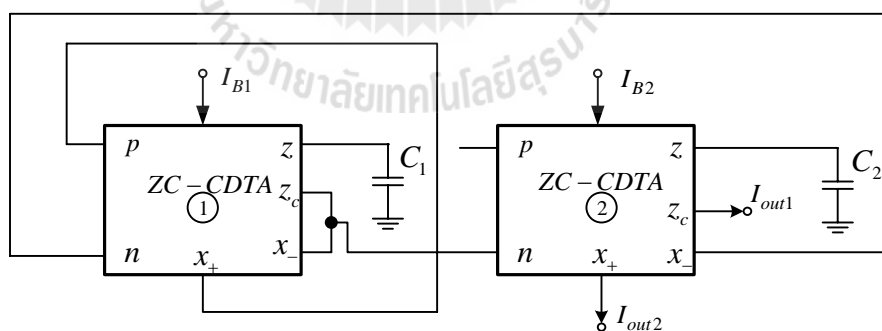
$$C_2 = C_1 g_m R_n \quad (2.54)$$

และ

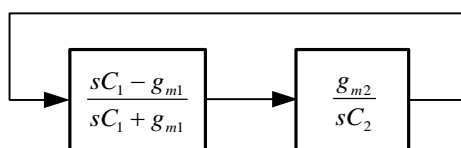
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_m}{R_n C_1 C_2}} \quad (2.55)$$

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.31 จะประกอบด้วย CCCDTA จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว จากสมการที่ (2.54) และ (2.55) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรกำเนิดสัญญาณ คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพียงตัวเดียวทำให้ต่อวงจรได้ง่ายตัวเก็บประจุในวงจรต่อลงกราวด์ และไม่มีการต่อด้วยตัวต้านทานภายนอก ซึ่งเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณยังสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนจุดด้อย คือ ไม่สามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และการสังเคราะห์วงจรทำได้ยากสำหรับผู้เริ่มต้นสังเคราะห์วงจรเนื่องจากจะต้องใช้ CCCDTA เพียงตัวเดียวเพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรกรองทุกความถี่ผ่าน และวงจรอินทิเกรเตอร์

13. งานวิจัยเรื่อง “Single CDTA-based current mode all-pass filter and its applications” ในปี ค.ศ. 2011 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ ZC-CDTA (Pandey and Paul, 2011) แสดงได้ดังรูปที่ 2.33 หลักการสังเคราะห์จะประกอบด้วยวงจรกรองทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่งต่อкасцепกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบไม่กลับเฟส เมื่อนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.33 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ ZC-CDTA



รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.33

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.34 เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C$ เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.33 ได้ดังนี้

$$s^2 C^2 + sC(g_{m1} - g_{m1}) + g_{m1}g_{m2} = 0 \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.57) และ (2.58) ตามลำดับ

$$g_{m1} = g_{m2} \quad (2.57)$$

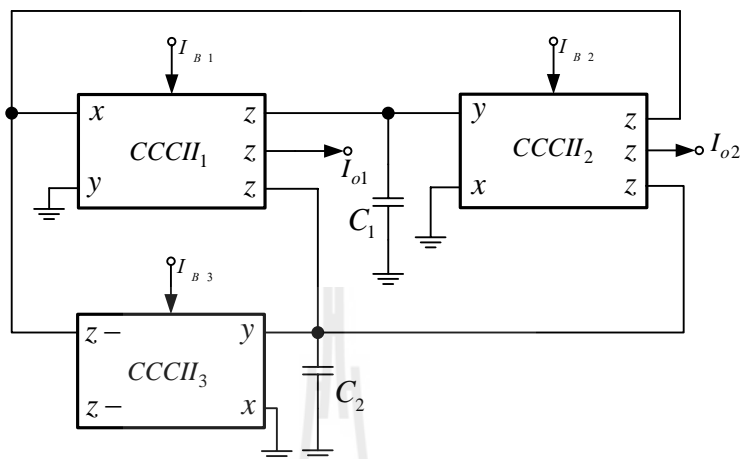
และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.58)$$

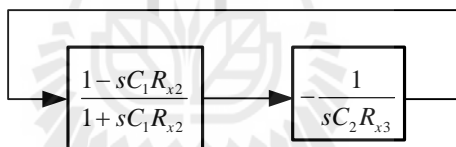
วงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.33 ประกอบด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว จากสมการที่ (2.57) และ (2.58) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรที่นำเสนอ คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงสองตัวทำให้การต่อวงจรไม่ซับซ้อน การสังเคราะห์วงจรรองรับทุกความถี่ผ่านโดยใช้ CDTA ทำได้ง่าย ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณยังสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนจุดด้อยคือ ไม่สามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

14. งานวิจัยเรื่อง“Realization of electronically tunable currentmode first-order allpass filter and its application” ในปี ค.ศ. 2012 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้ CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก (Na Songkla and Jaikla, 2012) แสดงได้ดังรูปที่

2.35 หลักการสังเคราะห์จะประกอบด้วยวงจรของทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่งต่อคาสเคดกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสเมื่อนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.35 วงจรกำเนิดสัญญาณ โดยใช้ CCCII ซึ่งนำเสนอโดย Na Songkla และ Jaikla



รูปที่ 2.36 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.35

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.36 เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.35 ได้ดังนี้

$$s^2 + \frac{1}{R_{x2}C_1} - \frac{1}{R_{x3}C_2} + \frac{1}{C_1C_2R_{x2}R_{x3}} = 0 \tag{2.59}$$

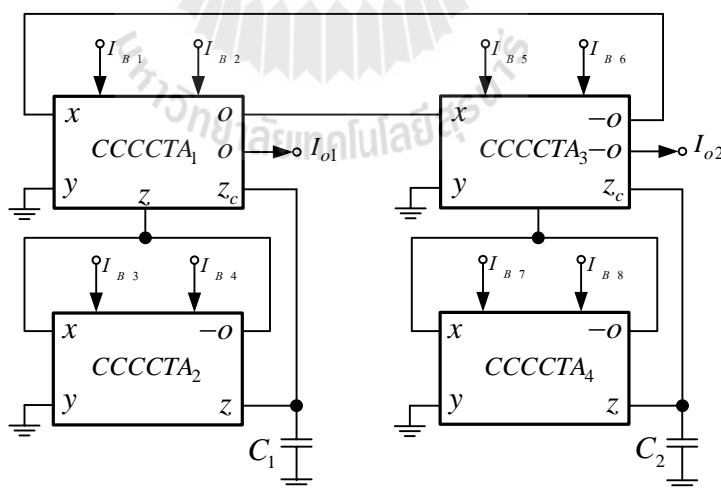
พารามิเตอร์ R_x คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของ CCCII ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามกระแสไบแอส I_B จากสมการที่ (2.59) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.60) และ (2.61) ตามลำดับ

$$\frac{1}{R_{x2}C_1} \text{ ๗ } \frac{1}{R_{x3}C_2} \quad (2.60)$$

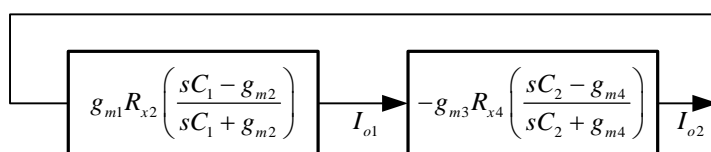
และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_{x2}R_{x3}}} \quad (2.61)$$

วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นประกอบด้วยวงจรถ้า CCCII จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว จากสมการที่ (2.60) และ (2.61) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณในรูปแบบที่ 2.35 คือ การต่อตัวเก็บประจุภายนอกแบบลงกราวด์ทำให้เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และไม่มีกรต่อตัวต้านทานภายนอก ทั้งนี้ยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งวงจรถ้าที่นำเสนอยังมีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงสามารถต่อใช้งานในโหมดกระแสเพื่อขับโหลดได้โดยตรง ส่วนจุดด้อย คือ วงจรถ้าที่นำเสนอไม่สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้เป็นอิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ



รูปที่ 2.37 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CCCCTA



รูปที่ 2.38 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.37

15. งานวิจัยเรื่อง“New gain controllable resistor-less current-mode first order all pass filter and its application” ในปี ค.ศ. 20012 ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณควอดเรเจอร์โทมด กระแสโดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานการสังเคราะห์วงจร (Jaikla, Noppakarn and Lawanwisut, 2012) โครงสร้างบล็อกไดอะแกรมเป็นการนำเอาวงจรกรองสัญญาณทุกความถี่ผ่าน อันดับหนึ่งที่สามารถปรับเกณฑ์ได้มาต่อแบบคาสเคดกัน วงจรกำเนิดสัญญาณประกอบด้วย CCCCTA จำนวน 4 ตัว และตัวเก็บประจุอีก 2 ตัว บล็อกไดอะแกรม และวงจรที่นำเสนอแสดงได้ดัง รูปที่ 2.37 และ 2.38 ตามลำดับ

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.38 เมื่อ $k_1 = g_{m1}R_{x2}$, $k_2 = g_{m3}R_{x4}$, $a_1 = g_{m2}/C_1$ และ $a_2 = g_{m4}/C_2$ จะเขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.37 ได้ดังนี้

$$s^2 + 2sR_{x2} \frac{1 - k_1k_2}{1 + k_1k_2} + a_1a_2 = 0 \quad (2.62)$$

พารามิเตอร์ R_x คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของ CCCCTA ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตาม กระแสไบแอส I_B จากสมการที่ (2.62) สามารถเขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.63) และ (2.64) ตามลำดับ

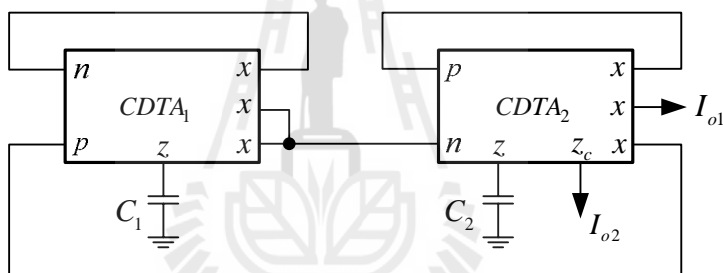
$$g_{m1}R_{x2}g_{m3}R_{x4} \approx 1 \quad (2.63)$$

และ

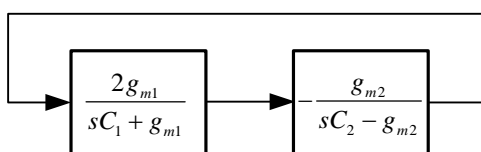
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (2.64)$$

จากสมการที่ (2.63) และ (2.64) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณในรูปที่ 2.37 คือ สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และยังสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีความต้านทานทางเอาต์พุตสูงสามารถต่อเพื่อขับโหลดได้โดยตรง ทั้งนี้การต่อตัวเก็บประจุเป็นแบบลงกราวด์เหมาะต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ส่วนจุดด้อย คือ การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่งที่สามารถปรับเกณฑ์การขยายได้ทำได้ยาก ซึ่งในกรณีนี้จะเห็นได้ว่าต้องใช้ CCCCTA จำนวน 2 ตัว เพื่อนำมาใช้ในการสังเคราะห์วงจรส่งผลให้วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ให้อุปกรณ์แอกทีฟหลายตัว

16. งานวิจัยหัวข้อ “Resistor less current-mode quadrature oscillator with grounded capacitors” ในปี ค.ศ. 2013 ได้นำเสนอวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหนดกระแสโดยใช้ CDTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก (Jin, and Liang, 2013) แสดงได้ดังรูปที่ 2.39 ซึ่งหลักการสังเคราะห์แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.40



รูปที่ 2.39 วงจรถ้ากำเนิดสัญญาณโดยใช้ CDTA ซึ่งนำเสนอโดย Jin และ Liang



รูปที่ 2.40 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.39

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.40 เขียนสมการสมการลักษณะสมบัติของวงจรถ้ากำเนิดสัญญาณรูปที่ 2.39 ได้ดังนี้

$$s^2C_1C_2 + s(g_{m1}C_2 - g_{m2}C_1) + g_{m2}g_{m1} = 0 \tag{2.65}$$

จากสมการที่ (2.65) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (2.66) และ (2.67) ตามลำดับ

$$g_{m1}C_2 = g_{m2}C_1 \quad (2.66)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m1}}{C_1C_2}} \quad (2.67)$$

วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว ทั้งนี้จากสมการที่ (2.66) และ (2.67) จะเห็นได้ว่าจุดเด่นของวงจรที่นำเสนอรูปที่ 2.39 คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงสองตัวทำให้การต่อวงจรไม่ซับซ้อน ความต้านทานทางเอาต์พุตสูงเหมาะที่จะต่อใช้งานในโหมดกระแส รวมทั้งเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ และสามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ทั้งนี้การสังเคราะห์วงจรจากบล็อกไดอะแกรมด้วย CDTA สามารถทำได้ง่ายเหมาะกับผู้ที่เริ่มต้นศึกษาการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณ ส่วนจุดด้อยคือเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณไม่สามารถปรับได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ

2.8 สรุป

วิทยานิพนธ์ในบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรกำเนิดสัญญาณ โดยวงจรกำเนิดสัญญาณจะสามารถกำเนิดสัญญาณทางเอาต์พุตได้ก็ต่อเมื่อวงจรมีเงื่อนไขถูกต้องตามเงื่อนไขของบาร์คเฮาเซน คือ อัตราขยายลูปปิดของวงจรจะต้องมีค่าเป็นอนันต์ และมุมเฟสของวงจรที่ป้อนกลับมายังอินพุตต้องมีค่าเท่ากับ 0 หรือ 360 องศา เมื่อวงจรสร้างสัญญาณทางเอาต์พุตออกมาจะมีการป้อนกลับสัญญาณไปยังอินพุตของวงจร โดยสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังอินพุตจะถูกทำให้มีเฟสเดียวกันกับสัญญาณทางอินพุตเพื่อเป็นการเสริม และรักษาระดับของสัญญาณให้ดำรงอยู่ได้โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณทางอินพุต ทั้งนี้ยังได้กล่าวถึงรายละเอียดของอุปกรณ์แอกทีฟที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณ คือ CDTA และ CFTA ซึ่งทั้งสองตัวเป็นอุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ คือ สามารถปรับค่าความนำด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอก นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ คือ การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสด้วยอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทาง

อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกโคอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์ เพื่อแสดงให้เห็นว่า บล็อกโคอะแกรมสามารถเป็นเครื่องมือที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจร และทำให้การสังเคราะห์วงจร ทำได้ง่ายขึ้น



บทที่ 3

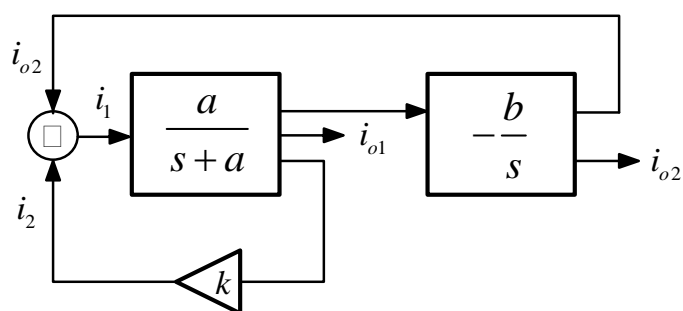
การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแส

3.1 บทนำ

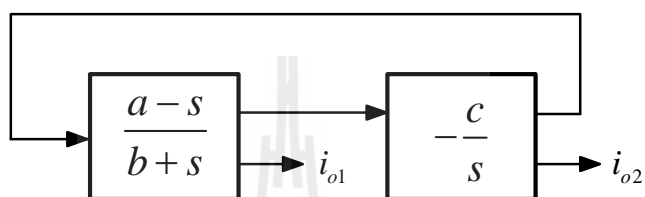
วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสเป็นวงจรที่สำคัญในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการนำไปใช้งานในด้านต่าง ๆ เช่น ในระบบสื่อสาร การประมวลผลสัญญาณ และระบบเครื่องมือวัด เป็นต้น ที่ผ่านมามีการนำเสนอการออกแบบวงจรด้วยอุปกรณ์แอกทิฟสมัยใหม่ชนิดต่าง ๆ วิทยานิพนธ์ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้นจะเห็นได้ว่าการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสที่มีประสิทธิภาพต้องใช้องค์ประกอบหลายส่วน ซึ่งผู้ที่เริ่มต้นสังเคราะห์ และออกแบบนั้นทำได้ยาก ดังนั้นในงานวิจัยหลายเล่มจึงได้นำเสนอวิธีที่ใช้ในการออกแบบวงจรเพื่อลดจินตนาการ และช่วยให้ออกแบบได้ง่ายขึ้น วิธีที่เป็นที่นิยมวิธีหนึ่งก็คือการใช้บล็อกไดอะแกรมในการออกแบบวงจร ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานทั้งนี้เพื่อทดสอบคุณสมบัติของบล็อกไดอะแกรมได้นำเอาอุปกรณ์แอกทิฟสมัยใหม่มาใช้ในการสังเคราะห์ คือวงจร CDTA และวงจร CFTA วงจรกำเนิดสัญญาณที่ได้สังเคราะห์ และออกแบบมีข้อดีในการนำไปใช้งานคือ วงจรไม่มีการต่อด้วยตัวต้านทานภายนอก การต่อตัวเก็บประจุในวงจรเป็นการต่อลงกราวด์ ซึ่งเหมาะสมในการนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม (Bhusan and Newcomb, 1996; Soliman, 2008) รวมทั้งวงจรที่นำเสนอยังมีค่าอิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุตสูงเหมาะสมจะไปต่อใช้งานในโหมดกระแสโดยไม่ต้องใช้บัฟเฟอร์ต่อร่วมภายนอก (Abuelma'atti and Al-Zaher, 1999; Soliman, 1995) ทั้งนี้วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังสามารถควบคุมเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน

3.2 หลักการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแส

การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสจะใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้สังเคราะห์วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์

3.2.1 คุณลักษณะสมบัติของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก)

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) ประกอบด้วยวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ 3 ส่วน คือ วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสและวงจรถยายสัญญาณ (Amplifier Circuit) จากรูปที่ 3.1 (ก) สามารถเขียนสมการคุณลักษณะ ได้ดังนี้

$$s^2 + s(a - ka) + ab = 0 \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) จะสามารถเขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และสมการความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.2) และ (3.3) ตามลำดับ

$$1 = k \quad (3.2)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{ab} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.2) และ (3.3) สามารถอธิบายได้ว่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อย่างอิสระต่อกัน โดยพารามิเตอร์ k จะเป็นตัวปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ส่วนพารามิเตอร์ ab จะเป็นตัวปรับค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ทั้งนี้จากรูปที่ 3.1 (ก) สามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแสทางด้านเอาต์พุต (เฟสของ i_{o1} และ i_{o2}) ได้เป็น

$$i_{o2} = -\frac{b}{s}i_{o1} = -\frac{b}{j\omega_{osc}}i_{o1} = j\frac{b}{\omega_{osc}}i_{o1} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) จะเห็นได้ว่ากระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรจะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งกล่าวได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) สามารถสร้างสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ทางเอาต์พุตได้

3.2.2 คุณลักษณะสมบัติของบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข)

บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) ส่วนแรกจะมีคุณสมบัติที่คล้ายกับวงจรกรองสัญญาณทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่ง ส่วนในภาคที่สองจะเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสทั้งนี้จะเห็นได้ว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอจะมีลักษณะคล้ายกับบล็อกไดอะแกรมที่สังเคราะห์ด้วยวงจรกรองสัญญาณทุกความถี่ผ่าน แต่จะถูกปรับปรุงคุณลักษณะสมบัติให้มีจุดเด่นเพิ่มขึ้น คือ สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณเป็นอิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จากรูปที่ 3.1 (ข) สามารถเขียนสมการคุณลักษณะได้ดังสมการที่ (3.4)

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

จากสมการที่ (3.1) จะสามารถเขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และสมการความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (3.5) และ (3.6) ตามลำดับ

$$b = c \quad (3.6)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{ac} \quad (3.7)$$

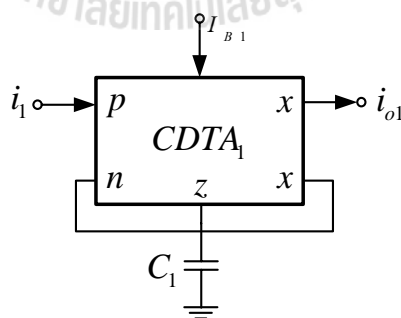
จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) สามารถอธิบายได้ว่าพารามิเตอร์ b และ c จะเป็นตัวปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ส่วนพารามิเตอร์ a จะเป็นตัวปรับค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ทั้งนี้จากรูปที่ 3.1 (ข) สามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแสทางด้านเอาต์พุต (เฟสของ i_{o1} และ i_{o2}) ได้เป็น

$$i_{o2} = -\frac{c}{s}i_{o1} = -\frac{c}{j\omega_{osc}}i_{o1} = j\frac{c}{\omega_{osc}}i_{o1} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) จะเห็นได้ว่ากระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรจะมีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งกล่าวได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) สามารถสร้างสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ทางเอาต์พุตได้

3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1 จะใช้อุปกรณ์แอกทีฟ 2 ชนิด คือ CDTA และ CFDA โดยการออกแบบจะใช้เพียงอุปกรณ์แอกทีฟหลัก และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เท่านั้น ทั้งนี้โครงสร้างภายในของ CDTA และ CFDA จะใช้โครงสร้างภายในแบบ MOS (ภาคผนวก ค) สามารถแบ่งการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสตามบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียโดยใช้ CDTA

3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้ CDTA

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สังเคราะห์ด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก)

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) จะเห็นได้ว่าวงจรแรกเป็นอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียจะใช้ CDTA จำนวน 1 ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 3.2 จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสทางเอาต์พุต i_{o1} ได้ดังนี้

$$i_{o1} = g_{m1}v_{z1} \quad (3.9)$$

$$i_{o1} = g_{m1} \frac{i_{p1} - i_{n1}}{sC_1} \quad (3.10)$$

เมื่อ $i_{p1} = i_1$ และ $i_{n1} = i_{x1} = i_{o1}$ ดังนั้น

$$i_{o1} = g_{m1} \frac{(i_1 - i_{o1})}{sC_1} \quad (3.11)$$

จะได้

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.12)$$

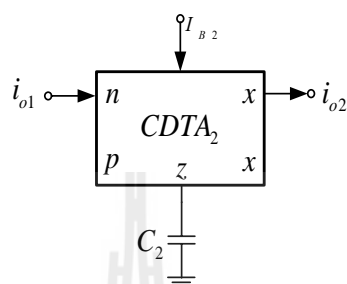
ในส่วนที่สองจะเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 การวิเคราะห์สมการกระแส i_{o2} แสดงได้ดังขั้นตอนต่อไปนี้

$$i_{o2} = g_{m2}v_{z2} \quad (3.13)$$

$$i_{o2} = -g_{m2} \frac{i_{n2}}{sC_2} \quad (3.14)$$

เมื่อ $i_{n2} = i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = - \frac{g_{m2}}{sC_2} i_{o1} \quad (3.15)$$



รูปที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสโดยใช้ CDTA

จากรูปที่ 3.1 (ก) ในส่วนที่สามจะเป็นวงจรขยายสัญญาณ โหมดกระแส ซึ่งการออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยใช้ CDTA จะต้องใช้ตัวต้านทานมาต่อที่ขั้ว z ทั้งนี้เพื่อเพิ่มจุดเด่นในการออกแบบจึงใช้ CDTA ออกแบบเป็นวงจรเลียนแบบตัวต้านทาน ดังนั้นตัวต้านทานที่สร้างขึ้นจึงสามารถปรับค่าความต้านทานด้วยการปรับกระแสไบอัส หรือเป็นการปรับด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่า CDTA₃ จะถูกออกแบบให้เป็นวงจรเลียนแบบตัวต้านทานเมื่อนำมาต่อเข้ากับขั้ว z ของ CDTA₄ ก็จะได้วงจรขยายสัญญาณที่สามารถควบคุมเกณฑ์การขยายด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จากรูปที่ 3.4 สามารถวิเคราะห์สมการกระแส i_2 ได้ดังนี้

$$i_2 = g_{m4} v_{z4} \quad (3.16)$$

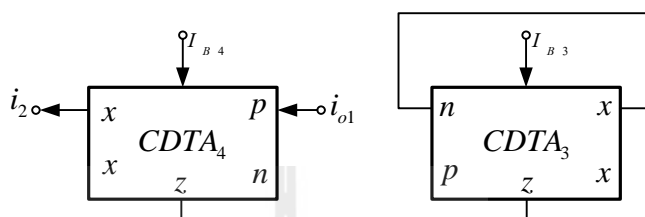
$$i_2 = g_{m4} \frac{i_{p4}}{z_1} \quad (3.17)$$

เมื่อ z_1 เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากวงจรเลียนแบบตัวต้านทานจะได้

$$z_1 = \frac{v_{z3}}{i_{z3}} = \frac{1}{g_{m3}} \quad (3.18)$$

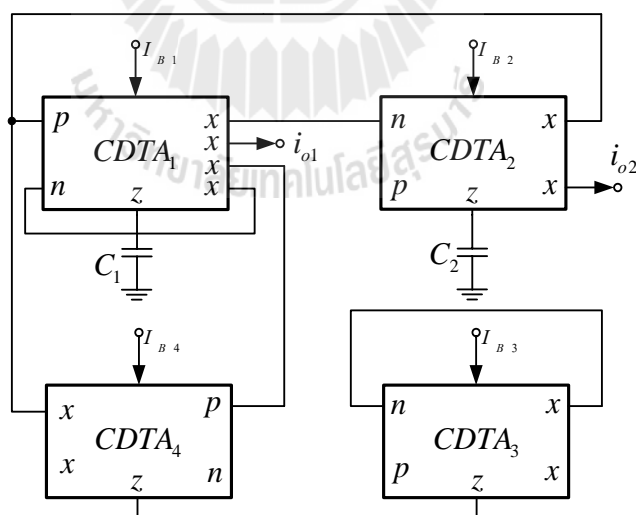
แทนค่า z_1 ลงในสมการที่ (3.17) เมื่อ $i_{p4} = i_{o1}$ ดังนั้น

$$i_2 = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} i_{o1} \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.4 วงจรขยายสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้ CDTA

นำวงจรที่สังเคราะห์ได้ทั้งสาม คือ วงอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสีย และวงจรขยายสัญญาณมาต่อรวมกันดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) โดยใช้ CDTA

จากรูปที่ 3.5 สามารถหาสมการคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณจากความสัมพันธ์ของกระแส i_1 , i_2 และ i_{o2} ได้ดังนี้

$$i_1 = i_{o2} + i_2 \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.12) สามารถเขียนสมการ i_1 ได้เป็น

$$i_1 = \frac{sC_1 + g_{m1}}{g_{m1}} i_{o1} \quad (3.21)$$

แทนค่าสมการที่ (3.20) จะได้

$$\frac{sC_1 + g_{m1}}{g_{m1}} i_{o1} = -\frac{g_{m2}}{sC_2} i_{o1} + \frac{g_{m4}}{g_{m3}} i_{o1} \quad (3.22)$$

$$s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} g_{m3} = -g_{m1} g_{m2} + s C_2 g_{m1} g_{m4} \quad (3.23)$$

จัดรูปสมการที่ (3.23) จะได้

$$s^2 + s g_{m1} \frac{g_{m3} - g_{m4}}{g_{m3} C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.24)$$

สมการที่ (3.24) คือ สมการคุณลักษณะของวงจрдังรูปที่ 3.5 สามารถเขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.25) และ (3.26) ตามลำดับ

$$g_{m3} = g_{m4} \quad (3.25)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.26)$$

เมื่อ $g_{mi} = \sqrt{k_i I_{Bi}}$ และกำหนดให้ $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = k$ ดังนั้นสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{B3} = I_{B4} \quad (3.27)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{k \frac{(I_{B1}I_{B2})^{\frac{1}{2}}}{C_1C_2}} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.27) และ (3.28) สามารถอธิบายได้ว่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อย่างอิสระต่อกัน โดยเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะปรับที่กระแสไบแอส I_{B3} และ I_{B4} ส่วนค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจะปรับด้วยกระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B2} จากสมการที่ (3.28) ยังแสดงให้เห็นว่าการปรับกระแสไบแอส (การปรับค่าความนำถ่ายโอน g_m) เพื่อเปลี่ยนความถี่จะมีผลต่อค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของสัญญาณทางเอาต์พุต เนื่องจากค่าความนำถ่ายโอนจะมีช่วงทำงานที่เป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบ ๆ สามารถแสดงความสัมพันธ์ของอัตราส่วนกระแสทางด้านเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.29)

$$\frac{i_{o2}(s)}{i_{o1}(s)} = -\frac{g_{m2}}{sC_2} \quad (3.29)$$

ในสภาวะคงตัวของสัญญาณไซน์สมการที่ (3.29) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{i_{o2}(j\omega_{osc})}{i_{o1}(j\omega_{osc})} = j \frac{g_{m2}}{\omega_{osc}C_2} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตทั้งสอง (i_{o1} และ i_{o2}) ของวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นจะมีเฟสของสัญญาณต่างกัน 90 องศา ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าวงจรที่สังเคราะห์สามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมคระแสทางด้านเอาต์พุต ทั้งนี้จากสมการยังแสดงให้เห็นว่าเฟสของสัญญาณจะสามารถเบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา ในกรณีที่วงจรอินทิเกรเตอร์มีคุณสมบัติไม่เป็นอุดมคติ (ผลที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ ซึ่งได้วิเคราะห์ในภาคผนวก ข) สามารถหาค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟของวงจรได้ดังสมการที่ (3.31) และ (3.32)

$$S_{g_{m1}}^{\omega_{osc}} = S_{g_{m2}}^{\omega_{osc}} = \frac{1}{2} \quad (3.31)$$

และ

$$S_{C_1}^{\omega_{osc}} = S_{C_2}^{\omega_{osc}} = -\frac{1}{2} \quad (3.32)$$

2. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่สังเคราะห์ด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข)

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) ในการสังเคราะห์วงจรส่วนแรกจะใช้ CDTA จำนวน 2 ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสทางเอาต์พุต i_{o1} ได้ดังนี้

$$i_{x1} = g_{m1}v_{z1} \quad (3.33)$$

$$i_{x1} = g_{m1} \frac{i_{z1} + i_{z2}}{sC_1} \quad (3.34)$$

เมื่อ $i_{z1} = -i_n = -i_1$ และ $i_{z2} = -i_{x1}$ จะได้

$$i_{o1} = g_{m1} \frac{(-i_1 - i_{x1})}{sC_1} \quad (3.35)$$

ดังนั้น

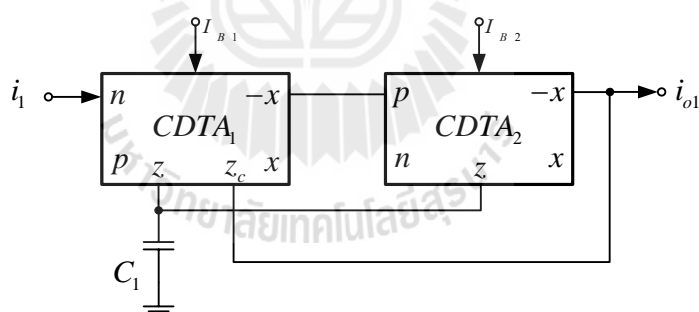
$$i_{x1} = - \frac{g_{m1}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.36)$$

จาก

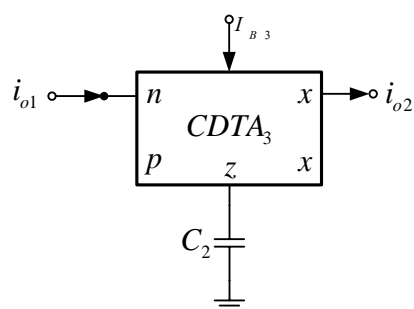
$$i_{x2} = g_{m2} v_{z2} \quad (3.37)$$

เมื่อ $v_{z1} = v_{z2} = - \frac{1}{(sC_1 + g_{m1})} i_1$ จะได้

$$i_{x2} = \frac{g_{m2}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.6 วงจรที่สังเคราะห์ได้จากบล็อกไดอะแกรม 3.1 (ข) ส่วนที่หนึ่งโดยใช้ CDTA



รูปที่ 3.7 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสโดยใช้ CDTA

จากวงจรดังรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่ากระแส i_{o1} คือ ผลรวมของกระแส i_{z1} กับ i_{x2} และเมื่อ $i_{z1} = i_{z1} = i_1$ จะได้

$$i_{o1} = -i_1 + \frac{g_{m2}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.39)$$

ดังนั้น

$$i_{o1} = \frac{-sC_1 - g_{m1} + g_{m2}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.40)$$

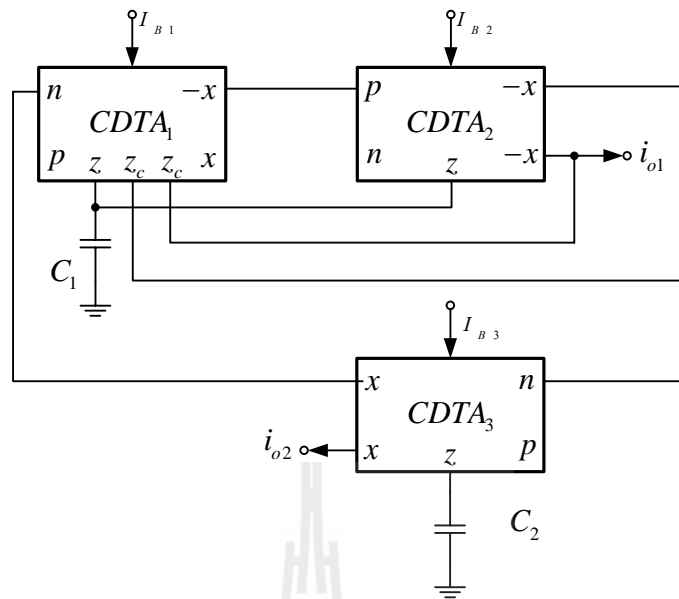
จากวงจรรูปที่ 3.6 วิเคราะห์สมการกระแส i_{o2} ได้ดังนี้

$$i_{o2} = g_{m3} v_{z3} \quad (3.41)$$

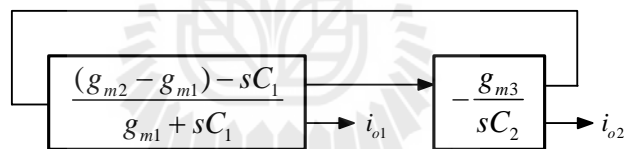
$$i_{o2} = -g_{m3} \frac{i_{n3}}{sC_2} \quad (3.42)$$

เมื่อ $i_{n3} = i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{g_{m3}}{sC_2} i_{o1} \quad (3.43)$$



รูปที่ 3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) โดยใช้ CDTA



รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.8

นำวงจรที่สังเคราะห์ได้ทั้งสองมาต่อรวมกัน จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสดังรูปที่ 3.8 จากรูปที่ 3.8 เพื่อให้สมการที่สังเคราะห์ได้มีความสอดคล้องกับบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1 (ข) และให้ง่ายต่อการวิเคราะห์สมการคุณลักษณะจึงจัดรูปสมการ i_{o1} ใหม่ แล้วจึงนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.9

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.9 สามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรรูปที่ 3.8 ได้ดังนี้

$$i_{o1} = \frac{(g_{m2} - g_{m1}) - sC_1}{g_{m1} + sC_1} i_1 \quad (3.44)$$

เมื่อ $i_1 = i_{o2}$ จะได้

$$\frac{(g_{m2} - g_{m1}) s C_1}{g_{m1} + s C_1} \frac{g_{m3}}{s C_2} = 1 \quad (3.45)$$

จัดรูปสมการที่ (3.45) จะได้

$$s^2 + s \frac{g_{m1} C_2 - g_{m3} C_1}{C_1 C_2} + g_{m3} \frac{g_{m2} - g_{m1}}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.46)$$

สมการที่ (3.46) คือ สมการคุณลักษณะของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8 จากสมการ (3.46) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.47) และ (3.48) ตามลำดับ

$$g_{m1} = g_{m3}, \quad C_2 = C_1 \quad (3.47)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{g_{m3} \frac{g_{m2} - g_{m1}}{C_1 C_2}} \quad (3.48)$$

เมื่อ $g_{mi} = \sqrt{k_i I_{Bi}}$ และกำหนดให้ $k_1 = k_2 = k_3 = k$ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{B1} = I_{B3}, \quad C_2 = C_1 \quad (3.49)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{k (I_{B3})^{\frac{1}{2}} \frac{(I_{B2})^{\frac{1}{2}} - (I_{B1})^{\frac{1}{2}}}{C_1 C_2}} \quad (3.50)$$

จากสมการที่ (3.49) และ (3.50) กระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B3} จะเป็นตัวปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ส่วนกระแสไบแอส I_{B2} จะเป็นตัวปรับค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อย่างอิสระต่อกัน ทั้งนี้จากสมการที่ (3.50) จะพบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นมีข้อด้อย คือ วงจรจะสามารถกำเนิดสัญญาณได้ก็ต่อเมื่อกระแสไบแอส I_{B2} จะต้องมีค่ามากกว่า I_{B1} และยังแสดงให้เห็นว่าการปรับกระแสไบแอส เพื่อเปลี่ยนความถี่จะมีผลต่อค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกซ์ของสัญญาณทางเอาต์พุต เนื่องจากค่าความนำถ่ายโอนจะมีช่วงทำงานที่เป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบ ๆ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนกระแสทางด้านเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ (3.51)

$$\frac{i_{o2}(s)}{i_{o1}(s)} = -\frac{g_{m3}}{sC_2} \quad (3.51)$$

ในสภาวะคงตัวของสัญญาณไซน์สมการที่ (3.51) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{i_{o2}(j\omega_{osc})}{i_{o1}(j\omega_{osc})} = j\frac{g_{m3}}{\omega_{osc}C_2} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.52) จะเห็นได้ว่าวงจรที่สังเคราะห์สามารถให้สัญญาณไซน์ทางเอาต์พุตที่มีเฟสของสัญญาณแตกต่างกัน 90 องศา ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าวงจรที่สังเคราะห์สามารถกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเดรเจอร์โหนดกระแสทางด้านเอาต์พุต ทั้งนี้จากสมการยังแสดงให้เห็นว่าเฟสของสัญญาณจะสามารถเบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา ในกรณีที่วงจรอินทิเกรเตอร์มีคุณสมบัติไม่เป็นอุดมคติ (ผลที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ ซึ่งได้วิเคราะห์ในภาคผนวก ข) ความไวของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟของวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.53) ถึง (3.56)

$$S_{g_{m1}}^{\omega_{osc}} = -\frac{g_{m1}}{2(g_{m2} - g_{m1})} \quad (3.53)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_{osc}} = \frac{g_{m2}}{2(g_{m2} - g_{m1})} \quad (3.54)$$

$$S_{g_{m3}}^{\omega_{osc}} = \frac{1}{2} \quad (3.55)$$

และ

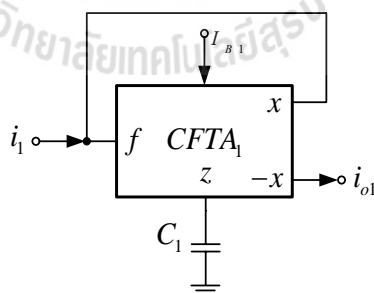
$$S_{C_1}^{\omega_{osc}} = S_{C_2}^{\omega_{osc}} = -\frac{1}{2} \quad (3.56)$$

3.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ใช้ CFTA

ในหัวข้อนี้นำเสนอการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ CFTA เพื่อพิสูจน์ว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้ในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์กับอุปกรณ์แอกทีฟประเภทอื่นได้ ทั้งนี้เนื่องจาก CFTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีคุณสมบัติคล้ายกับ CDTA ดังนั้นจึงสามารถนำวิธีการสังเคราะห์วงจรด้วย CDTA มาใช้กับการสังเคราะห์ด้วย CFTA ได้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ออกแบบโดยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก)

การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) ด้วย CFTA จะมีหลักการสังเคราะห์คล้ายกับการสังเคราะห์ด้วย CDTA วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียที่สังเคราะห์ด้วย CFTA แสดงได้ดังรูปที่ 3.10 และจากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสทางเอาต์พุต i_{o1} ได้ดังนี้



รูปที่ 3.10 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่สูญเสียโดยใช้ CFTA

$$i_{x1} = g_{m1}v_{z1} \quad (3.57)$$

เมื่อ $i_{z1} = i_{f1} = i_1 + i_{o1}$ จะได้

$$i_{x1} = -g_{m1} \frac{i_1 + i_{o1}}{sC_1} \quad (3.58)$$

จัดรูปสมการที่ (3.58) ใหม่จะได้

$$i_{x1} = -\frac{g_{m1}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.59)$$

เมื่อ $i_{o1} = -i_{x1}$ ดังนั้น

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.60)$$

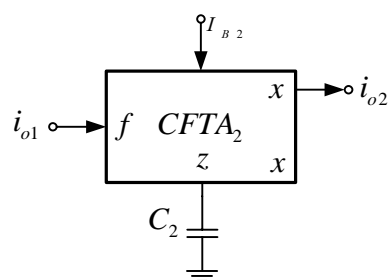
ในส่วนที่สองจะเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 การวิเคราะห์หาค่าสมการกระแส i_{o2} แสดงได้ดังนี้

$$i_{o2} = g_{m2} v_{z2} \quad (3.61)$$

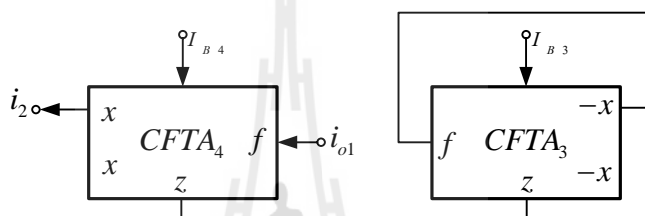
$$i_{o2} = -g_{m2} \frac{i_{z2}}{sC_2} \quad (3.62)$$

เมื่อ $i_{z2} = i_{f2} = i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{g_{m2}}{sC_2} i_{o1} \quad (3.63)$$



รูปที่ 3.11 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสโดยใช้ CFTA



รูปที่ 3.12 วงจรขยายสัญญาณ โหมดกระแสโดยใช้ CFTA

ทั้งนี้การสังเคราะห์วงจรขยายสัญญาณ โหมดกระแสจะใช้ CFTA ออกแบบเป็น วงจรเลียนแบบตัวต้านทานเช่นเดียวกับวงจรที่สังเคราะห์ด้วย CFTA สามารถแสดงวงจรขยาย สัญญาณที่สังเคราะห์ได้ดังรูปที่ 3.12 จากวงจรสามารถวิเคราะห์สมการกระแส i_2 ได้ดังนี้

$$i_2 = g_{m4} v_{z4} \quad (3.64)$$

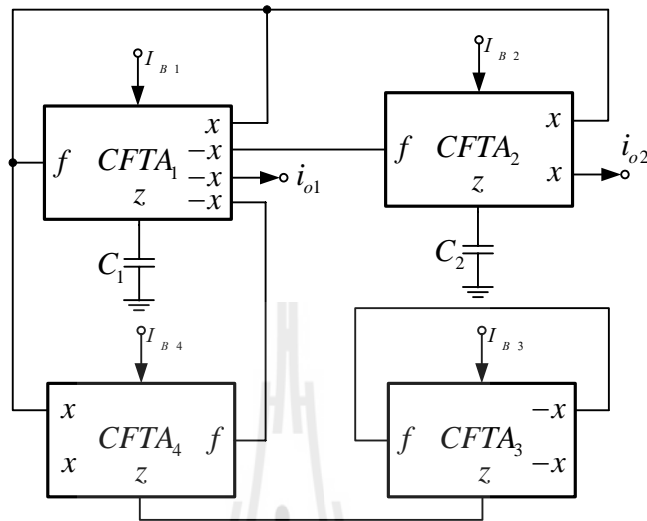
$$i_2 = g_{m4} \frac{i_{z4}}{z_1} \quad (3.65)$$

เมื่อ z_1 เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากวงจรเลียนแบบตัวต้านทานจะได้

$$z_1 = \frac{v_{z3}}{i_{z3}} = \frac{1}{g_{m3}} \quad (3.66)$$

แทนค่า z_1 ลงในสมการที่ (3.65) เมื่อ $i_{z4} = i_{f4} = i_{o1}$ ดังนั้น

$$i_2 = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} i_{o1} \quad (3.67)$$



รูปที่ 3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรม
รูปที่ 3.1 (ก) โดยใช้ CFTA

นำวงจรที่สังเคราะห์ได้ทั้งสาม คือ วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มี การสูญเสีย และวงจรขยายสัญญาณกระแสมาต่อรวมกันดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ก) จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่น ไซน์ โหมดกระแสแสดังรูปที่ 3.13 จากรูปที่ 3.13 สามารถวิเคราะห์หาสมการคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณจากความสัมพันธ์ของกระแส i_1 , i_2 และ i_{o2} ได้ดังนี้

$$i_1 = i_{o2} + i_2 \quad (3.68)$$

จากสมการที่ (3.60) สามารถเขียนสมการ i_1 ได้เป็น

$$i_1 = \frac{sC_1 + g_{m1}}{g_{m1}} i_{o1} \quad (3.69)$$

จากสมการที่ (3.68) จะได้

$$\frac{sC_1 + g_{m1}}{g_{m1}} i_{o1} = - \frac{g_{m2}}{sC_2} i_{o1} + \frac{g_{m4}}{g_{m3}} i_{o1} \quad (3.70)$$

$$s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m1} g_{m3} = - g_{m1} g_{m2} + sC_2 g_{m1} g_{m4} \quad (3.71)$$

จากสมการที่ (3.71) สามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรดังรูปที่ 3.13 ได้ดังนี้

$$s^2 + s g_{m1} \frac{g_{m3} - g_{m4}}{g_{m3} C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.72)$$

จากสมการที่ (3.72) จะสามารถเขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.73) และ (3.74) ตามลำดับ

$$g_{m3} = g_{m4} \quad (3.73)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.74)$$

เมื่อ $g_{mi} = \sqrt{k_i I_{Bi}}$ และกำหนดให้ $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = k$ ดังนั้นสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{B3} = I_{B4} \quad (3.75)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{k \frac{(I_{B1} I_{B2})^{\frac{1}{2}}}{C_1 C_2}} \quad (3.76)$$

จากสมการที่ (3.75) และ (3.76) สามารถอธิบายได้ว่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อย่างอิสระต่อกัน โดยกระแสไบแอส I_{B3} และ I_{B4} จะเป็นตัวปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ส่วนกระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B2} จะเป็นตัวปรับค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ทั้งนี้จากสมการที่ (3.76) ยังแสดงให้เห็นว่าการปรับกระแสไบแอสเพื่อเปลี่ยนความถี่จะมีผลต่อค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของสัญญาณทางเอาต์พุต เนื่องจากค่าความนำถ่ายโอนจะมีช่วงทำงานที่เป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบ ๆ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนกระแสทางด้านเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.77)

$$\frac{i_{o2}(s)}{i_{o1}(s)} = -\frac{g_{m2}}{sC_2} \quad (3.77)$$

ในสภาวะคงตัวของสัญญาณไซน์สมการที่ (3.77) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{i_{o2}(j\omega_{osc})}{i_{o1}(j\omega_{osc})} = j\frac{g_{m2}}{\omega_{osc}C_2} \quad (3.78)$$

จากสมการที่ (3.78) จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต (i_{o1} และ i_{o2}) ของวงจรที่สังเคราะห์ได้จะมีเฟสสัญญาณต่างกัน 90 องศา ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าวงจรที่สังเคราะห์ได้ดังรูปที่ 3.16 สามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสทางด้านเอาต์พุต ทั้งนี้จากสมการยังพบว่าเฟสของสัญญาณจะสามารถเบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา ในกรณีที่วงจรอินทิเกรเตอร์มีคุณสมบัติไม่เป็นอุดมคติ (ผลที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ ซึ่งได้วิเคราะห์ในภาคผนวก ข) ความไวของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟของวงจรที่สังเคราะห์สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.79) และ (3.80)

$$S_{g_{m1}}^{\omega_{osc}} = S_{g_{m2}}^{\omega_{osc}} = \frac{1}{2} \quad (3.79)$$

และ

$$S_{C_1}^{\omega_{osc}} = S_{C_2}^{\omega_{osc}} = -\frac{1}{2} \quad (3.80)$$

2. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ออกแบบโดยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข)

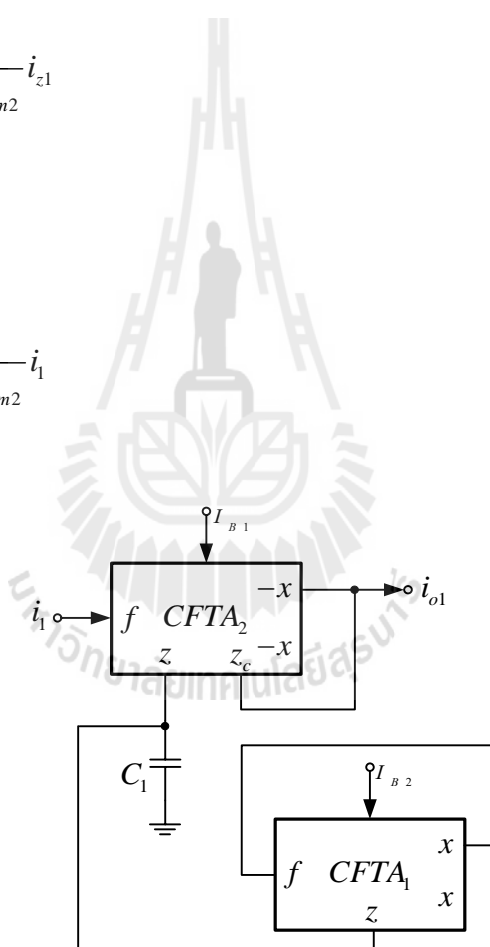
การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) ด้วย CFTA จะมีหลักการสังเคราะห์คล้ายกับการสังเคราะห์ด้วย CDTA ในการสังเคราะห์ในการสังเคราะห์วงจรส่วนแรกจะใช้ CFTA จำนวน 2 ตัวแสดงได้ดังรูปที่ 3.14 และจากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสทางเอาต์พุต i_{x1} ได้ดังนี้

$$i_{x1} = g_{m1}v_{z1} \quad (3.81)$$

$$i_{x1} = - \frac{g_{m1}}{sC_1 + g_{m2}} i_{z1} \quad (3.82)$$

เมื่อ $i_{z1} = i_{f1} = i_1$ จะได้

$$i_{x1} = - \frac{g_{m1}}{sC_1 + g_{m2}} i_1 \quad (3.83)$$



รูปที่ 3.14 วงจรที่สังเคราะห์ได้จากบล็อกไดอะแกรม 3.1 (ข) ส่วนที่หนึ่งโดยใช้ CFTA

จากวงจรดังรูปที่ 3.14 จะเห็นได้ว่ากระแส i_{o1} คือผลรวมของกระแส i_{z1} กับ i_{x1} จะได้

$$i_{o1} = - i_{z1} - i_{x2} \quad (3.84)$$

เมื่อ $i_{z2} = i_{z2} = i_2$ ดังนั้น

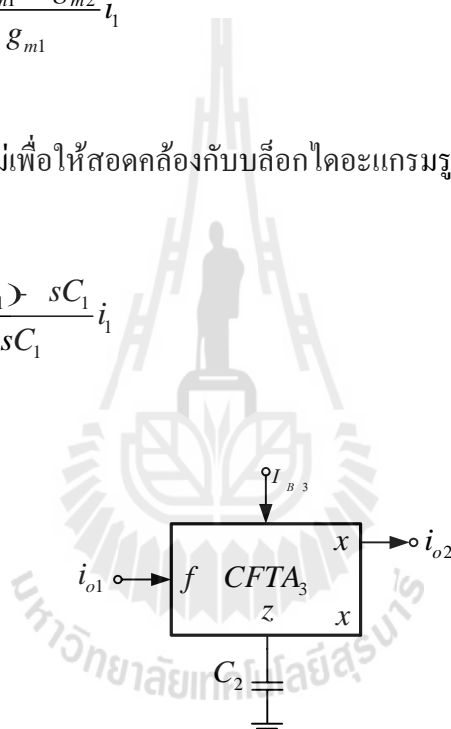
$$i_{o1} = -i_1 + \frac{g_{m2}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.85)$$

โดยจัดรูปสมการที่ (3.85) ใหม่

$$i_{o1} = \frac{-sC_1 - g_{m1} + g_{m2}}{sC_1 + g_{m1}} i_1 \quad (3.86)$$

จัดรูปสมการที่ (3.86) ใหม่เพื่อให้สอดคล้องกับบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) จะได้

$$i_{o1} = \frac{(g_{m2} - g_{m1}) - sC_1}{g_{m1} + sC_1} i_1 \quad (3.87)$$



รูปที่ 3.15 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟสโดยใช้ CFTA

จากวงจรรูปที่ 3.15 วิเคราะห์สมการกระแส i_{o2} ได้ดังนี้

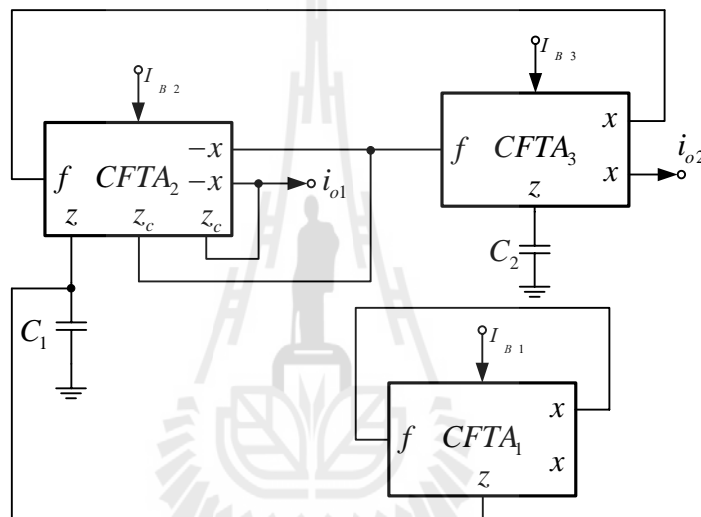
$$i_{o2} = g_{m3} v_{z3} \quad (3.88)$$

$$i_{o2} = -g_{m3} \frac{i_{z3}}{sC_2} \quad (3.89)$$

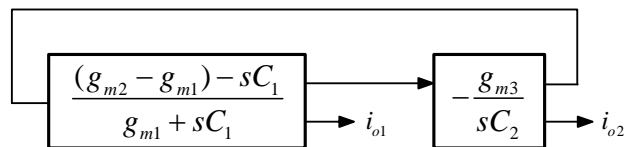
เมื่อ $i_{z3} = i_{f3} = i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = - \frac{g_{m3}}{sC_2} i_{o1} \quad (3.90)$$

นำวงจรที่สังเคราะห์ได้ทั้งสองมาต่อรวมกันตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ (3.6) จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นไซน์ใหม่กระแสดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์กระแสที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 (ข) โดยใช้ CFTA



รูปที่ 3.17 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์กระแสรูปที่ 3.16

จากรูปที่ 3.16 เพื่อให้สมการที่สังเคราะห์ได้มีความสอดคล้องกับบล็อกไดอะแกรม
 ดังรูปที่ 3.1 (ข) และให้ง่ายต่อการวิเคราะห์สมการคุณลักษณะจึงจัดรูปสมการ i_1 ใหม่ แล้วจึงนำมา
 เขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.17 จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.17 สามารถเขียนสมการ
 คุณลักษณะของวงจรรูปที่ 3.16 ได้ดังนี้

$$i_{o1} = \frac{(g_{m2} - g_{m1}) \cdot sC_1}{g_{m1} + sC_1} i_1 \quad (3.91)$$

เมื่อ $i_1 = i_{o2}$ จะได้

$$\frac{(g_{m2} - g_{m1}) \cdot sC_1}{g_{m1} + sC_1} i_1 \frac{g_{m3}}{sC_2} = 1 \quad (3.92)$$

จากสมการที่ (3.92) สามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจрдังรูปที่ 3.16 ได้ดังนี้

$$s^2 + s \frac{g_{m1}C_2 - g_{m3}C_1}{C_1C_2} + g_{m3} \frac{g_{m2} - g_{m1}}{C_1C_2} = 0 \quad (3.93)$$

จากสมการที่ (3.93) จะสามารถเขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และ
 ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.94) และ (3.95) ตามลำดับ

$$g_{m1} = g_{m3}, \quad C_2 = C_1 \quad (3.94)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{g_{m3} \frac{g_{m2} - g_{m1}}{C_1C_2}} \quad (3.95)$$

เมื่อ $g_{mi} = \sqrt{k_i I_{Bi}}$ และกำหนดให้ $k_1 = k_2 = k_3 = k$ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_{B1} = I_{B3}, \quad C_2 = C_1 \quad (3.96)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{k(I_{B3})^{\frac{1}{2}} \frac{(I_{B2})^{\frac{1}{2}} - (I_{B1})^{\frac{1}{2}}}{C_1 C_2}} \quad (3.97)$$

จากสมการที่ (3.96) และ (3.97) กระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B3} จะเป็นตัวปรับเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ส่วนกระแสไบแอส I_{B2} จะเป็นตัวปรับค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อย่างอิสระต่อกัน ทั้งนี้จากสมการที่ (3.97) จะพบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นมีข้อด้อย คือ วงจรจะสามารถกำเนิดสัญญาณได้ก็ต่อเมื่อกระแสไบแอส I_{B2} จะต้องมีค่ามากกว่า I_{B1} และยังแสดงให้เห็นว่าการปรับกระแสไบแอส เพื่อเปลี่ยนความถี่จะมีผลต่อค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของสัญญาณทางเอาต์พุต เนื่องจากค่าความนำถ่ายโอนจะมีช่วงทำงานที่เป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบ ๆ ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนกระแสทางด้านเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.98)

$$\frac{i_{o2}(s)}{i_{o1}(s)} = -\frac{g_{m3}}{sC_2} \quad (3.98)$$

ในสภาวะคงตัวของสัญญาณ ไซน์สมการที่ (3.98) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{i_{o2}(j\omega_{osc})}{i_{o1}(j\omega_{osc})} = j \frac{g_{m3}}{\omega_{osc} C_2} \quad (3.99)$$

จากสมการที่ (3.99) จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณไซน์ทางเอาต์พุตที่มีเฟสสัญญาณต่างกัน 90 องศา ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าวงจรที่สังเคราะห์ได้ดังรูปที่

3.16 สามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสทางด้านเอาต์พุต ทั้งนี้จากสมการยังพบว่าเฟสของสัญญาณจะสามารถเบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา ในกรณีที่วงจรมินิเกรเตอร์มีคุณสมบัติไม่เป็นอุดมคติ (ผลที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ ซึ่งได้วิเคราะห์ในภาคผนวก ข) ความไวของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟของวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.100) ถึง (3.103)

$$S_{g_{m1}}^{\omega_{osc}} = \frac{g_{m1}}{2(g_{m2} - g_{m1})} \quad (3.100)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_{osc}} = -\frac{g_{m2}}{2(g_{m2} - g_{m1})} \quad (3.101)$$

$$S_{g_{m3}}^{\omega_{osc}} = \frac{1}{2} \quad (3.102)$$

และ

$$S_{C_1}^{\omega_{osc}} = S_{C_2}^{\omega_{osc}} = -\frac{1}{2} \quad (3.103)$$

3.4 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน

ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นในกรณีที่ เป็นไปตามอุดมคติ CDTA และ CFTA จะมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส (Current Tracking Error) และค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน (Voltage Tracking Error) มีค่าเท่ากับหนึ่ง แต่ในทางปฏิบัติแล้วการส่งผ่านกระแส และแรงดันจะมีค่าเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งเนื่องจากผลของอูณหภูมิจึงและการใช้งานที่ความถี่สูง ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์หาสมการคุณลักษณะ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และสมการความถี่ในการกำเนิดสัญญาณของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมา โดยพิจารณาคุณสมบัติการทำงานของ CDTA และ CFTA ที่มีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส และแรงดันจะสามารถวิเคราะห์ได้ใหม่ดังนี้ [ภาคผนวก ก]

3.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่ใช้ CDTA

คุณสมบัติการทำงานของ CDTA ในกรณีที่การส่งผ่านกระแส และแรงดันไม่
เป็นไปตามอุดมคติสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ i_z \\ i_{zc} \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_p & -\alpha_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_z \\ v_z \\ v_x \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

เมื่อ α_p และ α_n คือ ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p และ n ไปขั้ว z ส่วน γ คือ
ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว z ไปยังขั้ว z_c โดยที่ β คือ ค่าความผิดพลาดใน
การส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปขั้ว x ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์
ด้วยวงจร CDTA จะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.5

ในกรณีที่ CDTA มีอัตราส่งผ่านกระแส และแรงดันไม่เป็นไปตามอุดมคติ
จะสามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.5 ได้ดังสมการ

$$s^2 + s g_{m1} \beta_1 \frac{\alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} - \alpha_{p1} \alpha_{p4} \beta_4 g_{m4}}{\alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} C_1} + \frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.105)$$

จากสมการที่ (3.105) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ใน
การกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.106) และ (3.107) ตามลำดับ

$$\alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} = \alpha_{p1} \alpha_{p4} \beta_4 g_{m4} \quad (3.106)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{\alpha_{n1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.107)$$

จากสมการที่ (3.106) แสดงให้เห็นว่าวงจรจะสามารถกำเนิดความถี่ได้จะต้องปรับค่าความนำถ่ายโอนเพื่อชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น (ในทางอุดมคติวงจรจะกำเนิดสัญญาณได้ต่อเมื่อค่าความนำถ่ายโอนมีค่าเท่ากัน) ทั้งนี้จากสมการที่ (3.107) พบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณก็จะคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ

2. วงจรกำเนิดสัญญาณไซเนอร์ูปที่ 3.8

กรณีที่อัตราส่งผ่านกระแส และแรงดันไม่เป็นไปตามอุดมคติสามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรรูปที่ 3.8 ได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} s^2 + s \frac{\alpha_{p2}\beta_1 g_{m1} C_2 - \gamma_1 \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} C_1}{C_1 C_2} \\ + \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_3 g_{m3} \frac{\beta_2 g_{m2} - \gamma_1 \alpha_{p2} g_{m1}}{C_1 C_2} \end{array} \right\} = 0 \quad (3.108)$$

จากสมการที่ (3.108) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.109) และ (3.110) ตามลำดับ

$$\alpha_{p2}\beta_1 g_{m1} C_2 = \gamma_1 \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} C_1 \quad (3.109)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\alpha_{n3} \beta_1 \beta_3 g_{m3} \alpha_{n1} \frac{\beta_2 g_{m2} - \gamma_1 \alpha_{p2} g_{m1}}{C_1 C_2}} \quad (3.110)$$

จากสมการที่ (3.109) แสดงให้เห็นว่าวงจรจะสามารถกำเนิดความถี่ได้จะต้องปรับค่าความนำถ่ายโอนเพื่อชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้จากสมการที่ (3.110) พบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณก็จะคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ

3.4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซเนอร์ูปที่ 3.8

คุณสมบัติการทำงานของ CFTA ในกรณีที่การส่งผ่านกระแส และแรงดันไม่เป็นไปตามอุดมคติสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} v_f \\ i_z \\ i_{z_c} \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_z \\ v_z \\ v_x \end{bmatrix} \quad (3.111)$$

เมื่อ α คือ ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว f ไปยังขั้ว z และ γ คือ ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว z ไปยังขั้ว z_c ส่วน β คือ ค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปขั้ว x ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ด้วยวงจร CFTA จะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.13

ในกรณีที่ CFTA มีอัตราส่งผ่านกระแส และแรงดันไม่เป็นไปตามอุดมคติวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.13 จะสามารถเขียนสมการคุณลักษณะได้เป็น

$$s^2 + s g_{m1} \alpha_1 \beta_1 \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3} - \alpha_4 \beta_4 g_{m4}}{\alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1} + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.112)$$

จากสมการที่ (3.112) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.113) และ (3.114) ตามลำดับ

$$\alpha_3 \beta_3 g_{m3} = \alpha_4 \beta_4 g_{m4} \quad (3.113)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.114)$$

จากสมการที่ (3.113) แสดงให้เห็นว่าวงจรจะสามารถกำเนิดความถี่ได้จะต้องปรับค่าความนำถ่าย โอนเพื่อชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้จากสมการที่ (3.114) พบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณก็จะคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ

2. วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.17

วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.17 ในกรณีที่ CFTA มีอัตราส่งผ่านกระแสไม่เป็นไปตามอุดมคติจะสามารถเขียนสมการคุณลักษณะได้ดังสมการ

$$s^2 + s \frac{\alpha_1 \beta_1 g_{m1} C_2 - \gamma_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1}{C_1 C_2} + \alpha_3 \beta_3 g_{m3} \frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2} - \gamma_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.115)$$

จากสมการที่ (3.115) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.116) และ (3.117) ตามลำดับ

$$\alpha_1 \beta_1 g_{m1} C_2 = \gamma_2 \alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1 \quad (3.116)$$

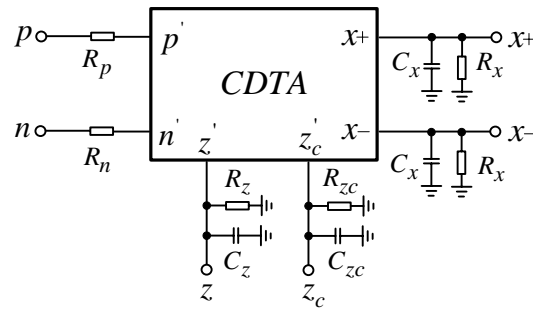
และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} \frac{\beta_2 g_{m2} - \gamma_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{C_1 C_2}} \quad (3.117)$$

จากสมการที่ (3.116) แสดงให้เห็นว่าวงจรจะสามารถกำเนิดความถี่ได้จะต้องปรับค่าความนำถ่ายโอนเพื่อชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้จากสมการที่ (3.117) พบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณก็จะคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ

3.5 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝง

เนื่องด้วย CDTA และ CFTA มีค่าความต้านทานแฝง (Parasitic Resistance) และค่าความจุแฝง (Parasitic Capacitance) ทั้งขั้วทางด้านอินพุต/เอาต์พุต ซึ่งเมื่อนำมาพิจารณาแล้วจะเกิดผลกระทบต่อวงจรกำเนิดสัญญาณ ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์สมการคุณลักษณะ สมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และสมการความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ใหม่ดังนี้ [ภาคผนวก ข]



รูปที่ 3.18 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงของวงจร CDTA

3.5.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่ใช้ CDTA

ค่าความต้านทานแฝง และค่าความจุแฝงของ CDTA แสดงได้ดังรูปที่ 3.18 จากรูปสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ด้วย CDTA ได้ใหม่ดังนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.5

ในกรณีที่พิจารณาค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝงจะสามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.5 แบบค่าประมาณได้ดังสมการ

$$\left\{ \begin{array}{l} s^3 (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s^2 g_{m3} (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2}) \\ + s^2 g_{m1} (C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s g_{m1} g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + s g_{m1} g_{m2} \\ (C_{z3} + C_{z4}) - s g_{m1} g_{m4} (C_2 + C_{z2}) + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \end{array} \right\} = 0 \quad (3.118)$$

จากสมการที่ (3.118) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.119) และ (3.120) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} & (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})^2 (C_{z3} + C_{z4}) [g_{m3} (C_1 + C_{z1}) + g_{m1} (C_{z3} + C_{z4})] \\ & = g_{m1} g_{m2} g_{m3} [g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + g_{m2} (C_{z3} + C_{z4}) - g_{m4} (C_2 + C_{z2})] \end{aligned} \quad (3.119)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{(C_2 + C_{z2}) [g_{m3} (C_1 + C_{z1}) + g_{m1} (C_{z3} + C_{z4})]}} \quad (3.120)$$

เมื่อนำเอาค่าความจุ และค่าความต้านทานแฝงมาพิจารณาจะเห็นได้ว่า พารามิเตอร์ดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จากสมการที่ (3.119) จะเห็นได้ว่าค่า g_m ของอุปกรณ์แอกทีฟทุกตัวจะมีผลต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งการวิเคราะห์ทางอุดมคติในสมการ (3.25) เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณจะขึ้นอยู่กับ ค่าความนำถ่ายโอน g_{m3} และ g_{m4} เท่านั้น (ไม่ขึ้นกับค่าความจุที่ต่อภายนอกและค่าความจุแฝง โดยค่า g_{m3} จะต้องเท่ากับ g_{m4}) ดังนั้นในทางปฏิบัติการปรับค่า g_{m3} และ g_{m4} จะไม่เท่ากันเพื่อเป็นการชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้สมการ (3.120) ยังแสดงให้เห็นว่าความถี่ที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.26) เนื่องมาจากค่าความจุที่เพิ่มขึ้น

2. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.8

กรณีที่พิจารณาค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝงสามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรมกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.8 แบบค่าประมาณได้เป็น

$$\left\{ \begin{array}{l} s^2(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3}) + sg_{m1}(C_2 + C_{z3}) \\ -sg_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + g_{m3}(g_{m2} - g_{m1}) \end{array} \right\} = 0 \quad (3.121)$$

จากสมการที่ (3.121) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.122) และ (3.123) ตามลำดับ

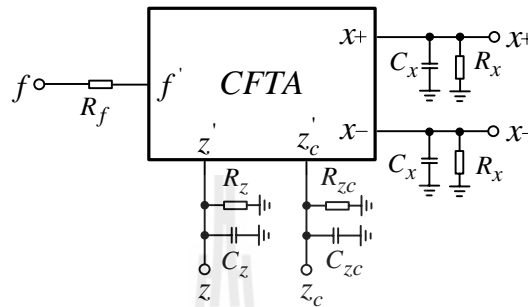
$$g_{m1}(C_2 + C_{z3}) = g_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) \quad (3.122)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3}(g_{m2} - g_{m1})}{(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3})}} \quad (3.123)$$

เมื่อนำเอาค่าความจุ และค่าความต้านทานแฝงมาพิจารณาจะเห็นได้ว่า พารามิเตอร์ดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จากสมการที่ (3.122) จะเห็นได้ว่านอกจากค่าความนำถ่ายโอนและตัวเก็บประจุที่ต่อภายนอกแล้วค่าความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟทุกตัวจะมีผลต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ

ซึ่งการวิเคราะห์ทางอุดมคติในสมการ (3.47) จะมีเพียงค่าความนำถ่ายโอนและค่าความจุที่ต่อภายนอกเท่านั้น ดังนั้นในทางปฏิบัติการปรับค่า g_{m1} และ g_{m3} จะไม่เท่ากันเพื่อเป็นการชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้สมการ (3.123) ยังแสดงให้เห็นว่าความถี่ที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.48) เนื่องมาจากค่าความจุที่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.19 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงของวงจร CFTA

3.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่ใช้ CFTA

ค่าความต้านทานแฝง และค่าความจุแฝงของ CFTA แสดงได้ดังรูปที่ 3.19 จากรูปสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ด้วย CFTA ได้ใหม่ดังนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.13

จากรูปที่ 3.13 เมื่อพิจารณาค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝงของ CFTA จะสามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.13 แบบค่าประมาณได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} s^3 (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s^2 g_{m3} (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2}) \\ + s^2 g_{m1} (C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s g_{m1} g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + s g_{m1} g_{m2} \\ (C_{z3} + C_{z4}) - s g_{m1} g_{m4} (C_2 + C_{z2}) + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \end{array} \right\} = 0 \quad (3.124)$$

จากสมการที่ (3.124) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.125) และ (3.126) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} & (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})^2 (C_{z3} + C_{z4}) [g_{m3} (C_1 + C_{z1}) + g_{m1} (C_{z3} + C_{z4})] \\ & = g_{m1}^2 g_{m2} g_{m3} [g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + g_{m2} (C_{z3} + C_{z4}) - g_{m4} (C_2 + C_{z2})] \end{aligned} \quad (3.125)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{(C_2 + C_{z2})[g_{m3}(C_1 + C_{z1}) + g_{m1}(C_{z3} + C_{z4})]}} \quad (3.126)$$

เมื่อนำเอาค่าความจุ และค่าความต้านทานแฝงมาพิจารณาจะเห็นได้ว่า พารามิเตอร์ดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จากสมการที่ (3.125) จะเห็นได้ว่าค่า g_m ของอุปกรณ์แอกทีฟทุกตัวจะมีผลต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งการวิเคราะห์ทางอุดมคติในสมการ (3.73) เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ จะขึ้นอยู่กับ ค่าความนำถ่ายโอน g_{m3} และ g_{m4} เท่านั้น (ไม่ขึ้นกับค่าความจุที่ต่อภายนอกและค่าความจุแฝง โดยค่า g_{m3} จะต้องเท่ากับ g_{m4}) ดังนั้นในทางปฏิบัติการปรับค่า g_{m3} และ g_{m4} จะไม่เท่ากันเพื่อเป็นการชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้สมการ (3.126) ยังแสดงให้เห็นว่าความถี่ที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.74) เนื่องจากค่าความจุที่เพิ่มขึ้น

2. วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.17

วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.17 ในกรณีที่พิจารณาค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝงของ CFTA จะสามารถเขียนสมการคุณลักษณะได้ดังสมการ

$$\begin{cases} s^2(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3}) + sg_{m1}(C_2 + C_{z3}) \\ -sg_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + g_{m3}(g_{m2} - g_{m1}) \end{cases} = 0 \quad (3.127)$$

จากสมการที่ (3.127) เขียนสมการเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ได้ดังสมการที่ (3.128) และ (3.129) ตามลำดับ

$$g_{m1}(C_2 + C_{z3}) = g_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) \quad (3.128)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3}(g_{m2} - g_{m1})}{(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3})}} \quad (3.129)$$

เมื่อนำเอาค่าความจุ และค่าความต้านทานแผลงมาพิจารณาจะเห็นได้ว่า พารามิเตอร์ดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จากสมการที่ (3.128) จะเห็นได้ว่านอกจากค่าความนำถ่ายโชนและตัวเก็บประจุที่ต่อภายนอกแล้วค่าความจุแผลงของอุปกรณ์แอกทีฟทุกตัวจะมีผลต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งการวิเคราะห์ทางอุดมคติในสมการ (3.94) จะมีเพียงค่าความนำถ่ายโชนและค่าความจุที่ต่อภายนอกเท่านั้น ดังนั้นในทางปฏิบัติการปรับค่า g_{m1} และ g_{m3} จะไม่เท่ากันเพื่อเป็นการชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้สมการ (3.129) ยังแสดงให้เห็นว่าความถี่ที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าที่วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.95) เนื่องมาจากค่าความจุที่เพิ่มขึ้น เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบที่เกิดจากค่าความจุแผลง จะต้องใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 \square C_{c1} + C_{c2}$ และ $C_2 \square C_{c3}$

3.6 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแส

ในหัวข้อที่ 3.3 ได้นำเสนอการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ 2 ชนิด คือ CDTA และ CFTA ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณจากวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้น ซึ่งจะยกตัวอย่างการออกแบบด้วยวงจรดังรูปที่ 3.5 เพื่อสร้างสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 500kHz จะเห็นได้ว่าจากรูปที่ 3.5 วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นจะประกอบด้วย CDTA จำนวน 4 ตัว และตัวเก็บประจุอีก 2 ตัวจากสมการที่ (3.28) เมื่อ $\omega_{osc} = 2\pi f_{osc}$ จะได้

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{k \frac{(I_{B1} I_{B2})^{\frac{1}{2}}}{C_1 C_2}} \quad (3.130)$$

เลือกตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 300\text{pF}$ (ค่าที่มีใช้งาน) ส่วนค่า k คือ ค่าทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ของ $0.35\mu\text{m}$ TSMC CMOS เทคโนโลยี (Yuce et al., 2006) มีค่า 8.223×10^{-3} [ภาคผนวก ค] แทนค่าลงในสมการที่ (3.130) จะได้

$$500 \times 10^3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{8.223 \times 10^{-3} \left(\frac{I_{B1} I_{B2}}{300 \times 10^{-12} \times 300 \times 10^{-12}} \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (3.131)$$

จากสมการที่ (3.131) จะเหลือตัวแปร I_{B1} และ I_{B2} ซึ่งจะเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ปรับความถี่ เพื่อให้ง่ายในการออกแบบวงจรจะกำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ จากสมการที่ (3.131) จะได้

$$I_B = 107.915\mu\text{A} \quad (3.132)$$

ดังนั้นสรุปได้ว่ากรณีที่ออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 500kHz ด้วยวงจรดังรูปที่ 3.5 จะต้องใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 300\text{pF}$ และปรับกระแสไบอัสที่ CDTA ตัวที่ 1 และ 2 เท่ากับ 107.915 μA

3.7 สรุป

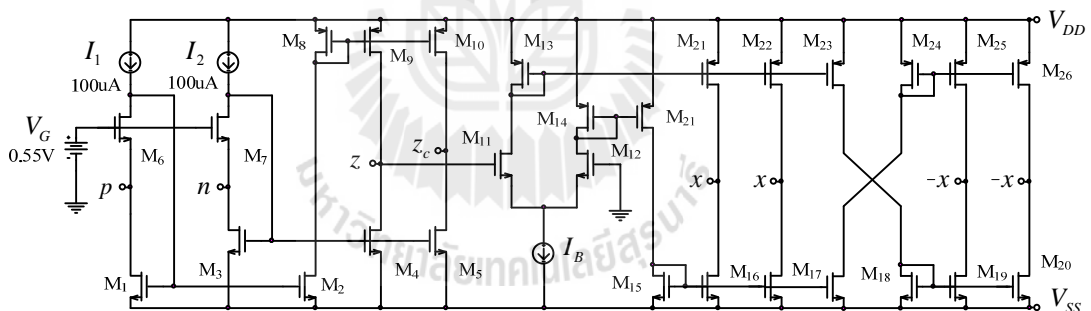
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ ซึ่งใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์ จะเห็นได้ว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณได้จริง เพื่อพิสูจน์คุณสมบัติของบล็อกไดอะแกรมได้นำเอาอุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ คือ CDTA และ CFTA มาใช้ในการสังเคราะห์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการวิเคราะห์ทางด้านทฤษฎีวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นจากบล็อกไดอะแกรมสามารถให้สัญญาณกระแสทางเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งกล่าวได้ว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสได้จริง และวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรมยังมีข้อดี คือ สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน นอกจากนี้ได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นกับวงจรกำเนิดสัญญาณที่ได้สังเคราะห์ขึ้นในกรณีที่ CDTA และ CFTA เกิดค่าค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส/แรงดัน รวมทั้งผลที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทาน/ความจุแฝง ซึ่งจากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะมีผลต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ ทั้งนี้ในหัวข้อสุดท้ายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสจากวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นเพื่อยกตัวอย่างในการนำไปใช้งาน

บทที่ 4

ผลจำลองด้วยโปรแกรมและการต่อวงจรทดลอง

4.1 บทนำ

ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โทมด กระแสด้วยอุปกรณ์แอกทีฟสองชนิด คือ CDTA และ CFDA โดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐาน ในการสังเคราะห์วงจร จากการวิเคราะห์ทางด้านทฤษฎีจะเห็นได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ด้วยวิธีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งยังสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้เป็นอิสระ จากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณอีกด้วย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการทดสอบสมรรถนะของกำเนิดสัญญาณด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริงเพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์ และออกแบบในบทที่ 3



รูปที่ 4.1 วงจรภายในของ CDTA ที่ใช้ในการจำลอง

ตารางที่ 4.1 ค่าอัตราส่วน W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้กับ โครงสร้างภายในของ CDTA

ทรานซิสเตอร์	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)
M1-M10	20/1
M11-M12	40/1
M13	5/1
M14	5.35/1
M15-M26	6/1

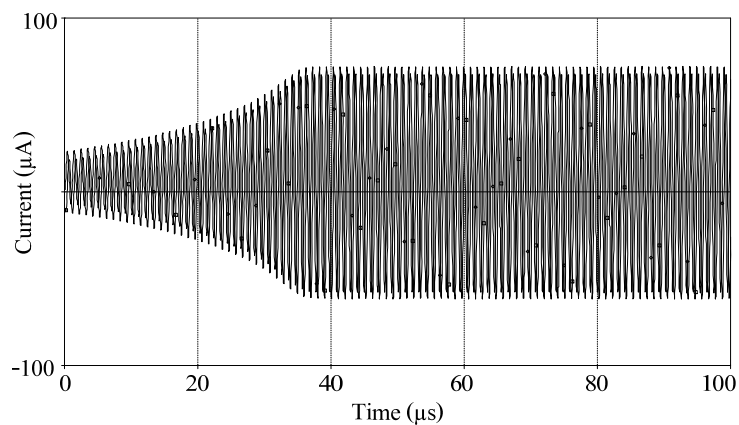
4.2 ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์จากบล็อกโคอะแกรม

4.2.1 ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA

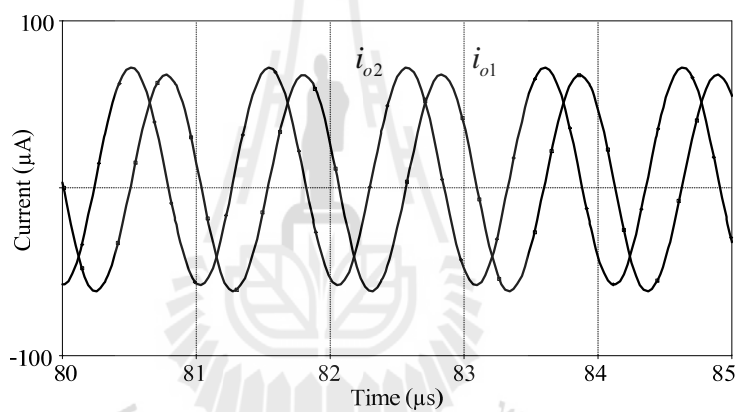
ในการจำลองจะใช้วงจรภายในภายในของ CDTA ที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยี ซิมอสตริงรูปที่ 4.1 (Somdunyanok, Siripruchyanun and Prommee, 2009) สำหรับทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรจะใช้พารามิเตอร์ของ $0.35\mu\text{m}$ TSMC CMOS เทคโนโลยี (Yuce et al., 2006) (ภาคผนวก ก) โดยอัตราส่วน W/L ของทรานซิสเตอร์แสดงไว้ดังตารางที่ 4.1

1. ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5

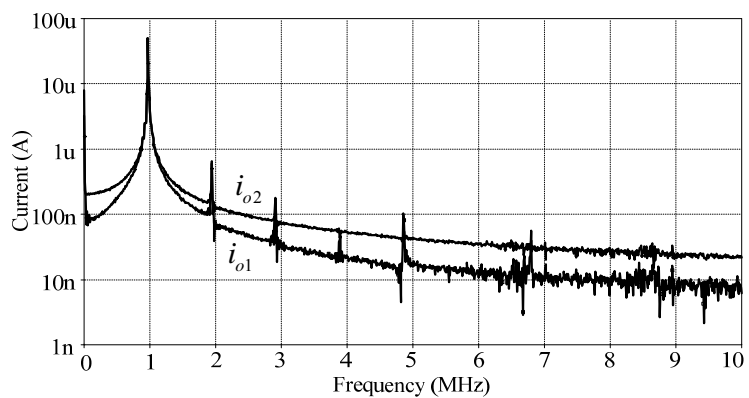
การจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5 จะใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 1.5\text{V}$ ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 0.2\text{nF}$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B2} = 200\mu\text{A}$, $I_{B3} = 50\mu\text{A}$ และ $I_{B4} = 51.5\mu\text{A}$ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแสดงไว้ดังรูปที่ 4.2 ส่วนรูปที่ 4.3 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว รูปที่ 4.4 แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต ทั้งนี้จากการจำลองพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ 970.971kHz ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.26) จะมีค่าเท่ากับ 1.020MHz เมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้พบว่าค่าจากการจำลองจะคลาดเคลื่อนจากค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.28) ไปประมาณ 4.806% (ค่าที่คลาดเคลื่อนเกิดจากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.28) ไม่ได้นำค่าความต้านทานและความจุแฝง รวมทั้งค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส/แรงดันของ CDTA มาคำนวณ ส่วนการใช้โปรแกรมจำลองนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกนำมาพิจารณาด้วย) รูปที่ 4.5 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส และค่าความจุเมื่อกำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2}$ (เพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ทางเอาต์พุตได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส และค่าความจุ จำเป็นต้องปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณควบคู่ไปด้วย โดยการปรับกระแสไบอัส I_{B3} และ I_{B4}) ทั้งนี้เมื่อนำข้อมูลจากตารางที่ 4.2 และ 4.3 มาคำนวณค่าความผิดพลาดฮาร์มอนิกสร่วมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} ด้วยสมการที่ (2.13) จะมีค่าเท่ากับ 1.456% และ 0.908% ตามลำดับ ส่วนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองจะมีค่าเท่ากับ 89.96 องศา รูปที่ 4.6 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดฮาร์มอนิกส และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่



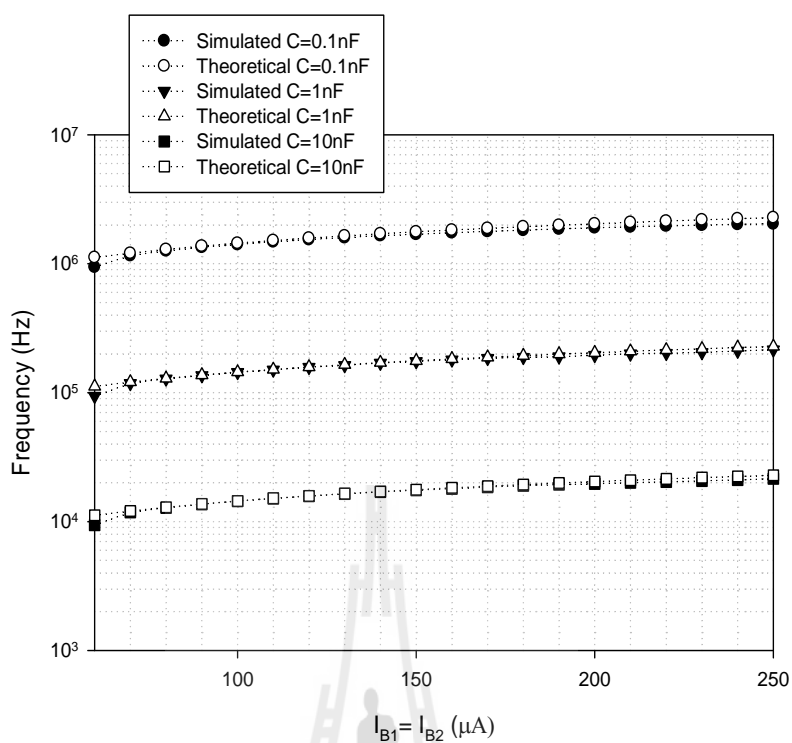
รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถักกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5



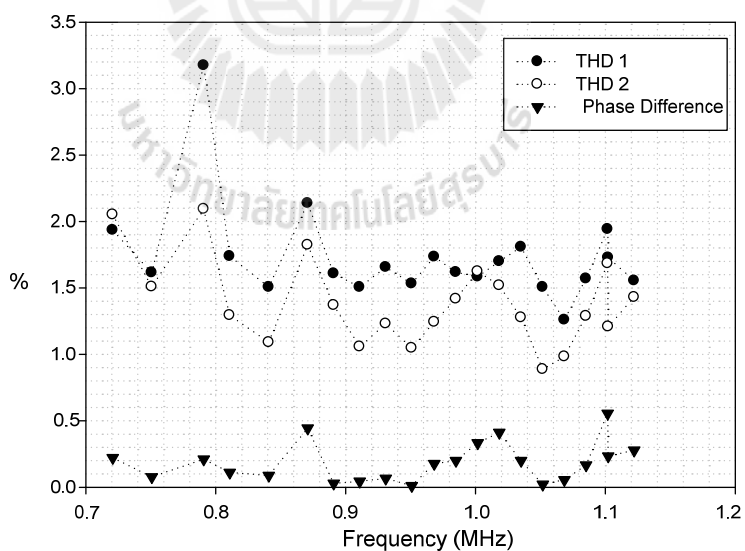
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรถักกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5



รูปที่ 4.4 สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรถักกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5



รูปที่ 4.5 ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5



รูปที่ 4.6 เปอร์เซนต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5

ตารางที่ 4.2 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5

Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	9.710×10^5	6.454×10^{-5}	1.000×10^0	-2.747×10^1	0.000×10^0
2	1.942×10^6	8.488×10^{-7}	1.315×10^{-2}	1.074×10^2	1.623×10^2
3	2.913×10^6	3.450×10^{-7}	5.346×10^{-3}	-1.351×10^2	-5.269×10^1
4	3.884×10^6	1.261×10^{-7}	1.955×10^{-3}	-1.089×10^2	1.042×10^0
5	4.855×10^6	1.670×10^{-7}	2.588×10^{-3}	-3.832×10^1	9.905×10^1

ตารางที่ 4.3 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5

Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	9.710×10^5	6.477×10^{-5}	1.000×10^0	6.249×10^1	0.000×10^0
2	1.942×10^6	5.768×10^{-7}	8.905×10^{-3}	-1.663×10^2	-2.913×10^2
3	2.913×10^6	7.305×10^{-8}	1.128×10^{-3}	-1.456×10^2	-3.331×10^2
4	3.884×10^6	5.708×10^{-8}	8.812×10^{-4}	4.964×10^1	-2.003×10^2
5	4.855×10^6	7.248×10^{-8}	1.119×10^{-3}	5.056×10^1	-2.619×10^2

2. ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8

การจำลองการทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ได้ดังรูปที่ 3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณจะใช้แหล่งจ่ายไฟตรง $\pm 1.5V$ ส่วนตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 0.2nF$ ค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = 50\mu A$, $I_{B2} = 200\mu A$ และ $I_{B3} = 58.5\mu A$ รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ ส่วนรูปที่ 4.8 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว และรูปที่ 4.9 แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต ซึ่งความถี่ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมมีค่าเท่ากับ $490.245kHz$ ส่วนค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.50) จะมีค่าเท่ากับ $530.689kHz$ เมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้พบว่าค่าจากการจำลองจะคลาดเคลื่อนจากค่าที่ได้จากการคำนวณไปประมาณ 7.621% (ค่าที่คลาดเคลื่อนเกิดจากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.50) ไม่ได้นำค่าความต้านทาน และความจุแฝง รวมทั้งค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส/แรงดันของ CDTA มาคำนวณ ส่วนการใช้โปรแกรมจำลองนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกนำมาพิจารณาด้วย) รูปที่ 4.10

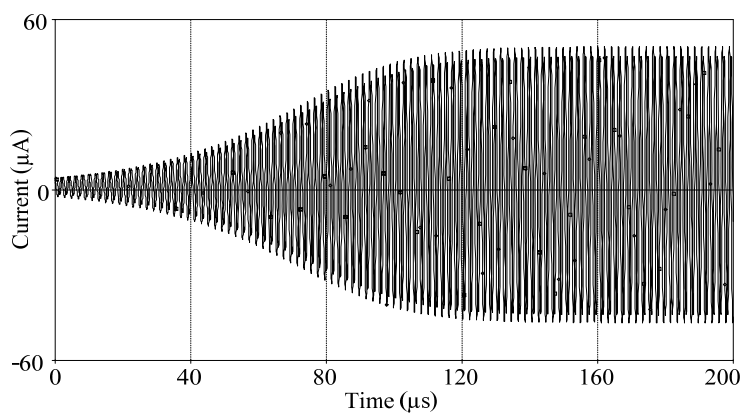
เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส I_{B2} และค่าความจุ (เพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ทางเอาต์พุตได้เมื่อมีการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอส I_{B2} และค่าความจุ จำเป็นต้องปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณควบคู่ไปด้วย โดยการปรับกระแสไบแอส I_{B1} และ I_{B3}) ทั้งนี้เมื่อนำข้อมูลจากตารางที่ 4.4 และ 4.5 มาคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} ด้วยสมการที่ (2.13) จะมีค่าเท่ากับ 2.473% และ 2.463% ตามลำดับ ส่วนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองจะมีค่าเท่ากับ 91.17 องศา รูปที่ 4.11 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมและความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่

ตารางที่ 4.4 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8

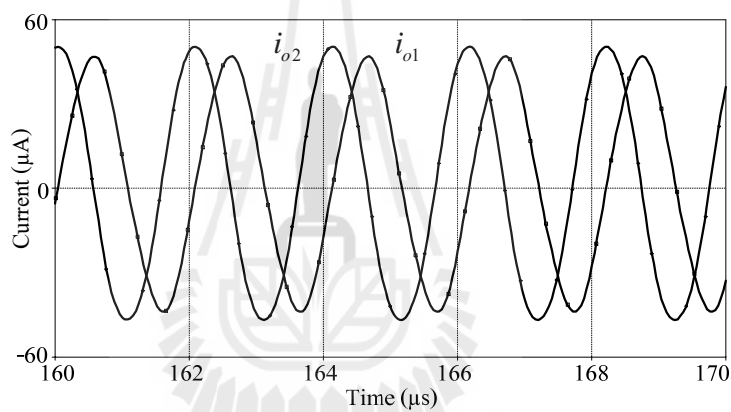
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	4.902×10^5	4.480×10^{-5}	1.000×10^0	-1.629×10^2	0.000×10^0
2	9.805×10^5	2.432×10^{-7}	5.428×10^{-3}	4.241×10^1	3.682×10^2
3	1.471×10^6	1.079×10^{-6}	2.409×10^{-2}	-3.008×10^0	4.857×10^2
4	1.961×10^6	4.410×10^{-8}	9.845×10^{-4}	-1.647×10^2	4.870×10^2
5	2.451×10^6	4.310×10^{-8}	9.621×10^{-4}	-1.789×10^2	6.356×10^2

ตารางที่ 4.5 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8

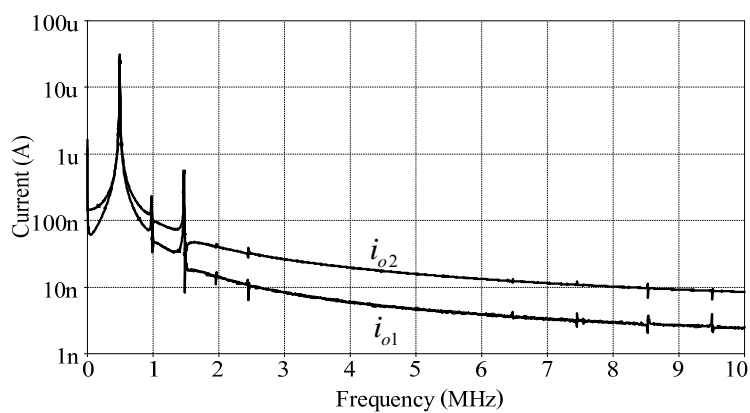
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	4.902×10^5	4.974×10^{-5}	1.000×10^0	-7.173×10^1	0.000×10^0
2	9.805×10^5	3.142×10^{-7}	6.316×10^{-3}	1.287×10^2	2.722×10^2
3	1.471×10^6	1.184×10^{-6}	2.380×10^{-2}	1.301×10^2	3.453×10^2
4	1.961×10^6	1.747×10^{-8}	3.513×10^{-4}	-4.728×10^1	2.396×10^2
5	2.451×10^6	1.841×10^{-8}	3.702×10^{-4}	-4.637×10^1	3.123×10^2



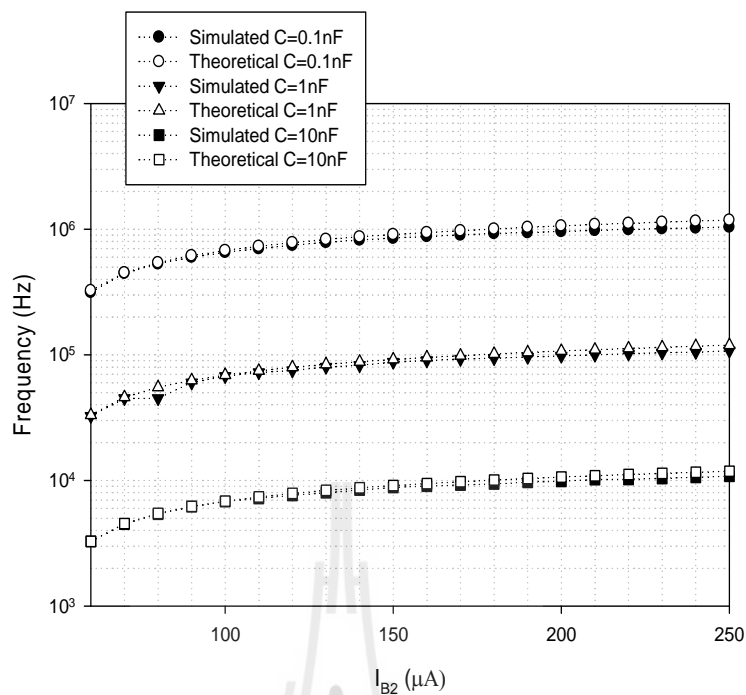
รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิคสัญญาณรูปที่ 3.8



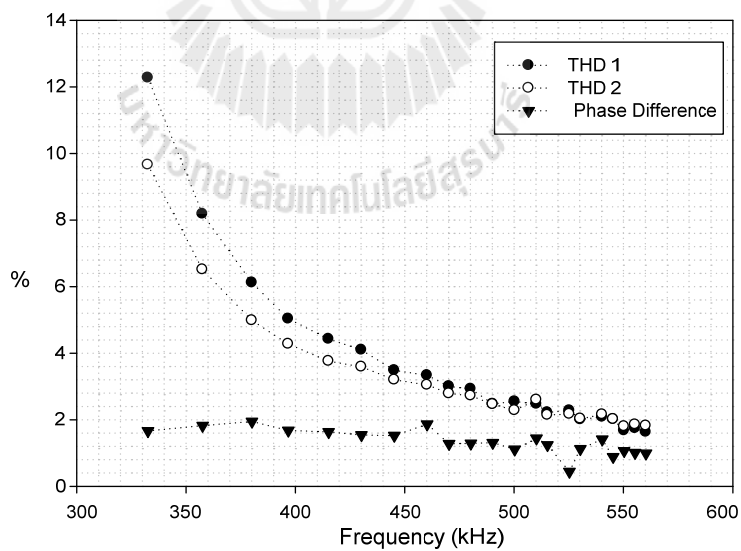
รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตในสภาวะอยู่ตัวของวงจรกำเนิคสัญญาณรูปที่ 3.8



รูปที่ 4.9 สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิคสัญญาณรูปที่ 3.8



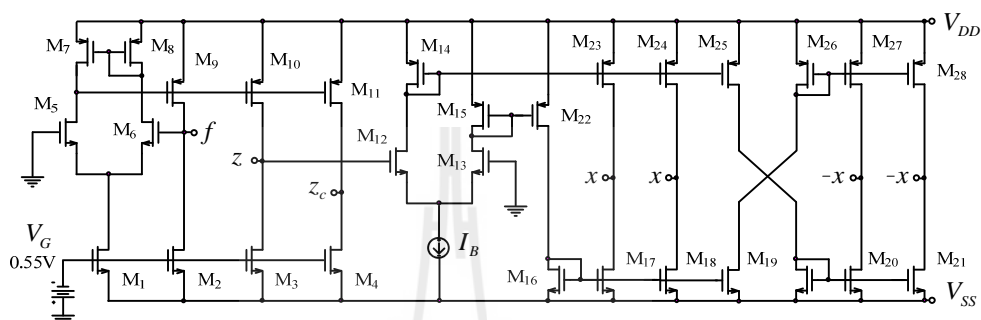
รูปที่ 4.10 ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร
กำเนิดสัญญาณ รูปที่ 3.8



รูปที่ 4.11 เปอร์เซนต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไป
จาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8

4.2.2 ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CFTA

ในการจำลองจะใช้วงจรมายในของ CFTA ที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยีซีมอสคั้งรูปที่ 4.10 สำหรับทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรจะใช้พารามิเตอร์ของ $0.35\mu\text{m}$ TSMC CMOS เทคโนโลยี โดยอัตราส่วน W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$) ของทรานซิสเตอร์แสดงได้ตามตารางที่ 4.6



รูปที่ 4.12 วงจรมายในของ CFTA ที่ใช้ในการจำลอง

ตารางที่ 4.6 ค่าอัตราส่วน W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้กับวงจรมายในของ CFTA

ทรานซิสเตอร์	W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)
M1-M4	12/1
M5-M6	4/1
M7-M11	20/1
M12-M13	40/1
M14	5/1
M15	5.35/1
M16-M25	6/1

1. ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13

การจำลองการทำงานวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นคั้งรูปที่ 3.13 วงจรกำเนิดสัญญาณจะใช้แหล่งจ่ายไฟตรง $\pm 1.5\text{V}$ ส่วนแรงดันไบอัส $V_G = -0.55\text{V}$ ในวงจรจะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 0.2\text{nF}$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B2} = 200\mu\text{A}$, $I_{B3} = 50\mu\text{A}$ และ $I_{B4} = 55.5\mu\text{A}$ รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณและรูปที่ 4.14 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว สามารถแสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตได้คั้งรูปที่ 4.15 ทั้งนี้

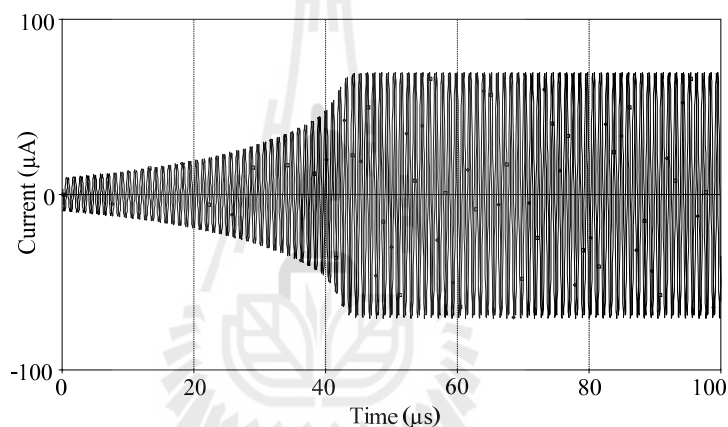
จากการจำลองพบว่าความถี่ทางเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 960.961kHz ซึ่งค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.76) จะมีค่าเท่ากับ 1.020MHz เมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้จะพบว่าค่าจากการจำลองจะคลาดเคลื่อนจากค่าที่ได้จากการคำนวณไปประมาณ 5.788% (ค่าที่คลาดเคลื่อนเกิดจากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.76) ไม่ได้นำค่าความต้านทาน และความจุแฝง รวมทั้งค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส/แรงดันของ CFTA มาคำนวณ ส่วนการใช้โปรแกรมจำลองนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกนำมาพิจารณาด้วย) รูปที่ 4.16 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส และค่าความจุเมื่อกำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2}$ (เพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ทางเอาต์พุตได้เมื่อมีการเปลี่ยนค่ากระแสไบแอส และค่าความจุ จำเป็นต้องปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณควบคู่ไปด้วยโดยการปรับกระแสไบแอส I_{B3} และ I_{B4}) ทั้งนี้เมื่อนำข้อมูลจากตารางที่ 4.7 และ 4.8 มาคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสร่วมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} ด้วยสมการที่ (2.13) จะมีค่าเท่ากับ 1.471% และ 0.726% ตามลำดับ ส่วนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองจะมีค่าเท่ากับ 90.35 องศา รูปที่ 4.17 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่

ตารางที่ 4.7 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13

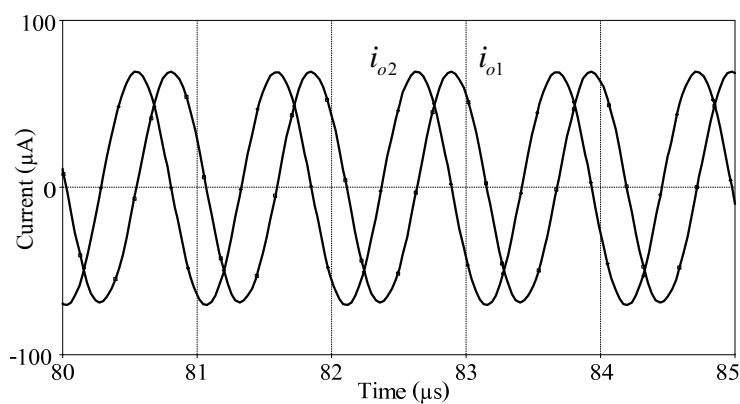
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	9.610×10^5	6.913×10^{-5}	1.000×10^0	-1.204×10^2	0.000×10^0
2	1.922×10^6	5.749×10^{-7}	8.317×10^{-3}	-3.227×10^1	2.085×12^2
3	2.883×10^6	7.372×10^{-7}	1.066×10^{-2}	-7.318×10^1	2.879×10^2
4	3.844×10^6	1.463×10^{-7}	2.117×10^{-3}	-9.532×10^1	3.861×12^2
5	4.805×10^6	3.730×10^{-7}	5.395×10^{-3}	-1.364×10^2	4.654×10^2

ตารางที่ 4.8 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13

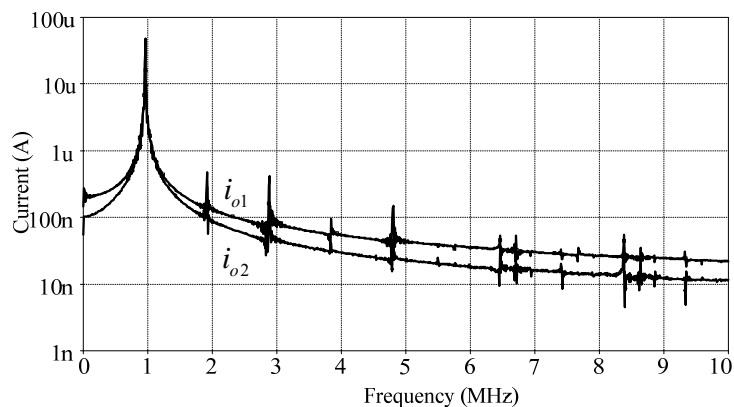
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	9.610×10^5	6.978×10^{-5}	1.000×10^0	-3.005×10^1	0.000×10^0
2	1.922×10^6	4.083×10^{-7}	5.851×10^{-3}	4.222×10^1	1.023×12^2
3	2.883×10^6	2.784×10^{-7}	3.989×10^{-3}	-2.066×10^1	6.950×10^1
4	3.844×10^6	7.087×10^{-8}	1.016×10^{-3}	-4.116×10^0	1.161×10^2
5	4.805×10^6	8.699×10^{-8}	1.247×10^{-3}	-2.794×10^1	1.223×10^2



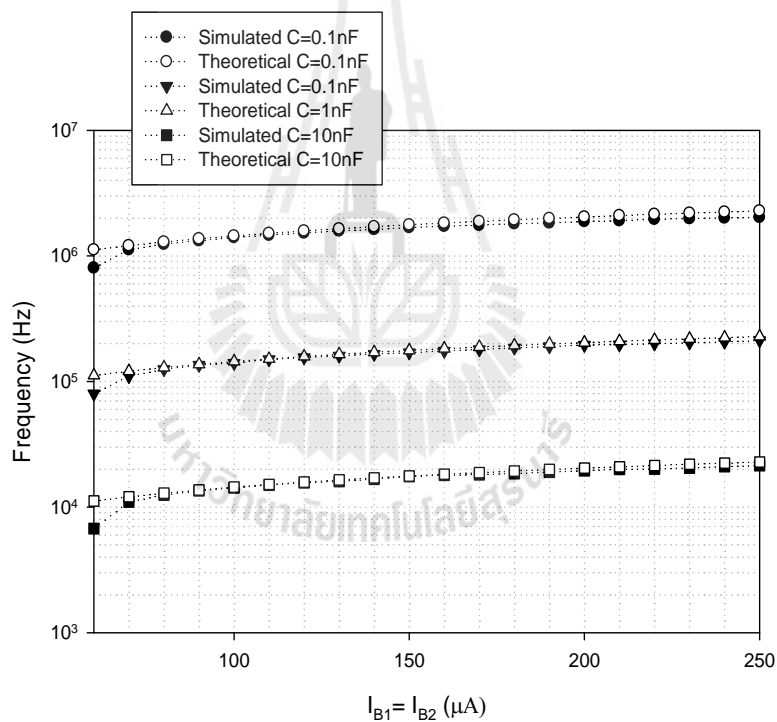
รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13



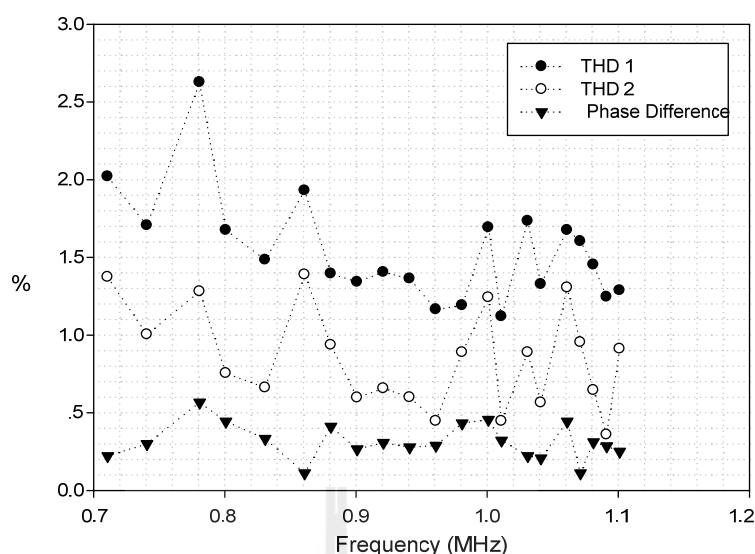
รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตในสภาวะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13



รูปที่ 4.15 สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13



รูปที่ 4.16 ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13



รูปที่ 4.17 เปอร์เซนต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13

2. ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17

การจำลองการทำงานวงจรที่สังเคราะห์ดังรูปที่ 3.17 วงจรกำเนิดสัญญาณจะใช้แหล่งจ่ายไฟตรง $\pm 1.5V$ ค่าแรงดันไบอัส $V_G = -0.55V$ ในวงจรจะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 0.2nF$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = 50\mu A$, $I_{B2} = 200\mu A$ และ $I_{B3} = 54\mu A$ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 4.18 และรูปที่ 4.19 เป็นสัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว ส่วนรูปที่ 4.20 แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จากการจำลองพบว่าความถี่ที่ได้มีค่าเท่ากับ 485.243kHz ส่วนค่าความถี่ทางด้านเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.97) จะมีค่าเท่ากับ 520.175kHz ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้จะพบว่าค่าจากการจำลองจะคลาดเคลื่อนจากค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.97) ไปประมาณ 4.365% (ค่าที่คลาดเคลื่อนเกิดจากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.97) ไม่ได้นำค่าความต้านทาน และความจุแฝง รวมทั้งค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส/แรงดันของ CFTA มาคำนวณ ส่วนการใช้โปรแกรมจำลองนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกนำมาพิจารณาด้วย) รูปที่ 4.21 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส I_{B2} และค่าความจุ (เพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณไซน์ทางเอาต์พุตได้เมื่อมีการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_{B2} และค่าความจุ จำเป็นต้องปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณควบคู่ไปด้วยโดยการปรับกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B3}) ทั้งนี้เมื่อนำข้อมูลจากตารางที่ 4.9 และ 4.10 มาคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} ด้วยสมการที่ (2.13) จะมีค่าเท่ากับ 2.075% และ 2.292% ตามลำดับ ส่วนเฟส

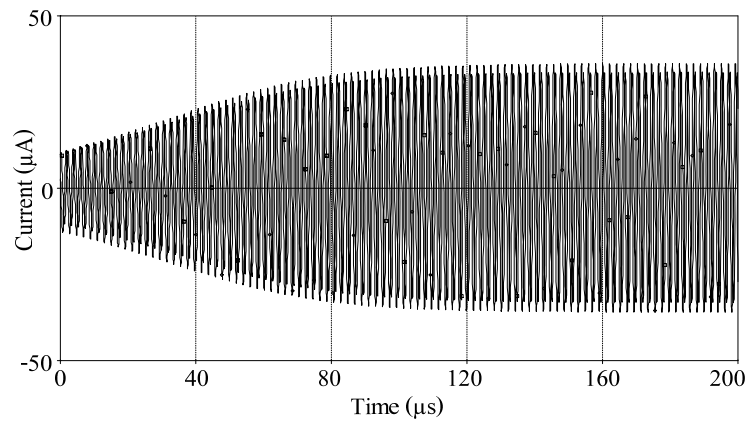
ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองจะมีค่าเท่ากับ 90.60 องศา รูปที่ 4.22 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปจาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่

ตารางที่ 4.9 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17

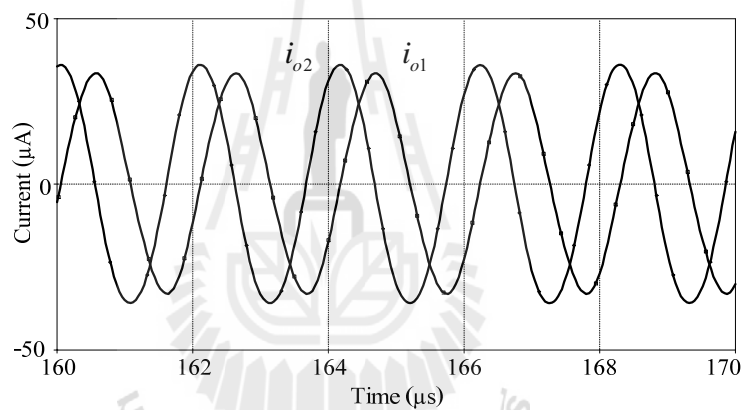
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	4.852×10^5	3.299×10^{-5}	1.000×10^0	1.350×10^2	0.000×10^0
2	9.705×10^5	4.877×10^{-7}	1.478×10^{-2}	-1.153×10^2	-3.853×10^2
3	1.456×10^6	4.807×10^{-7}	1.457×10^{-2}	1.676×10^2	-2.375×10^2
4	1.941×10^6	8.199×10^{-9}	2.485×10^{-4}	-1.377×10^2	-6.778×10^2
5	2.426×10^6	3.230×10^{-9}	9.791×10^{-5}	8.982×10^1	-5.854×10^2

ตารางที่ 4.10 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17

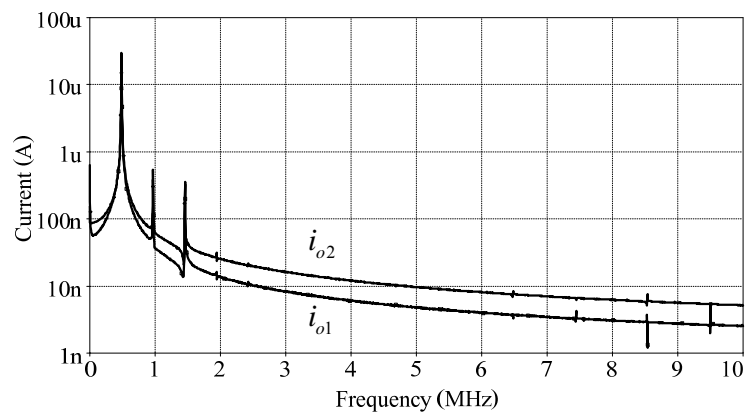
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	4.852×10^5	3.645×10^{-5}	1.000×10^0	-1.344×10^2	0.000×10^0
2	9.705×10^5	6.613×10^{-7}	1.814×10^{-2}	-8.590×10^0	2.603×10^2
3	1.456×10^6	5.109×10^{-7}	1.402×10^{-2}	-5.914×10^1	3.441×10^2
4	1.941×10^6	3.828×10^{-9}	1.050×10^{-4}	-6.205×10^1	4.757×10^2
5	2.426×10^6	1.231×10^{-8}	3.378×10^{-4}	-8.052×10^1	5.916×10^2



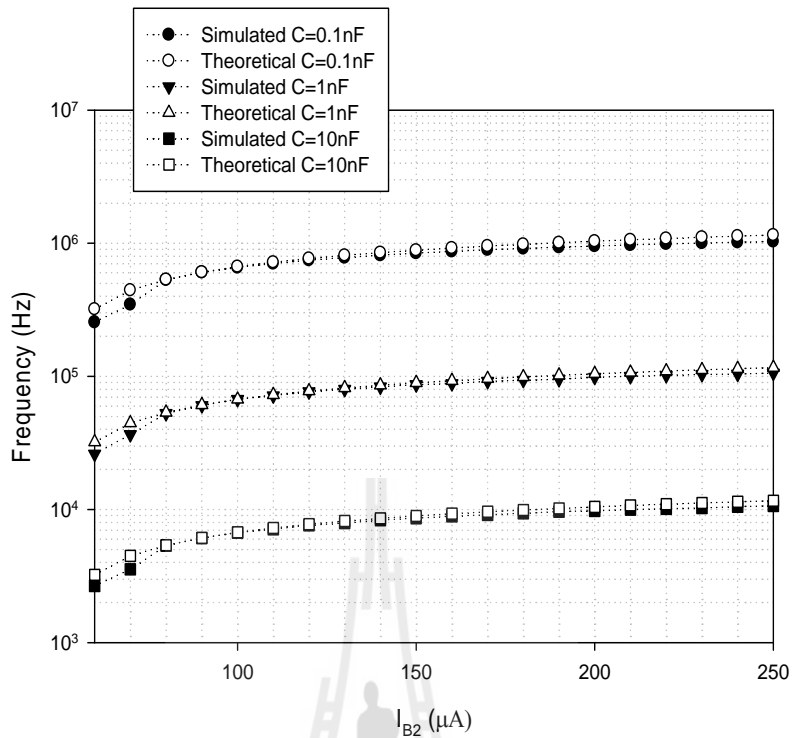
รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17



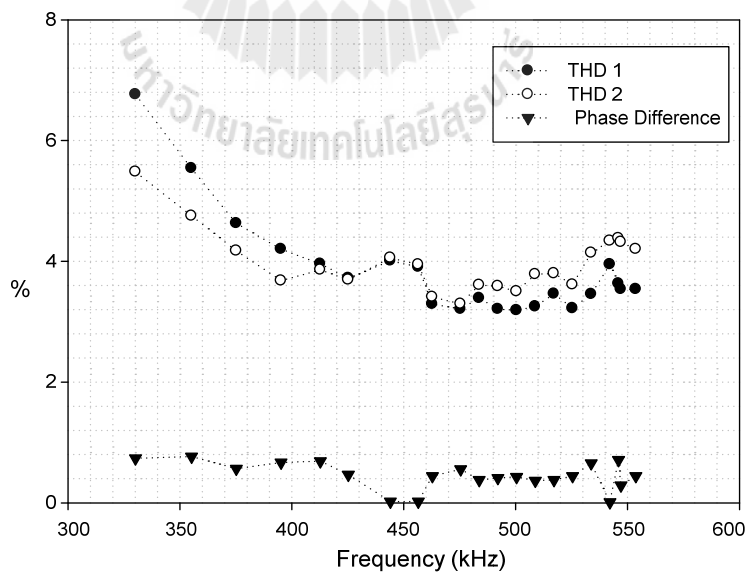
รูปที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17



รูปที่ 4.20 สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17



รูปที่ 4.21 ค่าความถี่เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร
กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17



รูปที่ 4.22 เปอร์เซนต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ และความต่างเฟสสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไป
จาก 90 องศา เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17

4.3 ผลจำลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบด้วยวงจรรูปที่ 3.5

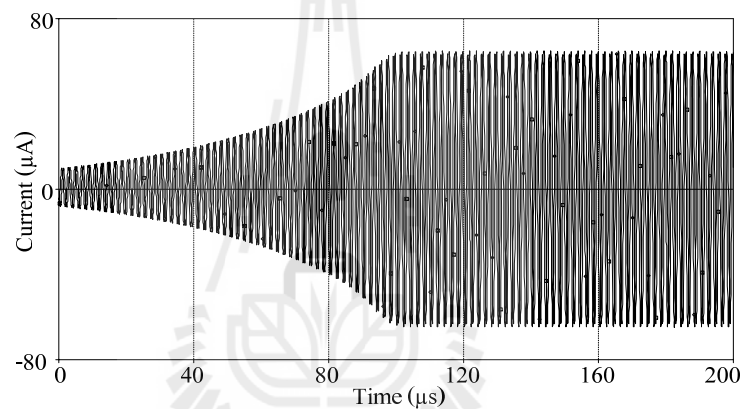
ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสที่ได้ ออกแบบในข้อที่ 3.6 ด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งวงจรที่ออกแบบขึ้นจะประกอบด้วย CDTA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัว การจำลองจะใช้โครงสร้างภายในของ CDTA ที่ออกแบบ ด้วยเทคโนโลยีซิมอสตังรูปที่ 4.1 ทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS จะใช้พารามิเตอร์ของ $0.35\mu\text{m}$ TSMC CMOS เทคโนโลยี โดยอัตราส่วน W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$) ของทรานซิสเตอร์แสดงได้ตาม ตารางที่ 4.1 การจำลองจะใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 1.5\text{V}$ จากการออกแบบในหัวข้อที่ 3.6 จะใช้ตัวเก็บ ประจุ $C_1 = C_2 = 0.3\text{nF}$ ส่วน ค่า กระแส ไบ อัส $I_{B1} = I_{B2} = 107.915\mu\text{A}$, $I_{B3} = 50\mu\text{A}$ และ $I_{B4} = 51.5\mu\text{A}$ รูปที่ 4.23 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณและ รูปที่ 4.24 เป็น สัญญาณเอาต์พุตในสถานะอยู่ตัว ส่วนรูปที่ 4.25 จะแสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณทางด้าน เอาต์พุต ทั้งนี้จากการจำลองพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ 500.250kHz ส่วนค่าที่ ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.28) จะมีค่าเท่ากับ 500kHz เมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้พบว่าค่าจาก การจำลองจะคลาดเคลื่อนจากค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.26) ไปประมาณ 4.806% (ค่าที่คลาดเคลื่อนเกิดจากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.28) ไม่ได้นำค่าความต้านทาน และความจุแฝง รวมทั้งค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส/แรงดันของ CDTA มาคำนวณ ส่วนการใช้โปรแกรม จำลองนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกนำมาพิจารณาด้วย) ทั้งนี้เมื่อนำข้อมูลจากตารางที่ 4.11 และ 4.12 มาคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสักรวมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} ด้วย สมการที่ (2.13) จะมีค่าเท่ากับ 1.612% และ 1.570% ตามลำดับ ส่วนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ จากการจำลองจะมีค่าเท่ากับ 89.89 องศา

ตารางที่ 4.11 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o1} ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17

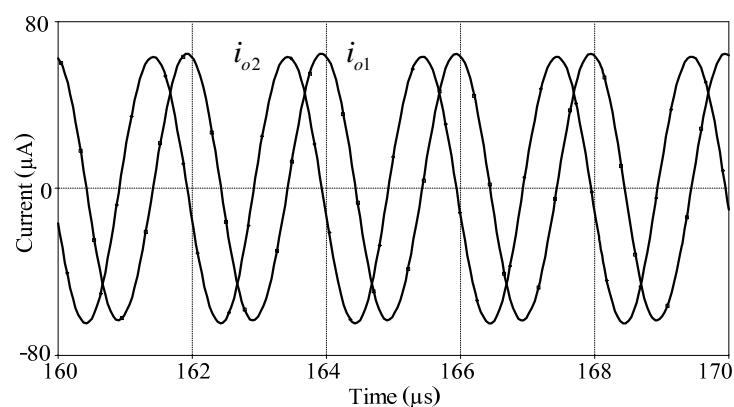
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	5.003×10^5	6.422×10^{-5}	1.000×10^0	8.249×10^1	0.000×10^0
2	1.001×10^6	8.982×10^{-7}	1.399×10^{-2}	-1.650×10^1	-1.815×10^2
3	1.501×10^6	4.869×10^{-7}	7.582×10^{-3}	-1.487×10^2	-3.962×10^2
4	2.001×10^6	7.504×10^{-8}	1.169×10^{-3}	3.222×10^0	-3.267×10^2
5	2.501×10^6	1.525×10^{-7}	2.375×10^{-3}	1.460×10^2	-2.665×10^2

ตารางที่ 4.12 ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณเอาต์พุต i_{o2} ของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.17

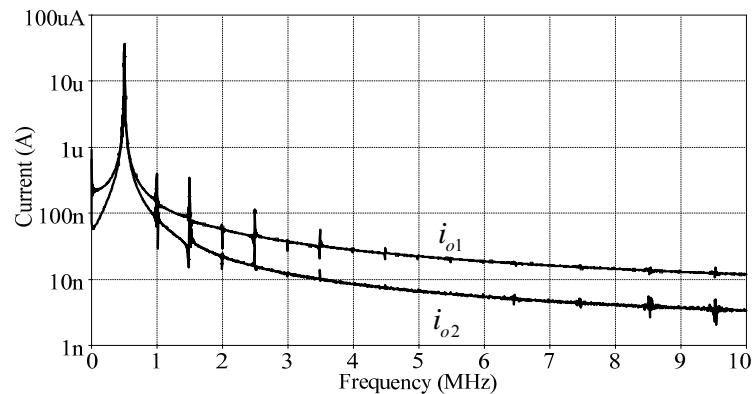
Harmonic no.	Frequency (Hz)	Fourier Component	Normalized Component	Phase (Degrees)	Normalized Phase (Degrees)
1	5.003×10^5	6.443×10^{-5}	1.000×10^0	1.726×10^2	0.000×10^0
2	1.001×10^6	8.302×10^{-7}	1.289×10^{-2}	8.634×10^1	-2.589×10^2
3	1.501×10^6	5.580×10^{-7}	8.660×10^{-3}	1.734×10^2	-3.445×10^2
4	2.001×10^6	1.119×10^{-7}	1.737×10^{-3}	-1.759×10^2	-8.665×10^2
5	2.501×10^6	1.056×10^{-7}	1.638×10^{-3}	-1.639×10^2	-1.027×10^3



รูปที่ 4.23 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบจากรูปที่ 3.5



รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตในสภาวะอยู่ตัวของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบจากรูปที่ 3.5



รูปที่ 4.25 สเปกตรัมความถี่สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบจากรูปที่ 3.5

4.4 ผลทดลองการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์จากบล็อกไดอะแกรม

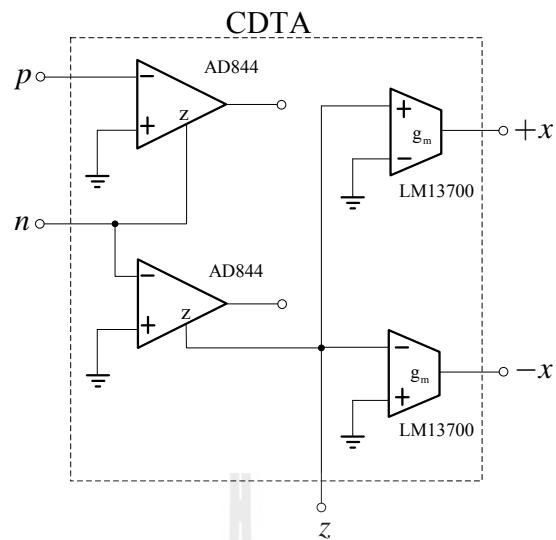
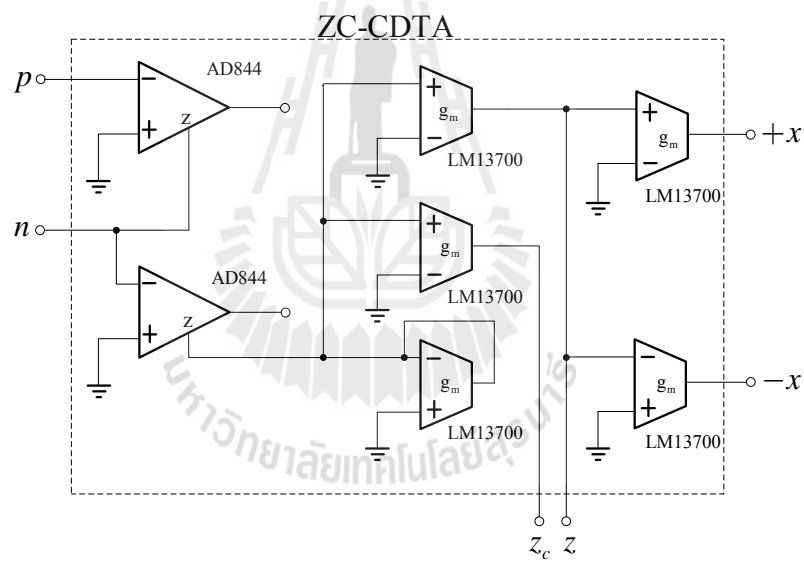
เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์โหมดกระแสที่ได้สังเคราะห์ขึ้น ในข้อนี้จะเป็นการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง โดยใช้ไอซีที่มีขายตามท้องตลาด คือ ไอซีวงจรรขยายป้อนกลับกระแส (Current Feedback Amplifier, CFA) เบอร์ AD844 และ ไอซีวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนเบอร์ LM13700 (ค่า g_m จะมีค่าประมาณ $I_B/2V_T$ และ $V_T = 26 \times 10^{-3} \text{ V}$) มาสร้างเป็น CDTA และ CFTA

4.4.1 ผลทดลองการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CDTA

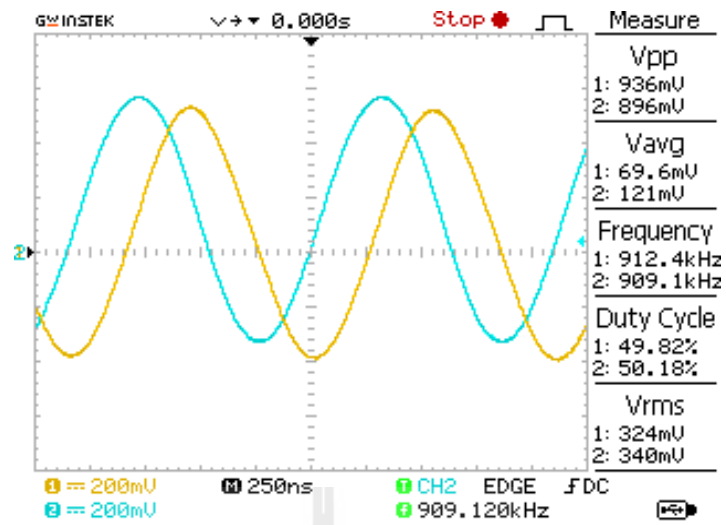
การทดสอบวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้นด้วยการต่อวงจรจริงนั้นจะต้องนำไอซีวงจรรขยายป้อนกลับกระแสต่อร่วมกับไอซีวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนเพื่อสร้างเป็น CDTA ซึ่งสามารถแสดงวงจรภายในของ CDTA ได้ดังรูปที่ 4.26

1. ผลทดลองการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5

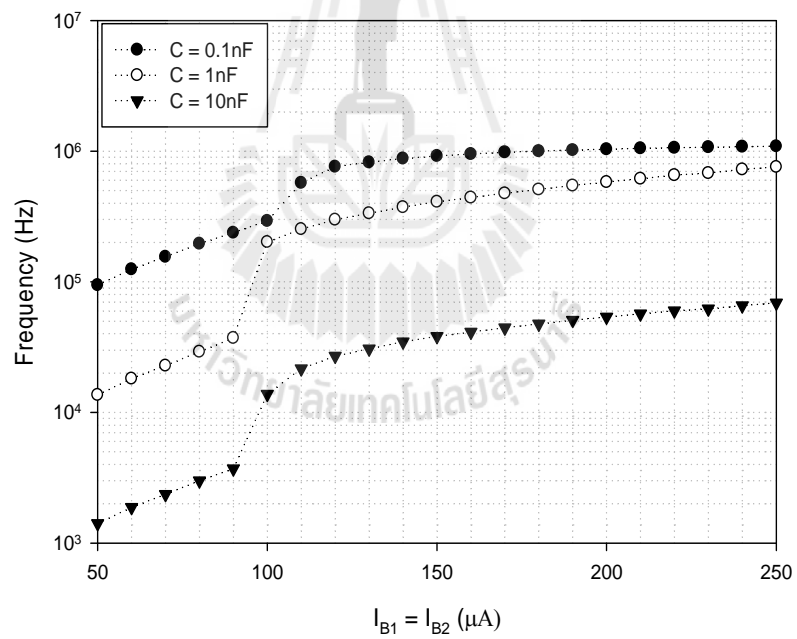
การต่อวงจรทดลองจริงจะใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 12\text{V}$ และจะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B2} = 300\mu\text{A}$, $I_{B3} = 70\mu\text{A}$ และ $I_{B4} = 85\mu\text{A}$ เนื่องด้วยการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปจะต้องอยู่ในรูปแรงดัน ดังนั้นจึงต่อเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณด้วยตัวต้านทานในที่นี่จะใช้ $R_L = 10\text{k}\Omega$ รูปที่ 4.27 เป็นสัญญาณเอาต์พุต จากการทดลองพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ 918.202kHz ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.26) จะมีค่าเท่ากับ 909.120kHz ส่วนรูปที่ 4.28 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจากการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส และค่าความจุเมื่อกำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2}$

(ก) วงจรภายใน CDTA ที่ไม่มีขั้ว Z_c (ข) วงจรภายใน CDTA ที่มีขั้ว Z_c

รูปที่ 4.26 วงจรภายใน CDTA โดยใช้ไอซี AD844 และ LM13700



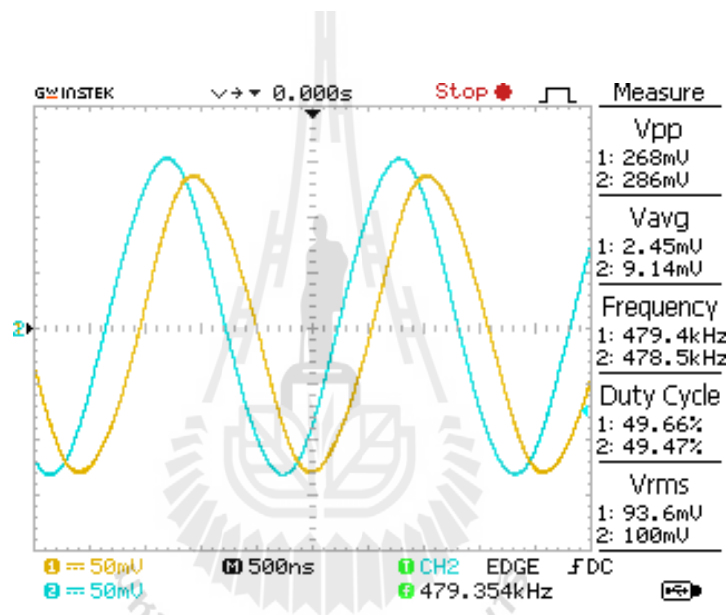
รูปที่ 4.27 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5



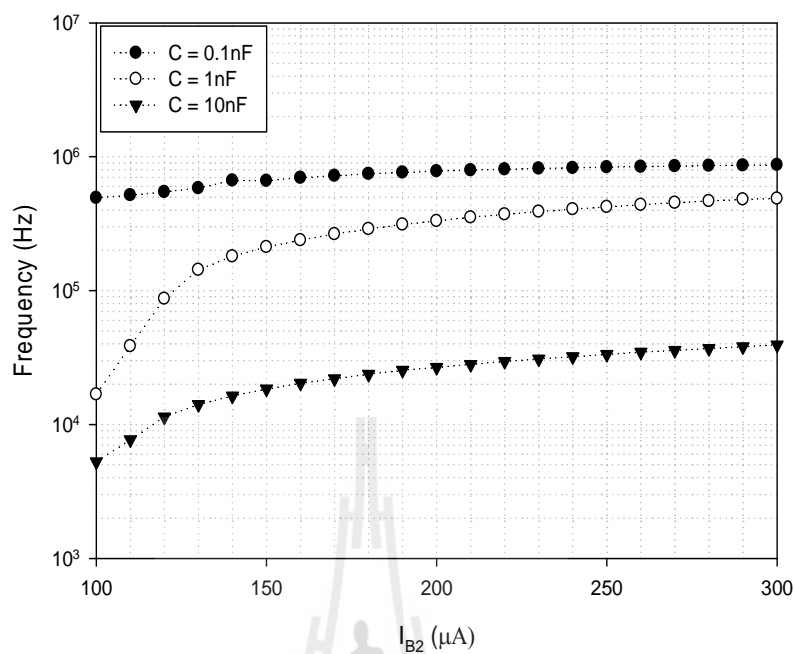
รูปที่ 4.28 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.5

2. ผลทดลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8

การทดลองจะใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 12V$ และจะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1nF$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = 70\mu A$, $I_{B2} = 350\mu A$ และ $I_{B3} = 90\mu A$ เนื่องด้วยการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปจะต้องอยู่ในรูปแรงดัน ดังนั้นจึงต่อเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณด้วยตัวต้านทานในที่นี่จะใช้ $R_L = 10k\Omega$ รูปที่ 4.29 เป็นสัญญาณเอาต์พุต จากการทดลองพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ $485.866kHz$ ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.48) จะมีค่าเท่ากับ $479.354kHz$ ส่วนรูปที่ 4.30 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจากการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส I_{B2} และค่าความจุ



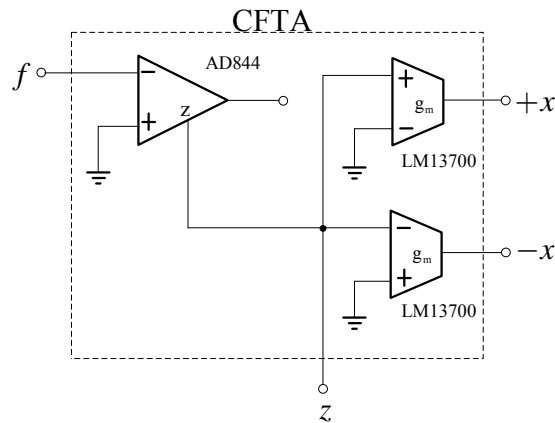
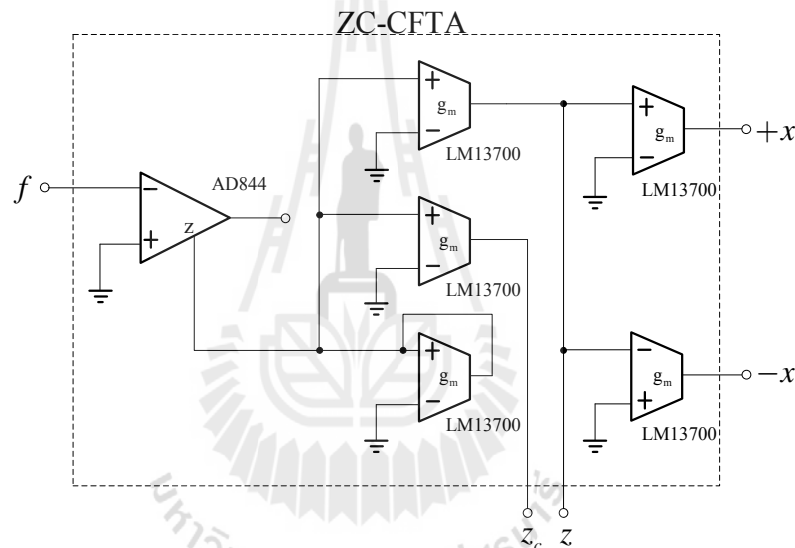
รูปที่ 4.29 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8



รูปที่ 4.30 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร
กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.8

4.4.2 ผลทดลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ CFTA

การทดสอบวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้นด้วยการต่อวงจรจริงโดยใช้ CFTA จะต้องนำไอซีวงจรขยายป้อนกลับกระแสต่อร่วมกับไอซีวงจรขยายความนำถ่ายไอออน ซึ่งสามารถแสดงวงจรภายในของ CFTA ได้ดังรูปที่ 4.31

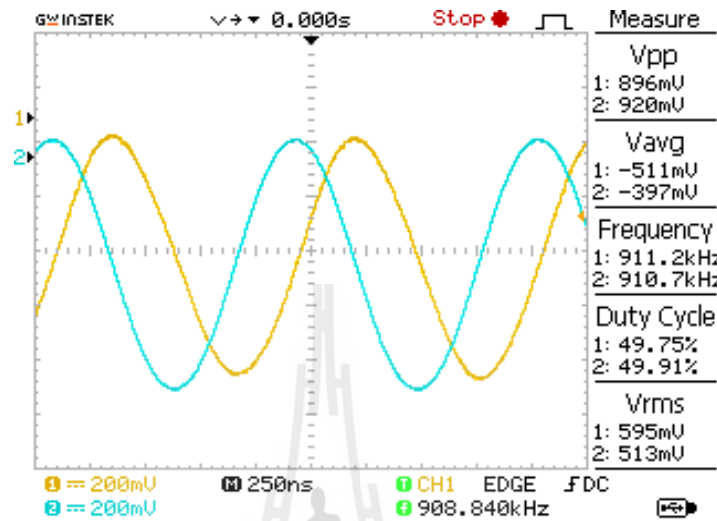
(ก) วงจรภายใน CFTA ที่ไม่มีขั้ว Z_c (ข) วงจรภายใน CFTA ที่มีขั้ว Z_c

รูปที่ 4.31 วงจรภายใน CFTA โดยใช้ไอซี AD844 และ LM13700

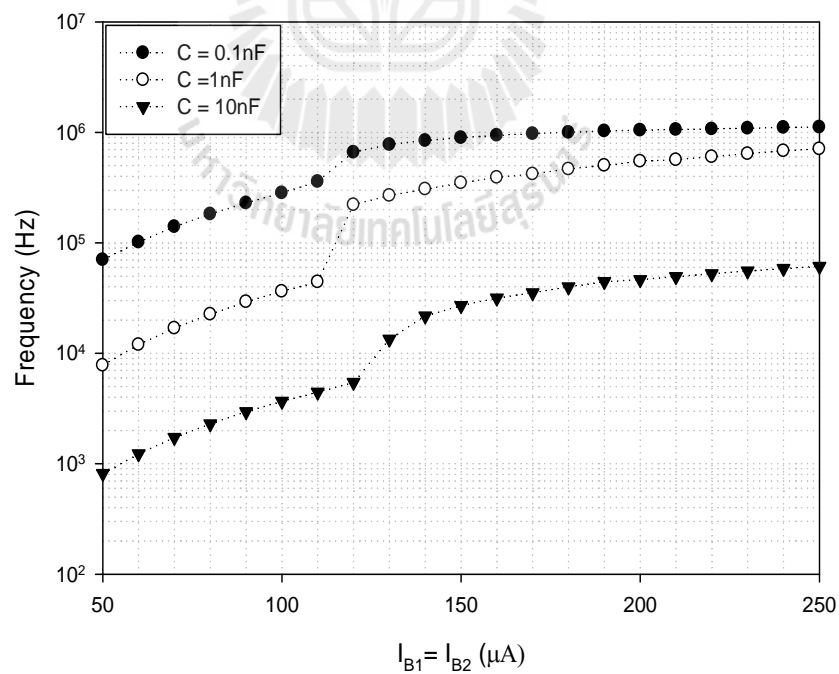
1. ผลทดลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13

การต่อวงจรทดลองจริงจะใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 12V$ และจะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1nF$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B2} = 300\mu A$, $I_{B3} = 70\mu A$ และ $I_{B4} = 85\mu A$ เนื่องด้วยการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปจะต้องอยู่ในรูปแรงดัน ดังนั้นจึงต่อเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณด้วยตัวต้านทานในที่นี้จะใช้ $R_L = 10k\Omega$ รูปที่ 4.32 เป็นสัญญาณเอาต์พุต จากการทดลองพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ $918.202kHz$ ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการ

ที่ (3.74) จะมีค่าเท่ากับ 908.840kHz ส่วนรูปที่ 4.33 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจากการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส และค่าความจุเมื่อกำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2}$



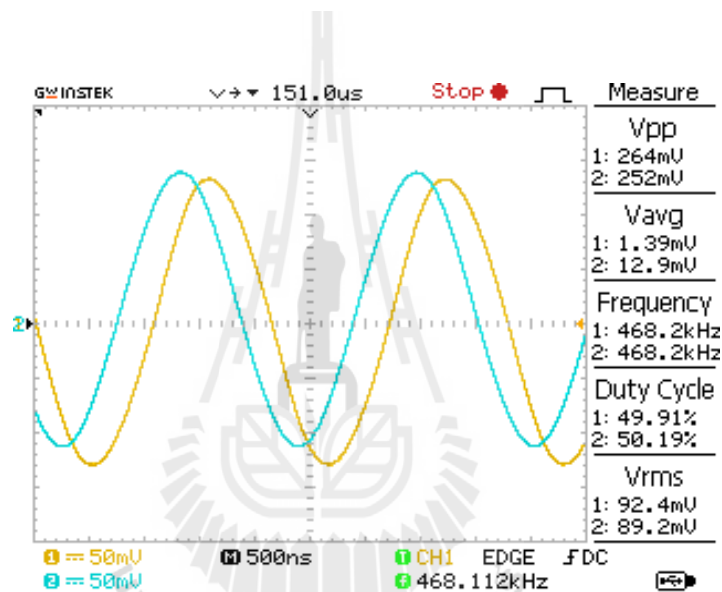
รูปที่ 4.32 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13



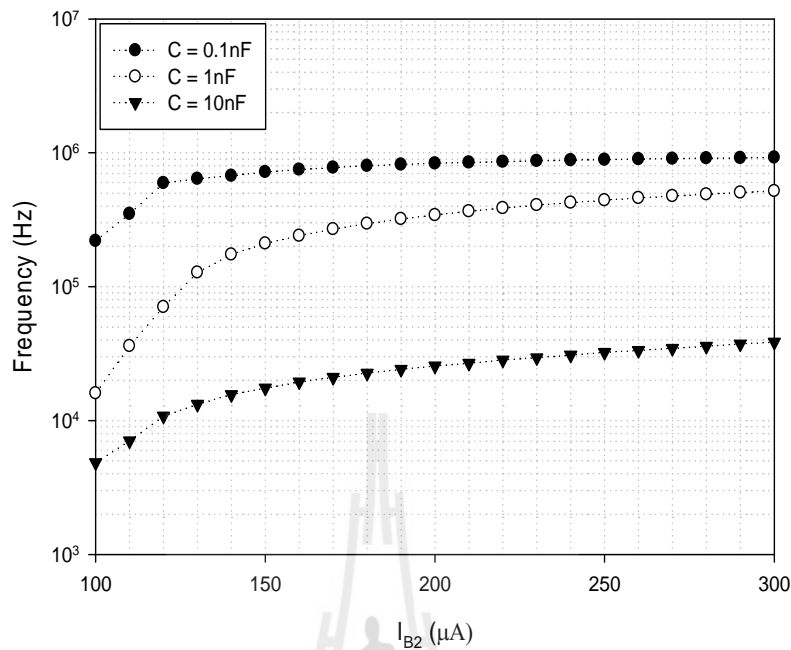
รูปที่ 4.33 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบแอสและค่าความจุของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.13

2. ผลทดลองการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.16

การทดลองจะใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 12V$ และจะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1nF$ ส่วนค่ากระแสไบอัส $I_{B1} = 70\mu A$, $I_{B2} = 350\mu A$ และ $I_{B3} = 90\mu A$ เนื่องด้วยการวัดสัญญาณด้วยออสซิลโลสโคปจะต้องอยู่ในรูปแรงดัน ดังนั้นจึงต่อเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณด้วยตัวต้านทานในที่นี่จะใช้ $R_L = 10k\Omega$ รูปที่ 4.34 เป็นสัญญาณเอาต์พุต จากการทดลองพบว่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ $485.866kHz$ ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ (3.95) จะมีค่าเท่ากับ $468.112kHz$ ส่วนรูปที่ 4.35 เป็นกราฟแสดงค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจากการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส I_{B1} และค่าความจุ



รูปที่ 4.34 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.16



รูปที่ 4.35 ค่าความถี่จากการทดลองเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าความจุของวงจร
กำเนิดสัญญาณรูปที่ 3.16

4.5 สรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โฮมดคระแสที่สังเคราะห์จากบล็อกโคอะแกรมและการออกแบบ จากผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice จะเห็นได้ว่า วงจรที่สังเคราะห์และออกแบบขึ้นสามารถให้สัญญาณกระแสทางด้านเอาต์พุตมีมุมเฟสต่างกันประมาณ 90 องศา จึงสามารถกล่าวได้ว่าบล็อกโคอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โฮมดคระแสได้จริง ทั้งนี้จากผลจำลองการทำงานยังแสดงให้เห็นว่า วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระจากความถี่ในการกำเนิดสัญญาณและยังปรับได้ด้วยวิธีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ โดยการประกระแสไบอัสของอุปกรณ์แอกทิฟที่นำมาใช้งาน นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลจากการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 และ LM13700 เพื่อเป็นการยืนยันได้สมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้น เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีกับผลจำลองด้วยโปรแกรม รวมทั้งการต่อวงจรทดลองจริงจะเห็นได้ว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องและไปในทิศทางเดียวกัน

บทที่ 5

บทสรุป และข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์วงจรบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอมี 2 แบบ ซึ่งทั้งสองแบบมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน บล็อกไดอะแกรมแรกที่นำเสนอประกอบด้วยสามส่วน คือ วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟส และ วงจรขยายสัญญาณโหมดกระแส ส่วนบล็อกไดอะแกรมที่สองประกอบด้วยสองส่วน คือ ส่วนแรกจะมีหลักพื้นฐานการสังเคราะห์คล้ายกับวงจรกรองสัญญาณทุกความถี่ผ่านอันดับหนึ่ง ส่วนในภาคที่สองจะเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่สูญเสียแบบกลับเฟส ทั้งนี้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีพบว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถให้ข้อดีในการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแส คือ เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน เพื่อแสดงให้เห็นว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณได้จริง และสามารถให้สมรรถนะที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี จึงได้นำเอาอุปกรณ์แอกทีฟสมัยใหม่ คือ CDTA และ CFTA มาใช้ในการสังเคราะห์ ทั้งนี้สมรรถนะของวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบขึ้นสามารถยืนยันได้ด้วยผลจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี ผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริงซึ่งสามารถสรุปผลได้ดังต่อไปนี้

1 วงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นจากบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณกระแสทางเอาต์พุต 2 สัญญาณ และมีเฟสต่างกัน 90 องศา สามารถสรุปได้ว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์โหมดกระแสได้จริง

2 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ออกแบบสามารถให้สัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์ทางเอาต์พุต ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นจากบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้ออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณโหมดกระแสได้จริง

3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์ที่สังเคราะห์ด้วยบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้อิสระปราศจากผลกระทบต่อกันซึ่งสามารถยืนยันสมรรถนะของบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอได้เป็นอย่างดี

4 วงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอสามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และความถี่สัญญาณได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัสภายนอกของ CDTA และ CFTA

5 การต่อตัวเก็บประจุในวงจรมีลักษณะการต่อแบบลงกราวด์มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอได้มาจากเอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทิฟทำให้เอาต์พุตของวงจรมีค่าความต้านทานสูง จึงทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถนำไปต่อใช้งานแบบคาสเคดกับวงจรในภาคถัดไปได้โดยตรงไม่จำเป็นต้องต่อผ่านวงจรบัฟเฟอร์กระแสจากภายนอกเพิ่มเติม

7 การทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริงผลที่ได้มีความสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

จากการสังเคราะห์วงจรจากบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอด้วยอุปกรณ์แอกทิฟ 2 ประเภท คือ CDTA และ CFTA พบว่าผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในทางทฤษฎีมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรทดลองจริง ดังนั้นจึงสามารถยืนยันสมรรถนะของบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอได้เป็นอย่างดีว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสได้จริง ทั้งนี้จากการสังเคราะห์ด้วยอุปกรณ์แอกทิฟ 2 ประเภท ยังแสดงให้เห็นว่าบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณด้วยอุปกรณ์แอกทิฟชนิดอื่นได้

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์โหมดกระแสที่ได้นำเสนอไปนั้นจะใช้บล็อกไดอะแกรมเป็นพื้นฐานในการสังเคราะห์วงจรจึงทำให้ง่ายสำหรับผู้เริ่มศึกษาการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณ ทั้งนี้จากการวิจัยยังพบว่ามีประเด็นที่น่าสนใจ และเป็น

แนวทางเพื่อนำไปพัฒนาการสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์ควอเดรเจอร์ โหมดกระแสต่อไป
ดังนี้

1 การสังเคราะห์วงจรขยายสัญญาณ โหมดกระแสในวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอจะใช้
อุปกรณ์แอกทิฟสังเคราะห์เป็นวงจรเลียนแบบตัวต้านทาน ทั้งนี้เพื่อให้วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นสามารถ
ปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งจะเน้นการใช้อุปกรณ์แอกทิฟชนิดเดียวกันในการ
สังเคราะห์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการสังเคราะห์ด้วย CDTA และ CFTA จะต้องใช้อุปกรณ์แอกทิฟ
จำนวน 1 ตัว สร้างเป็นตัวต้านทานทำให้จำนวนอุปกรณ์แอกทิฟเพิ่มขึ้น ทั้งนี้ยังส่งผลต่อการบริโภค
กำลังงานในวงจร และอุปกรณ์แอกทิฟบางประเภทยังมีความยุ่งยากในการนำมาสังเคราะห์เป็นวงจร
เลียนแบบตัวต้านทาน ในกรณีนี้ถ้าผู้ออกแบบไม่คำนึงถึงการใช้อุปกรณ์ชนิดเดียวกันก็สามารถต่อ
โดยตรงด้วยตัวต้านทานความซับซ้อนในการออกแบบก็จะลดลง หรือใช้การออกแบบวงจร
เลียนแบบตัวต้านทานด้วยเทคนิควิธีการใหม่ที่สามารถลดจำนวนทรานซิสเตอร์ รวมทั้งการ
สังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณด้วยอุปกรณ์แอกทิฟประเภทอื่นที่สามารถสังเคราะห์เป็นวงจรขยาย
สัญญาณ โหมดกระแสได้โดยไม่ต้องต่อด้วยตัวต้านทานภายนอก เช่น CCCDTA และ CCCCTA
เป็นต้น

2 การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณด้วยบล็อกไดอะแกรมแบบแรกประกอบด้วยวงจร
ทั้งหมดสามวงจร จะเห็นได้ว่าการออกแบบจะต้องใช้อุปกรณ์แอกทิฟจำนวน 4 ตัว ในการ
ออกแบบทำให้มีผลต่อการบริโภคกำลังงานของวงจรที่สังเคราะห์ขึ้น ส่วนการสังเคราะห์ด้วย
บล็อกไดอะแกรมที่สองถึงจะสามารถลดจำนวนอุปกรณ์แอกทิฟได้ 1 ตัว แต่จากการวิเคราะห์
ทางด้านทฤษฎีจะเห็นได้ว่าสมการสมการความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีเครื่องหมายลบเกิดขึ้น
ดังนั้นจึงต้องกำหนดค่ากระแสที่ถูกต้องเพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณได้ ดังนั้นควรนำมีการ
พัฒนาคุณสมบัติของบล็อกไดอะแกรมให้ดีขึ้น

รายการอ้างอิง

- จิรสุดา เกษร. (2542). วงจรกรองความถี่และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- นงลักษณ์ เอี่ยมจรัส. (2545). การออกแบบวงจรกรองความถี่และควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้กระแสควบคุม. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- มนตรี สมดุลยคนก, พุทธิส ล้อมเมตตา และ พิพัฒน์ พรหมมี. (2551). วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอดเรเจอร์รูปแบบกระแสโดยใช้หลักการของอินทิเกรเตอร์ และ ดิฟเฟอเรนเชียลเตอร์. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ. 18(3): 41 - 48.
- ศุภวัฒน์ ลาวัณย์วิสุทธิ, วินัย ใจกล้า และ มนตรี ศิริปรัชญานันท์. (2551). วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแสอย่างง่ายโดยใช้วงจรถ่ายความนำถ่ายไอออน. การประชุมเครือข่ายวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล (EENET2008). หน้าที่ 144 - 148.
- ศักดิ์สิทธิ์ สุ่มมาตย์ และ ชาญชัย ทองโสภกา. (2556). วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดเรเจอร์โหมดกระแส 4 เฟส โดยใช้ CCCII. วิศวกรรมสาร มข. 40(1): 117 - 123.
- สิทธิชัย โกไคยอุดม. (2549). วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์. พิมพ์ครั้งที่ 2 แก้ไขและเพิ่มเติม. กรุงเทพฯ: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.
- อิสราวุธ สีदानาน. (2545). การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ sinusoidal quadrature โดยใช้วงจรกรองสัญญาณผ่านทั้งหมดชนิดมีมุมองศาหน้า (phase lead) แบบสมมาตรและปรับค่าความถี่ได้กว้างโดยการปรับกระแส. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, บัณฑิตวิทยาลัย สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Abuelma'atti, M.T. (1992). Grounded capacitor current-mode oscillator using single current follower. **IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications**. 39(12): 1018 - 1020.
- Abuelma'atti, M.T., and Almansoury, W.A. (1997). New sinusoidal oscillators employing the CCII internal pole. **International Journal of Electronics**. 83(6): 817 - 823.

- Abuelma'atti, M.T., and Al-Zaher, H.A. (1999). Current-mode sinusoidal oscillators using single FTFN. **IEEE Transaction on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**. 46(1): 69 - 74.
- Bhusan, M., and Newcomb, R.W. (1996). Grounding of capacitors in integrated circuits. **Electronics Letters**. 3(4): 148 – 149.
- Biolek, D. (2003). CDTA-building block for current-mode analog signal processing. **The European Conference on Circuit Theory and Design**. (pp. 397 - 400).
- Biolek, D., Biolkova, V., and Kolka, Z. (2008). Single-CDTA (current differencing transconductance amplifier) current-mode biquad revisited. **WSEAS Transactions on Electronics**. 5(6): 250 - 256.
- Bumrongchoke, T., Duangmalai, D., and Jaikla, W. (2010). Current differencing transconductance amplifier based current-mode quadrature oscillator using grounded capacitors. **International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)**. (pp. 192 - 195).
- Cam, U., Toke, A., Cicekoglu, O., and Kuntmam, H. (2000). Current-mode high output-impedance sinusoidal oscillator configuration employing single FTFN. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**. 24(3): 231 - 238.
- Cividino, L. (1992). Power factor, harmonic distortion; causes, effects and considerations. **International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '92)**. (pp. 506 - 513).
- Grady, W.M., and Santoso, S. (2001). Understanding power system harmonics. **IEEE Power Engineering Review**. (pp. 8 - 11).
- Gray, P.R., and Meyer, R.G. (1984). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Willey and Sons, Singapore, Inc.
- Hornig, J.W., Chang, C.W., and Lee, M.H. (1997). Single-element controlled sinusoidal oscillators using CCII's. **International Journal of Electronics**. 83(6): 831 - 836.
- Hornig, J.W., Chou, H.P., and Shiu, I.C. (2006). Current-mode and voltage-mode quadrature oscillator employing multiple outputs CCII's and grounded capacitors. **IEEE International Symposium on Circuits and Systems**. (pp. 441 - 444).

- Hornig, J.W. (2009). Current-mode third-order quadrature oscillator using CDTAs. **Active and Passive Electronic Components**. 2009: 1 - 5.
- Hornig, J.W. (2011). Current/voltage-mode third order quadrature oscillator employing two multiple outputs CCIIIs and grounded capacitors. **Indian Journal of Pure & Applied Physics**. 49(7): 494 - 498.
- Herencsar, N., Koton, J., Lattenberg, I., and Vrba, K. (2008). Signal-flow graphs for current-mode universal filter design using current follower transconductance amplifiers (CFTAs). **Proceedings of the Applied Electronics (APPEL'08)**. (pp. 113 - 116).
- Herencsar, N., Koton, J., Vrba, K., and Lahiri, A. (2010). Novel mixed-mode KHN-equivalent filter using Z-copy CFTAs and grounded capacitors. **The 4th International Conference on Circuits, systems and signals**. (pp. 87 - 90).
- Jaikla, W., and Siripruchyanun, M. (2006). A versatile quadrature oscillator and universal biquad filter using CCCDBAs. **International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI)**. (pp. 501 - 504).
- Jaikla, W., Siripruchyanun, M., Bajer, J., and Birolek, D. (2008). A simple current-mode quadrature oscillator using single CDTA. **Radioengineering**. 17(4): 33 - 40.
- Jaikla, W., Noppakarn, A., and Lawanwisut, S. (2012). New gain controllable resistor-less current-mode first order allpass filter and its application. **Radioengineering**. 21(1): 312 - 316.
- Jin, J., and Wang, C. (2012). Current-mode four-phase quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier based first-order allpass filter. **Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. etÉnerg.** 57(3): 291 - 300.
- Jin, J., and Liang, P. (2013). Resistorless current-mode quadrature oscillator with grounded capacitors. **Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. etÉnerg.** 58(3): 304 - 313.
- Jin, J. (2013). Current-mode resistor-less quadrature oscillators with grounded capacitors using single CCCDTA. **Proceedings of the Romanian Academy, Series A**. 14(3): 250 - 254.

- Keawon, R., and Jaikla, W. (2011). A resistor-less current-mode quadrature sinusoidal oscillator employing single CCCDTA and grounded capacitors, **Przegląd elektrotechniczny (Electrical Review)**. 87(8): 138 - 141.
- Keskin, A.U., and Biolek, D. (2006). Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA). *IEE Proceeding-Circuits Devices Systems*. 153(3): 214 - 218.
- Kumbun, J., Silapan, P., Siripruchyanun, M., and Prommee, P. (2009). A current-mode quadrature oscillator based on CC-CFAs. **International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI)**. (pp. 542 - 545).
- Kumngern, M., and Dejhan, K. (2009). Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers. **2009 IEEE Region 10 Conference (TENCON 2009)**. (pp. 1 - 4)
- Kumngern, M., Knobnob, B., and Dejhan, K. (2009). Single-resistance-controlled current-mode quadrature sinusoidal oscillator. **International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI)**. (pp. 534 - 537).
- Khan, I.A., and Khawaja, S. (2000). An integrable gm-C quadrature oscillator. **International Journal of Electronics**. 87(11): 1353 - 1357.
- Lahiri, A. (2009). Novel voltage/current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**. 61(2): 199 - 203.
- Lahiri, A. (2010). Resistor-less mixed-mode quadrature sinusoidal oscillator. **International Journal of Computer and Electrical Engineering**. 2(1): 63 - 66.
- Lahiri, A. (2011). Current-mode variable frequency quadrature sinusoidal oscillators using two CCs and four passive components including grounded capacitors: a supplement. **Analog Integrated Circuits signal Processing**. 68(1): 129 - 131.

- Lawanwisut, S., Bielek D., and Siripruchyanun, M. (2009). A simple current-mode quadrature oscillator using only single CDTA. **International Conference on Technical Education (ICTE)**. (pp. 119 - 122).
- Linares-Barranco, B., Serrano-Gotarredona, T., Ramos-Martos, J., Ceballos-Cáceres, J., Miguel-Mora, J., and Linares-Barranco, A. (2004). A precise 90 quadrature OTA-C oscillator tunable in the 50–130-MHz range. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**. 51(4): 649 - 663.
- Mukherjee, S., Osuna, E., and Girosi, F. (1997). Nonlinear prediction of chaotic time series using support vector machines. **IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing VII**. (pp. 511 - 520).
- Na Songkla, S., and Jaikla, W. (2012). Realization of electronically tunable current mode first-order allpass filter and its application. **World Academy of Science, Engineering and Technology**. 61: 410 - 413.
- Pandey, N., and Paul, S.K. (2011). Single CDTA-based current mode all-pass filter and its applications. **Journal of Electrical and Computer Engineering**. 2011: 1 - 5.
- Prasad, D., Bhaskar, D.R., and 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.
- Prasad, D., Bhaskar, D.R., and Singh, A.K. (2011). Electronically controllable grounded capacitor current-mode quadrature oscillator using single MO-CCCDTA. **Radioengineering**. 20(1): 354 - 359.
- Prommee, P., Angkeaw, K., Chanwutitum, J., and Dejhan, K. (2007). Dual input all-pass networks using MO-OTA and its application. **International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI)**. (pp. 129 – 132).
- Soliman, A.M. (1995). Current mode universal filter. **Electronics Letters**. 31(17): 1420 - 1421.
- Soliman, A.M. (2008). New grounded capacitor current mode band-pass low-pass filters using two balanced output ICCII. **Journal of Active and Passive Electronic Devices**. 3: 175 - 184.

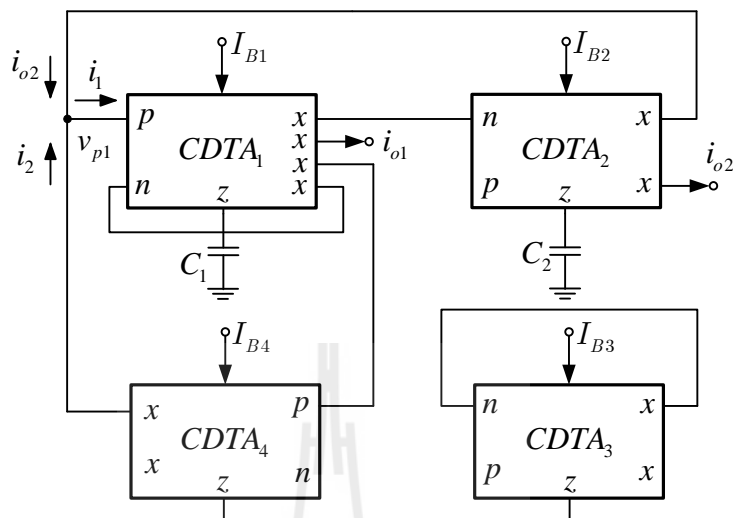
- Somdunyakanok, M., Siripruchyanun, M., and Prommee, P. (2009). CMOS multiple-output CDTA and its Applications. **1st International Conference on Technical Education (ICTE2009, 2009)**. (pp. 184 - 187)
- Tangsrirat, W., Pukkalanun, T., and Surakamponorn, W. (2010). Resistorless realization of current-mode first-order allpass filter using current differencing transconductance amplifiers. **Microelectronics Journal**. 41(2-3): 178 - 183.
- Tangsrirat, W., Dumawipata, T., and Surakamponorn, W. (2007). Multiple-input single-output current-mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers. **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**. 61(4): 209 - 214.
- Tangsrirat, W. (2010). Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA. **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences**. 17(2): 99 - 104.
- Toumazou, C., Lidgey, F.J. and Haigh, D.G. (1990). Analogue IC design: the current-mode approach. London: Peter Peregrinus.
- Un, M., and Kacar, F. (2007). New second generation current conveyor-based current-mode first order all-pass filter and quadrature oscillator. **Istanbul Commerce University Journal of Science**. 6(11): 119 - 127.
- Un, M., and F. Kacar, Third generation current conveyor based current-mode first order all-pass filter and quadrature oscillator. **Journal of Electrical & Electronics Engineering**. 8(1): 529 - 535.
- Uygur, A., and Kuntman, H. (2006). CDTA-based quadrature oscillator design. **14th European Signal processing conference (EUSIPCO 2006)**.
- Yuce, E., Tokat, S., Kizilkaya, A., Cicekoglu, O. (2006). CCII-based PID controllers employing grounded passive components. **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**. 60(5): 399 - 403.



ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส

ก.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.5



รูปที่ ก1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.5

จากรูปที่ ก1 เขียนสมการกระแสที่โหนด v_{p1} ได้ดังนี้

$$i_1 = i_{o2} + i_2 \quad (ก1.1)$$

หาค่ากระแส i_1 จาก

$$i_{o1} = \beta_1 g_{m1} v_{z1}$$

$$i_{o1} = \frac{\beta_1 g_{m1}}{sC_1} (\alpha_{p1} i_{p1} - \alpha_{n1} i_{n1})$$

$$i_{o1} (sC_1 + \beta_1 g_{m1} \alpha_{n1}) = \alpha_{p1} \beta_1 g_{m1} i_1 \quad (ก1.2)$$

จะได้

$$i_{o1} = \frac{\alpha_{p1}\beta_1 g_{m1}}{sC_1 + \alpha_{n1}\beta_1 g_{m1}} i_1 \quad (ก1.3)$$

จากสมการที่ (ก1.3) จะได้

$$i_1 = \frac{sC_1 + \alpha_{n1}\beta_1 g_{m1}}{\alpha_{p1}\beta_1 g_{m1}} i_{o1} \quad (ก1.4)$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = \beta_2 g_{m2} v_{z2}$$

$$i_{o2} = \frac{\beta_2 g_{m2}}{sC_2} (-\alpha_{n2} i_{o1}) \quad (ก1.5)$$

จะได้

$$i_{o2} = -\frac{\alpha_{n2}\beta_2 g_{m2}}{sC_2} i_{o1} \quad (ก1.6)$$

หาค่ากระแส i_2 จาก

$$i_{x3} = -\beta_3 g_{m3} v_{z3} \quad (ก1.6)$$

เมื่อ $i_{x3} = i_{n3}$ และ $i_{z3} = -i_{n3}$ จะได้

$$i_{z3} = \beta_3 g_{m3} v_{z3} \quad (ก1.7)$$

จากสมการที่ (ก1.7) จะได้

$$\frac{v_{z3}}{i_{z3}} = z_1 = \frac{1}{\alpha_{n3}\beta_3g_{m3}} \quad (ก1.8)$$

หาค่ากระแส i_2

$$i_2 = \beta_4g_{m4}v_{z4}$$

$$i_2 = \beta_4g_{m4} \frac{\alpha_{p4}}{z_1} i_{p4} \quad (ก1.9)$$

เมื่อ $i_{p4} = i_{o1}$ จะได้

$$i_2 = \beta_4g_{m4} \frac{\alpha_{p4}}{z_1} i_{o1} \quad (ก1.10)$$

แทนค่า z_1 ลงสมการที่ (ก1.10)

$$i_2 = \beta_4g_{m4} \left(\frac{\alpha_{p4}}{\alpha_{n3}\beta_3g_{m3}} i_{o1} \right)$$

$$i_2 = \frac{\alpha_{p4}\beta_4g_{m4}}{\alpha_{n3}\beta_3g_{m3}} i_{o1} \quad (ก1.11)$$

เมื่อ $i_1 = i_{o2} + i_2$ จะได้

$$\frac{sC_1 + \beta_1g_{m1}\alpha_{n1}}{\alpha_{p1}\beta_1g_{m1}} i_{o1} = -\frac{\alpha_{n2}\beta_2g_{m2}}{sC_2} i_{o1} + \frac{\alpha_{p4}\beta_4g_{m4}}{\alpha_{n3}\beta_3g_{m3}} i_{o1}$$

$$sC_1 + \beta_1g_{m1}\alpha_{n1} = -\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_1\beta_2g_{m1}g_{m2}}{sC_2} + \frac{\alpha_1\alpha_4\beta_1\beta_4g_{m1}g_{m4}}{\alpha_1\beta_3g_{m3}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{n3}\beta_3g_{m3}C_1C_2s^2 + \alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_1\beta_3g_{m1}g_{m3}sC_2 \\ -\alpha_{p1}\alpha_{p4}\beta_1\beta_4g_{m1}g_{m4}sC_2 + \alpha_{n1}\alpha_{n2}\alpha_{n3}\beta_1\beta_2\beta_3g_{m1}g_{m2}g_{m3} \end{array} \right\} = 0 \quad (ก1.12)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

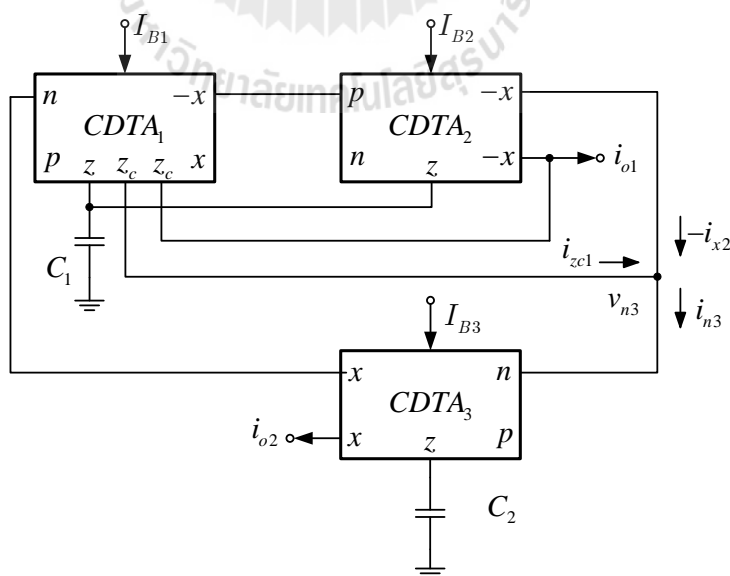
$$s^2 + sg_{m1}\beta_1 \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_3g_{m3} - \alpha_{p1}\alpha_{p4}\beta_4g_{m4}}{\alpha_{n3}\beta_3g_{m3}C_1} + \frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} = 0 \quad (ก1.13)$$

จากสมการที่ (ก1.13) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ คือ

$$\alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_1\beta_3g_{m3} = \alpha_{p1}\alpha_{p4}\beta_4g_{m4} \quad (ก1.14)$$

และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังนี้

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (ก1.15)$$



รูปที่ ก2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.8

ก.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.8

จากรูปที่ ก2 เขียนสมการกระแสที่โหนด v_{n3} ได้ดังนี้

$$i_{n3} = -i_{x2} + i_{zc1} \quad (ก1.16)$$

หาค่ากระแส i_{zc1}

$$i_{zc1} = \gamma_1 i_{z1} \quad (ก1.17)$$

$$i_{z1} = -\alpha_{n1} i_{n1} \quad (ก1.18)$$

แทนค่าสมการที่ (ก1.18) ลงสมการที่ (ก1.17) เมื่อ $i_{n1} = i_{o2}$ จะได้

$$i_{zc1} = -\gamma_1 \alpha_{n1} i_{o2} \quad (ก1.19)$$

หาค่ากระแส i_{x1} จาก

$$i_{x1} = g_{m1} v_{z1}$$

$$i_{x1} = \frac{\beta_1 g_{m1}}{sC_1} (-\alpha_{n1} i_{n1} + \alpha_{o1} i_{p2}) \quad (ก1.20)$$

เมื่อ $i_{p2} = -i_{x1}$ และ $i_{n1} = i_{o2}$ จะได้

$$i_{x1} = \frac{\beta_1 g_{m1}}{sC_1} (-\alpha_{n1} i_{o2} - \alpha_{o1} i_{x1})$$

$$i_{x1} sC_1 = -\beta_1 \alpha_{n1} g_{m1} i_{o2} - \beta_1 \alpha_{o1} g_{m1} i_{x1} \quad (ก1.21)$$

จัดรูปสมการที่ (ก1.21) ใหม่

$$i_{x1} = -\frac{\beta_1 \alpha_{n1} g_{m1}}{sC_1 + \beta_1 \alpha_{p2} g_{m1}} i_{o2} \quad (\text{ก1.22})$$

หาค่ากระแส i_{x2} จาก

$$i_{x2} = \beta_2 g_{m2} v_{z2} \quad (\text{ก1.23})$$

เมื่อ $v_{z1} = v_{z2}$ และ $v_{z1} = \frac{i_{x1}}{g_{m1}} = -\frac{\beta_1 \alpha_{n1}}{sC_1 + \beta_1 \alpha_{p2} g_{m1}} i_{o2}$ จะได้

$$v_{z2} = -\frac{\beta_1 \alpha_{n1}}{sC_1 + \beta_1 \alpha_{p2} g_{m1}} i_{o2} \quad (\text{ก1.24})$$

แทนค่าสมการที่ (ก1.24) ลงสมการที่ (ก1.23) จะได้

$$i_{x2} = -\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{n1} g_{m2}}{sC_1 + \beta_1 \alpha_{p2} g_{m1}} i_{o2} \quad (\text{ก1.25})$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = \beta_3 g_{m3} v_{z3}$$

$$i_{o2} = \frac{\beta_3 g_{m3}}{sC_2} (-\alpha_{n3} i_{n3})$$

$$i_{o2} = -\frac{\beta_3 g_{m3} \alpha_{n3}}{sC_2} i_{n3} \quad (\text{ก1.26})$$

เมื่อ $i_{n3} = -i_{x2} + i_{zc1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{\beta_3 g_{m3} \alpha_{n3}}{sC_2} \left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{n1} \alpha_{n2}}{sC_1 + \beta_1 \alpha_{p2} g_{m1}} i_{o2} - \gamma_1 \alpha_{n1} i_{o2} \right)$$

$$-\frac{\alpha_{n3} \beta_3 g_{m3}}{sC_2} \left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{n1} g_{m2} - \gamma_1 \alpha_{n1} sC_1 - \beta_1 \alpha_{p2} \gamma_1 \alpha_{n1} g_{m1}}{sC_1 + \beta_1 \alpha_{p2} g_{m1}} \right) = 1$$

$$\left\{ \begin{aligned} &C_1 C_1 s^2 + (\beta_1 \alpha_{p1} g_{m1} C_2 - \gamma_1 \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} C_1) s \\ &+ \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3} - \gamma_1 \alpha_{n1} \alpha_{p2} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_3 g_{m1} g_{m3} \end{aligned} \right\} = 0 \quad (ก1.27)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\left\{ \begin{aligned} &s^2 + s \frac{\alpha_{p2} \beta_1 g_{m1} C_2 - \gamma_1 \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} C_1}{C_1 C_2} \\ &+ \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_3 g_{m3} \frac{\beta_2 g_{m2} - \gamma_1 \alpha_{p2} g_{m1}}{C_1 C_2} \end{aligned} \right\} = 0 \quad (ก1.28)$$

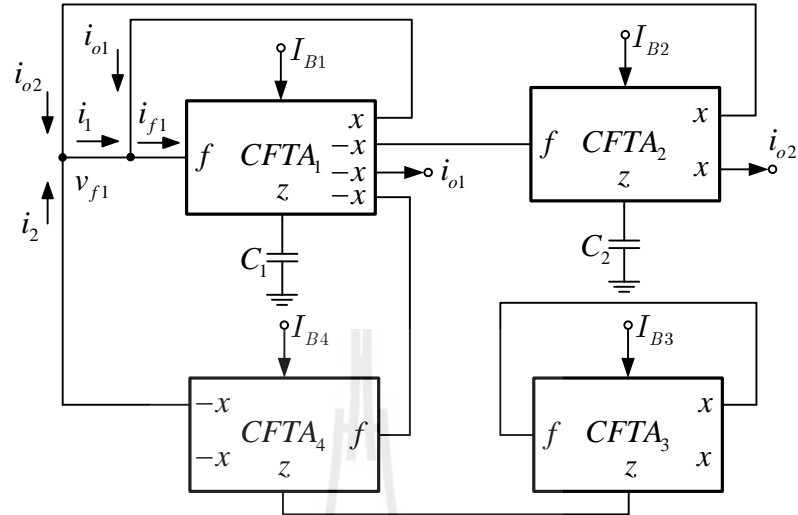
จากสมการที่ (ก1.28) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ คือ

$$\alpha_{p2} \beta_1 g_{m1} C_2 = \gamma_1 \alpha_{n1} \alpha_{n3} \beta_3 g_{m3} C_1 \quad (ก1.29)$$

และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังนี้

$$\omega_{osc} = \sqrt{\alpha_{n3} \beta_1 \beta_3 g_{m3} \alpha_{n1} \frac{\beta_2 g_{m2} - \gamma_1 \alpha_{p2} g_{m1}}{C_1 C_2}} \quad (ก1.30)$$

ก.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.13



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์รูปที่ 3.13

จากรูปที่ 3.3 เขียนสมการกระแสที่โหนด v_{f1} ได้ดังนี้

$$i_1 = i_{o2} + i_2 \quad (ก1.31)$$

หาค่ากระแส i_1 จาก

$$i_{o1} = \beta_1 g_{m1} v_{z1}$$

$$i_{o1} = -\frac{\beta_1 g_{m1}}{sC_1} \alpha_1 i_{f1} \quad (ก1.32)$$

เมื่อ $i_{f1} = i_1 + i_{o1}$ จะได้

$$i_{o1} = -\frac{\beta_1 g_{m1}}{sC_1} (\alpha_1 i_1 + \alpha_1 i_{o1})$$

$$i_{o1}(sC_1 + \beta_1 g_{m1} \alpha_1) = \alpha_1 \beta_1 g_{m1} i_1 \quad (ก1.33)$$

จะได้

$$i_{o1} = \frac{\alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{sC_1 + \beta_1 g_{m1} \alpha_1} i_1 \quad (ก1.34)$$

จากสมการที่ (ก1.34) จะได้

$$i_1 = \frac{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{\alpha_1 \beta_1 g_{m1}} i_{o1} \quad (ก1.35)$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = \beta_2 g_{m2} v_{z2}$$

$$i_{o2} = \frac{\beta_2 g_{m2}}{sC_2} (-\alpha_2 i_{o1}) \quad (ก1.36)$$

จะได้

$$i_{o2} = -\frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_2} i_{o1} \quad (ก1.37)$$

หาค่ากระแส i_2 จาก

$$i_{z3} = \alpha_3 i_{n3} = \alpha_3 i_{x3} \quad (ก1.38)$$

เมื่อ $i_{x3} = \beta_3 g_{m3} v_{z3}$ จะได้

$$i_{z3} = \alpha_3 \beta_3 g_{m3} v_{z3} \quad (ก1.39)$$

จากสมการที่ (ก1.39) จะได้ว่า

$$\frac{v_{z3}}{i_{z3}} = z_1 = \frac{1}{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}} \quad (ก1.40)$$

เมื่อ $i_{f4} = i_{o1}$ จะได้ว่า i_{x4} ดังสมการ

$$i_{x4} = \beta_4 g_{m4} v_{z3}$$

$$i_{x4} = -\beta_4 g_{m4} \frac{i_{f4}}{z_1}$$

$$i_{x4} = -\beta_4 g_{m4} \frac{i_{o1}}{z_1} \quad (ก1.41)$$

แทนค่า z_1 ลงสมการที่ (ก1.41) และเมื่อ $i_2 = -i_{x4}$ จะได้ว่า

$$i_2 = \beta_4 g_{m4} \left(\frac{\alpha_4}{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}} i_{o1} \right)$$

$$i_2 = \frac{\alpha_4 \beta_4 g_{m4}}{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}} i_{o1} \quad (ก1.42)$$

เมื่อ $i_1 = i_{o2} + i_2$ จะได้ว่า

$$\frac{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{\alpha_1 \beta_1 g_{m1}} i_{o1} = -\frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_2} i_{o1} + \frac{\alpha_4 \beta_4 g_{m4}}{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}} i_{o1}$$

$$sC_1 + \beta_1 g_{m1} \alpha_1 = -\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{sC_2} + \frac{\alpha_1 \alpha_4 \beta_1 \beta_4 g_{m1} g_{m4}}{\alpha_1 \beta_3 g_{m3}}$$

$$\alpha_3 \beta_3 g_{m3} sC_1 + \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_3 g_{m1} g_{m3} = \alpha_1 \alpha_4 \beta_1 \beta_4 g_{m1} g_{m4} - \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{sC_2}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1 C_2 s^2 + \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_3 g_{m1} g_{m3} sC_2 - \alpha_1 \alpha_4 \beta_1 \beta_4 g_{m1} g_{m4} sC_2 \\ + \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \beta_1 \beta_2 \beta_3 g_{m1} g_{m2} g_{m3} \end{array} \right\} = 0 \quad (ก1.43)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$s^2 + s g_{m1} \alpha_1 \beta_1 \frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3} - \alpha_4 \beta_4 g_{m4}}{\alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1} + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} = 0 \quad (ก1.44)$$

จากสมการที่ (ก1.44) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ คือ

$$\alpha_3 \beta_3 g_{m3} = \alpha_4 \beta_4 g_{m4} \quad (ก1.45)$$

และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังนี้

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (ก1.46)$$

ก.4 วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.17

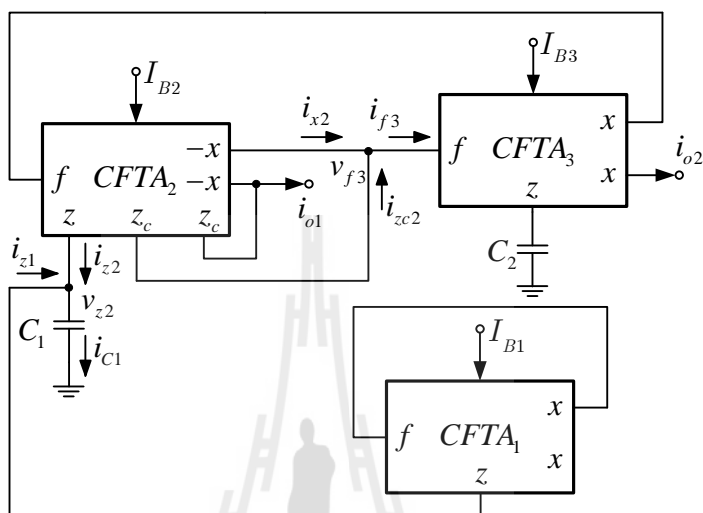
จากรูปที่ ก4 เขียนสมการกระแสที่โหนด v_{f3} ได้ดังนี้

$$i_{f3} = i_{zc2} - i_{x2} \quad (ก1.47)$$

หาค่ากระแส i_{zc2}

$$i_{zc2} = \gamma_2 i_{z2} \tag{ก1.48}$$

$$i_{z2} = \alpha_2 i_{f2} \tag{ก1.49}$$



รูปที่ ก4 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์รูปที่ 3.17

แทนค่าสมการที่ (ก1.49) ลงสมการที่ (ก1.48) เมื่อ $i_{f2} = i_{o2}$ จะได้

$$i_{zc2} = \gamma_2 \alpha_2 i_{o2} \tag{ก1.50}$$

หาค่ากระแส i_{x2} จาก

$$i_{x2} = \beta_2 g_{m2} v_{z2}$$

$$i_{x2} = \beta_2 g_{m2} \frac{\alpha_2}{sC_1 + \frac{1}{z_1}} i_{f2} \tag{ก1.51}$$

หาค่า z_1 จาก

$$i_{z1} = \alpha_1 i_{f1} = \alpha_1 i_{x1} \quad (ก1.52)$$

เมื่อ $i_{x1} = \beta_1 g_{m1} v_{z1}$ จะได้

$$i_{z1} = \alpha_1 \beta_1 g_{m1} v_{z1} \quad (ก1.53)$$

จากสมการที่ (ก1.49) จะได้

$$\frac{v_{z1}}{i_{z1}} = z_1 = \frac{1}{\alpha_1 \beta_1 g_{m1}} \quad (ก1.54)$$

แทนค่า z_1 จากสมการที่ (ก1.54) ลงสมการที่ (ก1.51) และเมื่อ $i_{f2} = i_{o2}$ จะได้

$$i_{x2} = \frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}} i_{o2} \quad (ก1.55)$$

หากระแส i_{o1}

$$i_{o1} = -i_{z2} + i_{x2}$$

$$i_{o1} = -\gamma_2 \alpha_2 i_{o2} + \frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}} i_{o2} \quad (ก1.56)$$

จัดรูปสมการที่ (ก1.52) ใหม่

$$i_{o1} = \frac{-\gamma_2 \alpha_2 sC_1 - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1} + \alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}} i_{o2} \quad (ก1.57)$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = \beta_3 g_{m3} v_{z3}$$

$$i_{o2} = -\frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{sC_2} i_{o1} \quad (ก1.58)$$

แทนค่า i_{o1} จากสมการที่ (ก1.57) ลงสมการที่ (ก1.58)

$$i_{o2} = \left(-\frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{sC_2} i_{o2} \right) \left(\frac{-\gamma_2 \alpha_2 sC_1 - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1} + \alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}} i_{o2} \right)$$

$$1 = \left(-\frac{\alpha_3 \beta_3 g_{m3}}{sC_2} \right) \left(\frac{-\gamma_2 \alpha_2 sC_1 - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1} + \alpha_2 \beta_2 g_{m2}}{sC_1 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1}} \right)$$

$$\gamma_2 \alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} sC_1 + \gamma_2 \alpha_2 \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_3 g_{m1} g_{m3} - \alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3} = C_1 C_2 s^2 + \alpha_1 \beta_1 g_{m1} sC_2$$

$$\left\{ \begin{aligned} &C_1 C_2 s^2 + s(\alpha_1 \beta_1 g_{m1} C_2 - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1) \\ &+ \alpha_2 \alpha_3 \beta_2 \beta_3 g_{m2} g_{m3} - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_3 g_{m1} g_{m3} \end{aligned} \right\} = 0 \quad (ก1.59)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\begin{aligned} &s^2 + s \frac{\alpha_1 \beta_1 g_{m1} C_2 - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1}{C_1 C_2} \\ &+ \alpha_3 \beta_3 g_{m3} \frac{\alpha_2 \beta_2 g_{m2} - \gamma_2 \alpha_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{C_1 C_2} = 0 \end{aligned} \quad (ก1.60)$$

จากสมการที่ (ก1.60) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ คือ

$$\alpha_1 \beta_1 g_{m1} C_2 = \gamma_2 \alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} C_1 \quad (ก1.61)$$

และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณแสดงได้ดังนี้

$$\omega_{osc} = \sqrt{\alpha_2 \alpha_3 \beta_3 g_{m3} \frac{\beta_2 g_{m2} - \gamma_2 \alpha_1 \beta_1 g_{m1}}{C_1 C_2}} \quad (\text{ก1.62})$$

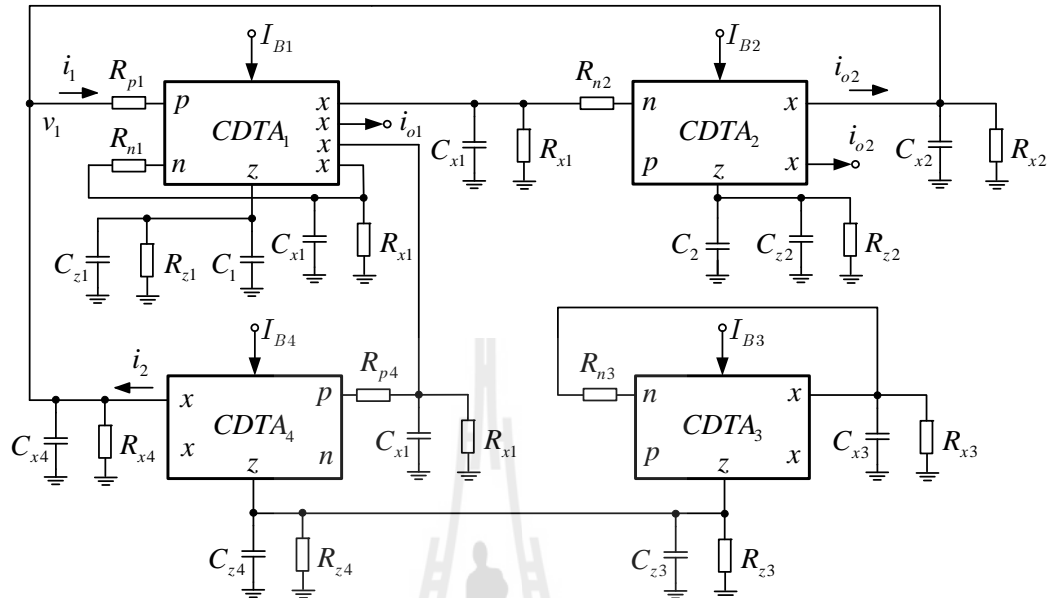


ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความต้านทาน และค่าความจุแฝง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ข.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.5



รูปที่ ข1 วงจรที่ใช้วิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากค่าความต้านทาน และความจุแฝงของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.5

จากรูปที่ ข1 เขียนสมการกระแสที่โหนด v_1 ได้ดังนี้

$$i_1 = i_{o2} + i_2 \quad (\text{ข1.1})$$

หาค่ากระแส i_{o1} จาก

$$i_{o1} = g_{m1} v_{z1}$$

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}}{Y_2} (i_{p1} - i_{n1}) \quad (\text{ข1.2})$$

เมื่อ $i_{p1} = \frac{1}{1 + R_{p1} Y_1} i_1$ และ $i_{n1} = \frac{1}{1 + R_{n1} Y_3} i_{o1}$ จะได้

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}}{Y_2} \left(\frac{1}{1+R_{p1}Y_1} i_1 - \frac{1}{1+R_{n1}Y_3} i_{o1} \right)$$

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}}{\left(Y_2 + \frac{g_{m1}}{1+R_{n1}Y_3} \right) (1+R_{p1}Y_1)} i_1 \quad (ข1.3)$$

จัดรูปสมการที่ (ข1.3) ใหม่

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}(1+R_{n1}Y_3)}{[Y_2(1+R_{n1}Y_3) + g_{m1}](1+R_{p1}Y_1)} i_1 \quad (ข1.4)$$

จากสมการที่ (ข1.4) จะได้กระแส i_1 คือ

$$i_1 = \frac{[Y_2(1+R_{n1}Y_3) + g_{m1}](1+R_{p1}Y_1)}{g_{m1}(1+R_{n1}Y_3)} i_{o1} \quad (ข1.5)$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = g_{m2} v_{z2}$$

$$i_{o2} = -g_{m2} \frac{i_{n2}}{Y_5} \quad (ข1.6)$$

เมื่อ $i_{n2} = \frac{1}{1+R_{n2}Y_4} i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{g_{m2}}{Y_5(1+R_{n2}Y_4)} i_{o1} \quad (ข1.7)$$

หาค่า Y_8 จาก

$$i_{x3} = g_{m3} v_{z3} \quad (\text{ข1.7})$$

เมื่อ $i_{n3} = \frac{1}{1+R_{n3}Y_6} i_{x3}$ จะได้

$$i_{x3} = (1+R_{n3}Y_6) i_{n3} \quad (\text{ข1.8})$$

แทนสมการที่ (ข1.8) ลงสมการที่ (ข1.7) และ $i_{z3} = i_{n3}$ จะได้

$$\frac{v_{z3}}{i_{z3}} = \frac{(1+R_{n3}Y_6)}{g_{m3}} \quad (\text{ข1.9})$$

ดังนั้นกำหนดให้

$$Y_8 = \frac{g_{m3}}{(1+R_{n3}Y_6)} \quad (\text{ข1.10})$$

หาค่ากระแส i_2 จาก

$$i_2 = g_{m4} v_2$$

$$i_2 = \frac{g_{m4}}{Y_{10}} i_{p4} \quad (\text{ข1.11})$$

เมื่อ $i_{p4} = \frac{1}{1+R_{p4}Y_7} i_{o1}$ จะได้

$$i_2 = \frac{g_{m4}}{Y_{10}(1+R_{p4}Y_7)} i_{o1} \quad (ข1.12)$$

จากสมการที่ (ข1.1) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{[Y_2(1+R_{n1}Y_3) + g_{m1}](1+R_{p1}Y_1)}{g_{m1}(1+R_{n1}Y_3)} i_{o1} &= -\frac{g_{m2}}{Y_5(1+R_{n2}Y_4)} i_{o1} + \frac{g_{m4}}{Y_{10}(1+R_{p4}Y_7)} i_{o1} \\ Y_2Y_5Y_{10}(1+R_{p4}Y_7)(1+R_{n1}Y_3)(1+R_{p1}Y_1)(1+R_{n2}Y_4) + g_{m1}Y_5Y_{10}(1+R_{p4}Y_7) \\ (1+R_{n2}Y_4)(1+R_{p1}Y_1) &= -g_{m1}g_{m2}Y_{10}(1+R_{p4}Y_7)(1+R_{n1}Y_3) + g_{m1}g_{m4}Y_5 \\ (1+R_{n1}Y_3)(1+R_{n2}Y_4) & \end{aligned} \quad (ข1.13)$$

จัดรูปสมการที่ (ข1.13) ใหม่

$$\left\{ \begin{aligned} &Y_2Y_5Y_{10}(1+R_{p4}Y_7)(1+R_{n1}Y_3)(1+R_{p1}Y_1)(1+R_{n2}Y_4) + g_{m1}Y_5Y_{10}(1+R_{p4}Y_7) \\ &(1+R_{n2}Y_4)(1+R_{p1}Y_1) + g_{m1}g_{m2}Y_{10}(1+R_{p4}Y_7)(1+R_{n1}Y_3) - g_{m1}g_{m4}Y_5 \\ &(1+R_{n1}Y_3)(1+R_{n2}Y_4) \end{aligned} \right\} = 0 \quad (ข1.14)$$

เมื่อ

$$Y_1 = s(C_{x2} + C_{x4}) + G_{x2} + G_{x4}$$

$$Y_2 = s(C_1 + C_{z1}) + G_{z1}$$

$$Y_3 = sC_{x1} + C_{x1}$$

$$Y_4 = sC_{x1} + G_{x1}$$

$$Y_5 = s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2}$$

$$Y_6 = sC_{x3} + G_{x3}$$

$$Y_7 = sC_{x1} + G_{x1}$$

$$Y_8 = \frac{g_{m3}}{(1+Y_6R_{n3})}$$

$$Y_9 = s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4}$$

$$Y_{10} = \frac{g_{m3}}{(1+R_{x3}Y_5)} + s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4}$$

แทนค่าลงสมการที่ (ข1.14) จะได้

$$\left[\begin{array}{l} [s(C_1 + C_{z1}) + G_{z1}][s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2}] \left[\frac{g_{m3}}{1+R_{n1}(sC_{x3} + G_{x3})} + s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4} \right] \\ \{1+R_{p4}[s(C_{x1} + G_{x1})]\} \{1+R_{n1}[s(C_{x1} + G_{x1})]\} \{1+R_{n2}[s(C_{x1} + G_{x1})]\} \\ \{1+R_{p1}[s(C_{x2} + G_{x4})] + G_{n1} + G_{n4}\} + g_{m1}[s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2}] \\ \left[\frac{g_{m3}}{1+R_{n3}(sC_{x3} + G_{x3})} + s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4} \right] \{1+R_{p4}[s(C_{x1} + G_{x1})]\} \{1+R_{n2}[s(C_{x1} + G_{x1})]\} \\ \{1+R_{p1}[(C_{x2} + C_{x4}) + G_{x2} + G_{x4}]\} + g_{m1}g_{m2} \left[\frac{g_{m3}}{1+R_{n3}(sC_{x3} + G_{x3})} + s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4} \right] \\ \{1+R_{p4}[sC_{x1} + G_{x1}]\} \{1+R_{n1}[C_{x1} + G_{x1}]\} - g_{m1}g_{m4}[s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2}] \\ \{1+R_{n1}[sC_{x1} + G_{x1}]\} \{1+R_{n2}[sC_{x1} + G_{x1}]\} \end{array} \right] = 0 \quad (\text{ข1.14})$$

จากสมการที่ (ข1.14) พารามิเตอร์ G_x คือ ค่าความนำที่เกิดจากความต้านทานแฝงที่ขั้ว x และ G_z คือ ค่าความนำที่เกิดจากความต้านทานแฝงที่ขั้ว z ในทางปฏิบัติ CDTA จะถูกออกแบบให้มีค่าความต้านทานที่ขั้ว x และ z มีค่าที่สูง จึงทำให้พารามิเตอร์ G_x และ G_z มีค่าต่ำ ส่วน R_p และ R_n คือ ค่าความต้านทานที่ขั้ว p และ n ตามลำดับ โดยจะถูกออกแบบให้มีค่าต่ำมาก ซึ่งในกรณีนี้ จากสมการที่ (ข1.14) จึงสามารถประมาณค่าได้เป็น

$$\left[\begin{array}{l} [s(C_1 + C_{z1})][s(C_2 + C_{z2})][g_{m3} + s(C_{z3} + C_{z4}) + g_{m1}[s(C_2 + C_{z2})]] \\ [g_{m3} + s(C_{z3} + C_{z4}) + g_{m1}g_{m2}[g_{m3} + s(C_{z3} + C_{z4})] \\ -g_{m1}g_{m4}[s(C_2 + C_{z2})] \end{array} \right] = 0 \quad (\text{ข1.15})$$

จัดรูปสมการที่ (ข1.15) ใหม่จะได้

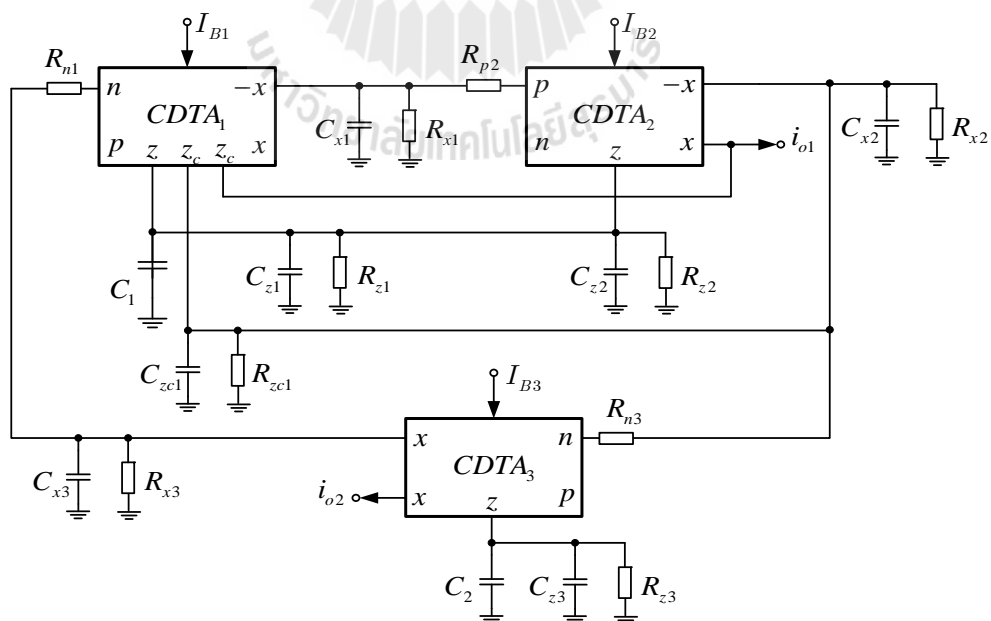
$$\left\{ \begin{array}{l} s^3 (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s^2 g_{m3} (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2}) \\ + s^2 g_{m1} (C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s g_{m1} g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + s g_{m1} g_{m2} \\ (C_{z3} + C_{z4}) - s g_{m1} g_{m4} (C_2 + C_{z2}) + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \end{array} \right\} = 0 \quad (ข1.16)$$

จากสมการที่ (ข1.16) โดยเทียบกับสมการรูปทั่วไปของวงจรกำเนิดสัญญาณอันดับสาม ดังนั้นสามารถเขียนเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (ข1.17) และ (ข1.18) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} & (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})^2 (C_{z3} + C_{z4}) [g_{m3} (C_1 + C_{z1}) + g_{m1} (C_{z3} + C_{z4})] \\ & = g_{m1} g_{m2} g_{m3} [g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + g_{m2} (C_{z3} + C_{z4}) - s g_{m4} (C_2 + C_{z2})] \end{aligned} \quad (ข1.17)$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{g_{m3} (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2}) + g_{m1} (C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4})}} \quad (ข1.18)$$



รูปที่ ข2 วงจรที่ใช้วิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากค่าความต้านทาน และความจุแฝงของวงจรกำเนิดสัญญาณไฮน์ควอเตอร์เจอร์รูปที่ 3.8

ข2 วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.8

จากรูปที่ ข2 วงจรจะได้ i_{x1} ดังสมการ

$$i_{x1} = g_{m1} v_{z1}$$

$$i_{x1} = \frac{g_{m1}}{Y_2} (-i_{n1} + i_{p2}) \quad (ข1.19)$$

เมื่อ $i_{n1} = \frac{1}{1+R_{n1}Y_1} i_{o2}$ และ $i_{p2} = -\frac{1}{1+Y_3R_{p2}} i_{x1}$ จะได้

$$i_{x1} = \frac{g_{m1}}{Y_2} \left(-\frac{1}{1+Y_1R_{n1}} i_{o2} - \frac{1}{1+Y_3R_{p2}} i_{x1} \right) \quad (ข1.20)$$

จัดรูปสมการใหม่หาค่า i_{o1}

$$i_{x1} \left(Y_2 + \frac{g_{m1}}{1+Y_3R_{p2}} \right) = -\frac{g_{m1}}{1+Y_1R_{n1}} i_{o2}$$

$$i_{x1} = -\frac{g_{m1}(1+Y_3R_{p2})}{Y_2(1+Y_3R_{p2}) + g_{m1}} i_{o2} \quad (ข1.21)$$

หาค่า i_{x2} จาก

$$i_{x2} = g_{m2} v_{z2} \quad (ข1.22)$$

เมื่อ $v_{z1} = v_{z2}$ จะได้

$$i_{x2} = g_{m2}v_{z1} = -\frac{g_{m2}(1+R_{p2}Y_3)}{Y_2(1+R_{p2}Y_3)+g_{m1}}i_{o2} \quad (ข1.23)$$

หาค่า i_{o1} จากวงจร

$$i_{o1} = i_{z1} + i_{x1} \quad (ข1.24)$$

เมื่อ $i_{z1} = -i_{n1} - \frac{1}{1+R_{n1}Y_1}i_{o2}$ จะได้

$$i_{o1} = -\frac{1}{1+R_{n1}Y_1}i_{o2} + \frac{g_{m2}(1+R_{p2}Y_3)}{Y_2(1+R_{p2}Y_3)+g_{m1}}i_{o2}$$

$$i_{o1} = \frac{-Y_2(1+Y_3R_{p2})-g_{m1}+g_{m2}(1+Y_3R_{p2})(1+Y_1R_{n1})}{[Y_2(1+Y_3R_{p2})+g_{m1}](1+Y_1R_{n1})}i_{o2} \quad (ข1.25)$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = g_{m3}v_{z3}$$

$$i_{o2} = \frac{g_{m3}}{Y_5}i_{z3}$$

$$i_{o2} = \frac{g_{m3}}{Y_5}(-i_{n3}) \quad (ข1.26)$$

เมื่อ $i_{p1} = \frac{1}{1+R_{n3}Y_4}i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{g_{m3}}{(1+Y_4R_{n3})Y_5} i_{o1} \quad (ข1.27)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.27) ลงสมการที่ (ข1.25) จะได้

$$i_{o1} = \left(\frac{-Y_2(1+Y_3R_{p2}) - g_{m1} + g_{m2}(1+Y_3R_{p2})(1+Y_1R_{n1})}{[Y_2(1+Y_3R_{p2}) + g_{m1}](1+Y_1R_{n1})} \right) \left(-\frac{g_{m3}}{(1+Y_4R_{n3})Y_5} \right) i_{o1}$$

$$\left(\frac{-Y_2(1+Y_3R_{p2}) - g_{m1} + g_{m2}(1+Y_3R_{p2})(1+Y_1R_{n1})}{[Y_2(1+Y_3R_{p2}) + g_{m1}](1+Y_1R_{n1})} \right) \left(-\frac{g_{m3}}{(1+Y_4R_{n3})Y_5} \right) = 1$$

$$\begin{aligned} g_{m3}Y_2(1+Y_3R_{p2}) + g_{m1}g_{m3} - g_{m2}g_{m3}(1+Y_3R_{p2})(1+Y_1R_{n1}) &= Y_2Y_5(1+Y_4R_{n3}) \\ (1+Y_1R_{n1})(1+Y_3R_{p2}) + g_{m1}Y_5(1+Y_4R_{n3})(1+Y_1R_{n1}) & \end{aligned} \quad (ข1.28)$$

เมื่อ

$$Y_4 = s(C_{z1} + C_{x2}) + G_{z1} + G_{x2}$$

$$Y_5 = s(C_2 + C_{z3}) + G_{z3}$$

$$Y_1 = sC_{x3} + G_{x3}$$

$$Y_2 = s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}$$

$$Y_3 = sC_{x1} + G_{x1}$$

จะได้

$$\begin{aligned}
& g_{m3} [s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + C_{z1} + G_{z2}] \{1 + [sC_{x1} + G_{x1}]R_{p2}\} + g_{m1}g_{m3} \\
& - g_{m2}g_{m3} [1 + (sC_{x1} + G_{x1})R_{p2}] \{1 + [sC_{x3} + G_{x3}]R_{n1}\} = \\
& [s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}] [s(C_2 + C_{z3}) + G_{z3}] \\
& \{1 + [s(C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}]R_{n3}\} \{1 + [sC_{x3} + G_{x3}]R_{n1}\} \\
& \{1 + (sC_{x1} + G_{x1})R_{p2}\} + g_{m1} [s(C_2 + C_{z3}) + G_{z3}] \\
& \{1 + [s(C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}]R_{n3}\} \{1 + (sC_{x3} + G_{x3})R_{n1}\}
\end{aligned} \tag{ข1.29}$$

จากสมการที่ (ข1.29) ในกรณีที่ค่าความต้านทานที่ขั้ว x และ z มีค่าสูง ส่วนค่าความต้านทานที่ขั้ว p และ n มีค่าต่ำมาก สมการที่ (ข1.29) จึงสามารถประมาณค่าได้เป็น

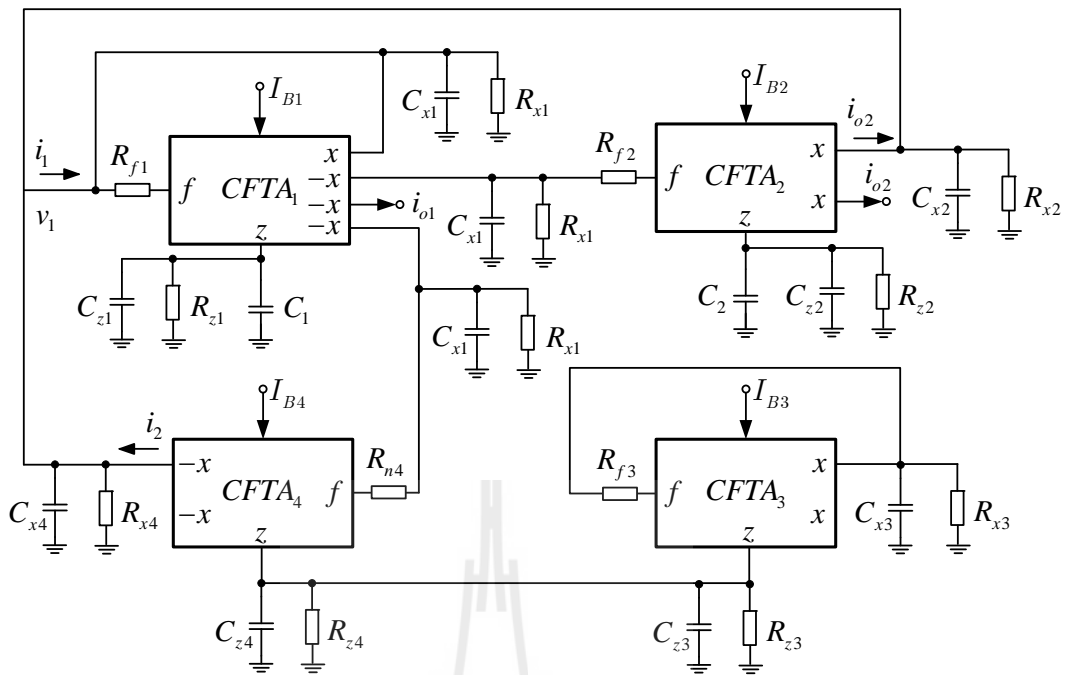
$$\begin{cases} s^2(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3}) + sg_{m1}(C_2 + C_{z3}) \\ -sg_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + g_{m3}(g_{m2} - g_{m1}) \end{cases} = 0 \tag{ข1.30}$$

จากสมการที่ (ข1.30) สามารถเขียนเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (ข1.31) และ (ข1.32) ตามลำดับ

$$g_{m1}(C_2 + C_{z3}) = g_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) \tag{ข1.31}$$

และ

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m3}(g_{m2} - g_{m1})}{(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3})}} \tag{ข1.32}$$



รูปที่ ข3 วงจรที่ใช้วิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากค่าความต้านทาน และความจุแฝงของวงจร
กำหนดสัญญาณไซน์ควอเดรเจอร์รูปที่ 3.13

ข3 วงจรกำหนดสัญญาณไซน์รูปที่ 3.13

จากรูปที่ ข3เขียนสมการกระแสที่โหนด v_1 ได้ดังนี้

$$i_1 = i_{o2} + i_2 \tag{ข1.33}$$

หาค่ากระแส i_{o1} จาก

$$i_{x1} = g_{m1} v_{z1}$$

$$i_{x1} = -\frac{g_{m1}}{Y_2} i_{f1} \tag{ข1.34}$$

เมื่อ $i_{f1} = \frac{1}{1 + R_{f1} Y_1} (i_{x1} + i_1)$ จะได้

$$i_{x1} = -\frac{g_{m1}}{Y_2(1+R_{f1}Y)}(i_{x1} + i_1)$$

$$i_{x1}[Y_2(1+R_{f1}Y)] + g_{m1} = -g_{m1}i_1$$

$$i_{x1} = -\frac{g_{m1}}{Y_2(1+R_{f1}Y_1) + g_{m1}}i_1 \quad (\text{ข1.35})$$

เมื่อ $i_{o1} = -i_{x1}$ จะได้

$$i_{o1} = \frac{g_{m1}}{Y_2(1+R_{f1}Y_1) + g_{m1}}i_1 \quad (\text{ข1.36})$$

จากสมการที่ (ข1.36) จะได้กระแส i_1 คือ

$$i_1 = \frac{Y_2(1+R_{f1}Y_1) + g_{m1}}{g_{m1}}i_{o1} \quad (\text{ข1.37})$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = g_{m2}v_{z2}$$

$$i_{o2} = -\frac{g_{m2}}{Y_4}i_{f2} \quad (\text{ข1.38})$$

เมื่อ $i_{f2} = \frac{1}{1+R_{f2}Y_3}i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{g_{m2}}{Y_4(1+R_{f2}Y_3)}i_{o1} \quad (\text{ข1.39})$$

หาค่า Y_8 จาก

$$i_{x3} = g_{m3}v_{z3} \quad (\text{ข1.40})$$

เมื่อ $i_{f3} = \frac{1}{1+R_{f3}Y_5}i_{x3}$ จะได้

$$i_{x3} = (1+R_{f3}Y_5)i_{f3} \quad (\text{ข1.41})$$

แทนสมการที่ (ข1.41) ลงสมการที่ (ข1.40) และ $i_{z3} = i_{f3}$ จะได้

$$\frac{v_{z3}}{i_{z3}} = z_1 = \frac{(1+R_{f3}Y_5)}{g_{m3}} \quad (\text{ข1.42})$$

ดังนั้นกำหนดให้

$$Y_8 = \frac{1}{z_1} = \frac{g_{m3}}{(1+R_{f3}Y_5)} \quad (\text{ข1.43})$$

หาค่ากระแส i_2 จาก

$$i_{x4} = g_{m4}v_{z4}$$

$$i_{x4} = -\frac{g_{m4}}{Y_9}i_{f4} \quad (\text{ข1.44})$$

เมื่อ $i_{f4} = \frac{1}{1+R_{x4}Y_6} i_{o1}$ จะได้

$$i_{x4} = -\frac{g_{m4}}{Y_9(1+R_{f4}Y_6)} i_{o1} \quad (ข1.45)$$

เมื่อ $i_2 = -i_{x4}$ จะได้

$$i_2 = \frac{g_{m4}}{Y_9(1+Y_6R_{f2})} i_{o1} \quad (ข1.46)$$

จากสมการที่ (ข1.33) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{Y_2(1+R_{f1}Y_1) + g_{m1}}{g_{m1}} i_{o1} &= -\frac{g_{m2}}{Y_4(1+R_{f2}Y_3)} i_{o1} + \frac{g_{m4}}{Y_9(1+R_{f2}Y_5)} i_{o1} \\ Y_2Y_4Y_9(1+R_{f1}Y_1)(1+R_{f2}Y_3)(1+R_{f4}Y_6) + Y_4Y_9g_{m1}(1+R_{f2}Y_3)(1+Y_6R_{f4}) \\ &= -g_{m1}g_{m2}Y_9(1+R_{f4}Y_6) + g_{m1}g_{m4}Y_4(1+R_{f2}Y_3) \end{aligned} \quad (ข1.47)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\left\{ \begin{aligned} &Y_2Y_4Y_9(1+R_{f1}Y_1)(1+R_{f2}Y_3)(1+R_{f4}Y_6) + Y_4Y_9g_{m1}(1+R_{f2}Y_3) \\ &-(1+R_{f4}Y_6)g_{m1}g_{m4}Y_4(1+R_{f2}Y_3) + g_{m1}g_{m2}Y_9(1+R_{f4}Y_6) \end{aligned} \right\} = 0 \quad (ข1.48)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} Y_1 &= s(C_{x1} + C_{x2} + C_{x4}) + G_{x1} + G_{x2} + G_{x4} \\ Y_2 &= s(C_1 + C_{z2}) + G_{z1} \\ Y_3 &= s(C_{x1} + G_{x1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_4 &= s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2} \\
Y_5 &= sC_{x3} + G_{x2} \\
Y_6 &= sC_{x1} + G_{x1} \\
Y_7 &= s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4} \\
Y_8 &= \frac{g_{m3}}{(1 + Y_5 R_3)} \\
Y_9 &= Y_7 + Y_8
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (ข1.48) จะได้

$$\left[\begin{array}{l}
[s(C_1 + C_{z1}) + G_{z1}][s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2}]\{1 + R_{f2}[s(C_{x1} + C_{x2})]\} \\
\left\{ [s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4}] + \frac{g_{m3}}{1 + (sC_{x3} + G_{x2})R_{f3}} \right\} \\
\{1 + R_{f1}[s(C_{x1} + C_{x2} + C_{x4}) + G_{x1} + G_{x4}]\}\{1 + R_{f4}[sC_{x1} + G_{x1}]\} \\
+ g_{m1}[s(C_2 + C_{z2}) + G_{z2}]\left\{ [s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4}] + \frac{g_{m3}}{1 + (sC_{x3} + G_{x2})R_{f3}} \right\} \\
\{1 + R_2[sC_{x1} + G_{x1}]\}\{1 + R_5[sC_{x3} + G_{x3}]\} + \{1 + R_{f4}[sC_{x1} + G_{x1}]\} \\
g_{m1}g_{m2}\left\{ [s(C_{z3} + C_{z4}) + G_{z3} + G_{z4}] + \frac{g_{m3}}{1 + (sC_{x3} + G_{x2})R_{f3}} \right\} \\
-g_{m1}g_{m4}Y_4\{1 + R_{f2}[s(C_{x1} + G_{x1})]\}
\end{array} \right] = 0 \quad (\text{ข1.49})$$

จากสมการที่ (ข1.49) พารามิเตอร์ G_x คือ ค่าความนำที่เกิดจากความต้านทานแฝงที่ขั้ว x และ G_z คือ ค่าความนำที่เกิดจากความต้านทานแฝงที่ขั้ว z ในทางปฏิบัติ CFTA จะถูกออกแบบให้มีค่าความต้านทานที่ขั้ว x และ z มีค่าที่สูง จึงทำให้พารามิเตอร์ G_x และ G_z มีค่าต่ำ ส่วน R_f คือ ค่าความต้านทานที่ขั้ว f โดยจะถูกออกแบบให้มีค่าต่ำมาก ซึ่งในกรณีนี้จากสมการที่ (ข1.49) จึงสามารถประมาณค่าได้เป็น

$$\left[\begin{array}{l}
[s(C_1 C_{z1})s(C_2 C_{z2})][s(G_3 + C_{z4}) + g_{m3}] + g_{m1}[s(C_2 C_{z2})] \\
\left\{ [s(C_{z3} + C_{z4}) + g_{m3}] + g_{m1}g_{m2}[s(C_{z3} + C_{z4}) + g_{m3}] - g_{m1}g_{m4}[s(C_2 C_{z2})] \right\}
\end{array} \right] = 0 \quad (\text{ข1.50})$$

จากสมการที่ (ข1.50) จัดรูปสมการใหม่

$$\left\{ \begin{aligned} & s^3 (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s^2 g_{m3} (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2}) \\ & + s^2 g_{m1} (C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4}) + s g_{m1} g_{m3} (C_2 + C_{z2}) \\ & + s g_{m1} g_{m2} (C_{z3} + C_{z4}) - s g_{m1} g_{m4} (C_2 + C_{z2}) + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \end{aligned} \right\} = 0 \quad (\text{ข1.51})$$

จากสมการที่ (ข1.51) โดยเทียบกับสมการรูปทั่วไปของวงจรกำเนิดสัญญาณอันดับสาม ดังนั้นสามารถเขียนเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (ข1.52) และ (ข1.53) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} & (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2})^2 (C_{z3} + C_{z4}) [g_{m3} (C_1 + C_{z1}) + g_{m1} (C_{z3} + C_{z4})] \\ & \leq s g_{m1} g_{m2} g_{m3} [g_{m3} (C_2 + C_{z2}) + g_{m2} (C_{z3} + C_{z4}) - s g_{m4} (C_2 + C_{z2})] \end{aligned} \quad (\text{ข1.52})$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{g_{m3} (C_1 + C_{z1})(C_2 + C_{z2}) + g_{m1} (C_2 + C_{z2})(C_{z3} + C_{z4})}} \quad (\text{ข1.53})$$

ข.4 วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 3.17

จากรูปที่ ข4 เขียนสมการกระแสที่โหนด v_1 ได้ดังนี้

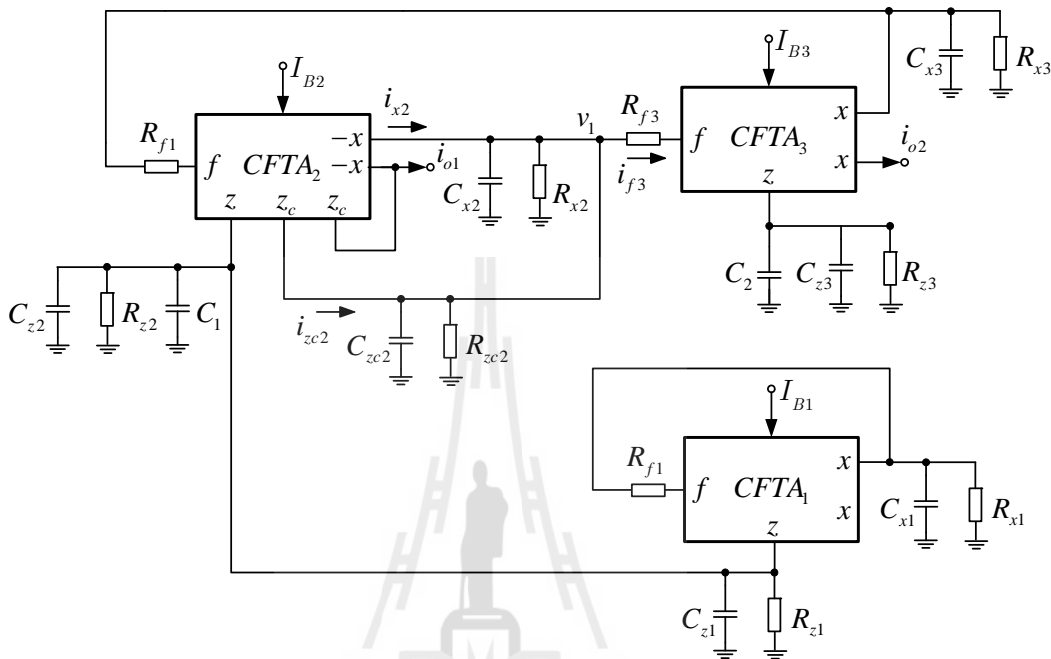
$$i_{f3} = -i_{z2} - i_{x2} \quad (\text{ข1.54})$$

หาค่า z_1 จาก

$$i_{f1} = \frac{1}{1 + R_{f1} Y'} i_{x1} \quad (\text{ข1.55})$$

เมื่อ $i_{x1} = g_{m1} v_{z1}$ จะได้

$$i_{f1} = \frac{g_{m2}}{1 + R_{f1}Y'} v_{z1} \tag{๑1.56}$$



รูปที่ ๑4 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ควอดเรเจอร์รูปที่ 3.17

เมื่อ $i_{z1} = i_{f1}$ จะได้

$$Y_2 = \frac{i_{z1}}{v_{z1}} = \frac{g_{m1}}{1 + R_{f1}Y'} \tag{๑1.57}$$

หาค่ากระแส i_{zc2}

$$i_{zc2} = i_{f2} = \frac{1}{1 + R_{f2}Y_1} i_{o2} \tag{๑1.58}$$

หาค่ากระแส i_{x2} จาก

$$i_{x2} = g_{m2} v_{z2}$$

$$i_{x2} = -\frac{g_{m2}}{Y_3} i_{f2}$$

$$i_{x2} = -\frac{g_{m2}}{(1 + R_{f2} Y_1) Y_3} i_{o2} \quad (ข1.59)$$

หรือ

$$-i_{x2} = \frac{g_{m2}}{(1 + R_{f2} Y_1) Y_3} i_{o2} \quad (ข1.60)$$

หาค่ากระแส i_{o1}

$$i_{o1} = -i_{x2} - i_{x2}$$

$$i_{o1} = \frac{g_{m2}}{(1 + R_{f2} Y_1) Y_3} i_{o2} - i_{x2} \quad (ข1.61)$$

เมื่อ $i_{x2} = i_{f2} = \frac{1}{1 + R_{f2} Y_1} i_{o2}$ จะได้

$$i_{o1} = \frac{g_{m2}}{Y_3 (1 + R_{f2} Y_1)} i_{o2} - \frac{1}{1 + R_{f2} Y_1} i_{o2}$$

$$i_{o1} = \frac{g_{m2} - Y_3}{Y_3 (1 + R_{f2} Y_1)} i_{o2} \quad (ข1.62)$$

หาค่ากระแส i_{o2} จาก

$$i_{o2} = g_{m3}v_{z3}$$

$$i_{o2} = -\frac{g_{m3}}{Y_5}i_{f3} \quad (ข1.63)$$

เมื่อ $i_{f3} = \frac{1}{1+R_{f3}Y_4}i_{o1}$ จะได้

$$i_{o2} = -\frac{g_{m3}}{(1+R_{f3}Y_4)Y_5}i_{o1} \quad (ข1.64)$$

แทนค่า i_{o2} ลงสมการที่ (ข1.63)

$$\frac{g_{m2}-Y_3}{Y_3(1+R_{f2}Y_1)}i_{o1} - \frac{g_{m3}}{(1+R_{f3}Y_4)Y_5}i_{o1} = i_{o1}$$

$$\frac{g_{m2}-Y_3}{Y_3(1+R_{f2}Y_1)} - \frac{g_{m3}}{(1+R_{f3}Y_4)Y_5} = 1 \quad (ข1.65)$$

จัดรูปสมการที่ (ข1.65) ใหม่จะได้

$$Y_3Y_5(1+R_{f2}Y_1)(1+R_{f3}Y_4) - g_{m3}Y_3 + g_{m2}g_{m3} = 0 \quad (ข1.66)$$

เมื่อ

$$Y_1 = sC_{x3} + G_{x3}$$

$$Y_2 = \frac{g_{m1}}{1+R_{f1}Y'} = \frac{g_{m1}}{1+(sC_{x1} + G_{x1})R_{f1}}$$

$$Y_3 = [s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}] + \frac{g_{m1}}{1 + s(C_{x1} + G_{x1})R_{f1}}$$

$$Y_4 = s(C_{zc2} + C_{x2}) + G_{zc2} + G_{x2}$$

$$Y_5 = s(C_2 + C_{z3}) + G_{z3}$$

จากสมการที่ (ข1.66) จะได้

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\{ [s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}] + \frac{g_{m1}}{1 + s(C_{x1} + G_{x1})R_{f1}} \right\} \\ [s(C_2 + C_{z3}) + G_{z3}] \{1 + [sC_{x3} + G_{x3}]R_{f2}\} \\ \left\{ 1 + [s(C_{zc2} + C_{x2}) + G_{zc2} + G_{x2}]R_{f3} \right\} + g_{m2}g_{m3} \\ -g_{m3} \left\{ [s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + G_{z1} + G_{z2}] + \frac{g_{m1}}{1 + s(C_{x1} + G_{x1})R_{f1}} \right\} \end{array} \right\} = 0 \quad (\text{ข1.67})$$

จากสมการที่ (ข1.67) ในกรณีที่ค่าความต้านทานที่ขั้ว x และ z มีค่าสูง ส่วนค่าความต้านทานที่ขั้ว f มีค่าเป็นต่ำมาก สมการที่ (ข1.67) จึงสามารถประมาณค่าได้เป็น

$$\left\{ \begin{array}{l} [s(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3}) + g_{m1}s(C_2 + C_{z3})] \\ -g_{m3}s(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) - g_{m1}g_{m3} + g_{m2}g_{m3} \end{array} \right\} = 0 \quad (\text{ข1.68})$$

จากสมการที่ (ข1.68) จัดรูปสมการใหม่

$$\left\{ \begin{array}{l} [s^2(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3}) + sg_{m1}(C_2 + C_{z3})] \\ -sg_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) + g_{m3}(g_{m2} - g_{m1}) \end{array} \right\} = 0 \quad (\text{ข1.69})$$

จากสมการที่ (ข1.69) สามารถเขียนเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ และค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (ข1.70) และ (ข1.71) ตามลำดับ

$$g_{m1}(C_2 + C_{z3}) = g_{m3}(C_1 + C_{z1} + C_{z2}) \quad (\text{ข1.70})$$

และ

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3}(g_{m2} - g_{m1})}{(C_1 + C_{z1} + C_{z2})(C_2 + C_{z3})}} \quad (\text{ข1.71})$$



ภาคผนวก ค

พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ที่ใช้จำลองการทำงานด้วย
โปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSPICE

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ค.1 ค่าพารามิเตอร์ทรานซิสเตอร์ของ 0.35 μm TSMC CMOS

ค.1.1 ค่าพารามิเตอร์ทรานซิสเตอร์ PMOS

```
.MODEL PT PMOS (LEVEL = 3 TOX = 7.9 E-9 NSUB = 1E17
+ GAMMA = 0.4083894 PHI = 0.7 VTO = -0.7140674 DELTA = 0
+ UO = 212.2319801 ETA = 9.999762E-4 THETA = 0.2020774
+ KP = 6.733755E-5 VMAX = 1.181551E5 KAPPA = 1.5
+ RSH = 30.0712458 NFS = 1E12 TPG = -1 XJ = 2E-7
+ LD = 5.000001E-13 WD = 1.249872E-7 CGDO = 3.09E-10
+ CGSO = 3.09E-10 CGBO = 1E-10 CJ = 1.419508E-3 PB = 0.8152753
+ MJ = 0.5 CJSW = 4.813504E-10 MJSW = 0.5)
```

ค.1.2 ค่าพารามิเตอร์ทรานซิสเตอร์ NMOS

```
.MODEL NT NMOS (LEVEL = 3 TOX = 7.9E-9 NSUB = 1E17
+ GAMMA = 0.5827871 PHI = 0.7 VTO = 0.5445549 DELTA = 0
+ UO = 436.256147 ETA = 0 THETA = 0.1749684 KP = 2.055786E-4
+ VMAX = 8.309444E4 KAPPA = 0.2574081 RSH = 0.0559398
+ NFS = 1E12 TPG = 1 XJ = 3E-7 LD = 3.162278E-11
+ WD = 7.046724E-8 CGDO = 2.82E-10 CGSO = 2.82E-10
+ CGBO = 1E-10 CJ = 1E-3 PB = 0.9758533
+ MJ = 0.3448504 CJSW = 3.777852E-10 MJSW = 0.3508721)
```

ค.2 ค่าความนำถ่ายไอออนของ CDTA และ CFTA

จากวงจรภายในของ CDTA และ CFTA ดังรูปที่ 4.1 และ 4.12 ตามลำดับ สามารถหาค่าความนำถ่ายไอออนของอุปกรณ์ทั้งสองได้จากสมการ

$$g_m = \sqrt{kI_B} \quad (\text{ค.1})$$

พารามิเตอร์ k คือ ค่ากายภาพ (Physical Parameter) ของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถหาค่า k ของ CDTA และ CFTA ได้ดังสมการที่ (ค.2) และ (ค.3) ตามลำดับ

$$k = k_p \left(\frac{W}{L} \right)_{11,12} \quad (\text{ค.2})$$

$$k = k_p \left(\frac{W}{L} \right)_{12,13} \quad (\text{ค.3})$$

เมื่อพารามิเตอร์ W คือ ความกว้างของแชนแนล (Effective Channel Width), L คือ ความยาวของแชนแนล (Effective Channel Length) และ k_p คือ ค่าความนำถ่ายไอออน (Transconductance Parameter) ของมอสทรานซิสเตอร์ พารามิเตอร์ k_p หาได้จาก

$$k_p = \mu_n C_{ox} \quad (\text{ค.4})$$

พารามิเตอร์ μ_n คือ ค่าความคล่องตัวพื้นผิว (Channel Mobility) และ C_{ox} คือ ค่าประจุที่เกิดจากความหนาของออกไซด์ที่แชนแนล (Oxide Capacitance) การจำลองจะใช้พารามิเตอร์ของ 0.35 μm TSMC CMOS เทคโนโลยี ซึ่งจะมีค่า $k_p = 2.055786 \times 10^{-4}$ ทั้งนี้จากตารางที่ 4.1 และ 4.6 ค่า W/L ของ CDTA และ CFTA มีค่าเท่ากัน คือ 40/1 ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ k ของอุปกรณ์ทั้งสอง จึงมีค่าเท่ากันดังสมการที่ (ค.5)

$$k = 2.055786 \times 10^{-4} \left(\frac{40}{1} \right) \cong 8.223 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2 \quad (\text{ค.5})$$

ภาคผนวก ง

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- Summart, S., Thongsopa, C. and Jaikla, W. (2014). New Current-controlled Current-mode Sinusoidal Quadrature Oscillators Using CDTAs. *Journal of Electronics and Communications (AEU)*. 69(1), PP. 62 - 68.
- Summart, S., Thongsopa, C. and Jaikla, W. (2014). Dual-output Current Differencing Transconductance Amplifiers-based Current-mode Sinusoidal Quadrature Oscillators. *Journal of Circuits, Systems, and Computers*. 23(6), PP. 1 - 15.
- Summart, S., Thongsopa, C. and Jaikla, W. (2014). CCCIs-based Sinusoidal Quadrature Oscillators with Non-interactive Control of Condition and Frequency. *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, PP. 277 - 283.
- Summart, S., Saetiauw, S., Thongsopa, C. and Jaikla, W. (2013). CCTA Based Current-mode First Order Filter and Its Application in Quadrature Oscillator. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, PP. 104 - 108.
- Summart, S., Thongsopa, C. and Jaikla, W. (2013). OTA Based Current-mode Sinusoidal Quadrature Oscillator with Non-interactive Control. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, PP. 14 - 17.
- Thosdeekoraphat, T., Summart, S., Saetiauw, C., Santalunai, S., and Thongsopa C. (2013). CCTAs based current-mode quadrature oscillator with high output impedances. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, PP. 52 - 56.
- Summart, S., and Thongsopa, C. (2013). CDTAs based current-mode universal biquad filters with orthogonal control of quality factor and pole frequency, *Advanced Materials Research*, PP. 501 - 507.
- Thosdeekoraphat, T., Summart, and Thongsopa C. (2013). Current-mode sinusoidal quadrature oscillator using single dual-output current controlled current conveyor transconductance amplifier (DO-CCCCTA). *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, PP. 230 - 236.
- Summart, and Thongsopa C. (2013). Four Phase Current-Mode Sinusoidal Quadrature Oscillator Based On CCCIs. *KKU Engineering Journal*, หน้า 117 - 123.

Thosdeekoraphat, T., Summart, S., Saetiauw, C., Santalunai, S., and Thongsopa C. (2012). Resistor-less current-mode universal biquad filter using CCTAs and grounded capacitors. World Academy of Science, Engineering and Technology, PP. 559 - 563.





New current-controlled current-mode sinusoidal quadrature oscillators using CDTAs



Saksit Summart^{a,*}, Chanchai Thongsopa^a, Winai Jaikla^b

^a School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand

^b Department of Engineering Education, Faculty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

ARTICLE INFO

Article history:

Received 16 August 2013

Accepted 16 July 2014

Keywords:

Quadrature oscillator

Current-mode

CDTA

ABSTRACT

This article presents new current-mode oscillator circuits using CDTAs which is designed from block diagram. The proposed circuits consist of three CDTAs and two grounded capacitors. The condition of oscillation can be adjusted electronically/orthogonally from the oscillation frequency by adjusting bias current of the CDTAs. The proposed quadrature oscillators have high output impedance and use only grounded capacitors without any external resistor which is very appropriate for future development into an integrated circuit. The PSPICE simulation and experimental results are corresponding to the theoretical analysis.

© 2014 Elsevier GmbH. All rights reserved.

1. Introduction

The current design of the active building block (ABB) devices begins the role as being used in analog technology and analog signal processing. Therefore, ABB has been developed to be used as a pawn in the designed circuit, which is suitable for a class of analog signal processing for voltage-mode and current-mode technique. In the last decade, a lot of papers in electronic circuit design have been presented in current-mode technique using the current-mode building block. It is stated that the circuit designed from current-mode technique can provide the advantages such as larger dynamic range, inherently wide bandwidth, higher slew-rate, greater linearity and low power consumption [1]. The oscillator circuit is important in electrical and electronic engineering. This circuit has been widely implemented such as, telecommunication system, measuring tool systems, and signal processing for instance. Consequently, oscillator circuit is needed to be introduced with modern active building blocks. According to recent research reviews on designing current-mode oscillator circuit using active building block, it is found that the most recommended qualifications for an appropriate circuit design: the circuit uses grounded capacitor which is convenient for further fabrication in integrated circuit [2,3], the circuit has high outputs impedance appropriate for cascade connection application in current mode technique which is

capable to directly drive load without using buffering device [5], and the block diagram/signal flow graph has been introduced to design the circuit which is easy and convenient for designing [6], etc.

Quadrature oscillator (QO) is one of oscillator which providing two sinusoidal signals with 90° phase difference. Some applications for quadrature signal are used in telecommunications for single-sideband modulators and quadrature mixers [7]. From literature survey, it is found that several implementations of oscillators and quadrature oscillators using current differencing transconductance amplifier (CDTA) and current-controlled current differencing transconductance amplifier (CCCDTA), have been reported [12–43]. Unfortunately, these reported circuits suffer from one more of weaknesses. For example, many of these applications are the condition of oscillation and the frequency of oscillation cannot be electronically controlled for both by adjusting the bias current [14–16,20,21,24–29,31,37,38,42]. The proposed circuits use floating capacitor [14,16,20,21,28,29,31,36,37,41], which is not convenient to future fabricate in integrated circuits [8]. There is excessive use of the passive elements, especially external resistors [14–16,20,21,24–29,31,35,37,38,42] and the circuits consist of large number (more than five components) of passive components [14,16]. Output impedances are not high, that make the circuit cannot directly drive load in current-mode technique [22–24,31,40]. Moreover, the condition of oscillation cannot be adjusted independently from the frequency of oscillation [12,21,25,29–31,33,37,39] and the proposed circuits do not present in current-mode oscillator [20,41]. In addition, some proposed circuits presented quadrature oscillator with the condition of oscillation and the frequency

* corresponding author. Tel.: +66 833726340.

E-mail addresses: ton3555@hotmail.com (S. Summart), chan@sut.ac.th (C. Thongsopa), kawinai@kmitl.ac.th (W. Jaikla).

<http://dx.doi.org/10.1016/j.aeue.2014.07.011>

1434-8411/© 2014 Elsevier GmbH. All rights reserved.

of oscillation are independently controllable [13,17–19,32,34,43]. However, it is found that the proposed circuits have weak points from reported and the proposed circuits are not designed based on block diagram/signal flow graph or not present new technique for designing oscillator circuit. As mentioned above, to analyze and design current-mode oscillator and quadrature oscillator circuits to meet all requirements is difficult and experience is needed. This case, infrastructure diagram could help to analyze and design more convenient, especially for the beginner and non-expert in this field.

The purpose of this paper is to present the current-mode quadrature oscillator circuits based on CDTA which is designed from block diagram. The proposed block diagram developed from current-mode quadrature oscillator based on all-pass filter, to be approved appropriate for designing current-mode quadrature oscillator circuit. The proposed current-mode quadrature oscillator circuits consist of three CDTAs and two grounded capacitors. Moreover, the proposed circuits have high output impedance appropriate for cascade connection application in current mode technique which is capable to directly drive load. The circuits use only grounded capacitors without the addition of external resistors. Additionally, the condition of oscillation can be adjusted electronically/independently from the oscillation frequency. Moreover, the proposed oscillators design based on g_m -C oscillator, it is designed by implicating active device which can be controlled by electronic method. This case, g_m could be controlled by adjusting the bias current. Advantage of the designed oscillator is that the condition of oscillation and frequency of oscillation can be adjusted by adjusting the bias current of active device. In addition, adjusting by electronic method is more popular than adjusting value of passive devices [45]. Accordingly, the PSPICE simulation program results are in correspondence with the theoretical analysis.

2. Basic concept of CDTA

In 2003, there was a new active building block namely current differencing transconductance amplifier (CDTA) presented for analog signal processing suitable for voltage-mode and current-mode techniques [9]. The characteristics of the ideal CDTA are represented by the following hybrid matrix:

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

The difference of the input currents (I_p and I_n) flows from port z. In some applications, the terminal of CDTA can be extended to utilize the current through terminal which is called z_c (z-copy) [10]. For CMOS CDTA, the transconductance (g_m) can be written in Eq. (2). This g_m can be tuned by external input bias current I_B . The symbol and equivalent circuit of the CDTA are illustrated in Fig. 1(a) and (b), respectively. The CMOS internal construction of CDTA is shown in Fig 2.

$$g_m = \sqrt{kI_B} \quad (2)$$

and

$$k = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{11,12} \quad (3)$$

where k is the physical parameter of CMOS transistor, μ_n is the average electron mobility, C_{ox} is the gate-oxide capacitance per unit area, W is the effective channel width and L is the effective channel length. According to Eq. (2), g_m will be changed depending on the transconductance parameter ($\mu_n C_{ox}$) of transistor. In practice,

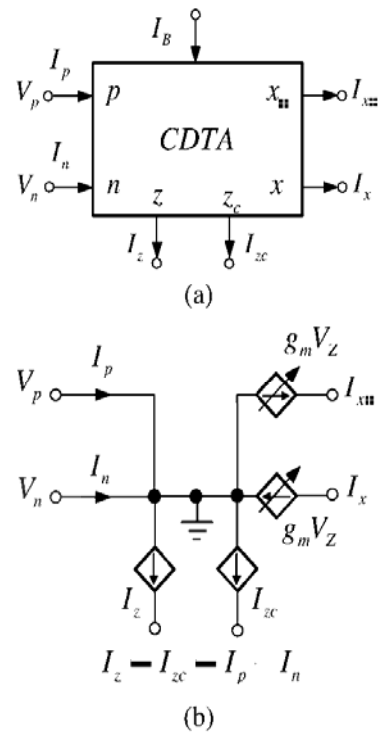


Fig. 1. CDTA: (a) symbol and (b) equivalent circuit.

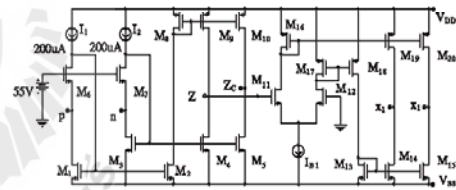


Fig. 2. Internal construction of CDTA [11].

the average electron mobility is dependent on temperature and the doping level but is almost constant for a wide range of normally used doping level. Also, the transconductance parameter is proportional to mobility, and since mobility falls with increasing temperature, the overdrive rises with temperature.

3. Proposed current-mode quadrature oscillators

The designs of current-mode quadrature oscillator circuit based on first order all-pass filter have been introduced. It is easy and convenient for designing; the circuit consists of two sections which are current-mode first order and lossless integrator. The block diagram

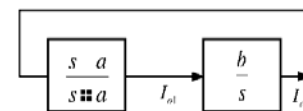


Fig. 3. Block diagrams for quadrature oscillator based on all-pass filter.

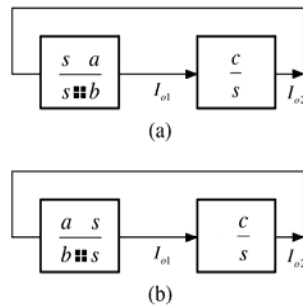


Fig. 4. Proposed block diagrams for quadrature the oscillator.

for current-mode quadrature oscillator based on all-pass filter shown in Fig. 3 and the characteristic equation can be expressed as $s^2 + s(a - b) + ab = 0$.

From Eq. (4), the condition of oscillation and frequency of oscillation can be written as

$$a = b \tag{5}$$

and

$$\omega_{osc} = \sqrt{ab}. \tag{6}$$

From Eqs. (5) and (6), it is found that the condition of oscillation cannot be adjusted orthogonally from the frequency of oscillation. However, the block diagram in Fig. 3, can be developed suitable for designing quadrature oscillator circuit by developing the first section (current-mode first order all-pass filter). The proposed block diagram for current-mode quadrature oscillator shown in Fig. 4 is divided into two cases shown in Fig. 4(a) and (b), respectively. In addition, the characteristic equation is written as

$$s^2 + s(b - c) + ac = 0. \tag{7}$$

From Eq. (7), the condition of oscillations and frequency of oscillation are written as

$$b = c \tag{8}$$

and

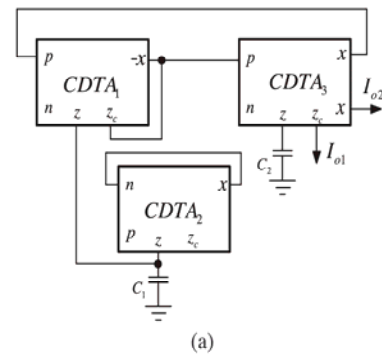
$$\omega_{osc} = \sqrt{ac}. \tag{9}$$

From Eqs. (8) and (9), it can be found that the condition of oscillation can be orthogonally controlled for the frequency of oscillation. From block diagram in Fig. 4(a) and (b), the realization of proposed current-mode quadrature oscillators are achieved in Fig. 5(a) and (b), respectively. It is seen that the proposed circuits consist of three CDTAs and two grounded capacitors without additional external resistor. The output circuit can provide sinusoidal signal currents with 90° phase difference and high output impedances that are easy to drive external load without loading effect. Additionally, the circuit in Fig. 5(a) and (b) can be illustrated by using block diagram shown in Fig. 6(a) and (b), respectively. By comparing block diagram in Figs. 4 and 6, the characteristic equation of the proposed circuits can be written in Eq. (10).

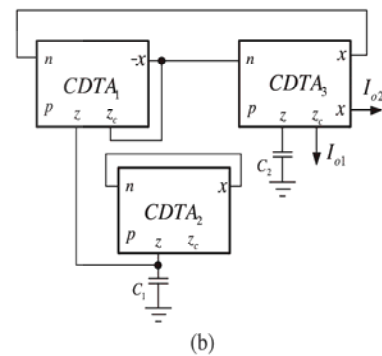
$$s^2 + s \frac{gm_2 C_2 - gm_3 C_1}{C_1 C_2} + \frac{gm_3 (gm_1 - gm_2)}{C_1 C_2} = 0. \tag{10}$$

From (10), the condition of oscillation and frequency of oscillation are written as

$$gm_2 C_2 \leq gm_3 C_1 \tag{11}$$



(a)



(b)

Fig. 5. Proposed current-mode quadrature oscillators.

and

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{gm_3 (gm_1 - gm_2)}{C_1 C_2}}. \tag{12}$$

It is found from Eqs. (11) and (12) that if $gm = \sqrt{kI_{Bj}}$, the condition of oscillation and frequency of oscillation are written as

$$I_{B2} C_2 \leq I_{B3} C_1 \tag{13}$$

and

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{k \sqrt{I_{B3}} (\sqrt{I_{B1}} - \sqrt{I_{B2}})}{C_1 C_2}}. \tag{14}$$

From Eqs. (13) to (14), it can be seen that the oscillation condition can be adjusted electronically/independently from the oscillation frequency by varying I_{B2} and I_{B3} while the oscillation

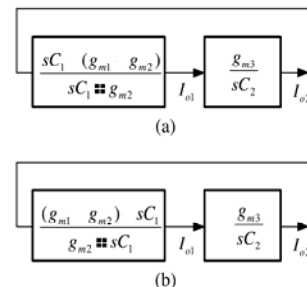


Fig. 6. Block diagrams of proposed quadrature oscillators.

frequency can be electronically adjusted by I_{B1} . From circuits in Fig. 5(a) and (b), the current transfer functions of I_{o1} and I_{o2} can be written in Eqs. (15) and (16), respectively.

$$\frac{I_{o2}(s)}{I_{o1}(s)} = \frac{g_{m3}}{sC_2} \quad (15)$$

and

$$\frac{I_{o2}(s)}{I_{o1}(s)} = -\frac{g_{m3}}{sC_2} \quad (16)$$

For sinusoidal steady state, Eqs. (15) and (16) becomes

$$\frac{I_{o2}(j\omega)}{I_{o1}(j\omega)} = \frac{-jg_{m3}}{\omega_{osc}C_2} = \frac{e^{-j90^\circ}}{\omega_{osc}C_2} \quad (17)$$

and

$$\frac{I_{o2}(j\omega)}{I_{o1}(j\omega)} = \frac{jg_{m3}}{\omega_{osc}C_2} = \frac{e^{j90^\circ}}{\omega_{osc}C_2} \quad (18)$$

From Eqs. (17) and (18), the phase difference ϕ between I_{o1} and I_{o2} can be written as

$$\phi_1 = -90^\circ, \quad \phi_2 = 90^\circ \quad (19)$$

It is seen from Eq. (19) that the proposed current-mode quadrature oscillator can provide two sinusoidal signal output currents with 90° phase difference.

4. Analysis of non-ideal case

For non-ideality case, the characteristic equation of CDTA in Eq. (1) is written as

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_p & -\alpha_n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm\beta g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (20)$$

The parameter α_p , α_n and β are the current/transconductance transfer value. The value that deviated from one is dependent on temperature variations. Consequently, these errors affect the sensitivity to temperature and the high frequency response of the proposed circuit, the CDTA should be carefully designed to minimize these errors. Considering this fact and make it possible in practice, these deviations are very small and can be ignored in theory. In non-ideal case the characteristic equation, the condition of oscillation and the frequency of oscillation from Eqs. (10) to (12) are as follows:

CIRCUIT 5(a):

$$\left\{ \begin{array}{l} s^2 + s \left(\frac{\alpha_{n2}\beta_2 g_{m2} C_2 - \alpha_{p1}\alpha_{p3}\beta_3 g_{m3} C_1}{C_1 C_2} \right) \\ + \alpha_{p1}\alpha_{p3}\beta_3 g_{m3} \left(\frac{\beta_1 g_{m1} - \alpha_{n2}\beta_2 g_{m2}}{C_1 C_2} \right) \end{array} \right\} = 0, \quad (21)$$

$$\alpha_{n2}\beta_2 g_{m2} C_2 \leq \alpha_{p1}\alpha_{p3}\beta_3 g_{m3} C_1, \quad (22)$$

and

$$\omega_{osc} = \sqrt{\alpha_{p1}\alpha_{p3}\beta_3 g_{m3} \left(\frac{\beta_1 g_{m1} - \alpha_{n2}\beta_2 g_{m2}}{C_1 C_2} \right)}. \quad (23)$$

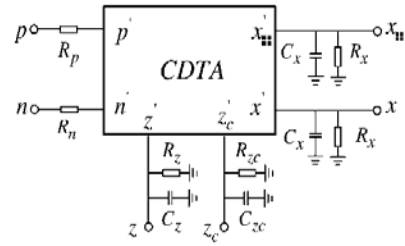


Fig. 7. The parasitic resistances and capacitances of the CDTA.

CIRCUIT 5(b):

$$\left\{ \begin{array}{l} s^2 + s \left(\frac{\alpha_{n2}\beta_2 g_{m2} C_2 - \alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_3 g_{m3} C_1}{C_1 C_2} \right) \\ + \alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_3 g_{m3} \left(\frac{\beta_1 g_{m1} - \alpha_{n2}\beta_2 g_{m2}}{C_1 C_2} \right) \end{array} \right\} = 0, \quad (24)$$

$$\alpha_{n2}\beta_2 g_{m2} C_2 \leq \alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_3 g_{m3} C_1, \quad (25)$$

and

$$\omega_{osc} = \sqrt{\alpha_{n1}\alpha_{n3}\beta_3 g_{m3} \left(\frac{\beta_1 g_{m1} - \alpha_{n2}\beta_2 g_{m2}}{C_1 C_2} \right)}. \quad (26)$$

In addition, the influence of parasitic terminal impedances of CDTA will be also considered. The parasitic resistances and capacitances of CDTA, R_p and R_n are the parasitic resistances of p and n at the input terminals. In addition, the output z and x terminals consist of parasitic resistances and capacitances R_z , C_z and R_x , C_x from terminals z and x to ground. The parasitic resistances and capacitances of the CDTA can be shown in Fig. 7. In this case, the characteristic equation of the proposed circuits becomes

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_2(1 + R_{p3}Y_1)(1 + R_{p1}Y_1)[Y_3(1 + R_{n2}Y_5) \\ + g_{m2}] - g_{m3}(1 + R_{p1}Y_4)[Y_3(1 + R_{n2}Y_5) \\ + g_{m2}] + g_{m1}g_{m3}(1 + R_{p1}Y_4)(1 + R_{n2}Y_5) \end{array} \right\} = 0. \quad (27)$$

where $Y_1 = s(C_{z1} + C_x) + G_{z1} + G_{x1}$, $Y_2 = s(C_{z3} + C_2) + G_{z3}$, $Y_3 = s(C_{z1} + C_{z2} + C_1) + G_{z1} + G_{z2}$, $Y_4 = sC_{z3} + G_{z3}$, $Y_5 = sC_{x2} + G_{x2}$.

According to Eq. (27), the parasitic resistances at the z and x terminals are much more than the parasitic resistance at p and n terminals ($R_x, R_z \gg R_p, R_n$), the characteristic equation from Eq. (10) are as follows:

$$\left\{ \begin{array}{l} s^2 + s \frac{g_{m2}(C_{z3} + C_2) - g_{m3}(C_{z1} + C_{z2} + C_1)}{(C_{z1} + C_{z2} + C_1)(C_{z3} + C_2)} \\ + \frac{g_{m3}(g_{m1} - g_{m2})}{(C_{z1} + C_{z2} + C_1)(C_{z3} + C_2)} \end{array} \right\} = 0. \quad (28)$$

In this case, the current-mode quadrature oscillator, the condition of oscillation and the frequency of oscillation from Eqs. (11) and (12) are as follows:

$$g_{m2}(C_{z2} + C_2) = g_{m3}(C_{z1} + C_{z2} + C_1) \quad (29)$$

and

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{g_{m3}(g_{m1} - g_{m2})}{(C_{z1} + C_{z2} + C_1)(C_{z2} + C_2)}} \quad (30)$$

In addition, the current transfer functions of I_{o1} and I_{o2} from Eqs. (15) and (16) are written as

$$\frac{I_{o2}}{I_{o1}} = \frac{g_{m2}}{s(C_2 + C_{z2}) + (1/R_{z2})} \quad (31)$$

Table 1
Parameters of the transistors.

Transistor	W (μm)	L (μm)
M1–M10	20	1
M11–M12	40	1
M16	5	1
M17	5.35	1
M13–M15, M18–M20	6.5	1

and

$$\frac{i_{o2}}{i_{o1}} = -\frac{g_{m2}}{s(C_2 + C_{z2}) + (1/R_{z2})} \quad (32)$$

According to Eqs. (31) and (32), R_z and C_z could have an effect on integrator circuit and can be created the non-ideal integrator circuit. In this case, to reduce the effect occurred, it can be adjusted by designing CDTA which have high resistance and low capacitance at z terminal.

Moreover in the design of oscillator circuit, transistor mismatch is an important factor. The mismatch of two CMOS transistors is characterized by the random variation of the difference in their threshold voltage (V_{th}), their body factor (γ) and their current factor (β). It has been effect to the circuit design which resulted in poor power and speed performance.

5. Simulation and experimental results

To verify the theoretical prediction of the proposed current-mode quadrature oscillator in Fig. 5 (for example, proposed oscillator in Fig. 5(a)), the PSPICE simulation was built with $C_1=C_2=0.1$ nF, $I_{B1}=200$ μA, $I_{B2}=50$ μA and $I_{B3}=54$ μA. The CMOS implementation of the internal construction of CDTA used in simulation is shown in Fig. 2. The PMOS and NMOS transistors employed in the proposed circuit were simulated by using the parameters of 0.35μm TSMC CMOS technology [44]. The ratio of dimension of the transistors PMOS and NMOS are shown in Table 1. The circuit was biased with ±1.5V supply voltages. This yields frequency of oscillation is 1.021 MHz, where the calculated value of this parameter from Eq. (14) yields 1.025 MHz (deviated by 0.390%). In this case, value of the parameter changed because the CMOS implementation used in the circuit deviated from the non-ideal properties and the effect of parasitic elements. The power consumption of the circuit is about 11.5 mW (The oscillator has high power consumption is that the internal construction of CDTA used for the design has two current sources. High power consumption problem can be improved by designing CDTA). Figs. 8 and 9 show the simulated quadrature output waveforms during initial state and steady state, respectively. Fig. 10 shows the simulation result of output spectrum. The results of the total harmonic distortion (THD) of i_{o1} and i_{o2} are about 2.107% and 2.215%, respectively. In addition, the phase difference of the output current i_{o1} and i_{o2} are approximately 89.534°. The generated waveforms relationship within quadrature circuit

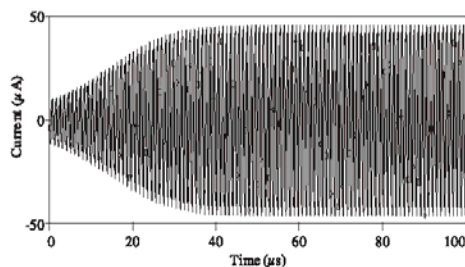


Fig. 8. The simulation result of output waveforms during initial state.

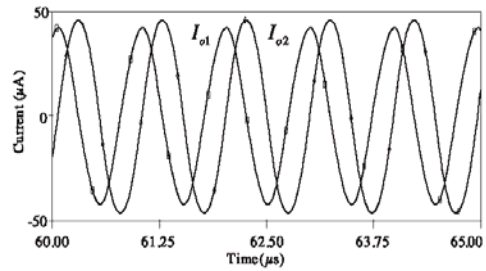


Fig. 9. The simulation result of output waveforms in steady state.

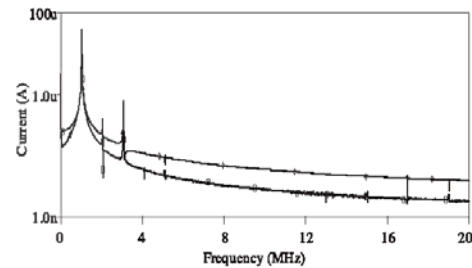


Fig. 10. The simulation result of output spectrum.

has been verified by Lissagous figure, shown in Fig. 11. The electronic tuning of the oscillation frequency with the bias current I_{B2} for different capacitor values is shown in Fig. 12. Moreover, the simulation results of resistance i_{o1} and i_{o2} are about 120.036 kΩ and 774.419 kΩ, respectively.

In practice, capacitor has error about ±5% which has an effect on the condition of oscillation. To prove the stability of proposed circuit by using Monte-Carlo Simulation; capacitors C_1 and C_2 are used to deviate their capacitance by 5%. The result of the simulation, illustrated in Fig. 13, reveals that the capacitance has slightly affected on the frequency of oscillation. Accordingly, the frequency still remains close to 1.021 MHz.

To confirm the theoretical prediction, the quadrature oscillator in Fig. 5(a) was experimentally set up by using AD844 ICs current feedback operational amplifier and LM13700 ICs operational transconductance amplifier (LM13700 has g_m about $I_{B1}/2V_T$). The circuit was built with $C_1=C_2=1$ nF, $I_{B1}=350$ μA, $I_{B2}=70$ μA and $I_{B3}=80$ μA. The implementation of the CDTA used in experiment is shown in Fig. 14. The circuit was biased with ±12V supply voltages. Fig. 15 shows the measurement of quadrature output waveforms during steady state, it can be found that the frequency of oscillation is 456.058 kHz where the calculated value of this parameter from Eq. (12) yields 458.079 kHz (deviated by 0.441%).

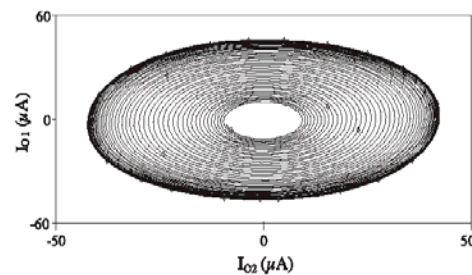


Fig. 11. Lissagous figure.

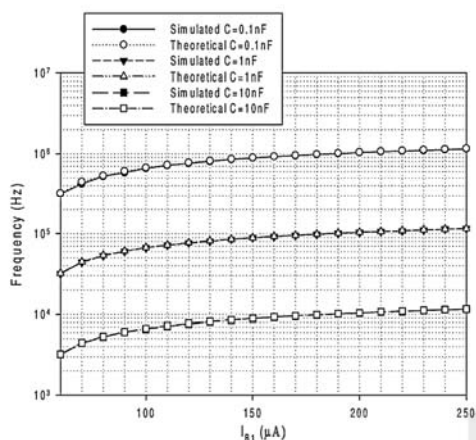


Fig. 12. Oscillation frequencies against bias currents for various capacitances.

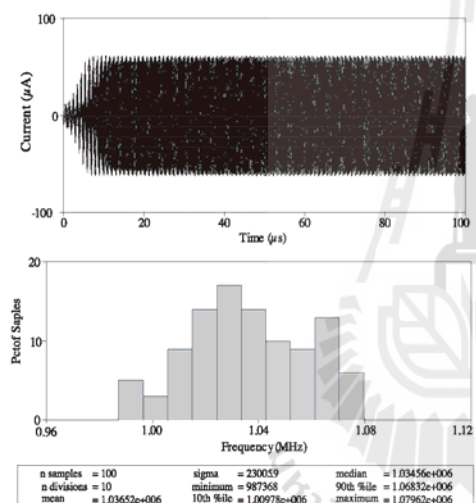


Fig. 13. Monte-Carlo simulation of quadrature oscillator circuit at 5% deviation of capacitance.

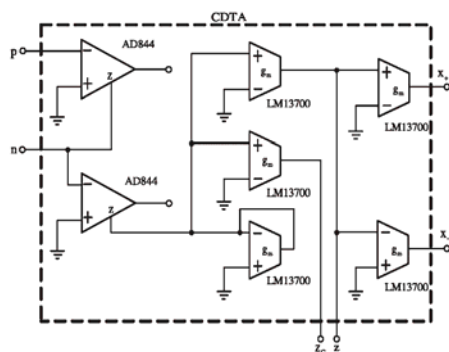


Fig. 14. Implementation of CDTA using commercially available ICs.

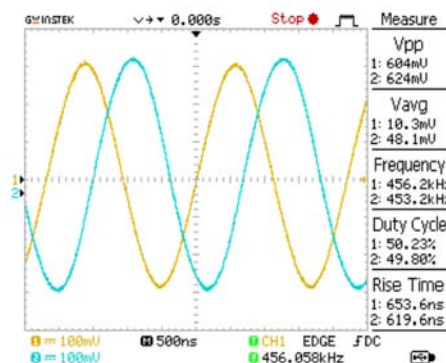


Fig. 15. Experimental result of the output waveforms in steady state.

6. Conclusion

The current-mode quadrature oscillators have been presented in this paper. The proposed circuits use three CDTAs and two grounded capacitors which are designed from block diagrams. The proposed block diagrams developed from the block diagram for current-mode quadrature oscillator based on all-pass filter. The quadrature oscillators designed from the proposed block diagrams, the condition of oscillation and frequency of oscillation can be orthogonally controlled. In addition, the proposed current-mode quadrature oscillators use only grounded capacitors without any external resistor that is very appropriate to further develop into an integrated circuit and the circuits have high output impedances which make the circuit able to directly drive load without additional current buffer. Moreover, the circuit can be proved by using AD844 and LM13700 commercial ICs. The results of PSPICE simulations and experiment are included to verify the theoretical analysis. The experiment, simulated and theoretical results are in close agreement.

Acknowledgments

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT) (Grant no. +66 4422 3000), the office of the Higher Education under NRU project of Thailand (Grant no. +66 2329 8000), and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Thailand.

References

- [1] Toumazou C, Lidgey FJ, Haigh DG. *Analogue IC design: the current-mode approach*. London: Peter Peregrinus; 1990.
- [2] Bhusan M, Newcomb RW. Grounding of capacitors in integrated circuits. *Electron Lett* 1969;3:148–9.
- [3] Soliman AM. New grounded capacitor current mode band-pass low-pass filters using two balanced output ICCL. *J Active Passiv Electron Devices* 2008;3:175–84.
- [4] Abuelma'atti MT, Al-Zaher HA. Current-mode sinusoidal oscillators using single FTN. *IEEE Trans Circuits Syst II: Analog Digit Signal Process* 1999;46:69–74.
- [5] Soliman AM. Current mode universal filter. *Electron Lett* 1995;31:1420–1.
- [6] Kerwin WJ, Huelsman LP, Newcomb RW. State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. *IEEE J Solid-State Circuits* 1967;2:87–92.
- [7] Khan IA, Khawaja S. An integrable gm-C quadrature oscillator. *Int J Electron* 2000;87(1):1353–7.
- [8] Yuce E, Minael SA. A modified CFOA and its applications to simulated inductors, capacitance multipliers, and analog filters. *IEEE Trans Circuits Syst I* 2008;55:266–75.
- [9] Birolek D. CDTA-building block for current-mode analog signal processing. In: *Proceedings of the European conference on circuit theory and design*, 2003, p. 397–400.
- [10] Birolek D, Biolkova V, Kolka Z. Single-CDTA (current differencing transconductance amplifier) current-mode biquad revisited. *WSEAS Trans Electron* 2008;5:250–6.

- [11] Somduyakanok M, Siripruchyanun M, Prommee P. CMOS multiple-output CDTA and its applications. In: Proceedings of the 1st international conference on technical education. 2009. p. 184–7.
- [12] Hong JW. Current-mode third-order quadrature oscillator using CDAs. *Active Passiv Electron Compon* 2009;2009:1–5.
- [13] Hong JW, Lee H, Wu JY. Electronically tunable third-order quadrature oscillator using CDAs. *Radioengineering* 2010;19:326–30.
- [14] Keskin AU, Biolkova D. Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA). *IEE Proc Circuits Devices Syst* 2006;153:214–8.
- [15] Lahiri A. New current-mode quadrature oscillator using CDTA. *IEICE Electron Express* 2009;6:135–40.
- [16] Uygur A, Kuntman H, CDTA-based quadrature oscillator design. In: Proceedings of the 14th European signal processing conference. 2006. p. 4–8.
- [17] Tangsrirat W, Tanjareon W. Current-mode sinusoidal quadrature oscillator with independent control of oscillation frequency and condition using CDAs. *Indian J Pure Appl Phys* 2010;48:363–6.
- [18] Biolkova D, Biolkova V, Keskin AU. Current mode quadrature oscillator using two CDAs and two grounded capacitors. In: WSEAS international conference on system science and simulation in engineering. 2006. p. 368–70.
- [19] Tanjareon W, Tangsrirat W. Resistorless current-mode quadrature sinusoidal oscillator using CDAs. In: Proceedings of the Asia-Pacific signal and information processing association. 2009. p. 307–10.
- [20] Prasad D, Bhaskar DR, Singh AK. Realisation of single-resistance-controlled sinusoidal oscillator: a new application of the CDTA. *WSEAS Trans Electron* 2008;5:257–9.
- [21] Jaikla W, Siripruchyanun M, Bajer J, Biolkova D. A simple current-mode quadrature oscillator using single CDTA. *Radioengineering* 2008;17:33–40.
- [22] Jaikla W, Siripruchyanun M. A versatile quadrature oscillator and universal biquad filter using dual-output current controlled current differencing transconductance amplifier. In: Proceedings of the international symposium on communications and information technologies. 2006. p. 1072–5.
- [23] Jaikla W, Siripruchyanun M. CCCDTAs-based versatile quadrature oscillator and universal biquad filter. In: Proceedings of the international conference on electrical engineering/electronics, computer, telecommunications and information technology. 2007. p. 1065–8.
- [24] Prasad D, Bhaskar DR, Singh AK. Electronically controllable grounded capacitor current-mode quadrature oscillator using single MO-CCCDTA. *Radioengineering* 2011;20:354–9.
- [25] Bumrongchoke T, Duangmalai D, Jaikla W. Current differencing transconductance amplifier based current-mode quadrature oscillator using grounded capacitors. In: Proceedings of the international symposium on communications and information technologies. 2010. p. 192–5.
- [26] Kumngern M, Dejhan K. Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier. In: Proceedings of the 2009 IEEE region 10 conference. 2009. p. 1–4.
- [27] Biolkova D, Keskin AU, Biolkova V. Grounded capacitor current mode single resistance-controlled oscillator using single modified current differencing transconductance amplifier. *IET Circuits Devices Syst* 2010;4:496–502.
- [28] Li Y. A new single MCCCDA based Wien-bridge oscillator with AGC. *Int J Electron Commun (AEU)* 2011;66:1–4.
- [29] Jin J, Wang C. Current-mode four-phase quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier based first-order allpass filter. *Rev Roum Sci Techn Electrotechn Energ* 2012;57:291–300.
- [30] Keawon R, Jaikla W. A Resistor-less current-mode quadrature sinusoidal oscillator employing single CCCDA and grounded capacitors. *Przegł Elektrotechn (Electr Rev)* 2011;8:138–41.
- [31] Lawanwisut S, Biolkova D, Siripruchyanun M. A simple current-mode quadrature oscillator using only single CDTA. In: Proceedings of the 1st international conference on technical education. 2010. p. 119–22.
- [32] Tangsrirat W. Current differencing transconductance amplifier-based current mode four-phase quadrature oscillator. *Indian J Eng Mater Sci* 2007;14:289–94.
- [33] Li Y. Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using single MCCCDA. *Radioengineering* 2010;19:667–71.
- [34] Lahiri A. Resistor-less mixed-mode quadrature sinusoidal oscillator. *Int J Comput Electr Eng* 2010;2:63–6.
- [35] Lahiri A. Novel voltage/current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier. *Analog Integr Circuits Signal Process* 2009;61:199–203.
- [36] Tangsrirat W, Pukkalanun T, Surakamponom W. Resistorless realization of current-mode first-order allpass filter using current differencing transconductance amplifiers. *Microelectron J* 2010;41:178–83.
- [37] Jin J, Wang C. Single CDTA-based current-mode quadrature oscillator. *Int J Electron Commun (AEU)* 2012;66:933–6.
- [38] Pinkaew P, Suwanjan P, Jaikla W. Simple quadrature sinusoidal oscillator with grounded elements. *Int J Comput Electr Eng* 2013;5:362–5.
- [39] Pandey N, Paul SK. Single CDTA-based current mode all-pass filter and its applications. *J Electr Comput Eng* 2011;2011:1–5.
- [40] Siripruchyanun M, Jaikla W. CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing. *Int J Electron Commun (AEU)* 2008;62:277–87.
- [41] Tanaphatsiri C, Jaikla W, Siripruchyanun M. An electronically controllable voltage-mode first-order all-pass filter using only single CCCDA. In: Proceedings of the international symposium on communications and information technologies. 2008. p. 305–9.
- [42] Lamun P, Phasukkit P, Kumngern M, Dejhan K. A new mixed-mode quadrature oscillator using a single CCCDA. In: Proceedings of the international conference on electrical engineering/electronics, computer, telecommunications and information technology. 2011. p. 141–4.
- [43] Jin J. Current-mode resistorless SIMO universal filter and four-phase quadrature oscillator. *Int J Electr Electron Sci Eng* 2013;7:96–101.
- [44] Yuce E, Tokat S, Kizilkaya A, Cicekolu O. CCI-based PID controllers employing grounded passive components. *Int J Electron Commun (AEU)* 2006;60:399–403.
- [45] Abouda HZ, Fabre A. New high-value floating controlled resistor in CMOS technology. *IEEE Trans Instrum Meas* 2006;51:1017–20.

Saksit Summart received the B. Tech. Ed. degree in telecommunication engineering from Rajamangala Institute of Technology Khon Kaen Campus (RITKK) in 2002 and Master of Tech. Ed. in electrical technology from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB) in 2004. Now, he is working toward Ph.D. in telecommunication engineering at Suranaree University of Technology (SUT). He has been with Electronic Program, Electronic Division, Northeastern Technological College, Khon Kaen, Thailand since 2004. His research interests include electronic communications, analog signal processing and analog integrated circuit.

Chanchai Thongsopa received the B.Eng. degree (1st Hons) electronics engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), the M.Eng. degree in electrical and communications engineering from Kasetsart University and D.Eng. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1992, 1996 and 2002, respectively. He has been with School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhonrachasima, Thailand since 1998.

Winal Jaikla received the B. Tech. Ed. degree in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, the M. Tech. Ed. degree in electrical technology from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNB) and Ph.D. degree in electrical education from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand, in 2002, 2004 and 2010, respectively. He has been with Department of Engineering Education, Faculty of Industrial Education, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand since 2012. His research interests include electronic communications, analog signal processing and analog integrated circuit. He is a member of ECTI (Thailand).

ประวัติผู้เขียน

นายศักดิ์สิทธิ์ สุ่มมาตย์ เกิดเมื่อวันที่ 18 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2523 ที่อำเภอเมือง จังหวัด ร้อยเอ็ด สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนธวัชบุรีวิทยาคม สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคร้อยเอ็ด สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากโรงเรียนเทคโนโลยีภาคตะวันออกเฉียงเหนือ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (คอบ.) สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์-โทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตขอนแก่น และระดับปริญญาโทครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (คอม.) สาขาไฟฟ้าศึกษา (อิเล็กทรอนิกส์-โทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ประวัติการทำงาน เริ่มเข้าทำงาน ในตำแหน่งอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนขอนแก่นเทคโนโลยีพัฒนศึกษา อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น เมื่อปี พ.ศ. 2545-2549 และปัจจุบันทำงานที่โรงเรียนเทคโนโลยีภาคตะวันออกเฉียงเหนือ อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น ในตำแหน่งอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์