

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟส
โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส

CURRENT-MODE QUADRATURE AND MULTIPHASE
OSCILLATOR CIRCUITS EMPLOYING CURRENT FOLLOWERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-080-004

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรอสซซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟส
โหมมดกระแสโดยใช้วงจรถามกระแส

CURRENT-MODE QUADRATURE AND MULTIPHASE
OSCILLATOR CIRCUITS EMPLOYING CURRENT FOLLOWERS



ดนูชา ประเสริฐสม

DANUCHA PRASERTSOM

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 77972
วัน,เดือน,ปี 12 ก.พ. 2551

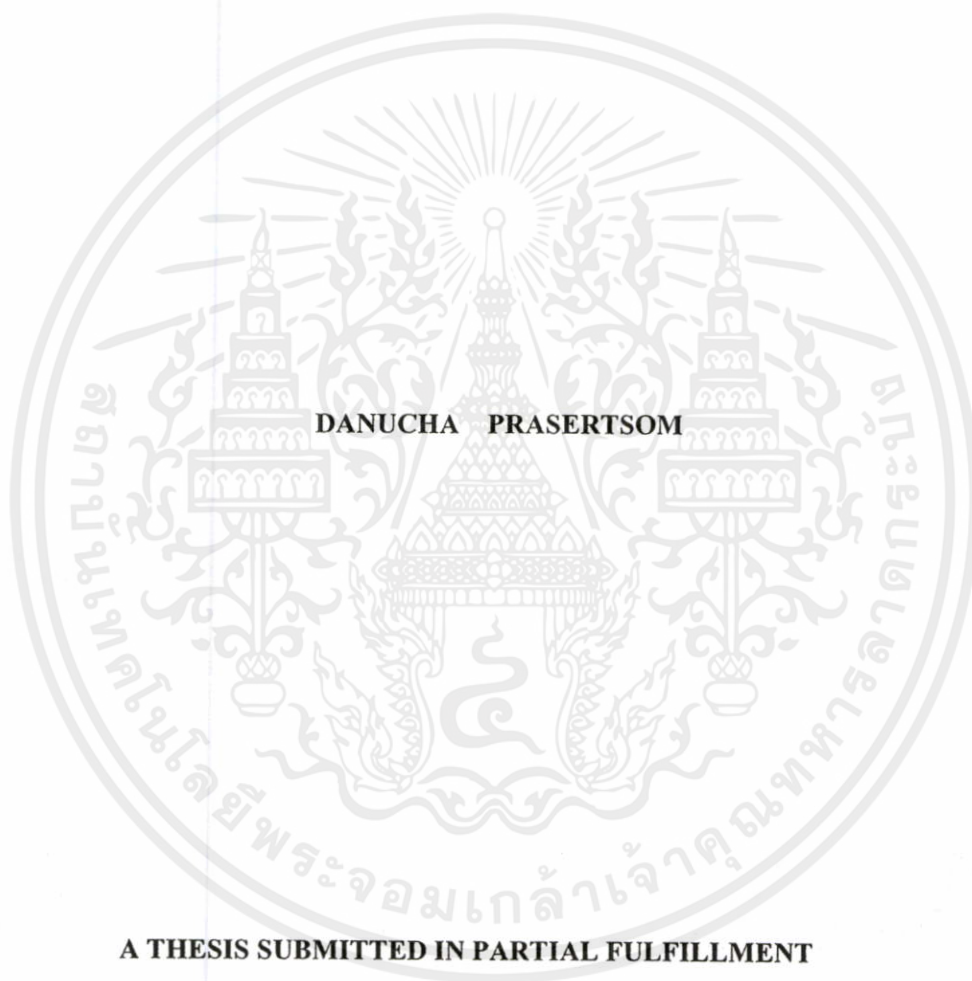
.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ห้าหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อ พ.ศ.2551 อย่างไรก็ดีเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL - 2008 - EN - M - 080 - 004

**CURRENT-MODE QUADRATURE AND MULTIPHASE
OSCILLATOR CIRCUITS EMPLOYING CURRENT FOLLOWERS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL SYSTEM ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 2008 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมี **KMITL - 2008 - EN - M - 080 - 004** อกเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2008

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า




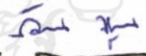

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสโหมดกระแสโดยใช้
วงจรถามกระแส
Current-Mode Quadrature and Multiphase Oscillator Circuits Employing
Current Followers
นักศึกษา นายคณูชา ประเสริฐสม
รหัสประจำตัว 48060510
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วันชัย	วีรจจา	
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
รศ.ศุมาลี	อุณหวิชัย	
ผศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสวีวงศ์	
รศ.ดร.วรพงษ์	ตั้งศรีรัตน์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 18 ธันวาคม 2550 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 6

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น คณะบดีบัณฑิตวิทยาลัย ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อ วันที่... 17... เดือน... มกราคม... พ.ศ. 2551... 11.5

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟส โหมดกระแสโดยใช้วงจรถามกระแส
นักศึกษา	นาย ดนุชา ประเสริฐสม
รหัสประจำตัว	48060510
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วรพงษ์ ตั้งศิริรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรถามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรแรกที่ได้นำเสนอ คือ วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรถามกระแสจำนวน 4 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟจำนวน 4 ตัว โดยวงจรถามกระแสที่มีรูปแบบของวงจรถามกระแสที่ง่ายไม่ซับซ้อนและสามารถสังเคราะห์กระแสเอาต์พุตที่มีขนาดสัญญาณเท่ากันแต่มีมุมต่างเฟสกัน 90° การวิเคราะห์ค่าความไวแสดงให้เห็นว่าวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรถามกระแสรวมทั้งค่าผิดพลาดของการถ่ายโอนกระแสของวงจรถามกระแสยังไม่ส่งผลต่อความถี่ในการอสซิลเลต (ω_0) สำหรับวงจรถามกระแสที่สองที่นำเสนอ คือ วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแส โครงสร้างของวงจรถามกระแสประกอบด้วยวงจรถามกระแสผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบใช้วงจรถามกระแส ต่อคาบเคสกันจำนวน n วงจร โดยสามารถสังเคราะห์กระแสเอาต์พุต n ชุดที่มีมุมต่างเฟสกัน $180^\circ/n$ คุณสมบัติการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอได้ศึกษาด้วยการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรถามกระแสทางทฤษฎีพร้อมทั้งยืนยันด้วยผลการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองด้วยการต่อวงจรจริงโดยใช้วงจรถามกระแสที่สร้างขึ้นจากไอซีเบอร์ CD 4007 ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Current-mode Quadrature and Multiphase Oscillator Circuits Employing Current Followers
Student	Mr. Danucha Prasertsom
Student ID.	48060510
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Dr. Worapong Tangsirrat

ABSTRACT

This thesis proposes a circuit design technique to implement current-mode quadrature and multiphase oscillator circuits with the employment of current followers as active components. The first proposed circuit configuration is the realization of the current-mode quadrature oscillator. The circuit mainly consists of four current followers and all virtually grounded passive components, which is a simple structure and can provide two quadrature sinusoidal current outputs with 90° phase difference. Sensitivity analysis shows that it has low passive sensitivities, and the frequency of oscillation (ω_0) is insensitive to current-tracking errors of the current followers. For the second proposed a circuit configuration, a current-mode multiphase sinusoidal oscillator (MSO) is described. The proposed oscillator structure is based on the implementation of n cascaded current follower-based first-order allpass section that can generate n sinusoidal equal amplitude equally spaced in-phase current outputs with phase difference of $180^\circ/n$. PSPICE simulation and experimental results using commercial available IC CD4007 are also given to verify the theoretical analysis.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้

รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณา อบรมฝึกฝนขัดเกลาผู้เขียน ชี้แนะแนวทางในการทำวิจัย ตลอดจนสั่งสอนให้แนวความคิดต่าง ๆ ในการดำเนินชีวิต รวมทั้งยังเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียน จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้การสนับสนุน และให้คำปรึกษาแก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่าที่ได้จากการทำงานวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ชีรศิลป์ ทุมวิภาต และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุณหวิชัย ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม (IET) คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้การสนับสนุน ให้คำปรึกษาในเรื่องต่าง ๆ ให้กำลังใจแก่ผู้เขียน ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งคำสอนอันมีค่าแก่ผู้เขียนเสมอมา

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรรัฐจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ ทูนักพัฒนากลุ่มวิจัยโครงการเครือข่ายเชิงกลยุทธ์เพื่อการผลิตและพัฒนาอาจารย์ในสถาบันอุดมศึกษา ปี 2549 กลุ่มวิจัยด้านไมโครอิเล็กทรอนิกส์การสื่อสาร (CHE-RG-01A) จากสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ.) กระทรวงศึกษาธิการ

ขอขอบคุณ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology, ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory, MSP Lab) ที่ให้การสนับสนุนสถานที่ในการทำวิจัย ตลอดจนเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ และพี่ ๆ ในห้อง MSP Lab ทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษาช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อวัลลภ และคุณแม่สุภาพร ประเสริฐสม ที่ให้ความห่วงใย เอกสารนี้ให้โอกาส และให้กำลังใจแก่ผู้เขียนตลอดมาการศึกษาท่านนั้น ไม่นับญาติให้น่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้านนี้กราบขอพระคุณ คุณตาสวัสดิ์ และคุณยายจันทร์ โรจนกร ที่ดูแลอบรมสั่งสอน
ผู้เขียนตั้งแต่วัยเยาว์ เพื่อหวังอยากให้ผู้เขียนเป็นคนดีของ พ่อ แม่ และสังคม

คณูชา ประเสริฐสม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 วงจรตามกระแส.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรตามกระแส.....	4
2.3 การสังเคราะห์วงจรตามกระแสรูปแบบต่าง ๆ.....	5
2.3.1 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว.....	5
2.3.2 วงจรตามกระแส โดยใช้เทคนิคกระแสแหล่งจ่าย.....	7
2.3.3 วงจรตามกระแส โดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส.....	9
2.3.4 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส.....	10
2.4 สรุป.....	12
บทที่ 3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมนคระแสโดยใช้วงจรตามกระแส.....	13
3.1 กล่าวนำ.....	13
3.2 โครงสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์และเงื่อนไขในการออสซิลเลตสัญญาณ.....	13
3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมนคระแสที่น่าสนใจ.....	16
3.4 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรตามกระแส.....	18
3.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	19
3.6 ผลทดลองโดยการต่อวงจรจริง.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

สารบัญ (ต่อ)

3.5 สรุป.....	25
บทที่ 4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโดยใช้วงจรตามกระแส	26
4.1 กล่าวนำ.....	26
4.2 โครงสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส	26
4.3 การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ เป็นวงจรกำหนดความถี่	28
4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมคกระแสที่นำเสนอ	31
4.5 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรตามกระแส	33
4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	34
4.7 สรุป.....	36
บทที่ 5 สรุป.....	37
5.1 บทสรุปและวิจารณ์	37
5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อและพัฒนาต่อ.....	38
เอกสารอ้างอิง	39
ภาคผนวก.....	42
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาสมการสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบควอดราเจอร์โหมคกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส	43
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาสมการสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบหลายเฟสโหมคกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส	52
ภาคผนวก ค บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	60
ประวัติผู้เขียน.....	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าผิดเพี้ยนรวมของวงจรรอสวิตเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอ.....	21
3.1 ค่าผิดเพี้ยนรวมของวงจรรอสวิตเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอ.....	36



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรตามกระแส..... 4
2.2	วงจรตามกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว..... 5
2.3	วงจรตามกระแสอย่างง่ายที่ใช้หลักการป้อนกลับแบบลบ 6
2.4	วงจรตามกระแส โดยใช้เทคนิคกระแสแหล่งจ่าย..... 7
2.5	วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจรตามกระแสในรูปที่ 2.4 9
2.6	วงจรตามกระแส โดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส 9
2.7	สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส..... 11
2.8	วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส..... 11
3.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรรอสซิติเลเตอร์ 14
3.2	วงจรรอสซิติเลเตอร์แบบควอคราเจอร์โหมคกระแสที่นำเสนอ 16
3.3	วงจรตามกระแสที่สังเคราะห์จากวงจรสายพานกระแสแบบ CMOS..... 20
3.4	ผลการจำลองการทำงานของวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบควอคราเจอร์ที่ได้นำเสนอ 20
3.5	ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ในการรอสซิติเลต..... 21
3.6	วงจรตามกระแสแบบ CMOS โดยใช้ไอซีเบอร์ CD 4007 22
3.7	การต่อวงจรทดลองจริง 22
3.8	รายละเอียดของวงจรทดลองจริงที่ใช้ในการบันทึกผลการทดลอง..... 23
3.9	ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตของวงจรรอสซิติเลเตอร์ที่นำเสนอ..... 24
3.10	ผลการทดลองสเปกตรัมความถี่ที่ได้จากการทดลองจริง..... 24
4.1	โครงสร้างวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบหลายเฟส 27
4.2	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง 28
4.3	โครงสร้างของวงจรรอสซิติเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง 29
4.4	วงจรรอสซิติเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมคกระแสที่นำเสนอ..... 31
4.5	วงจรตามกระแสแบบหลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์จากวงจรสายพานกระแสแบบ CMOS..... 34
4.6	ผลการจำลองการทำงานของวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอ 35
4.7	ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ในการรอสซิติเลต..... 35
ก.1	วงจรรอสซิติเลเตอร์แบบควอคราเจอร์โหมคกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสที่ได้นำเสนอ..... 43
ก.2	วงจรส่วนที่ 1 44
ก.3	วงจรส่วนที่ 2 45

สารบัญรูป (ต่อ)

ข.1	วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโดยใช้วงจรมอดูเลเตอร์.....	52
-----	--	----



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการออกแบบและสังเคราะห์วงจรรอนาลอกได้ให้ความสำคัญในการออกแบบวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode) มากขึ้น เนื่องจากมีคุณสมบัติที่เด่นกว่าการทำงานในโหมดแรงดัน (voltage-mode) หลายประการ เช่น มีแบนด์วิดกว้าง (wide bandwidth) ให้ผลตอบสนองทางความถี่ที่สูง (high frequency response) ใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำ (low-voltage operation) และในการประมวลผลสัญญาณ เช่น การรวมสัญญาณกระแส หรือ การลบสัญญาณกระแส ยังสามารถออกแบบวงจรได้ง่าย และใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย อันเป็นผลทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรมีน้อยลงเหมาะกับการนำไปสร้างวงจรรวม [1]-[3] ด้วยเหตุผลดังกล่าวเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้เกิดการพัฒนางจรรอนาลอกแบบต่างๆที่ทำงานในโหมดกระแสมากขึ้น

วงจรรอสซิลเลเตอร์ (oscillator) จัดว่าเป็นกลุ่มวงจรพื้นฐานที่มีความสำคัญมากอีกวงจรหนึ่ง ในระบบสื่อสาร ระบบประมวลผลสัญญาณ และระบบเครื่องมือวัด [4]-[6] กล่าวคือ เป็นวงจรทำหน้าที่สร้างสัญญาณคลื่นพาห์ในการมอดูเลตเฟสชิตคีย์อิง (phase shift keying) แบบควอดราเจอร์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (quadrature amplitude modulation) สัญญาณควบคุมในระบบมัลติเพลกซ์ และใช้ในระบบการตีเทกต์สัญญาณเอเอ็ม [7]-[8] เป็นต้น ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้มีนักวิจัยได้ให้ความสนใจออกแบบวงจรรองกล่าวโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่มีสมรรถนะสูงหลายชนิด เช่น วงจร OTA (operational transconductance amplifier) [9]-[10] วงจรออปแอมป์ (operational amplifier) [11] วงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) [12]-[13] และ วงจรสายพานกระแส (current conveyor) [14]-[15] มากขึ้นเป็นลำดับ แต่อย่างไรก็ตามหลักการที่กล่าวมาทั้งหมดนั้นได้นำเสนอหลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดันแทบทั้งสิ้น และยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟในการสังเคราะห์วงจรถายเป็นจำนวนมากทำให้วงจรมีความซับซ้อน [9]-[18] ซึ่งจากการติดตามงานวิจัยที่เกี่ยวกับการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ (quadrature oscillator) และแบบหลายเฟส (multiphase oscillator) ที่ผ่านมามีพบว่าวงจรถิ่นำเสนอมาในอดีตยังมีการศึกษาและนำเสนอการออกแบบวงจรรองกล่าวที่ทำงานในโหมดกระแสค่อนข้างน้อยมาก

ดังนั้นจากเหตุผลที่ได้กล่าวมาข้างต้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีแนวคิดในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสที่ทำงานในโหมดกระแสโดยมุ่งเน้นการออกแบบวงจรมีความเรียบง่ายไม่ซับซ้อน ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด

พร้อมทั้งพยายามแก้ไขผลกระทบอันเนื่องมาจากค่าความผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันของอุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้ในวงจร เพื่อให้เหมาะกับการนำไปสร้างในรูปแบบวงจรรวม (integrated circuit, IC)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ทำงานในโหมดกระแสโดยได้นำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ขึ้นสองวงจร คือ

- 1) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแส โดยวงจรแรกที่น่าเสนอนี้มีรูปแบบของวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อน สามารถสังเคราะห์สัญญาณกระแสเอาต์พุตสองชุดที่มีขนาดสัญญาณเท่ากันแต่มีมุมต่างเฟสกัน 90°
- 2) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแส ซึ่งสามารถสังเคราะห์กระแสเอาต์พุตจำนวน n ชุด ที่มีมุมต่างเฟสกัน $180^\circ/n$ (เมื่อ $n \geq 2$) โดยที่มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมันสามารถสังเคราะห์ได้ทั้งมุมเฟสคู่ (even) และมุมเฟสคี่ (odd)

1.3 หลักการใหม่ที่น่าเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์

จากการติดตามงานวิจัยที่เกี่ยวกับการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสที่ผ่านมา พบว่ามีการนำเสนอหลักการออกแบบและสังเคราะห์วงจรดังกล่าวที่ทำงานในโหมดกระแสขึ้นน้อยมาก ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสทำงานในโหมดกระแส โดยเลือกใช้วงจรตามกระแส (current follower, CF) เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก เพื่อลดผลกระทบเนื่องมาจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน (voltage-tracking error) ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อค่าความไว (sensitivity) ของวงจรหากทำการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟชนิดอื่น [9]-[15] วงจรที่น่าเสนอนี้มีรูปแบบของวงจรที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และใช้อุปกรณ์พาสซีฟน้อยกว่าวงจรที่เคยมีการนำเสนอในอดีต [9]-[18]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทและภาคผนวกอีก 3 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำซึ่งได้กล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรตามกระแส เทคนิคการสังเคราะห์วงจรตามกระแสรูปแบบต่าง ๆ ที่ได้มีการพัฒนาและนำเสนอขึ้นจากอดีตจนถึงปัจจุบัน

บทที่ 3 นำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส และได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริง โดยทำการสร้างวงจรตามกระแสจากวงจรสายพานกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์โดยใช้ ไอซี เบอร์ CD 4007 เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

บทที่ 4 นำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโดยใช้วงจรตามกระแสสำหรับสมรรถนะในการทำงานของวงจรมันได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานเพื่อแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องของหลักการที่ได้นำเสนอ

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการวิจัยต่อ

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก	การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส
ภาคผนวก ข	การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส
ภาคผนวก ค	บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

วงจรตามกระแส

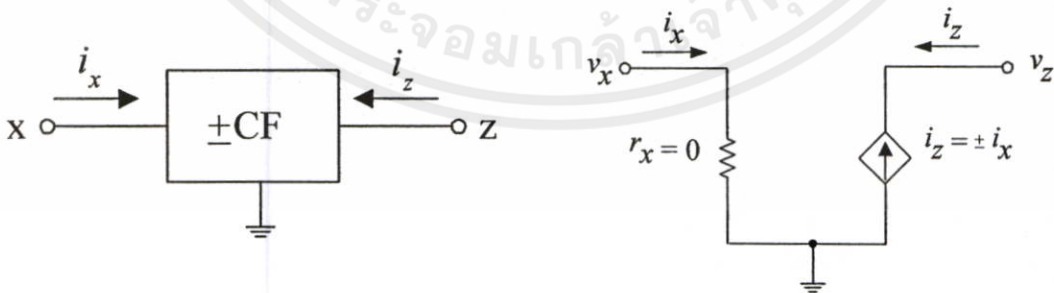
2.1 กล่าวนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มุ่งเน้นการนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรตามกระแส รวมทั้งเทคนิคในการสังเคราะห์วงจรตามกระแสในรูปแบบต่างๆ ที่ได้มีการนำเสนอและพัฒนาขึ้นจากอดีตจนถึงในปัจจุบัน

2.2 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรตามกระแส

วงจรตามกระแส คือ บล็อกอุปกรณ์แอคทีฟชนิดหนึ่งที่นิยมนำไปใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งสัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจรตามกระแสแสดงดังรูปที่ 2.1 เมื่อขั้ว x คือขั้วอินพุต และขั้ว z คือขั้วเอาต์พุต ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรตามกระแสสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (2.1)$$



(ก)

(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 2.1 วงจรตามกระแส

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า

(ข) วงจรสมมูล

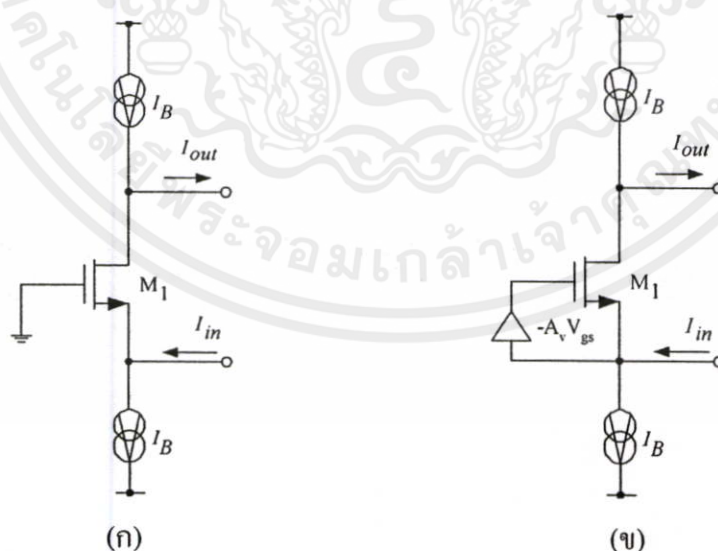
จากสมการที่ (2.1) สามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจรถามกระแสดังนี้ กระแสอินพุตที่ไหลเข้าขั้ว $x (i_x)$ จะถูกส่งผ่านไปยังกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว $z (i_z)$ โดยมีอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง ซึ่งค่าความต้านทานอินพุตของวงจรถามกระแสที่ขั้ว $x (r_x)$ มีค่าน้อยมาก ในทางอุดมคติมีค่าเท่ากับศูนย์หรือมีคุณสมบัติเป็นกราวด์เสมือน (virtual ground) ในขณะที่ความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว z จะมีค่าสูงมาก หรือทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ กรณีที่กระแสไหลผ่านขั้ว z มีทิศทางเดียวกับกระแสที่ไหลผ่านขั้ว x จะกำหนดให้เป็นวงจรถามกระแสแบบบวก (positive current follower, +CF) และในทางตรงข้ามกันหากกระแสที่ขั้ว z มีทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ขั้ว x จะกำหนดให้เป็นวงจรถามกระแสแบบลบ (negative current follower, -CF)

2.3 การสังเคราะห์วงจรถามกระแสรูปแบบต่าง ๆ

ในหัวข้อนี้เป็นการกล่าวถึงแนวทางการสังเคราะห์วงจรถามกระแส ตั้งแต่อดีตที่ได้มีการออกแบบพัฒนาขึ้นมาจนถึงปัจจุบัน โดยจะกล่าวถึงหลักการและตัวอย่างวงจรถามกระแสที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรถามกระแสรูปแบบต่าง ๆ

2.3.1 วงจรถามกระแสบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว

วงจรถามกระแสสามารถสร้างบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว [16]-[19] โดยการต่อมอสเฟตในลักษณะวงจรถามร่วม (common gate) ซึ่งถูกไบอัสโดยแหล่งจ่ายกระแส I_B ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก)



รูปที่ 2.2 วงจรถามกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาทั้งหมดโดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอสงวนสิทธิ์ในนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) วงจรถามกระแสอย่างง่าย

(จ) วงจรถามกระแสที่ใช้หลักการป้อนกลับแบบลบ

จากคุณสมบัติของมอสเฟตทำให้กระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากัน โดยที่ความต้านทานทางด้านอินพุต (R_{in}) และค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุต (R_{out}) ของวงจรมีค่าเท่ากับ [16]

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \quad (2.2)$$

และ

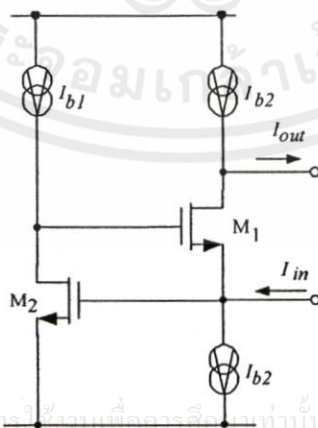
$$R_{out} = \frac{1}{g_{ds}} \quad (2.3)$$

เมื่อ g_m คืออัตราขยายความนำและ g_{ds} คือ ค่าความนำระหว่างขาเดรนกับขาซอสของทรานซิสเตอร์ จากสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตมีค่าค่อนข้างสูงและต่ำ ตามลำดับ ซึ่งเป็นข้อเสียของวงจรมื่อนำไปใช้ในการจ่ายกระแสหรือรับกระแสจากแหล่งจ่ายอื่นได้ อย่างไรก็ตามจากวงจรในรูปที่ 2.2(ก) สามารถปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรมื่อได้ดังรูปที่ 2.2(ข) โดยอาศัยหลักการป้อนกลับแบบลบ (negative feedback) ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้มอสเฟตที่ต่อในลักษณะวงจรซอร์รวมดังแสดงในรูปที่ 2.3 กรณีนี้จะได้ค่าความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมื่อกลายเป็น [16]

$$R_{in} = \frac{1}{g_m (A_v + 1)} \quad (2.4)$$

และ

$$R_{out} = \frac{(A_v + 1)}{g_{ds}} \quad (2.5)$$



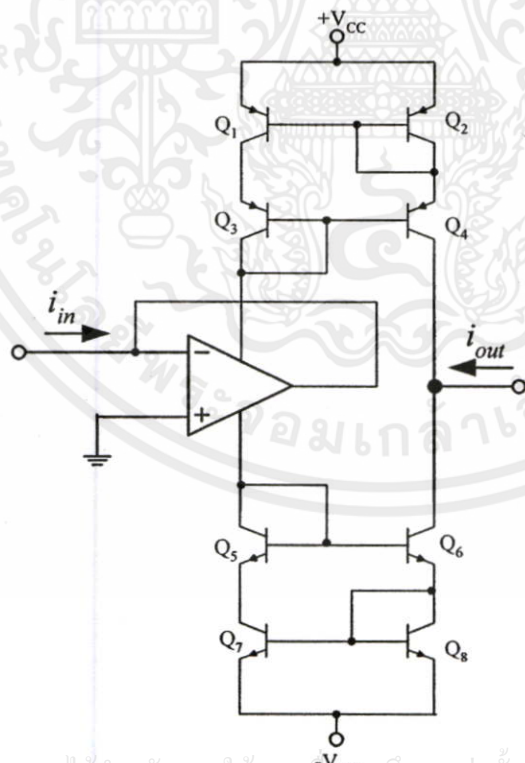
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 วงจรตามกระแสอย่างง่ายที่ใช้หลักการป้อนกลับแบบลบ

ซึ่งเห็นได้ว่าวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก) ถูกปรับปรุงให้มีคุณสมบัติของวงจรใกล้เคียงกับอุดมคติมากขึ้นโดยใช้หลักการป้อนกลับแบบลบ จากสมการที่ (2.4) และ (2.5) ในกรณีที่ต้องการให้ค่าความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตเป็นไปตามอุดมคติมากยิ่งขึ้นสามารถทำได้โดยการเลือกใช้ค่าอัตราขยายแรงดัน (A_v) ให้มีค่าสูง ๆ

2.3.2 วงจรตามกระแสโดยใช้เทคนิคกระแสแหล่งจ่าย

รูปที่ 2.4 แสดงวงจรตามกระแสโดยใช้เทคนิคกระแสแหล่งจ่าย (supply current sensing) [16], [20]-[21] ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์และวงจรสะท้อนกระแสวิลสันปรับปรุง (improved Wilson current) Q_1 - Q_4 และ Q_5 - Q_8 การทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้ ในกรณีที่สัญญาณกระแสอินพุต (i_{in}) เป็นบวก กระแสจะไหลผ่านเส้นทางของลูปป้อนกลับของออปแอมป์และไหลลงไปยังวงจรสะท้อนกระแสตัวล่าง Q_5 - Q_8 ที่ทำหน้าที่เป็นซอร์บกระแส (current sink) แล้วส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุต (i_{out}) ของวงจร ในทางกลับกันถ้ากระแสอินพุตเป็นลบ กระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟบวกผ่านวงจรสะท้อนกระแสตัวบน Q_1 - Q_4 ที่ทำหน้าที่เป็นซอร์ซกระแส (current source)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.4 วงจรตามกระแสโดยใช้เทคนิคกระแสแหล่งจ่าย

สำหรับการวิเคราะห์เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจร สามารถทำได้โดยการเขียนวงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 2.4 ได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ [19]

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_s(A+1)} + \frac{R_o}{R_i(A+1)}} \quad (2.6)$$

เมื่อ A คือ อัตราขยายแรงดันแบบเปิด (open-loop voltage gain) R_s คือ ค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายกระแส R_i และ R_o คือ ค่าความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตของออปแอมป์ตามลำดับ โดยทั่วไปพบว่า $R_o \ll R_i$ ดังนั้นสมการที่ (2.6) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{(A+1)}{1 + A + \frac{R_o}{R_s}} \quad (2.7)$$

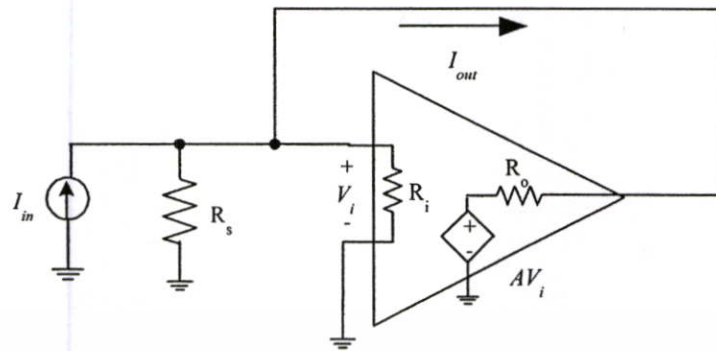
จากสมการที่ (2.7) แสดงให้เห็นว่าหากอัตราขยาย A มีค่าสูงมากจะทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง และค่าความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{R_o}{(A+1) \left[1 + \frac{R_o}{R_s(A+1)} \right]} \quad (2.8)$$

เช่นเดียวกันเนื่องจาก $R_o \ll R_s$ สมการที่ (2.8) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$R_{in} = \frac{R_o}{(A+1)} \quad (2.9)$$

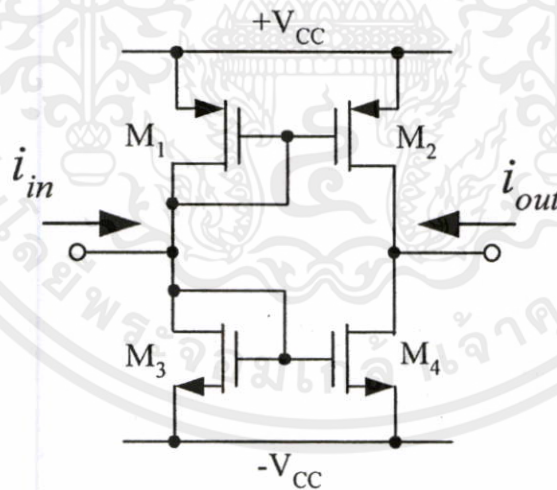
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจรตามกระแสในรูปที่ 2.4

2.3.3 วงจรตามกระแสโดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส

วงจรตามกระแสโดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส นั้นสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 [16],[22] ซึ่งประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานจำนวน 2 วงจร คือ M_1 - M_2 และ M_3 - M_4 โดยปราศจากแหล่งจ่ายกระแสหรือชุดวงจรไบอัสซึ่งทำให้วงจรมีขนาดเล็ก



รูปที่ 2.6 วงจรตามกระแสโดยใช้พื้นฐานของวงจรสะท้อนกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีเมื่อพิจารณาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรจะได้

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1} + g_{m2}} \quad (2.10)$$

และค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$R_{out} = \frac{1}{g_{m2} + g_{m4}} \quad (2.11)$$

สำหรับอัตราการส่งผ่านกระแสของวงจรเมื่อพิจารณาวงจรสะท้อนกระแส M_1 - M_2 หรือ M_3 - M_4 มีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(W_2/L_2)(1 + \lambda_2 V_{DS2})}{(W_1/L_1)(1 + \lambda_1 V_{DS1})} \quad (2.12)$$

เมื่อ W_i คือ ค่าความกว้างประสิทธิผลของช่องนำกระแส (effective channel width) ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ i ($i = 1, 2$)

L_i คือ ค่าความยาวประสิทธิผลของช่องนำกระแส (effective channel length) ของทรานซิสเตอร์ตัวที่ i ($i = 1, 2$)

λ คือ ค่า channel length modulation factor

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.12) จะเห็นได้ว่า วงจรจะทำงานได้อย่างถูกต้องก็ต่อเมื่อแรงดันเดรนซอร์ท (V_{DS}) ของคู่ทรานซิสเตอร์ต้องเท่ากัน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาถึงค่าความต้านทานอินพุตของวงจรพบว่าจะมีค่าความต้านทานสูงมาก ในขณะที่ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าต่ำมากเช่นกัน

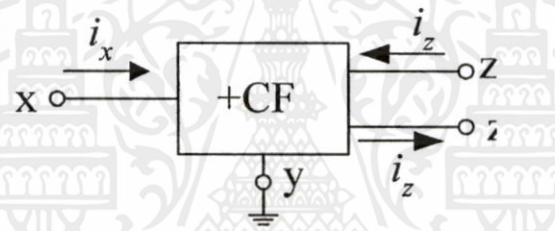
2.3.4 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส เป็นอุปกรณ์แอคทีฟอีกชนิดหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรตามกระแสได้เช่นกัน [16],[23]-[26] หากพิจารณาจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสดังสมการที่ (2.13) จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของวงจรมีค่าความต้านทานอินพุตที่ชั่ว y เป็นอนันต์ ในขณะที่ค่าความต้านทานอินพุตที่ชั่ว x มีค่าเท่ากับศูนย์และแรงดันที่ชั่ว y (v_y) ถูกส่งผ่านไป

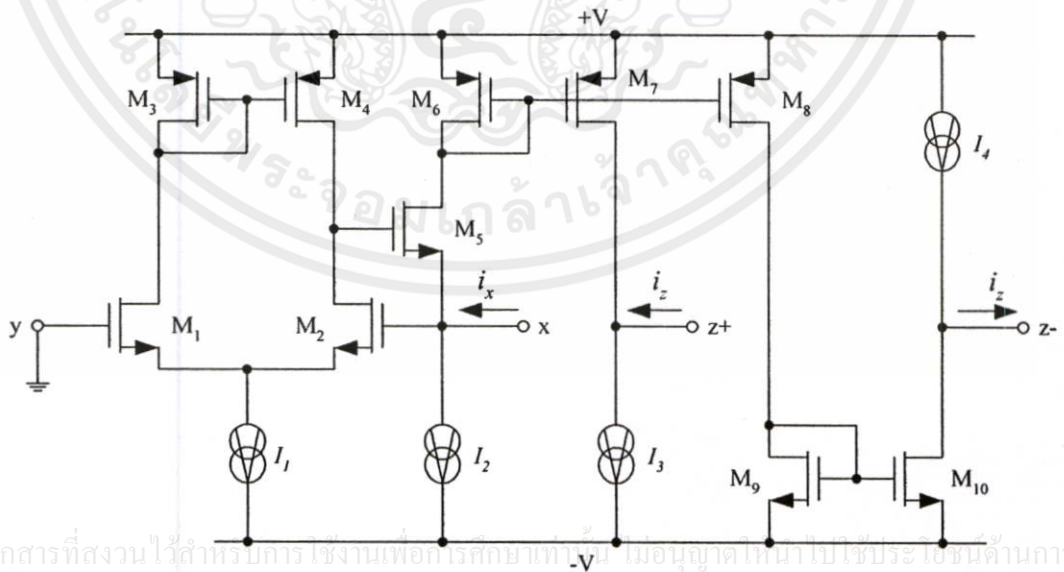
ปรากฏเป็นแรงดันที่ขั้ว x (v_x) และกระแสที่ไหลผ่านขั้ว x (i_x) จะถูกส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z (i_z)

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

ดังนั้นจากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสดังกล่าวข้างต้น จึงสามารถนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรตามกระแสได้โดยการต่อขั้ว y ลงกราวด์ ($v_y = 0$) แล้วป้อนกระแสอินพุตเข้าที่ขั้ว x โดยกระแสที่ขั้ว z จะเป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรตามกระแส ซึ่งสามารถแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสดังรูปที่ 2.7 และรูปที่ 2.8 แสดงวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ [25]



รูปที่ 2.7 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.8 วงจรตามกระแสบนพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์

ดังนั้นจากวงจรตามกระแสในรูปที่ 2.8 จะได้คุณสมบัติของค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว x และค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว z เป็นดังนี้ [16]

$$R_{in} = \frac{g_{ds2} + g_{ds4}}{g_{m2}g_{m5}} \quad (2.14)$$

และ

$$R_{out} \cong \frac{1}{g_{ds7}} \quad (2.15)$$

ซึ่งพบว่าคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับคุณสมบัติของวงจรตามกระแสเป็นอย่างมาก ทำให้มีความเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรตามกระแส กล่าวคือ มีค่าความต้านทานทางด้านอินพุตที่ต่ำมาก ในขณะที่เดียวกันมีค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุตที่สูงมาก ทั้งยังสามารถส่งผ่านกระแสจากกระโขนพุตไปเป็นกระแสเอาต์พุตด้วยอัตราการส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่งซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เลือกแนวทางการสังเคราะห์วงจรตามกระแสโดยใช้วงจรสายพานกระแสเป็นหลัก เพื่อนำไปใช้เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลักในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอต่อไป

2.4 สรุป

บทนี้จึงได้กล่าวถึงหลักการดำเนินงานพื้นฐานของวงจรตามกระแส รวมทั้งเทคนิคในการสังเคราะห์วงจรตามกระแสในรูปแบบต่างๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอทั้งหมดสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแสได้ แต่เมื่อคำนึงถึงคุณสมบัติในด้านค่าความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรตามกระแส ทำให้วงจรตามกระแสแต่ละรูปแบบนั้นมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน แต่อย่างไรก็ตามวงจรตามกระแสที่ประยุกต์จากวงจรสายพานกระแสมีคุณสมบัติในการทำงานของวงจรสอดคล้องเป็นไปตามคุณสมบัติของวงจรตามกระแสมากที่สุด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เลือกใช้วงจรตามกระแสที่สร้างจากวงจรสายพานกระแสเพื่อนำไปใช้เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลักในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสที่นำเสนอขึ้นในบทถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมคกระแส โดยใช้วงจรถามกระแส

3.1 กล่าวนำ

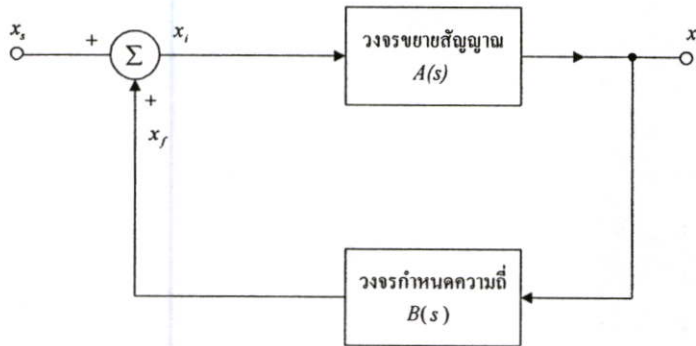
วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์เป็นวงจรถามกระแสสัญญาณรูปไซน์แบบหนึ่งที่สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตสองเอาต์พุตที่มีมุมเฟสต่างกัน 90° และเป็นองค์ประกอบที่สำคัญในระบบสื่อสารและระบบเครื่องมือวัด ส่วนหนึ่งใช้ในการรวมสัญญาณ (quadrature mixer) และกำเนิดสัญญาณ (single-sideband generator) [4]-[5] ดังนั้นจึงทำให้มีกลุ่มนักวิจัยให้ความสนใจในการพัฒนาสังเคราะห์ออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์มากขึ้นตามลำดับ [9]-[10],[12],[29]-[30] แต่อย่างไรก็ตามการนำเสนอวงจรถามกระแสได้นำเสนอวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ทำงานในโหมคแรงดันแทบทั้งสิ้น ทั้งยังมีโครงสร้างวงจรถามกระแสที่ยุ่งยากซับซ้อน

ดังนั้นในบทนี้จึงมุ่งเน้นที่จะนำเสนอการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ทำงานในโหมคกระแสโดยใช้วงจรถามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งวงจรถามกระแสมีรูปแบบวงจรถามกระแสที่ง่ายไม่ซับซ้อนประกอบด้วยวงจรถามกระแสจำนวนสี่ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนสี่ตัว การทดสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นได้ใช้ผลการจำลองการทำงานของวงจรถามกระแสโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซี CMOS เบอร์ CD 4007 เปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกัน

3.2 โครงสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์และเงื่อนไขในการออสซิลเลตสัญญาณ

วงจรรอสซิลเลเตอร์เป็นวงจรถามกระแสสัญญาณแบบหนึ่งที่มีลักษณะสัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณรายคาบ (periodic signal) โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับวงจรถามกระแส [28]-[30] โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรอสซิลเลเตอร์เป็นโครงข่ายป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ซึ่งประกอบด้วยวงจรถามขยายสัญญาณ (amplifier) และวงจรถามความถี่ (frequency determining circuit) ดังบล็อกไดอะแกรมแสดงรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 บล็อกโคอะแกรมแสดงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรถอยสซิติเลเตอร์

เมื่อ x_s คือ สัญญาณอินพุตของวงจรถาย x_o คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถาย x_i คือ สัญญาณอินพุตของวงจรถายมีค่าเท่ากับ $x_i + x_f$ โดยที่ x_f คือ สัญญาณป้อนกลับ และ $A(s)$ คือ อัตราขยายของวงจรถาย $B(s)$ คือ อัตราขยายของวงจรถ้าหนดความถี่

เมื่อพิจารณาบล็อกโคอะแกรม ในรูปที่ 3.1 จะได้ความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถาย x_o กับสัญญาณอินพุตของวงจรถาย x_i ดังนี้

$$x_o = A(s)x_i \quad (3.1)$$

และพิจารณาสัญญาณป้อนกลับ x_f จะได้

$$x_f = B(s)x_o \quad (3.2)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสัญญาณ x_i ที่ได้จากการรวมสัญญาณจะได้

$$x_i = x_s + x_f \quad (3.3)$$

แทนค่าสมการที่ (3.1) และ (3.2) ลงในสมการที่ (3.3) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตของวงจรถายดังนี้

$$\frac{x_o}{x_s} = \frac{A(s)}{1 - T(s)} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน... ไม่อนุญาตให้นำไป... โยชน์ด้านการค้า... ไม่ว่าจะพิมพ์ออกหรือ... ไม่ให้ตัดแปลงเนื้อหา... และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $T(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิด (open loop transfer function) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$T(s) = A(s)B(s) \quad (3.4)$$

หากวงจรไม่ต้องการสัญญาณอินพุตหมายความว่า ส่วนหารของสมการที่ (3.3) ต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือ

$$1 - T(s) = 0 \quad (3.5)$$

หรือ

$$T(s) = 1 \quad (3.6)$$

สมการที่ (3.6) แสดงให้เห็นถึงเงื่อนไขในการเกิดออสซิลเลตของวงจร ดังนั้นเมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (3.6) ทำให้สามารถแยกพิจารณาออกเป็นสองส่วน คือ พิจารณาให้อยู่ในรูปขนาดและมุมเฟส ซึ่งเมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดจะต้องมีขนาดเท่ากับหนึ่ง นั่นคือ

$$|T(s)| = 1 \quad (3.7)$$

และมุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดจะต้องมีค่าเท่ากับ 0 หรือ $2n\pi$

$$\angle T(j\omega) = 2n\pi \quad (3.8)$$

เมื่อ $n = 0, 1, 2, \dots$

สมการที่ (3.7) และ (3.8) ถูกเรียกว่าเงื่อนไขของบาร์คเฮาเซน (Barkhausen criterion) [19] ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า วงจรกำเนิดสัญญาณที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งหมายความว่า ที่ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ $\omega = \omega_0$ ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง และมีมุมเฟสเท่ากับ $2n\pi$ ซึ่งหลักการดังกล่าวนี้จะถูกนำไปใช้เพื่อหาเงื่อนไขของการออสซิลเลตของสัญญาณต่อไป

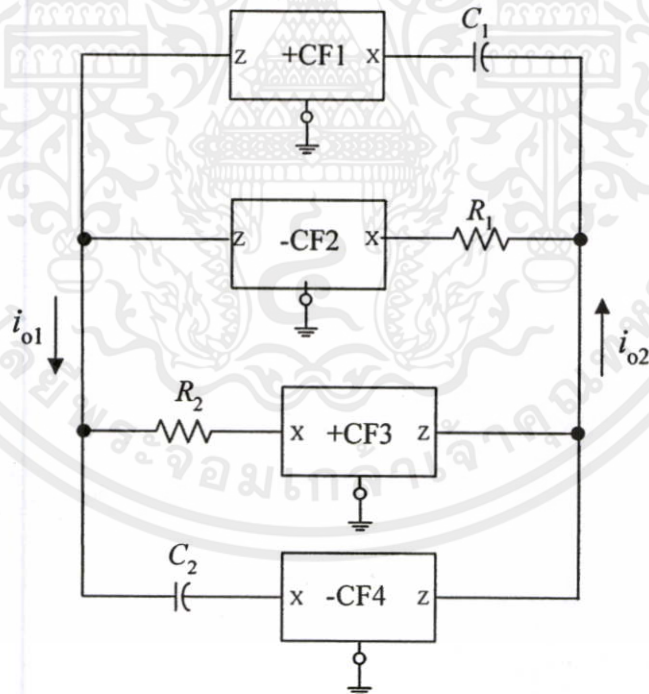
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแส โดยใช้วงจรตามกระแสที่ได้นำเสนอ [32] แสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งประกอบด้วยวงจรตามกระแสจำนวน 4 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละ 2 ตัว จากการวิเคราะห์ห้วงจรสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจร ($T(s)$) ได้ดังนี้คือ [ภาคผนวก ก.1]

$$T(s) = - \frac{\left[s^2 - s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) \right]}{\left[s^2 + s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) \right]} \quad (3.10)$$

เมื่อ $G_i = 1/R_i$ ($i = 1, 2$) จากเงื่อนไขของการออสซิลเลตของสัญญาณดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2 สัญญาณจะเกิดการออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ $|T(s)| = 1$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น



รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2 + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) = 0 \quad (3.11)$$

ถ้าสมมติว่าสัญญาณที่ออกมาเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ หรือนั่นคือ $s = j\omega_0$ ดังนั้นสมการที่ (3.11) เขียนใหม่ได้เป็น

$$-\omega_0^2 + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} = 0 \quad (3.12)$$

ดังนั้นจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (3.13)$$

เมื่อกำหนดให้ $G_1 = G_2 = G$ และ $C_1 = C_2 = C$ สมการที่ (3.13) สามารถเขียนใหม่กลายเป็น

$$\omega_0 = \frac{G}{C} \quad (3.14)$$

เมื่อพิจารณามุมเฟสต่างเฟส (ϕ) ระหว่างกระแสเอาต์พุต i_{o2} และ i_{o1} ของวงจรที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.12 จะได้ [ภาคผนวก ก.2]

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{G} \right) \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) แสดงให้เห็นว่า ณ ค่าความถี่ในการเกิดออสซิลเลตที่ $\omega = \omega_0 = \frac{G}{C}$ ค่ามุมเฟสของกระแสเอาต์พุต i_{o2} จะมีมุมเฟสนำหน้ากระแสเอาต์พุต i_{o1} เท่ากับ $\phi = 90^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรตามกระแส

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรตามกระแสที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอ ซึ่งคุณสมบัติของวงจรตามกระแสกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติสามารถเขียนอธิบายได้เป็น

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm \beta_k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

เมื่อ $\beta_k = 1 - \varepsilon$ และ $|\varepsilon|$ ($|\varepsilon| \ll 1$) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว z ดังนั้นจากการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 3.2 อีกโดยอาศัยสมการที่ (3.16) ซึ่งสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ได้ดังนี้คือ [ภาคผนวก ก.3]

$$T(s) = -\beta_1 \beta_4 \left[\frac{s^2 - s \left(\frac{\beta_2 G_1}{\beta_1 C_1} + \frac{\beta_3 G_2}{\beta_4 C_2} \right) + \left(\frac{\beta_2 \beta_3 G_1 G_2}{\beta_1 \beta_4 C_1 C_2} \right)}{s^2 + s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right)} \right] \quad (3.17)$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขในการออสซิลเลตของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$\frac{G_1}{C_1} (1 - \beta_2 \beta_4) = \frac{G_2}{C_2} (1 - \beta_1 \beta_3) \quad (3.18)$$

และค่าความถี่ในการเกิดออสซิลเลตเท่ากับ

$$\omega_{om} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (3.19)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส (β_k) ของวงจรตามกระแส นั้นไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ในการเกิดออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.13) สามารถหาค่าความไวของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์พาสซีฟได้ ดังนี้

$$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (3.20)$$

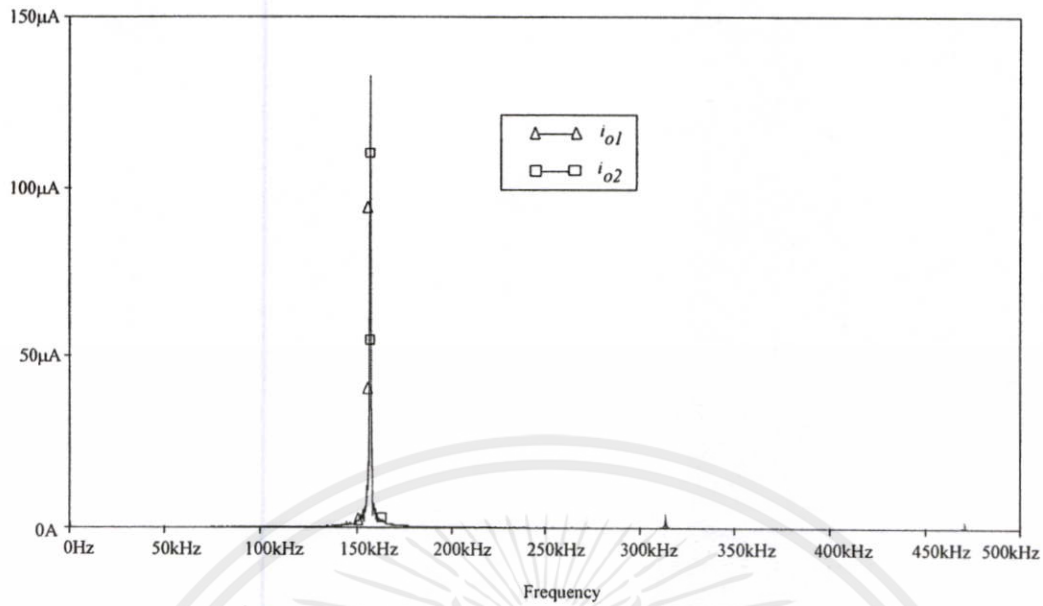
จากสมการที่ (3.20) สามารถอธิบายได้ว่า ค่าความไวของการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟจะมีค่าแปรผกผันต่อค่าความถี่ในการออสซิลเลต ตัวอย่างเช่นมีการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์พาสซีฟให้มีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิม 10 % ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อทำให้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตลดลง 5 % จากค่าเดิม

3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะและคุณสมบัติในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอในรูปที่ 3.2 ในที่นี้จึงใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งได้สังเคราะห์วงจรตามกระแสแบบสองเอาต์พุตโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CMOS ที่มีการต่อขั้ว y ลงกราวด์ดังแสดงในรูปที่ 3.3 [29] จากวงจรได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์แบบ CMOS LEVEL3 SCN05H 0.5 μm ภายใต้เทคโนโลยีของ MOSIS เมื่อกำหนดค่าอัตราส่วนความกว้างต่อความยาว (W/L) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากับ 20 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm 2.5\text{V}$ และกระแสไบอัสของวงจรมีค่าเท่ากับ $I_B = 200 \mu\text{A}$

รูปที่ 3.4 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอเมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C = 1 \text{ nF}$ และ $R_1 = R_2 = R = 1 \text{ k}\Omega$ ซึ่งทำให้ได้สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} มีความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ 159.1 kHz ในขณะที่ความถี่ในการออสซิลเลตที่ได้จากการจำลองการทำงานมีค่าประมาณ 159.2 kHz ซึ่งคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 0.063% รูปที่ 3.5 แสดงผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรที่นำเสนอ และตารางที่ 3.1 แสดงผลการจำลองการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนรวม (total harmonic distortion, THD) เอาต์พุตของวงจร ซึ่งพบว่ามีค่าประมาณ 1.14%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ในการออสซิลเลต

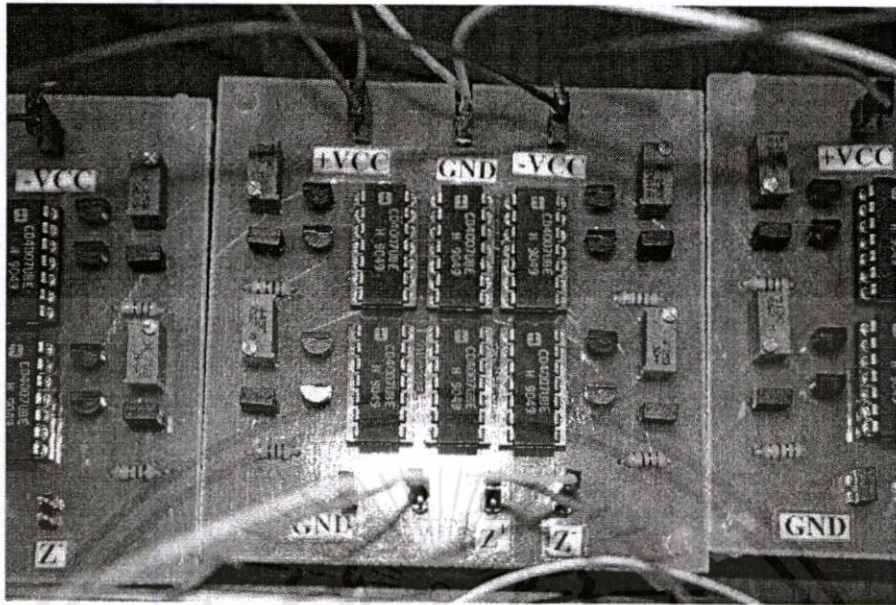
ตารางที่ 3.1 ค่าผิดเพี้ยนรวมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอ

Harmonic No.	Frequency (Hz)	Fourier component	Normalized component	Phase (Deg)	Normalized Phase (Deg)
1	1.591E+05	2.673E-04	1.000E+00	1.255E+02	0.000E+00
2	3.183E+05	1.520E-06	5.686E-03	1.266E+02	-1.245E+02
3	4.775E+05	1.877E-06	7.021E-03	1.713E+02	-2.053E+02
4	6.366E+05	1.458E-06	5.455E-03	1.779E+02	-3.242E+02
5	7.958E+05	1.161E-06	4.342E-03	-1.787E+02	-8.064E+02
DC COMPONENT = 1.271952E-07					
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.141209E+00 PERCENT					

3.5 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรทดลองจริง

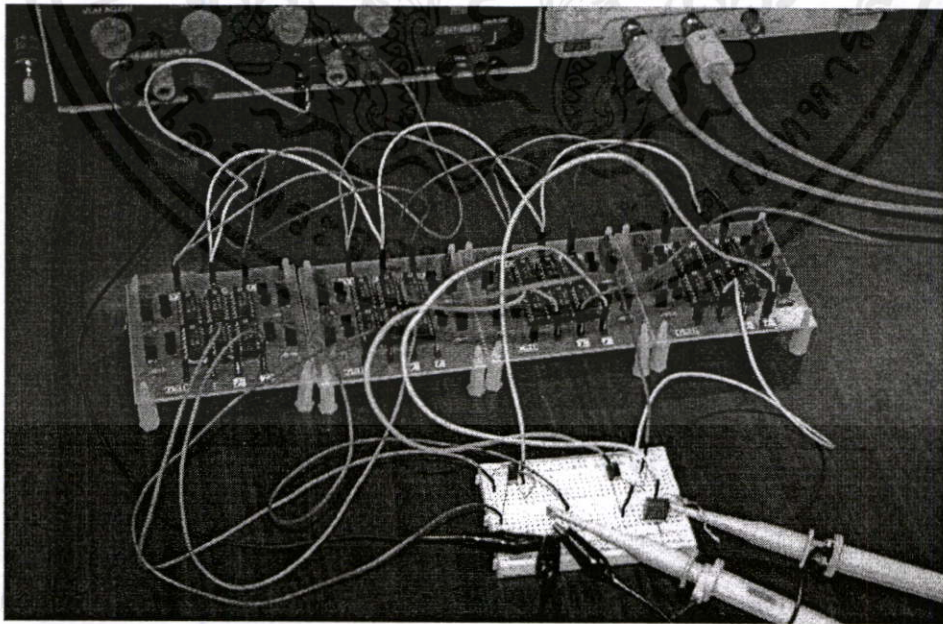
เพื่อเป็นการแสดงถึงคุณสมบัติในการใช้งานจริงของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 3.2 จึงได้ทำการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้วงจรตามกระแสแบบสองเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยใช้ไอซี เบอร์ CD 4007 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ $\pm 2.5V$ และค่า $I_B = 150 \mu A$ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.6

รูปที่ 3.7 แสดงภาพถ่ายการต่อวงจรทดลองจริง ซึ่งได้นำวงจรตามกระแสที่ได้สร้างขึ้นในรูปที่ 3.6 มาต่อเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอในรูปที่ 3.2 โดยเลือกใช้ $R_1 = R_2 = R = 15 k\Omega$ และ $C_1 = C_2 = C = 10 nF$



รูปที่ 3.6 วงจรตามกระแสแบบ CMOS โดยใช้ไอซีเบอร์ CD 4007

สำหรับผลการทดลองนั้นได้ทำการวัดและบันทึกค่าในรูปแรงดัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อตัวต้านทาน R เข้าที่ขั้วเอาต์พุตทั้งสองของวงจร เพื่อเปลี่ยนกระแสเอาต์พุต i_{o1} และ i_{o2} ให้กลายเป็น v_{o1} และ v_{o2} ตามลำดับ ดังรายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการวัดและบันทึกผลการทดลองในรูปที่ 3.8



เอกสารนี้เป็น

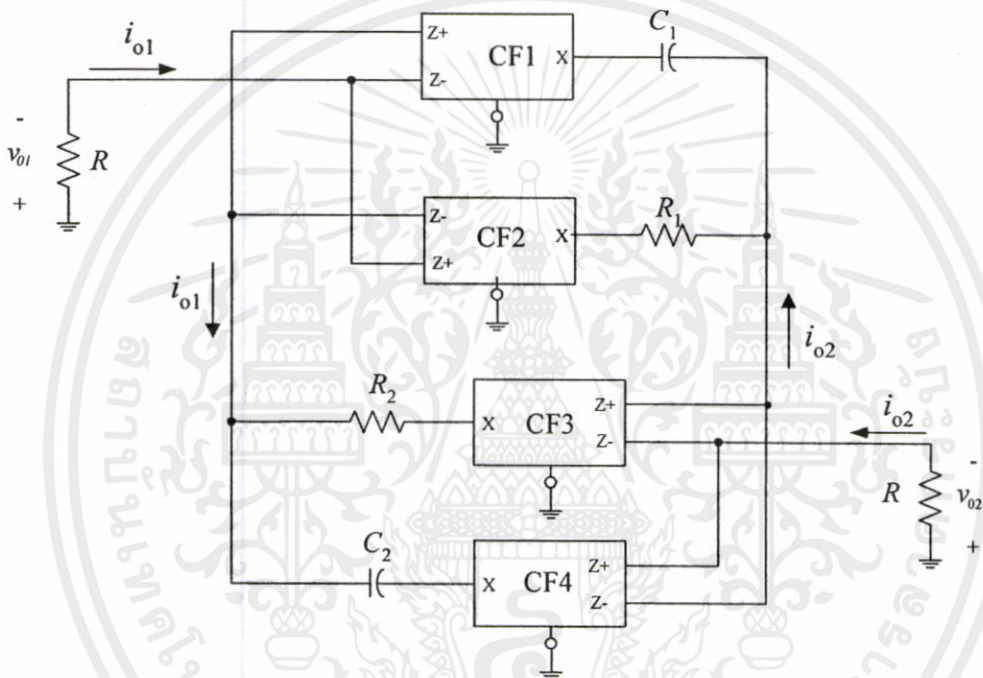
ขงนด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 การต่อวงจรทดลองจริง

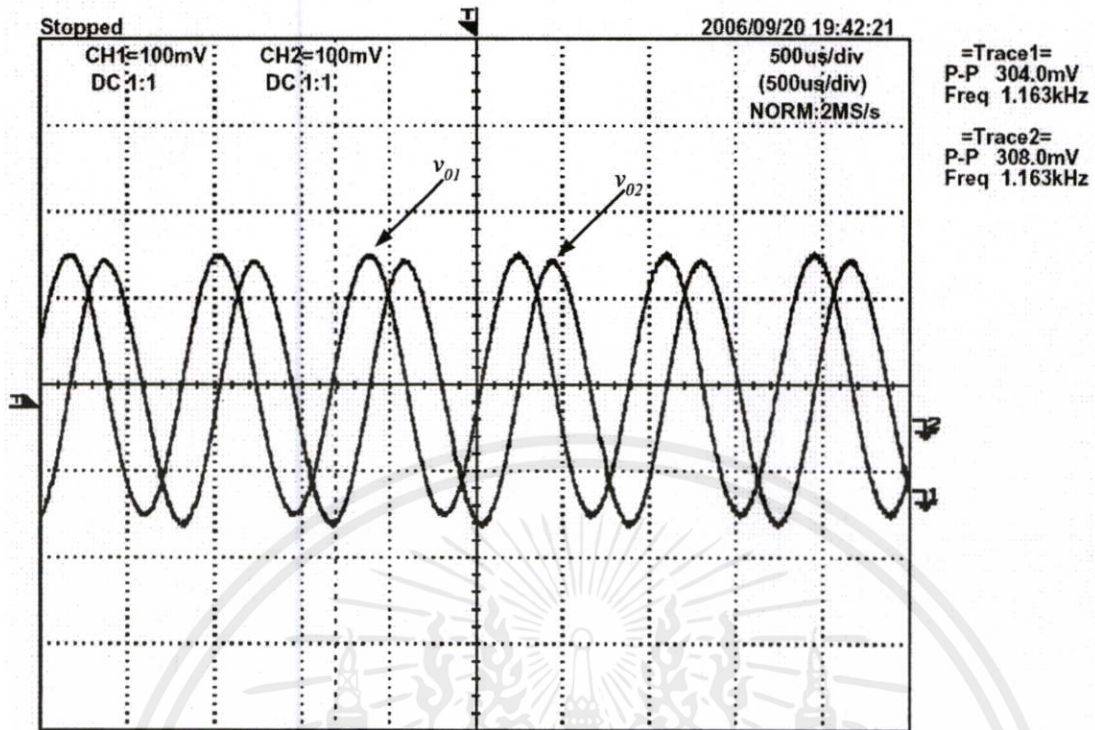
รูปที่ 3.9 แสดงผลการทดลองรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต v_{o1} และ v_{o2} เมื่อเลือกใช้ $R = 15 \text{ k}\Omega$ จากผลการทดลองพบว่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรมีค่าประมาณ 1.163 kHz ซึ่งสอดคล้องกับค่าความถี่ในการออสซิลเลตที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีตามสมการที่ (3.4) ที่มีค่าเท่ากับ 1.06 kHz คิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 9.71%

ส่วนรูปที่ 3.10 แสดงผลการทดลองสเปกตรัมความถี่ในการออสซิลเลตสัญญาณที่ได้จากการต่อวงจรทดลองจริง ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความถี่หลักที่เกิดการออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ 1.165 kHz ซึ่งสอดคล้องกับหลักการที่ได้นำเสนอทางทฤษฎีข้างต้น

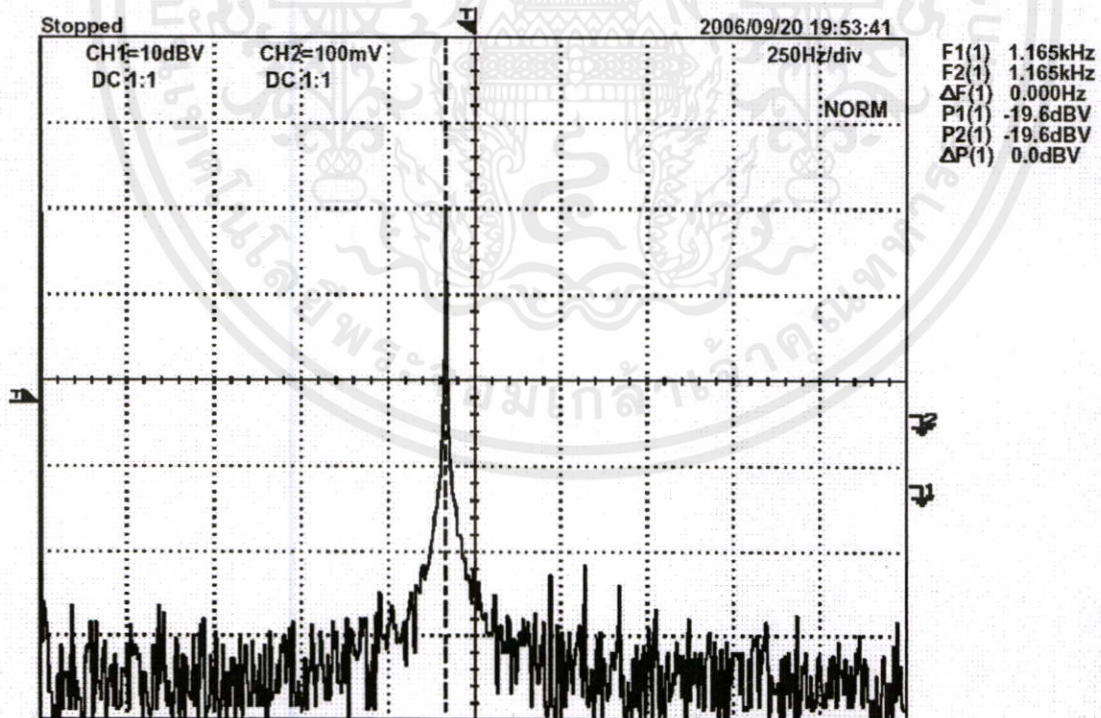


รูปที่ 3.8 รายละเอียดของวงจรทดลองจริงที่ใช้ในการบันทึกผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.10 ผลการทดลองสเปกตรัมความถี่ที่ได้จากการทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงชื่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมมกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรตามกระแสจำนวนสี่ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์สองตัว และตัวต้านทานสองตัว ซึ่งวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์สัญญาณกระแสเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณไซน์สองสัญญาณมีมุมต่างเฟสกัน 90° และวงจรที่นำเสนอยังปราศจากผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของการส่งผ่านกระแสของวงจรตามกระแสต่อค่าความถี่ออสซิลเลต การวิเคราะห์คุณสมบัติที่สำคัญของวงจร และยังสามารถแสดงความถูกต้องของการทำงานของวงจรด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองโดยการต่อวงจรทดลองจริง เพื่อยืนยันให้เห็นถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโดยใช้วงจรตามกระแส

4.1 กล่าวนำ

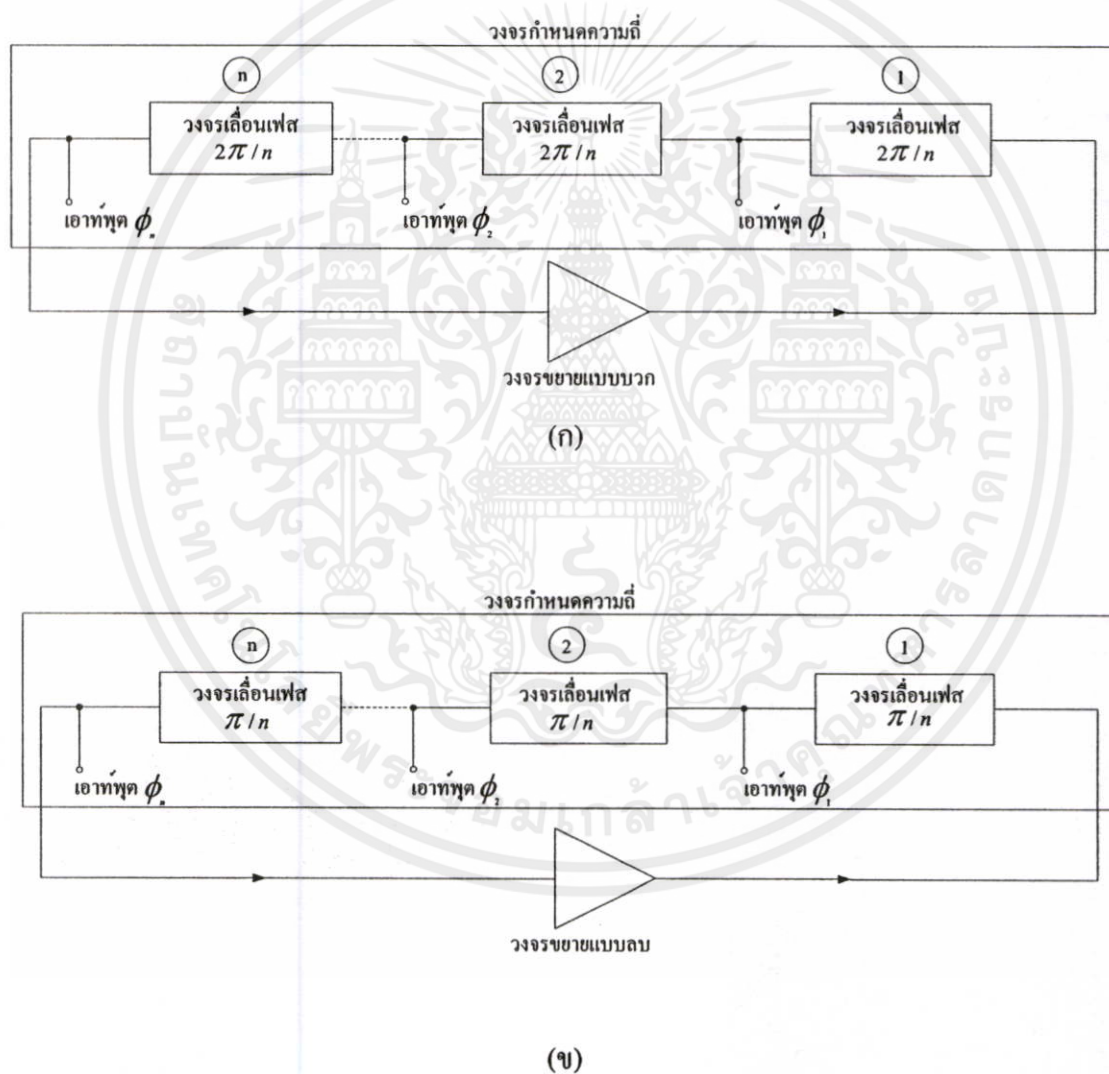
วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส (multiphase sinusoidal oscillator, MSO) จัดได้ว่าเป็นวงจรที่เป็นองค์ประกอบสำคัญของวงจรหนึ่งในการประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อก ระบบสื่อสาร และระบบควบคุมระบบจ่ายกำลังไฟฟ้า [6] จึงทำให้มีนักวิจัยให้ความสนใจออกแบบและสังเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่มีคุณภาพสูง เช่น ออปแอมป์ [11] วงจร CDBA [13] วงจรสายพานกระแส [14]-[15] และวงจร OTA [31] แต่อย่างไรก็ตามการนำเสนอวงจรดังกล่าวนี้ได้นำเสนอวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ทำงานในโหมดแรงดันแทบทั้งสิ้น ทั้งยังมีโครงสร้างวงจรที่ยู่ยากซับซ้อน

ดังนั้นในบทนี้จึงมุ่งเน้นที่จะนำเสนอการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอมีรูปแบบวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อนประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง (first-order allpass) ที่สังเคราะห์จากวงจรตามกระแส ต่อкасาดกันจำนวน n วงจร วงจรดังกล่าวสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตให้มีมุมเฟสต่างกัน n เฟส โดยความแตกต่างในแต่ละเฟสมีค่าเท่ากับ $180^\circ/n$ การตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นได้ใช้ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE เปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกัน

4.2 โครงสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส

จากหลักการสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าวงจรกำหนดความถี่ถูกสร้างขึ้นจากวงจรเพียงวงจรเดียว ทำให้การเลื่อนเฟสเป็น 180° หรือ 360° จึงทำให้วงจรรดังกล่าวมีสัญญาณเอาต์พุตเพียงตำแหน่งเดียวและสัญญาณไซน์ที่ได้มีเฟสเพียงเฟสเดียวเท่านั้น จากนั้นได้มีการเปลี่ยนแปลงวงจรกำหนดความถี่ใหม่ ให้เป็นวงจรรย่อยหลายชุดที่ต่อкасาดกัน n ชุด และแต่ละชุดจะมีการเลื่อนเฟสที่เท่ากัน โดยการเลื่อนเฟสรวมทั้งหมดของวงจรรกำหนดความถี่ต้องมีค่าเป็น 180° หรือ 360° แล้วแต่ชนิดของวงจรรขยายสัญญาณที่ใช้ จากนั้นป้อนกลับเป็นวงจรรขยายสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 อาศัยเงื่อนไขทางเฟสของบารค์เฮาเซนที่กล่าวไว้ว่าวงจรรจะเกิดการอสซิลเลตได้ที่ความถี่ ω_0 จะต้องมีค่าเท่ากับ $2n\pi$ เมื่อ n เป็นจำนวนเต็มบวกใดๆ เพื่อให้สอดคล้องกับหลักการดังกล่าวโครงสร้างของวงจรรตามรูปที่ 4.1(ก) จึงใช้วงจรรขยายสัญญาณที่ไม่

เลื่อนเฟสหรือวงจรขยายแบบบวก (noninverting amplifier) ทำให้วงจรย่อยแต่ละวงจรมีหน้าที่เลื่อนเฟสของสัญญาณให้มีเฟสของสัญญาณเอาต์พุตต่างจากสัญญาณอินพุตเป็น $2\pi/n$ ขณะที่โครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสดังรูปที่ 4.1(ข) วงจรขยายสัญญาณทำหน้าที่ขยายสัญญาณและมีการเลื่อนเฟสไปเท่ากับ π หรือวงจรขยายแบบลบ (inverting amplifier) ดังนั้นวงจรย่อยแต่ละวงจรจึงมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตต่างจากสัญญาณอินพุตเป็น π/n ส่วนสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสนั้น ได้จากการคึงเอาสัญญาณเอาต์พุตบางส่วนของวงจรส่วนย่อยในวงจรเลื่อนเฟส [29]



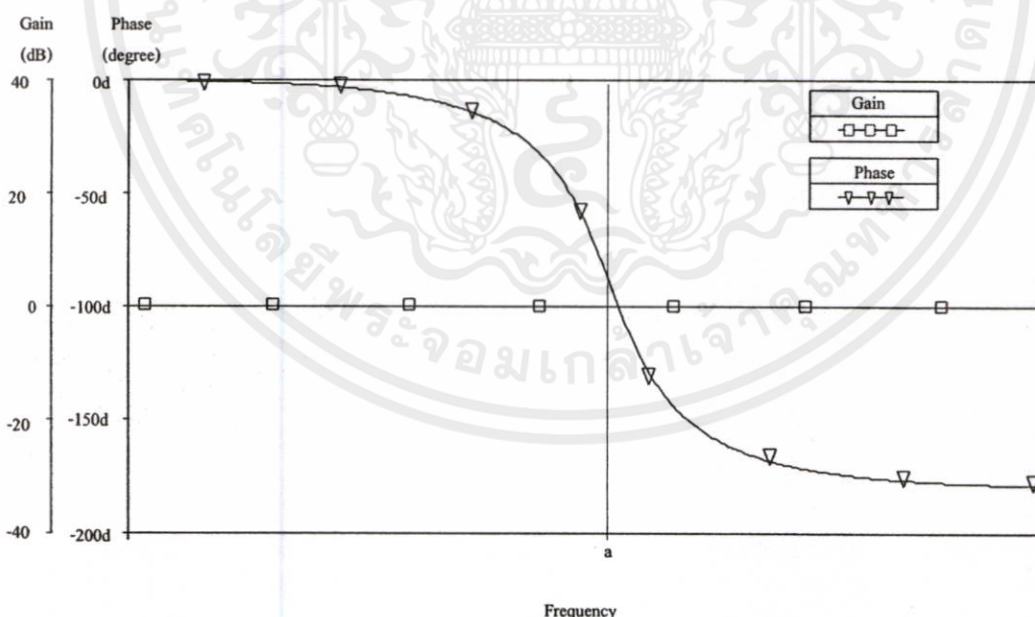
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.1 โครงสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส
 ไม่ว่าจะผิดใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นการสร้างวงจรรอสซิติเลเตอร์แบบหลายเฟสตามหลักการดังกล่าว ประเด็นสำคัญอยู่ที่ว่าจะใช้วงจรชนิดใดมาทำหน้าที่เป็นวงจรร้อยในวงจรถูกกำหนดความถี่ ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช่วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งมาเป็นวงจรร้อยของวงจรถูกกำหนดความถี่

4.3 การสร้างวงจรรอสซิติเลเตอร์โดยใช่วงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรถูกกำหนดความถี่

วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นไปตามสมการที่ (4.1) ซึ่งในการสร้างวงจรรองผ่านทุกความถี่จะต้องให้ผลตอบสนองทางขนาดสัญญาณเอาต์พุตคงที่เท่ากับขนาดสัญญาณอินพุตตลอดทุกช่วงความถี่ แต่จะต้องให้ผลตอบสนองทางเฟสที่แตกต่างกันเข้าใกล้ 180° เมื่อค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเกินกว่าช่วงความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, a) แสดงในรูปที่ 4.2

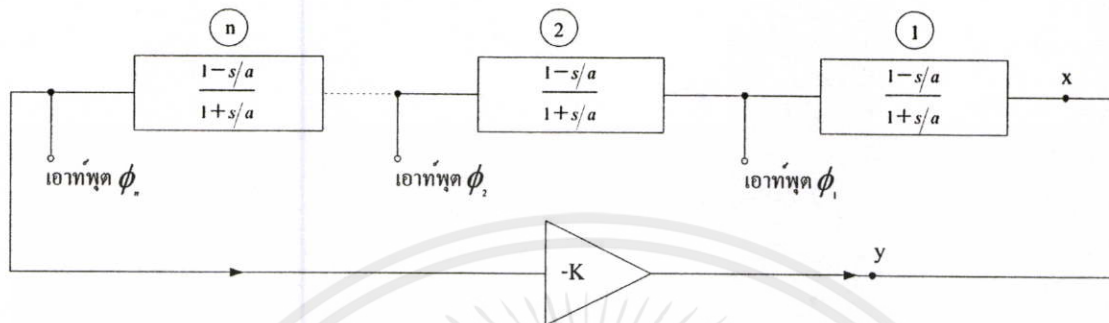
$$G(s) = \frac{1 - s/a}{1 + s/a} \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งโครงสร้างของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งมีรูปแบบโครงสร้างวงจรวงจรรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง

เมื่อพิจารณาโครงสร้างดังรูปที่ 4.3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดจากจุด x ไปยังจุด y เท่ากับ

$$T(s) = -K \left(\frac{1-s/a}{1+s/a} \right)^n \quad (4.2)$$

และหากพิจารณาระบบปิด (close loop) จะเห็นว่าวงจรมีการป้อนกลับแบบบวกที่มีค่าอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (positive unity feedback) จากจุด y ไปยังจุด x ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $x(s)$ คือ สัญญาณอินพุตของวงจร และ $y(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของวงจร ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{1}{1-T(s)} \quad (4.3)$$

ดังได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2 ว่าวงจรรอสซิลเลเตอร์ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับวงจร ดังนั้น ส่วนหารของสมการที่ (4.3) จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$T(s) = 1 \quad (4.5)$$

สมการที่ (4.5) แสดงให้เห็นถึงเงื่อนไขในการเกิดออสซิลเลตต์ของวงจร ดังนั้นเมื่อแทนค่า $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (4.5) ทำให้สามารถแยกพิจารณาออกเป็นสองส่วน คือ พิจารณาให้อยู่ในรูปขนาด และมุมเฟส โดยที่ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง นั่นคือ

$$|T(s)|=1 \quad (4.6)$$

หรือ

$$|T(s)| = -|K| \frac{\left| \sqrt{1 + (\omega/a)^2} \right|^n}{\left| \sqrt{1 + (\omega/a)^2} \right|^n} \quad (4.7)$$

เมื่อพิจารณามุมเฟสต่างเฟสจากความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.2 ดังรูปที่ 4.1(ข) มุมเฟสต่างเฟส (ϕ) ระหว่างกระแสเอาต์พุตในแต่ละเฟสจะมีค่าเท่ากับ

$$\phi = \frac{\pi}{n} = \frac{180^\circ}{n} \quad (4.8)$$

จากเงื่อนไขของบาร์คเฮาเซน ที่ว่าระบบจะเกิดการออสซิลเลตต์ที่ความถี่ ω_0 ได้ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดต้องมีค่าเท่ากับหนึ่งดังสมการที่ (4.6) ดังนั้นจากสมการที่ (4.7) ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดจึงขึ้นอยู่กับสององค์ประกอบ คือ ขนาดอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณ และขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ต่อкасцепกัน n ชุด แต่เนื่องจากขนาดอัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่มีค่าเท่ากับหนึ่งตลอดทุกช่วงความถี่ จึงทำให้เงื่อนไขของการออสซิลเลตต์ขึ้นอยู่กับขนาดอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณเท่านั้น จึงทำให้ได้เงื่อนไขในการออสซิลเลตต์ดังนี้

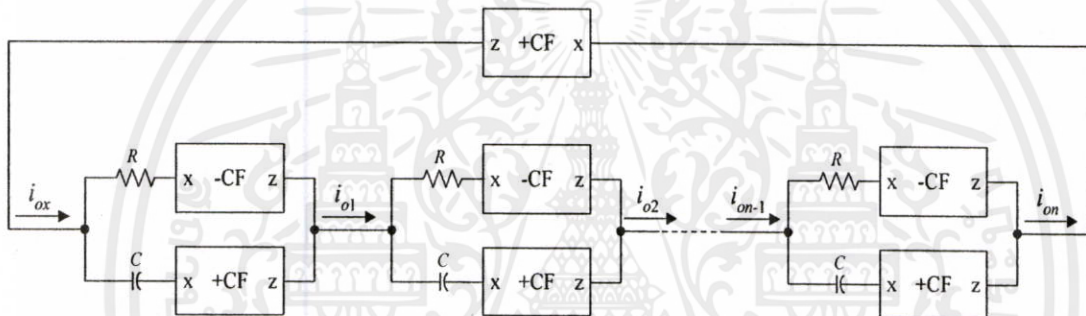
$$|K|=1 \quad (4.9)$$

นั่นคือขนาดอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง ในทางทฤษฎีเงื่อนไขในการเกิดออสซิลเลตต์ดังกล่าวจะเป็นจริงทุกค่าของ n เมื่อ $n \geq 2$ ทำให้กล่าวได้ว่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตต์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่ไม่ขึ้นอยู่กับจำนวนเฟสของสัญญาณ

4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแสที่นำเสนอ

รูปที่ 4.4 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่สังเคราะห์จากวงจรตามกระแสต่อкасาดเคลื่อนจำนวน n วงจร จากการวิเคราะห์ทั้งวงจรสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจร ($T(s)$) ได้ดังนี้คือ [ภาคผนวก ข.1]

$$T(s) = -\left(\frac{1 - sRC}{1 + sRC}\right)^n \quad (4.10)$$



รูปที่ 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแสที่นำเสนอ

สำหรับกรณีที่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่นำเสนอ นั้นประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อคาสเคดกันจำนวน 2 วงจรจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจรเท่ากับ [ภาคผนวก ข.2]

$$T(s) = -\left(\frac{1 - sRC}{1 + sRC}\right)^2 \quad (4.11)$$

อาศัยความสัมพันธ์จากเงื่อนไขของบาร์เฮาเซนทำให้สมการที่ (4.10) เขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอาจนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ออกและต้องอ้างอิงวงจรถ่ายโอนเอกสารทุกครั้ง (4.12) นำไปใช้

$$1 = -\left(\frac{1 - 2RCs + R^2 C^2 s^2}{1 + 2RCs + R^2 C^2 s^2}\right) \quad (4.12)$$

หรือ
$$2 + 2(sRC)^2 = 0 \quad (4.13)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.12) และ (4.13) จะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตในกรณีนี้เท่ากับ

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.14)$$

ส่วนกรณีที่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อคาสเคดกันจำนวน 3 วงจรจะได้ [ภาคผนวก ข.3]

$$T(s) = -\left(\frac{1-sRC}{1+sRC}\right)^3 \quad (4.15)$$

และเช่นเดียวกันเมื่ออาศัยความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.6) แล้ว สมการที่ (4.15) จะเขียนใหม่กลายเป็น

$$1 = -\left(\frac{1-3RCs+3R^2C^2s^2-R^3C^3s^3}{1+3RCs+3R^2C^2s^2+R^3C^3s^3}\right) \quad (4.16)$$

หรือ
$$2 + 6(sRC)^2 = 0 \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.16) และ (4.17) ทำให้ได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตในกรณีนี้เท่ากับ

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3}} \quad (4.18)$$

จากความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.2 ดังรูปที่ 4.1(ข) จะได้มุมเฟสต่างเฟส (ϕ) ของกระแสเอาต์พุตในแต่ละเฟสมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเป็นภาษาอื่นอย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi = \frac{\pi}{n} = \frac{180^\circ}{n} \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.14) และ (4.18) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรที่นำเสนอต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟได้ดังนี้

$$S_R^{f_o} = S_C^{f_o} = -1 \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.20) สามารถอธิบายได้ว่า ค่าความไวของการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟจะมีค่าแปรผกผันต่อค่าความถี่ในการออสซิลเลต ตัวอย่างเช่นมีการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์พาสซีฟให้มีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิม 10 % ผลของการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อทำให้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตลดลง 10 % จากค่าเดิม

4.5 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรตามกระแส

ในหัวข้อนี้จะได้พิจารณาถึงผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรตามกระแสที่ส่งผลต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอ ซึ่งคุณสมบัติของวงจรตามกระแสกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติสามารถเขียนอธิบายได้เป็น

$$v_x = 0 \quad i_{z+} = +\beta_p i_x \quad \text{และ} \quad i_{z-} = -\beta_n i_x \quad (4.21)$$

เมื่อ $\beta_p = (1 - \varepsilon_p)$ และ $|\varepsilon_p| (|\varepsilon_p| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว z ของวงจรตามกระแสแบบบวก และ $\beta_n = (1 - \varepsilon_n)$ และ $|\varepsilon_n| (|\varepsilon_n| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว x ไปยังขั้ว z ของวงจรตามกระแสแบบลบ ดังนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.4 อีกครั้งโดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ (4.21) ซึ่งสามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ได้ดังนี้คือ [ภาคผนวก ข.4]

ผลกระทบเนื่องจากการการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรตามกระแสที่ส่งผลต่อค่าความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่นำเสนอในกรณีนี้ที่ประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อคาสเคดกันจำนวน 2 วงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$f_{on} = \frac{1}{2\pi RC} \left(1 + \frac{\beta_p (\beta_p^2 - \beta_n^2)}{1 + \beta_p \beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (4.22)$$

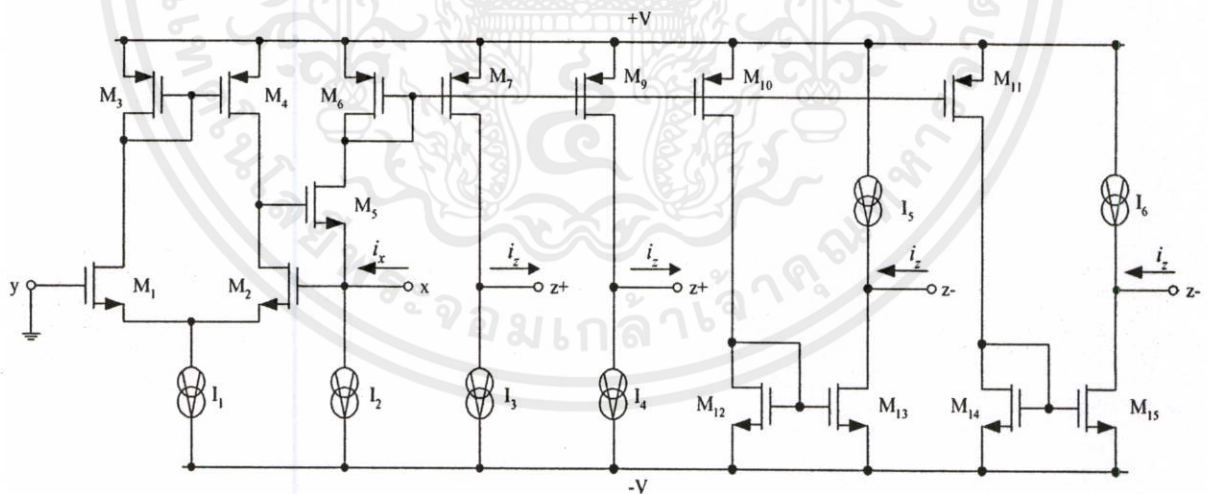
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม หากมีข้อสงสัยประการใดๆ กรุณาแจ้งที่ อีเมล service@scs.ac.th หรือที่เบอร์โทรศัพท์ 0 2524 5900 หรือแจ้งที่ศูนย์บริการลูกค้าสัมพันธ์ การนำ ไปใช้
และกรณีที่วงจรประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อคาสเคดกันจำนวน 3 วงจรจะ
ได้เท่ากับ

$$f_{on} = \frac{1}{2\pi RC} \left(1 + \frac{\beta_p^4 - (\beta_p^2 \beta_n^2)}{1 + \beta_p^2 \beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (4.23)$$

จากสมการที่ (4.22) และ (4.23) แสดงให้เห็นว่าหากควบคุมให้ $\beta_p \approx \beta_n$ แล้วจะพบว่าค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจรตามกระแสจะไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ออสซิลเลต

4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะและคุณสมบัติในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอในรูปที่ 4.5 ในที่นี้จึงใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งได้สังเคราะห์วงจรตามกระแสแบบหลายเฮดจ์พุตโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CMOS ที่มีการต่อขั้ว y ลงกราวด์ดังแสดงในรูปที่ 4.5 [29] จากวงจรได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์แบบ CMOS LEVEL3 SCN05H 0.5 μm ภายใต้เทคโนโลยีของ MOSIS เมื่อกำหนดค่าอัตราส่วนความกว้างต่อความยาว (W/L) ของทรานซิสเตอร์ M_1 - M_5 และ M_6 - M_{15} เท่ากับ 20 และ 30 ตามลำดับ แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\pm 2.5\text{V}$ และกระแสไบอัสของวงจรมีค่าเท่ากับ $I_1 = 200 \mu\text{A}$ และ $I_2 = I_3 = I_4 = 450 \mu\text{A}$



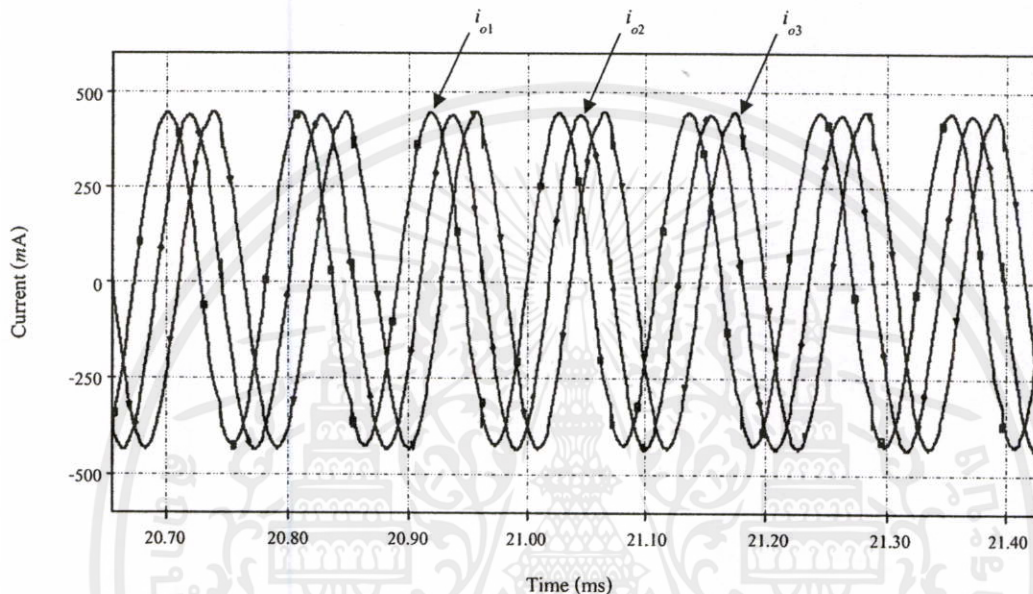
รูปที่ 4.5 วงจรตามกระแสแบบหลายเฮดจ์พุตที่สังเคราะห์จากวงจรสายพานกระแสแบบ CMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

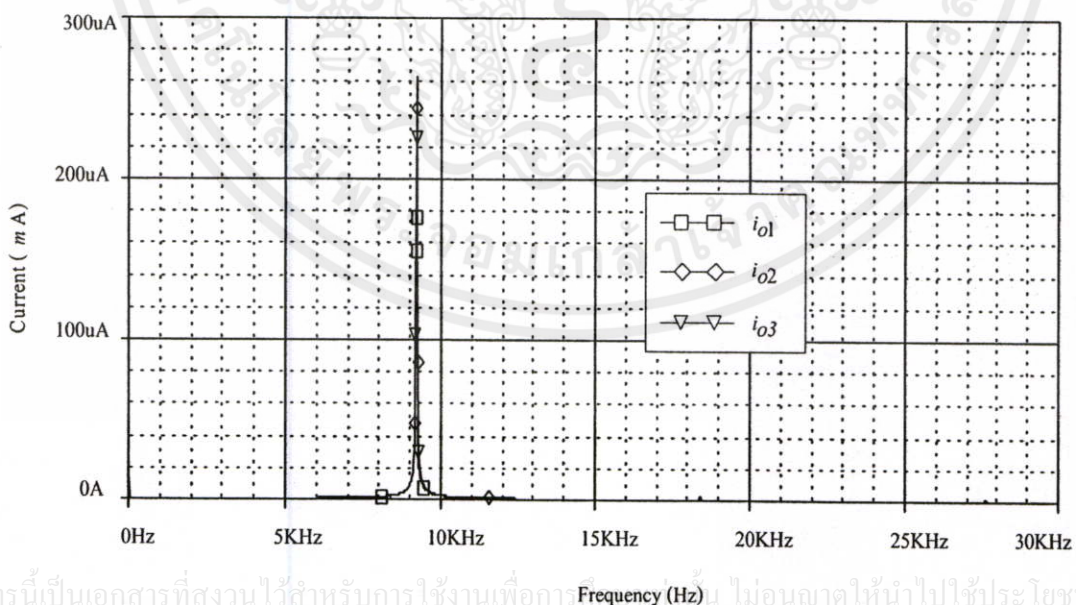
รูปที่ 4.6 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้

นำเสนอในกรณีประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อкасาดกันจำนวน 3 วงจร เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2 = C_3 = C = 10 \text{ nF}$ และ $R_1 = R_2 = R_3 = R = 1 \text{ k}\Omega$ ซึ่งทำให้ได้สัญญาณ

กระแสเอาต์พุต i_{o1} , i_{o2} และ i_{o3} มีความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ 9.188 kHz ในขณะที่ความถี่ในการออสซิลเลตที่ได้จากผลการจำลองการทำงานนั้นมีความถี่ประมาณ 9.189 kHz คิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 0.01% รูปที่ 4.7 แสดงผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ในการออสซิลเลตของวงจรที่นำเสนอ และตารางที่ 4.1 แสดงผลการจำลองการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดรวมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ซึ่งพบว่ามีค่าประมาณ 1.25%



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ Frequency (Hz) ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ในการออสซิลเลต

ตารางที่ 4.1 ค่าผิดเพี้ยนรวมของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอ

Harmonic number	Frequency (Hz)	Fourier component	Normalized component	Phase (Deg)	Normalized Phase (Deg)
1	9.189E+03	4.342E-04	1.000E+00	-3.661E+01	0.000E+00
2	1.838E+04	3.514E-06	8.091E-03	1.644E+02	2.376E+02
3	2.757E+04	2.111E-06	4.862E-03	-7.132E+01	3.851E+01
4	3.676E+04	2.481E-06	5.713E-03	5.671E+01	2.031E+02
5	4.594E+04	2.594E-06	5.973E-03	1.671E+02	3.501E+02
DC Component = 7.251433E-06					
Total Harmonic Distortion = 1.254691E+00 Percent					

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอมีรูปแบบวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อนประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งที่สังเคราะห์จากวงจรตามกระแส ต่อкасเกิดกันจำนวน n วงจร วงจรดังกล่าวสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตให้เฟสต่างกัน n เฟส โดยความแตกต่างในแต่ละเฟสมีค่าเท่ากับ $180^\circ/n$ การตรวจสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นได้ใช้ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE เปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องกันไปไปในแนวทางเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแนวทางหนึ่งที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาหลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสที่ทำงานในโหมดกระแส โดยมุ่งเน้นการออกแบบวงจรที่มีความเรียบง่ายไม่ซับซ้อน ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด พร้อมทั้งพยายามแก้ไขผลกระทบอันเนื่องมาจากพบว่าค่าความผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันของอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้ในวงจร เพื่อให้เหมาะกับการนำไปสร้างในรูปแบบวงจรรวม ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสที่นำเสนอนี้มีรูปแบบของวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อน สามารถสังเคราะห์สัญญาณกระแสเอาต์พุตสองชุดที่มีขนาดสัญญาณเท่ากันแต่มีมุมต่างเฟสกัน 90° รวมทั้งค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจรตามกระแสยังไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ในออสซิลเลต (ω_0) ของวงจร สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแส ที่นำเสนอเป็นวงจรที่สองนั้นสามารถสังเคราะห์กระแสเอาต์พุตจำนวน n ชุด ที่มีมุมต่างเฟสกัน $180^\circ/n$ (เมื่อ $n \geq 2$) โดยที่มุมต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมานั้นสามารถสังเคราะห์ได้ทั้งมุมเฟสคู่ และมุมเฟสคี่

สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และ ผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซี CMOS เบอร์ CD 4007 เปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องกันไปแนวทางเดียวกัน

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องและที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ในระดับนานาชาติมีจำนวน 4 บทความ ดังนี้คือ

1) W.Tangsrirat and D.Prasertsom "Electronically tunable low-component-count current-mode biquadratic filter using dual-output current followers". Electrical Engineering. Vol. 90, no. 1, 2007. pp. 34-37.

2) D.Prasertsom, T.Pukkalanun and W.Tangsrirat. "Current-mode Quadrature Oscillator Using Current Followers". Proceedings of the 2006 International Conference (ECTI-CON 2006), Ubon Thailand, 2006. pp. 658-661.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) **D.Prasertsom**, T.Pukkalanun and W.Tangsrirat. "Realization of Current-mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Based On Current Followers". Proceedings of International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006), Chiangmai Thailand, vol.2, 2006. pp. 105-108.

4) **D. Prasertsom**, T. Pukkalanun, W. Tangsrirat and W. Surakamponorn "Low Passive Component-Count Current Follower-Based Current-Mode Second-Order Notch Filter". Proceedings of Electro Devices and Solid-State Circuit, Hong Kong. December 19-21, 2005. pp.529-531.

โดยรายละเอียดของบทความทั้งหมดนั้นได้รวบรวมไว้ในภาคผนวก ค ของวิทยานิพนธ์

5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อและพัฒนาต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาในการทำวิจัยในหัวข้อนี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่ 2 ประการ อันได้แก่

1) ประการแรก วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมคกระแสนำเสนอ แม้ว่าการออกแบบวงจรจะมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่น้อยอยู่แล้ว แต่มีความเป็นไปได้ที่จะลดจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่มีอยู่ลงอีก ดังนั้นหากการออกแบบวงจรที่สามารถคงไว้เฉพาะตัวเก็บประจุที่เป็นอุปกรณ์พาสซีฟเท่านั้น และเลือกใช้ค่าความต้านทานที่เป็นอุปกรณ์พาราซิทิก (parasitic) ภายในโครงสร้างของวงจรแล้วก็จะทำให้วงจรมีความน่าสนใจและเหมาะกับการนำไปสร้างในรูปแบบวงจรรวมยิ่งขึ้น

2) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมคกระแสนำเสนอมีข้อด้อยของวงจรตรงที่ใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่มีการต่อแบบลอยตัว (floating passive) อยู่หากมีการปรับปรุงให้วงจรใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อกับกราวด์ก็จะทำให้วงจรมีความน่าสนใจและเหมาะกับการนำไปสร้างในรูปแบบวงจรรวมยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Toumazou, F.J. Lidgey, and D.G. Haigh. Analog IC Design , The Current Mode Approach.London : **Peter Peregrinus Ltd.** 1990.
- [2] B. Wilson, “Recent development in current conveyors and current mode circuits”. **Proceeding of the Institute of Electrical Engineers.** 1990. Part G. 137 : 63-67.
- [3] Giuseppe Ferri and Nicola C. Guerrini. Low–Voltage Low–Power CMOS Current Conveyors. **Kluwer Academic Publishers.** 2003.
- [4] P. Horowitz, and W. Hill. The Art of Electronics. **Cambridge University Press.** 1991. pp.291.
- [5] U. Tietze, and C. Schenk. Electronic Circuits : Design and Applications. Berlin Germany : **Springer.** 1991. pp.795-796.
- [6] M. T. Abuelma’atti and M. A. Ai’Quahatani. “Low component second generation current conveyor-based multiphasesinusoidal oscillator”. **International Journal of Electronics.** vol.84, no.1, 1998. pp.45-52.
- [7] W. Leon Cauch. Digital and analog communication system. **Macmillan publishing company.** 1987.
- [8] C.W. Lee. “An Analysis of polyphase envelop detection”. **IEEE Transactions on Communication.** August, 1973. pp. 967-969.
- [9] M.T. Ahmed, I.A. Khan and N. Minhaj. “On transconductance-C quadrature oscillators”. **International Journal of Electronics.** vol. 82, no.2, 1997. pp.201-207.
- [10] I.A. Khan and S. Khwaja. “An integrable gm-C quadrature oscillator”. **International Journal of Electronics.** vol.87, no.11, 2000. pp.1353-1357.
- [11] J. Stephan and G. Gift. “Multiphase sinusoidal system using operational amplifiers”. **International Journal of Electronics.** vol.83, no.1, 1997. pp.61-67.
- [12] J.W. Horng. “Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors”. **IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communication and Computer Sciences.** vol.E85-A, no.6, 2000. pp. 1416-1419.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่เอามาตีพิมพ์ไปให้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ผู้ที่นำข้อมูลไปใช้โดยไม่ขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] K. Klahan , W. Tangsrirat and W. Surakamponorn. "Realization of multiphase sinusoidal oscillator using CDBAs". **IEEE Asia-Pacific on Conference on Circuits and Systems**. Dec. 6-9, 2004. pp.725-728.
- [14] D. Wu, S. Liu, Y. Hwang, and Y. Wu. "Multiphase using second-generator current conveyors". **International Journal of Electronics**. vol. 78, 1995. pp. 645–651.
- [15] M.T. Abuelma'atti and M.A Ai'Quahatani. "New current-controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors". **IEEE Transactions on Circuits and Systems**. vol.45, no.7, 1998. pp.881- 885.
- [16] วิศรุต นันท์ธนะวานิช. "วงจรมอดูเลเตอร์แบบซิมอส." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2545.
- [17] David A. Johns and Ken Martin. Analog Integrated Circuit Design. **John Wiley & Sons, Inc.** 1997.
- [18] Phillip E. Allen and Douglas R. Holberg. CMOS Analog Circuit Design. New York : Holt. **Rinehart and Winston, Inc.** 1987.
- [19] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smit. Microelectronic Circuits. 4th Ed. New York : **Oxford University Press, Inc.** 1987.
- [20] F.J. Lidgley. "Current Followers". **Electronics and Wireless World**. February, 1984. pp.40-43.
- [21] C. Toumazou and F.J. Lidgley. "Accurate Current Follower". **Electronics and Wireless World**. Vol.91, 1985. pp.17-19.
- [22] กนก สมุทรรัตน์. "การประยุกต์ใช้งานวงจรมอดูเลเตอร์แบบซิมอส." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534.
- [23] วันชัย รีวีรุจา. "การออกแบบและสังเคราะห์วงจรมอดูเลเตอร์แบบซิมอสโดยใช้หลักการวงจรมอดูเลเตอร์แบบซิมอส." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2535.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] เกียรติศักดิ์ คมวัชร. “การสร้างวงจรสายพานกระแสและวงจรแปลงความต้านทานค่าลบด้วย CMOS.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2534.
- [25] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan. “Accurate CMOS-based current conveyors”. **IEEE Transactions on Measurement**. vol. 40, 1991. pp.699-702.
- [26] E.M. Drakakis, C.A. Karybakas. “A multiple output active filter based on current follower”. **International Journal of Electronics**. vol. 86, no.2, 1999. pp.141-151.
- [27] R. Holzel. “A simple wide-band sine wave quadrature oscillator”. **IEEE Transactions on Measurement**, vol.42, no.3, 1993. pp.758-760.
- [28] สิทธิชัย โกโคยอุดม. วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์ กรุงเทพมหานคร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร 2549.
- [29] แสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์. “วงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์หลายเฟสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2545.
- [30] เฉลิมพันธ์ ฟองสมุทร. “วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองโดยใช้หลักการแปลงสัญญาณและนอโรเตอร์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2550.
- [31] A. K. Iqbal, T.A. Muslim, and M. Nigar. “Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators”. **International Journal of Electronics**, vol.72, 1992. pp. 443-450.
- [32] D.Prasertsom, T.Pukkalanun and W.Tangsrirat. “Current-mode Quadrature Oscillator Using Current Followers”. **Proceedings of the 2006 International Conference (ECTI-CON 2006)**, Ubon Thailand, 2006. pp. 658-661.
- [33] D.Prasertsom, T.Pukkalanun and W.Tangsrirat. “Realization of Current-mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Based On Current Followers”. **Proceedings of International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, Chiangmai Thailand, vol.2, 2006. pp. 105-108.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



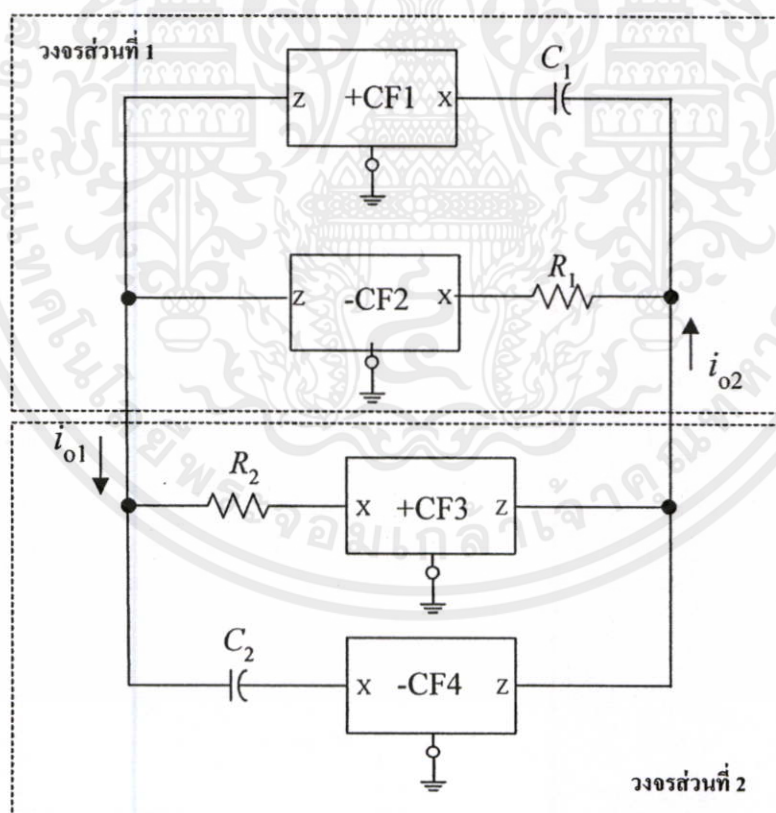
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส

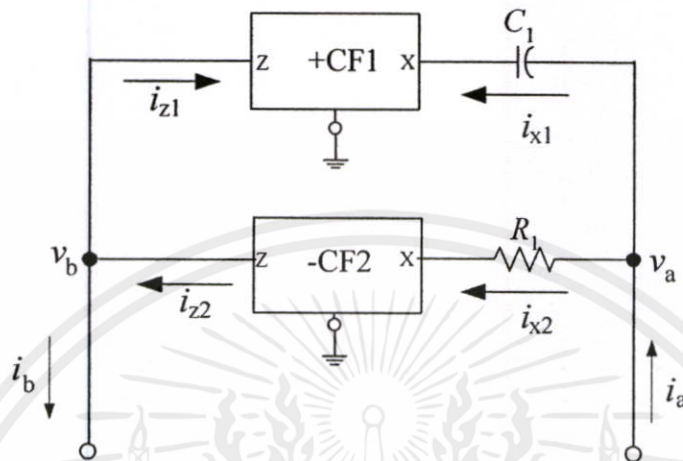
ก.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส

จากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสที่ได้ นำเสนอด้รูปที่ 3.2 เมื่อทำการพิจารณาเปรียบเทียบกับบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบพื้นฐานที่ได้นำเสนอด้รูปที่ 3.1 ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดของวงจรสามารถแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วนด้รูปที่ ก.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ ก.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแสที่ได้นำเสนอ

รูปที่ ก.2 แสดงวงจรส่วนที่ 1 เพื่อใช้วิเคราะห์หาฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจร
 $(A(s) = \frac{i_b}{i_a})$ ซึ่งมีขั้นตอนดังต่อไปนี้



รูปที่ ก.2 วงจรส่วนที่ 1

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_a จะได้

$$i_a = i_{x1} + i_{x2}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแสดังสมการที่ (2.1) จะได้ว่า

$$i_a = sC_1 v_a + \frac{v_a}{R_1}$$

หรือ

$$i_a = \left[\frac{1 + sC_1 R_1}{R_1} \right] v_a \quad (ก.1)$$

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_b จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะมิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแสที่แสดงในสมการที่ (2.1) จะได้ว่า

$$i_b = \frac{v_a}{R_1} - sC_1 v_a$$

หรือ

$$i_b = \left[\frac{1 - sC_1 R_1}{R_1} \right] v_a \quad (ก.2)$$

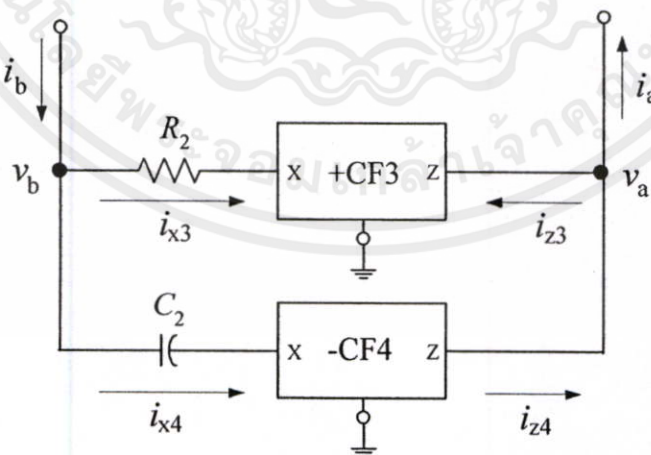
ดังนั้นจากสมการที่ (ก.1) และ (ก.2) สามารถเขียนฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจร

$$(A(s) = \frac{i_b}{i_a}) \text{ ได้ดังนี้}$$

$$A(s) = \left[\frac{1 - sC_1 R_1}{1 + sC_1 R_1} \right] \quad (ก.3)$$

รูปที่ ก.3 แสดงวงจรส่วนที่ 2 เพื่อใช้คำนวณหาฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจร

$$(B(s) = \frac{i_a}{i_b}) \text{ ซึ่งมีลำดับดังต่อไปนี้}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ ก.3 วงจรส่วนที่ 2
 ไม่ว่าจะผิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_b จะได้

$$i_b = i_{x3} + i_{x4}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแสจะได้

$$i_b = \frac{v_b}{R_2} + sC_2 v_b$$

หรือ

$$i_b = \left[\frac{1 + sC_2 R_2}{R_2} \right] v_b \quad (ก.4)$$

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_a จะได้

$$i_a = i_{z4} - i_{z3}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแส จะได้

$$i_a = sC_2 v_b - \frac{v_b}{R_2}$$

หรือ

$$i_b = - \left[\frac{1 - sC_2 R_2}{R_2} \right] v_b \quad (ก.5)$$

จากสมการที่ (ก.4) และ (ก.5) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร ($B(s) = \frac{i_a}{i_b}$) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B(s) = - \left[\frac{1 - sC_2 R_2}{1 + sC_2 R_2} \right] \quad (ก.6)$$

จากสมการที่ (ก.3) และ(ก.6) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด $T(s)$ ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอเท่ากับ

$$T(s) = - \left[\frac{1 - sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \right] \left[\frac{1 - sC_2R_2}{1 + sC_2R_2} \right]$$

สามารถเขียนใหม่ได้โดย $G_i = 1/R_i$ ($i = 1, 2$) จะได้

$$T(s) = - \frac{\left[s^2 - s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1G_2}{C_1C_2} \right) \right]}{\left[s^2 + s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1G_2}{C_1C_2} \right) \right]} \quad (\text{ก.7})$$

ก.2 การวิเคราะห์หาผลต่างของมุมเฟส (ϕ) ระหว่างกระแสเอาต์พุต i_{o2} และ i_{o1}

การวิเคราะห์หามุมเฟส (ϕ) ระหว่างกระแสเอาต์พุต i_{o2} และ i_{o1} นั้นจะเป็นการยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอนี้เป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ กล่าวคือ วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์จะต้องมีมุมเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่มีผลต่างของมุมประมาณ 90° ดังนั้นจากการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอในภาคผนวก ก.1 เมื่อพิจารณาสมการที่ (ก.3) จะได้

$$A(s) = \frac{i_b}{i_a} = \left[\frac{1 - sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \right]$$

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ ก.2 กับรูปที่ ก.1 จะพบว่า $i_a = i_2$ และ $i_b = i_1$ ดังนั้นสมการข้างบนเขียนใหม่ได้เป็น

$$A(s) = \frac{i_1(s)}{i_2(s)} = \left[\frac{1 - sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \right] \quad (\text{ก.8})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่การศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $s = j\omega$ จะได้

$$A(j\omega) = \frac{i_1(j\omega)}{i_2(j\omega)} = \left[\frac{1 - j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \right] \quad (\text{ก.9})$$

พิจารณามุมเฟสของสมการที่ (ก.9) จะได้ว่า

$$\angle A(j\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{1 - j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \right]$$

จะได้ว่า

$$\angle A(j\omega) = \tan^{-1}(-\omega C_1 R_1) - \tan^{-1}(\omega C_1 R_1)$$

หรือ

$$\angle A(j\omega) = -2 \tan^{-1}(\omega C_1 R_1) \quad (\text{ก.10})$$

ที่ความถี่ $\omega = \omega_o = \frac{1}{R_1 C_1}$ จะได้ว่า

$$\angle A(j\omega) = \phi = -90^\circ \quad (\text{ก.11})$$

สมการที่ (ก.11) แสดงให้เห็นว่าผลต่างมุมเฟสระหว่างกระแสเอาต์พุต i_{o1} และกระแสเอาต์พุต i_{o2} มีค่าเท่ากับ $\phi = -90^\circ$ หรือกล่าวได้ว่ามุมเฟสของกระแสเอาต์พุต i_{o2} นำหน้ากระแสเอาต์พุต i_{o1} เท่ากับ 90° หรือสามารถเขียนความสัมพันธ์ของมุมเฟส (ϕ) ระหว่างกระแสเอาต์พุต i_{o2} และ i_{o1} ได้เป็น

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{G} \right) \quad (\text{ก.12})$$

โดยที่ $G = G_1$ และ $C = C_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากการความไม่เป็นอุดมคติของวงจรตามกระแสที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะในการทำงานของจรรยาบรรณแบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอ เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ของวงจรตามกระแสกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติดังอธิบายในสมการที่ (3.16) โดยทำการวิเคราะห์จากรูปที่ ก.1 อีกครั้ง เพื่อหาฟังก์ชันการถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้จะได้

รูปที่ ก.2 แสดงวงจรส่วนที่ 1 เพื่อใช้วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ($A(s) = \frac{i_b}{i_a}$) ซึ่งมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_a จะได้

$$i_a = i_{x1} + i_{x2}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแส จะได้

$$i_a = sC_1 v_a + \frac{v_a}{R_1}$$

หรือ

$$i_a = \left[\frac{1 + sC_1 R_1}{R_1} \right] v_a \quad (ก.13)$$

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_b จะได้

$$i_b = i_{z2} - i_{z1}$$

จากความสัมพันธ์ของวงจรตามกระแสในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติดังสมการที่ (3.16) จะได้ว่า

$$i_b = \frac{\beta_2 v_a}{R_1} - s\beta_1 C_1 v_a$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_b = \left[\frac{\beta_2 - s\beta_1 C_1 R_1}{R_1} \right] v_a \quad (ก.15)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ก.13) และ (ก.14) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติ ($A(s) = \frac{i_b}{i_a}$) ได้ดังนี้

$$A(s) = \left[\frac{\beta_2 - s\beta_1 C_1 R_1}{1 + sC_1 R_1} \right] \quad (\text{ก.16})$$

จากรูปที่ ก.3 แสดงวงจรในส่วนที่ 2 เพื่อใช้คำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ ($B(s) = \frac{i_a}{i_b}$) ซึ่งมีลำดับดังต่อไปนี้
เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_b จะได้

$$i_b = i_{x3} + i_{x4}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแสกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติที่เขียนอธิบายในสมการที่ (3.16) จะได้ว่า

$$i_b = \frac{v_b}{R_2} + sC_2 v_b$$

จะได้

$$i_b = \left[\frac{1 + sC_2 R_2}{R_2} \right] v_b \quad (\text{ก.17})$$

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_a จะได้

$$i_a = i_{z4} - i_{z3}$$

ความสัมพันธ์ของวงจรตามกระแสกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติที่เขียนอธิบายในสมการที่ (3.16) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_a = sC_2 v_b - \frac{v_b}{R_2}$$

จะได้

$$i_b = - \left[\frac{\beta_3 - s\beta_4 C_2 R_2}{R_2} \right] v_b \quad (ก.18)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติ ($B(s) = \frac{i_a}{i_b}$) จากสมการที่ (ก.17)

และ (ก.18) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$B(s) = - \left[\frac{\beta_3 - s\beta_4 C_2 R_2}{1 + sC_2 R_2} \right] \quad (ก.19)$$

จากสมการที่ (ก.16) และ (ก.19) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดกรณีที่ไม่มีเป็นอุดมคติ $T(s)$ ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอเท่ากับ

หรือ

$$T(s) = - \left[\frac{\beta_2 - s\beta_1 C_1 R_1}{1 + sC_1 R_1} \right] \left[\frac{\beta_3 - s\beta_4 C_2 R_2}{1 + sC_2 R_2} \right]$$

$$T(s) = -\beta_1 \beta_4 \frac{\left[s^2 - s \left(\frac{\beta_2 G_1}{\beta_1 C_1} + \frac{\beta_3 G_2}{\beta_4 C_2} \right) + \left(\frac{\beta_2 \beta_3 G_1 G_2}{\beta_1 \beta_4 C_1 C_2} \right) \right]}{\left[s^2 + s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) \right]} \quad (ก.20)$$

เมื่อ $G_i = 1/R_i$ ($i = 1, 2$)

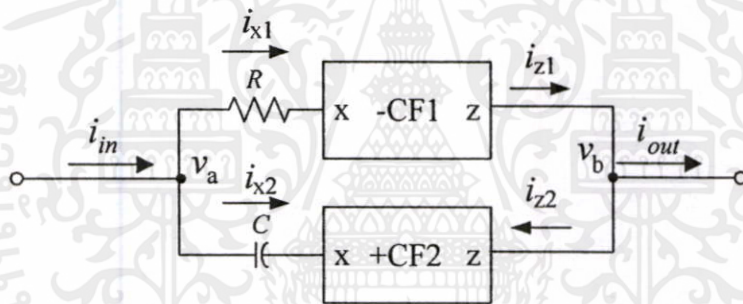
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส

ข.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟส โหมดกระแสโดยใช้วงจรตามกระแส

จากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสโหมดกระแสที่ได้นำเสนอได้เลือกใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งมาเป็นวงจรร้อยกำหนดความถี่โดยเลือกใช้วงจรตามกระแสเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งโดยใช้วงจรตามกระแส

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_a จะได้

$$i_{in} = i_{x1} + i_{x2}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแสดังสมการที่ (2.1) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา $i_{in} = sCv_a + \frac{v_a}{R}$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$i_{in} = \left[\frac{1 + sCR}{R} \right] v_a \quad (ข.1)$$

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_b จะได้

$$i_{out} = i_{z2} - i_{z1}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแส จะได้ว่า

$$i_{out} = \frac{v_a}{R} - sCv_a$$

หรือ

$$i_{out} = \left[\frac{1 - sCR}{R} \right] v_a \quad (ข.2)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข.1) และ (ข.2) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left[\frac{1 - sCR}{1 + sCR} \right] \quad (ข.3)$$

ซึ่งโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งมีรูปแบบวงจรดังแสดงในหัวข้อที่ 4.2 รูปที่ 4.3 เมื่อพิจารณาโครงสร้างดังรูปที่ 4.3 กับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดดังนี้

$$T(s) = - \left(\frac{1 - sRC}{1 + sRC} \right)^n \quad (ข.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 กรณีวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอบรรจุด้วยวงจรกรองผ่านความถี่อันดับหนึ่งต่อคาบเคลื่อนจำนวน 2 วงจร

กรณีที่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่นำเสนอบรรจุด้วยวงจรกรองผ่านความถี่อันดับหนึ่งต่อคาบเคลื่อนจำนวน 2 วงจรจากฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดดังสมการที่ (ข.4) จะได้

$$T(s) = -\left(\frac{1 - sRC}{1 + sRC}\right)^2 \quad (\text{ข.5})$$

จากความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.3 ดังสมการที่ (4.6) จะได้

$$1 = -\left(\frac{1 - 2RCs + R^2 C^2 s^2}{1 + 2RCs + R^2 C^2 s^2}\right) \quad (\text{ข.6})$$

หรือ $2 + 2(sRC)^2 = 0 \quad (\text{ข.7})$

เมื่อ $s = j\omega$ จะได้

$$2 - 2(\omega RC)^2 = 0$$

หรือ $2(\omega RC)^2 = 2$

จะได้ว่า

$$\omega = \frac{1}{RC}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{ข.8})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.3 กรณีวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อкасцепกันจำนวน 3 วงจร

กรณีที่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อкасцепกันจำนวน 3 วงจรจากฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดดังสมการที่ (ข.4) จะได้

$$T(s) = -\left(\frac{1 - sRC}{1 + sRC}\right)^3 \quad (\text{ข.9})$$

จากความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.3 ดังสมการที่ (4.6) จะได้

$$1 = -\left(\frac{1 - 3RCs + 3R^2C^2s^2 - R^3C^3s^3}{1 + 3RCs + 3R^2C^2s^2 + R^3C^3s^3}\right) \quad (\text{ข.10})$$

หรือ

$$2 + 6(sRC)^2 = 0 \quad (\text{ข.11})$$

เมื่อ $s = j\omega$ จะได้

$$2 - 6(\omega RC)^2 = 0$$

หรือ

$$6(\omega RC)^2 = 2$$

จะได้ว่า

$$\omega = \frac{1}{RC\sqrt{3}}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3}} \quad (\text{ข.12})$$

ข.4 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากการความไม่เป็นอุดมคติของวงจรตามกระแสที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะในการทำงานของจอร์ออสซิลเลเตอร์แบบหลายเฟสที่ได้นำเสนอ เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ของวงจรตามกระแสกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติดังอธิบายในสมการที่ (4.19) โดยทำการวิเคราะห์จากรูปที่ ข.1 อีกครั้ง เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีนี้จะได้

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_a จะได้

$$i_{in} = i_{x1} + i_{x2}$$

จากคุณสมบัติของวงจรตามกระแสดังสมการที่ (2.1) จะได้ว่า

$$i_{in} = sCv_a + \frac{v_a}{R}$$

หรือ

$$i_{in} = \left[\frac{1 + sCR}{R} \right] v_a \quad (ข.13)$$

เขียนสมการ KCL ที่โหนด v_b จะได้

$$i_{out} = i_{z2} - i_{z1}$$

จากความสัมพันธ์ของวงจรตามกระแสในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติดังสมการที่ (4.19) จะได้ว่า

$$i_b = \frac{\beta_p v_a}{R} - s\beta_n C v_a$$

หรือ

$$i_b = \left[\frac{\beta_p - s\beta_n CR}{R} \right] v_a \quad (ข.14)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข.1) และ (ข.2) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \left[\frac{\beta_p - s\beta_n CR}{1 + sCR} \right] \quad (ข.15)$$

เมื่อพิจารณาโครงสร้างดังรูปที่ 4.3 กับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อที่ (ข.16) ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = - \left(\frac{\beta_p - s\beta_n CR}{1 + sCR} \right)^n \quad (ข.16)$$

กรณีที่ประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อคาสเคดกันจำนวน 2 วงจร จากฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติดังสมการที่ (ข.16) จะได้

$$T(s) = -\left(\frac{\beta_p - s\beta_n CR}{1 + sCR}\right)^2 \quad (\text{ข.17})$$

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.3 ดังสมการที่ (4.6) จะทำให้สมการที่ (ข.17) เขียนใหม่ได้เป็น

$$1 = -\left(\frac{\beta_p^2 - 2RC\beta_p\beta_n s + R^2 C^2 \beta_n^2 s^2}{1 + 2RCs + R^2 C^2 s^2}\right) \beta_p \quad (\text{ข.18})$$

เมื่อ $s = j\omega$ จะได้

$$1 = -\left(\frac{(\beta_p^2 - R^2 C^2 \beta_n^2 \omega^2) - j2RC\beta_p\beta_n \omega}{(1 - R^2 C^2 \omega^2) + j2RC\omega}\right) \beta_p$$

หรือ

$$(1 - R^2 C^2 \omega^2) + j2RC\omega = -(\beta_p^2 - R^2 C^2 \beta_n^2 \omega^2) \beta_p + j2RC\beta_p \beta_n^2 \omega$$

จะได้ว่า

$$(1 - R^2 C^2 \omega^2) + (\beta_p^3 - R^2 C^2 \beta_p \beta_n^2 \omega^2) = j(2RC\beta_p \beta_n^2 \omega - 2RC\omega)$$

เนื่องจาก $\beta_p = (1 - \varepsilon_p)$ และ $|\varepsilon_p| (|\varepsilon_p| \ll 1)$ และ $\beta_n = (1 - \varepsilon_n)$ และ $|\varepsilon_n| (|\varepsilon_n| \ll 1)$ ทำให้พจน์ทางขวามือของสมการทางข้างบนมีค่าประมาณศูนย์ หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$(1 - R^2 C^2 \omega^2) + (\beta_p^3 - R^2 C^2 \beta_p \beta_n^2 \omega^2) = 0 \quad (\text{ข.19})$$

$$\omega = \frac{1}{RC} \left[\frac{(1 + \beta_p^3)}{(1 + \beta_p \beta_n^2)} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.20})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\omega = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{\beta_p (\beta_p^2 - \beta_n^2)}{1 + \beta_p \beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข.21})$$

นั่นคือค่าความถี่ในการออสซิลเลตในกรณีที่ไม่มีอนุกรมคิตติจะมีค่าเท่ากับ

$$f_{on} = \frac{1}{2\pi RC} \left(1 + \frac{\beta_p (\beta_p^2 - \beta_n^2)}{1 + \beta_p \beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข.22})$$

สำหรับกรณีที่ประกอบด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งต่อคาสเคดกันจำนวน 3 วงจร จากฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดในกรณีที่ไม่มีอนุกรมคิตติดังสมการที่ (ข.16) จะได้

$$T(s) = - \left(\frac{\beta_p - s\beta_n CR}{1 + sCR} \right)^3 \quad (\text{ข.23})$$

จากความสัมพันธ์ในหัวข้อ 4.3 ดังสมการที่ (4.6) ทำให้สมการที่ (ข.23) เขียนใหม่ได้เป็น

$$1 = - \left(\frac{\beta_p^3 + 3\beta_p (s\beta_n CR)^2 - 3\beta_p^2 (s\beta_n CR) - (s\beta_n CR)^3}{1 + 3(sRC)^2 + 3sRC + (sRC)^3} \right) \beta_p \quad (\text{ข.24})$$

เมื่อ $s = j\omega$ จะได้

$$1 = - \left(\frac{\beta_p^3 - 3\beta_p (\omega\beta_n RC)^2 - j3\beta_p^2 (\omega\beta_n RC) + j(\omega\beta_n RC)^3}{1 - 3(\omega RC)^2 + j3\omega RC - j(\omega RC)^3} \right) \beta_p$$

หรือ

$$(1 - 3(\omega RC)^2) + j(3\omega RC - (\omega RC)^3) = (3\beta_p^2 (\omega\beta_n RC)^2 - \beta_p^4) + j(3\beta_p^3 \beta_n \omega RC - \beta_p \beta_n^3 (\omega RC)^3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$(1-3(\omega RC)^2) + (\beta_p^4 - 3\beta_p^2(\omega\beta_n RC)^2) = j((3\beta_p^3\beta_n\omega RC - 3\omega RC) + ((\omega RC)^3 - \beta_p\beta_n^3(\omega RC)^3))$$

เนื่องจาก $|\mathcal{E}_p|$ ($|\mathcal{E}_p| \ll 1$) และ $|\mathcal{E}_n|$ ($|\mathcal{E}_n| \ll 1$) ทำให้พจน์ทางขวามือของสมการทางข้างบนมีค่าประมาณศูนย์ หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$(1-3(\omega RC)^2) + (\beta_p^4 - 3\beta_p^2(\omega\beta_n RC)^2) = 0 \quad (\text{ข.25})$$

จะได้

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{3RC}} \left[\frac{1 + \beta_p^4}{1 + \beta_p^2\beta_n^2} \right]^{1/2} \quad (\text{ข.26})$$

หรือ

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{3RC}} \left(1 + \frac{\beta_p^4 - (\beta_p^2\beta_n^2)}{1 + \beta_p^2\beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข.27})$$

และจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลตในกรณีที่ไม่นับอุมคคิตเท่ากับ

$$f_{on} = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC} \left(1 + \frac{\beta_p^4 - (\beta_p^2\beta_n^2)}{1 + \beta_p^2\beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข.28})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

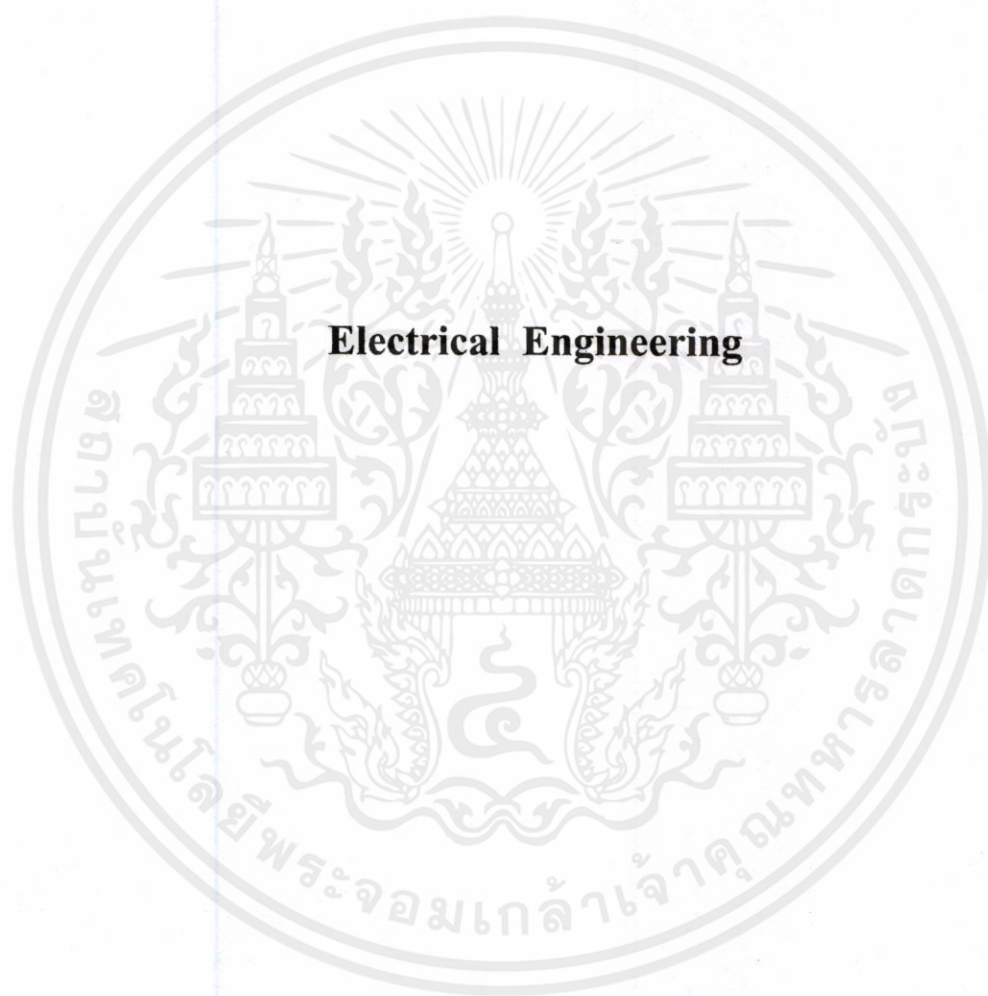
ภาคผนวก ค

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการและการประชุมวิชาการทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ในระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 4 บทความดังต่อไปนี้

- [1] W.Tangsriat and **D.Prasertsom** “Electronically tunable low-component-count current-mode biquadratic filter using dual-output current followers”. Electrical Engineering. Vol. 90, no. 1, 2007. pp. 34-37.
- [2] **D.Prasertsom**, T.Pukkalanun and W.Tangsriat. “Current-mode Quadrature Oscillator Using Current Followers”. Proceedings of the 2006 International Conference (ECTI-CON 2006), Ubon Thailand, 2006. pp. 658-661.
- [3] **D.Prasertsom**, T.Pukkalanun and W.Tangsriat. “Realization of Current-mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Based On Current Followers”. Proceedings of International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006), Chiangmai Thailand, vol.2, 2006. pp. 105-108.
- [4] **D. Prasertsom**, T. Pukkalanun, W. Tangsriat and W. Surakampontrorn “Low Passive Component-Count Current Follower-Based Current-Mode Second-Order Notch Filter”. Proceedings of Electro Devices and Solid-State Circuit, Hong Kong. December 19-21, 2005. pp.529-531.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electronically tunable low-component-count current-mode biquadratic filter using dual-output current followers

Worapong Tangsirat · Danucha Prasertsom

Received: 9 July 2006 / Accepted: 11 November 2006 / Published online: 8 December 2006
 © Springer-Verlag 2006

Abstract In this paper, a realization of a current-controlled three-input single-output current-mode universal biquadratic filter using dual-output current followers (DO-CFs) as active components is described. Based on the use of the current-controlled conveyor working as the DO-CF, the proposed circuit employs only two DO-CFs and two grounded capacitors that provide the advantage of an electronic tuning capability and is of special interest from the IC fabrication point of view. By suitably selecting three input signals, the filter can realize all of the standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass, bandpass, highpass, bandstop and all-pass, all at a high impedance output which enables easy cascading in the current-mode operation. The natural angular frequency (ω_0) and the bandwidth (BW) of the proposed circuit can be tuned independently and electronically over a wide range by adjusting the external bias currents. In addition, no critical component matching conditions are required for all the filter response realizations, and both active and passive sensitivities are low. PSPICE simulation results are used to confirm the characteristics of the proposed circuit.

Keywords Biquadratic filter · Current follower (CF) · Current-mode circuit

1 Introduction

It is well known that a universal biquadratic filter is a very useful second-order function block which is widely used in various parts, such as communication and measuring systems. It may be employed in phase locked loop FM stereo demodulator, touch tone telephone and cross over networks used in three-way high fidelity loudspeakers [1].

Because of the well known advantages of low power dissipation and high frequency operation, the design and implementation of current-mode active filters using unity gain cells, i.e., voltage follower (VF) and current follower (CF), have received considerable attention [2,3]. From the point of view of the active sensitivity, the use of only CFs as active elements has a dominant advantage, i.e., it can avoid the active sensitivity problems caused by the voltage tracking error. Due to the above reasons, it is beneficial to use CFs as basic active building blocks to realize various current-mode active filters. As a result, numerous realizations of current-mode biquadratic filters using CFs have thus been previously reported [2–7]. However, all of these realizations have at least one of the following inconveniences.

1. The lack of electronic adjustability [2–7].
2. They need a large number of active and passive components [2–4,6,7].
3. The use of some passive resistors [2–7].
4. Several cancelation constraints are required [2–6].
5. The outputs of the filter responses are not in high output impedance [2,5].

On the other hand, by the introduction of the second-generation current-controlled conveyor (CCCII) in

W. Tangsirat (✉) · D. Prasertsom
 Faculty of Engineering and Research Center for
 Communication and Information Technology (ReCCIT),
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL),
 Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
 e-mail: drworapong@yahoo.com

active filter designs [8], new advantageous filter topologies could be realized and extended to the domain of electronically tunable functions. The electronic adjustability of the CCCII is attributed to the dependence of the parasitic resistance at port $x(R_x)$ on an external bias current of the conveyor, yielding wider tuning range [9]. Moreover, minimizing the number of active and passive components provides the obvious advantages of low cost and power dissipation. Considering these facts, we propose a new three-input single-output current-mode universal biquadratic filter which uses two dual-output current followers (DO-CFs) as active elements together with two grounded capacitors. In this work, the DO-CF operation is implemented by means of the dual-output current-controlled conveyor (DO-CCCII) with its high-impedance y -terminal grounded. The proposed filter not only employs a minimum number of active and passive components, but also offers the main advantages of an independent electronic control of the important filter parameters and the absence of the external passive resistors. By appropriately selecting the input signals, the filter can realize all the five standard types of biquadratic functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS), and all-pass (AP), all at a high impedance output which enables easy cascading in current-mode. Furthermore, the filter does not require any passive parameter matching conditions, and its active and passive sensitivities can be kept smaller than unity in magnitude. The proposed filter has been simulated with PSPICE program to verify the theoretical analysis.

2 Dual-output current follower (DO-CF)

The DO-CF, whose electrical symbol is shown in Fig. 1, is an input-grounded active component with terminal characteristics described by the following set of equations.

$$v_x = 0, \quad i_{z+} = +i_x \quad \text{and} \quad i_{z-} = -i_x \quad (1)$$

where the plus and minus signs of the i_z represent the positive and negative current conveyance from x to $+z$ and $-z$ terminals, respectively.

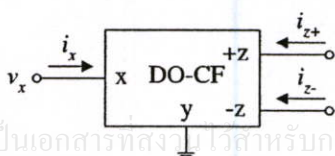


Fig. 1 Electrical symbol of the DO-CF

Obviously, the DO-CF can be implemented using several techniques and different types of active building blocks. However, in this work, to enable the flexible design and to avoid the use of many passive components, the DO-CCCII with its y -terminal grounded is employed to realize the DO-CF. In Fig. 2, the DO-CCCII based DO-CF is given [8]. In this case, the constitutive relation of the DO-CCCII based DO-CF converts to the following equations.

$$v_x = i_x R_x, \quad i_{z+} = +i_x \quad \text{and} \quad i_{z-} = -i_x \quad (2)$$

where R_x is the parasitic resistance at the terminal x , which is equal to

$$R_x = \frac{V_T}{2I_O} \quad (3)$$

where V_T is the thermal voltage, and I_O is an external DC bias current that is tunable over several decades [9].

3 Proposed circuit configuration

The proposed electronically tunable current-mode universal biquadratic filter with a minimum number of active and passive components is illustrated in Fig. 3. By the utilization of the DO-CCCII-based CF, the circuit consists of only two DO-CFs and two grounded capacitors without requiring any external passive resistor. In addition, the use of grounded capacitors is helpful for easing the elimination of various parasitic capacitance effects [10, 11]. Routine circuit analysis using the DO-CF characteristics given in Eq. (2), the current transfer function of the proposed current-mode filter in Fig. 3 can be expressed as

$$I_{out} = \frac{(s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1) I_3 - (s R_{x2} C_2) I_2 + I_1}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s R_{x2} C_2 + 1} \quad (4)$$

where $R_{xi} (= V_T/2I_{Oi})$ and I_{Oi} ($i = 1, 2$) are R_x and I_O of the i -th DO-CF, respectively. From Eq. (4), it can be observed that:

1. the LP current response is obtained with $I_1 = I_{in}$ and $I_2 = I_3 = 0$;
2. the BP current response is obtained with $I_2 = I_{in}$ and $I_1 = I_3 = 0$;
3. the HP current response is obtained with $-I_1 = I_2 = I_3 = I_{in}$;
4. the BS current response is obtained with $I_2 = I_3 = I_{in}$ and $I_1 = 0$; นอกจากนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
5. the AP current response is obtained with $I_2/2 = I_3 = I_{in}$ and $I_1 = 0$.

Fig. 2 The realization of the DO-CF by using the DO-CCCI with its y-terminal connected to ground

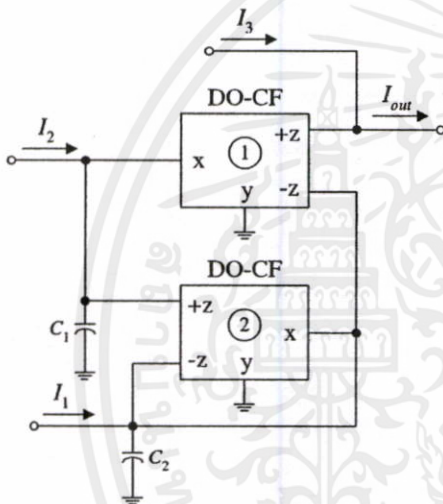
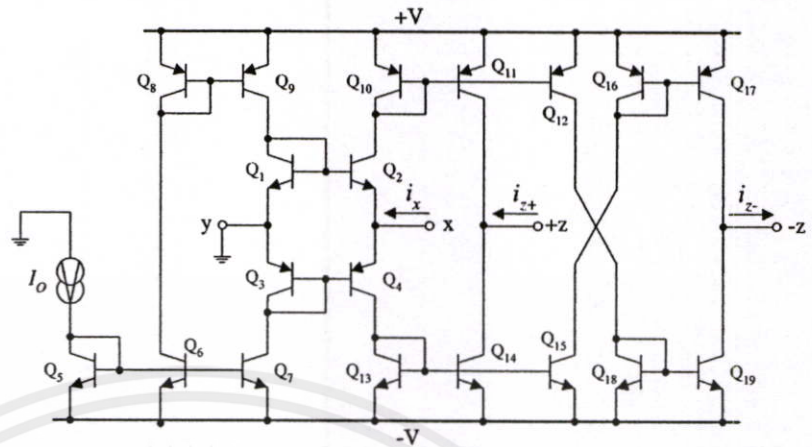


Fig. 3 Proposed electronically tunable current-mode universal biquadratic filter using only DO-CFs and grounded capacitors

Thus, five standard types of biquadratic filter functions can be derived by properly connecting the input terminals. Also note that there are no critical component-matching conditions or cancellation constraints in the design.

Furthermore, from Eq. (4), the natural angular frequency (ω_o) and the bandwidth (BW) of the proposed circuit can be expressed as

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (5)$$

and

$$BW = \frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R_{x1}C_1} \quad (6)$$

It should be noted from Eqs. (5) and (6) that the parameters ω_o and BW are adjustable orthogonally and

electronically. Accordingly, the ω_o can be tuned electronically without disturbing BW by changing R_{x2} (or I_{02}).

4 Tracking error analysis

In this section, the effects of the active non-idealities of the DO-CF on the filter performance are studied in details. Taking into consideration of the DO-CF non-idealities, the terminal relation in Eq. (2) can be rewritten as:

$$v_x = i_x R_x, \quad i_{z+} = +\beta_p i_x \quad \text{and} \quad i_{z-} = -\beta_n i_x \quad (7)$$

where $\beta_p = (1 - \epsilon_p)$ and $\beta_n = (1 - \epsilon_n)$. Here, ϵ_p and ϵ_n ($|\epsilon_p|, |\epsilon_n| \ll 1$) denote the current tracking errors from x to $+z$ and to $-z$ terminals of the DO-CF, respectively. Reanalysis of the proposed filter circuit in Fig. 3 yields the non-ideal characteristic polynomial as follows.

$$D_n = s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s [R_{x2} C_2 + R_{x1} C_1 (1 - \beta_{n2})] + \beta_{n1} \beta_{p2} \quad (8)$$

where β_{pi} and β_{ni} ($i = 1, 2$) denote the above mentioned parameters associated with the i -th DO-CF. In this case, the modified natural frequency and bandwidth can be written as

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\beta_{n1} \beta_{p2}}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2}} \quad (9)$$

and

$$BW = \frac{R_{x2} C_2 + R_{x1} C_1 (1 - \beta_{n2})}{R_{x1} R_{x2} C_1 C_2} \quad (10)$$

From Eqs. (9) and (10), it can be seen that the values of the parameters ω_o and BW may be altered slightly by the effects of the DO-CF tracking errors. However, due to the fact that R_x can still be adjusted via an external

bias current I_o . Therefore, the deviations in the ω_o and BW parameters can easily be compensated by slightly tuning the bias currents I_{O1} and I_{O2} .

The sensitivity analysis with respect to the active and passive components can be calculated as follows:

$$S_{R_{x1}, R_{x2}, C_1, C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{11}$$

$$S_{\beta_{n1}, \beta_{p2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{12}$$

$$S_{R_{x1}, C_1}^{BW} = \frac{R_{x2}C_2}{R_{x2}C_2 + R_{x1}C_1(1 - \beta_{n2})} \tag{13}$$

$$S_{R_{x2}, C_2}^{BW} = \frac{R_{x1}C_1(1 - \beta_{n2})}{R_{x2}C_2 + R_{x1}C_1(1 - \beta_{n2})} \tag{14}$$

$$S_{\beta_{n1}, \beta_{p2}}^{BW} = 0 \tag{15}$$

and

$$S_{\beta_{n2}}^{BW} = -\frac{\beta_{n2}R_{x1}C_1}{R_{x2}C_2 + R_{x1}C_1(1 - \beta_{n2})} \tag{16}$$

Fig. 4 Simulated current responses for LP, BP, HP and BS of the proposed current-mode filter of Fig. 3

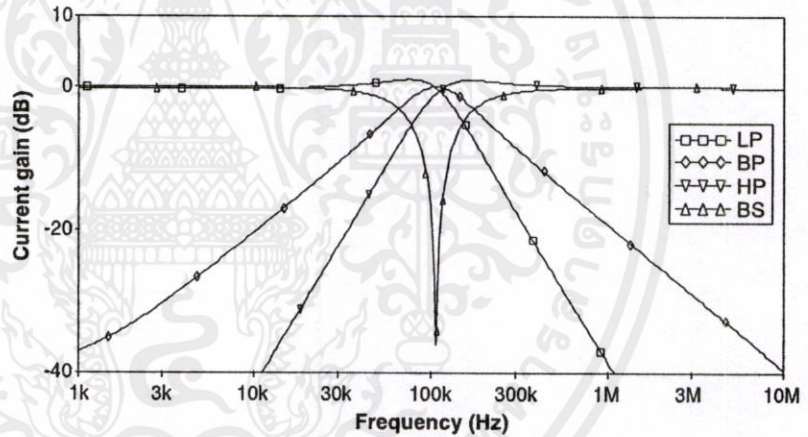
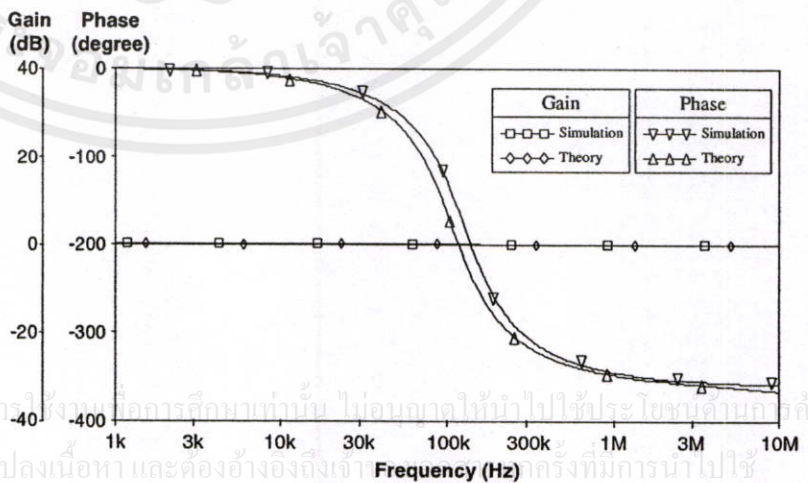


Fig. 5 Theory and simulated responses of the AP filter at $f_o \cong 127$ kHz



Therefore, all the active and passive sensitivities are less than unity in magnitude.

5 Simulation results

The performance of the proposed electronically tunable current-mode biquadratic filter in Fig. 3 has been simulated using PSPICE to verify the given theoretical prediction. In the simulations, the DO-CF has been simulated using the DO-CCCII based structure given in Fig. 2 with the transistor model of PR100N (PNP) and NP100N (NPN) of the bipolar arrays ALA400 from AT&T [12]. The supply voltages were chosen to be $\pm V = \pm 3$ V.

To realize the filter response with the natural angular frequency of $f_o \cong 127$ kHz, and the quality factor of $Q = 1$, the component values were selected as $I_{O1} = I_{O2} \cong 100 \mu A$ and $C_1 = C_2 = 10$ nF. Figure 4 shows the resulting frequency characteristics of LP, BP, HP

and BS obtained from the simulations. With the component values given previously, the simulated AP response comparing with the theory is also given in Fig. 5. The deviation of the phase response in Fig. 5 stems mainly from the effects of the DO-CF non-idealities, and can be minimized by appropriately adjusting the values of R_{x1} and R_{x2} through the bias currents I_{O1} and I_{O2} .

6 Concluding remarks

A current-tunable current-mode universal biquadratic filter with a minimum number of active and passive components using DO-CFs is proposed. By utilizing the advantage of the parasitic resistance R_x of the DO-CCII, the circuit requires only two DO-CFs and two grounded capacitors, which is attractive for the IC implementation point of view. By properly connecting the input signals, the proposed filter can realize the LP, BP, HP, BS and AP current responses from the same circuit configuration without component matching conditions. The ω_o can be adjusted electronically and independently from the tuning of the BW. The filter also has low passive and active sensitivities.

Acknowledgments The authors would like to thank Professor Wanlop Surakamponorn of Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) for his valuable discussions and effort in helping to improve this work.

References

1. Ibrahim MA, Minaei S, Kuntman H (2005) A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements. *Int J Electron Commun (AEU)* 59:311–318
2. Celma S, Sabadell J, Martinez P (1995) Universal filter using unity-gain cells. *Electron Lett* 31:1817–1818
3. Abuelmaatti MT, Al-Qahtani MA (1996) Current-mode universal filters using unity-gain cells. *Electron Lett* 32:1077–1079
4. Alzahr HA, Ismail M (1999) Current-mode universal filter using unity-gain cells. *Electron Lett* 35:2198–2200
5. Weng RM, Lai JR, Lee MH (2000) New universal biquad filters using only two unity-gain cells. *Int J Electron* 87:57–61
6. Chang CM, Liao TS, Yu TY, Lin ES, Teng CH, Hou CL (2001) Novel universal current-mode filters using unity-gain cells. *Int J Electron* 88:23–30
7. Senani R, Gupta SS (2006) New universal filter using only current follower as active elements. *Int J Electron Commun (AEU)* 60:251–256
8. Fabre A, Saaid O, Wiest F, Boucheron C (1995) Current controllable bandpass filter based on translinear conveyors. *Electron Lett* 31:1727–1728
9. Kiranon W, Kesorn J, Wardkien P (1996) Current controlled oscillator based on translinear conveyors. *Electron Lett* 32:1330–1331
10. Bhusan M, Newcomb RW (1967) Grounding of capacitors in integrated circuits. *Electron Lett* 3:148–149
11. Pal K, Singh R (1982) Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors. *Electron Lett* 18:47
12. Frey DR (1993) Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering. *IEE Proc G Circ Devices Syst* 140:406–416

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE

ECTI
Association

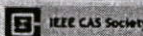
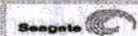


Enter to the Proceeding

Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



Current-mode Quadrature Oscillator Using Current Followers

Danucha Prasertsom

Tattaya Pukkalanun

Worapong Tangsrirat

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

E-mail : danucha_1@yahoo.com , tattap@yahoo.com , ktworapo@kmitl.ac.th

ABSTRACT

The realization of the current-mode quadrature oscillator using current followers has been proposed in this paper. The proposed oscillator circuit consists of four current followers and all virtually grounded passive components. The circuit enjoys a simple structure and can provide two quadrature sinusoidal current outputs with 90° phase difference. Sensitivity analysis shows that it has low passive sensitivities, and the frequency of oscillation (ω_0) is insensitive to current-tracking errors of the CFs. PSPICE simulation results are given to verify the theoretical analysis.

Keywords: quadrature oscillator, current follower (CF), current-mode circuit

1. INTRODUCTION

The quadrature sinusoidal oscillator constitutes an important circuit, which are widely used in many communication, signal processing and instrumentation systems. The quadrature oscillator is employed because it can generate two sinusoidal outputs of identical frequency but of 90° phase shift, as for examples in telecommunications for quadrature mixers and single-sideband generators [1] or for measurement purposes in vector generator or selective voltmeters [2]. Several synthesizes of quadrature oscillator circuits have received considerable attention [3]-[6]. However, these earlier quadrature oscillators operate in voltage-mode. Although many current-mode sinusoidal oscillators have been reported in [7]-[8], these circuits suffer from complex structure or use of large number of active and passive components. In recent years, there has been interested in realizing analog signal processing circuits using current followers (CFs) as active elements. This is due to the fact that the employment of CFs increase design simplicity as it offers the ability of virtually grounded admittance's when they are connected to the CF input terminal. Moreover, a carefully selected configuration can lead to reduction of active sensitivity problems caused by the sole exiting current-tracking error [9]-[10]. Therefore,

CF seems to be a promising and attractive solution that deals with the issue of active element choice.

In this paper, a design of the current-mode quadrature sinusoidal oscillator employing CFs as active elements is presented. The proposed oscillator circuit uses only four CFs and two virtually grounded resistors and two virtually grounded capacitors. The oscillation frequency ω_0 of the oscillator is unaffected to current-tracking errors of the CFs. The circuit also displays low passive sensitivity. The performances of the proposed circuit are confirmed using simulation results with excellent results.

2. PROPOSED CF-BASED CURRENT-MODE QUADRATURE OSCILLATOR

The CF, whose circuit representation is shown in Fig.1, is an input-grounded two-port network with terminal relations characterized by the following matrix :

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio represent the positive CF (+CF) and the negative CF (-CF), respectively.

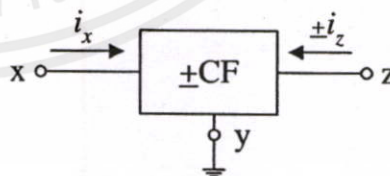


Fig.1: Electrical symbol of the \pm CF

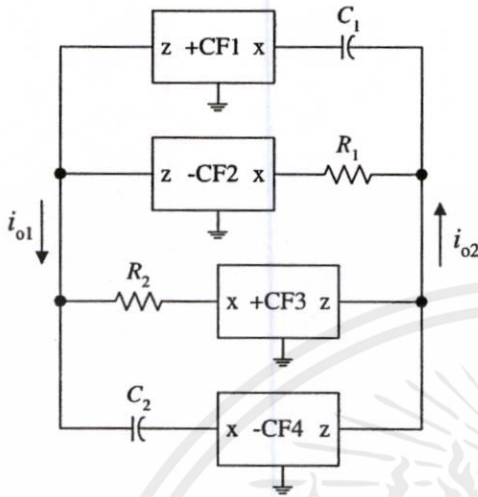


Fig.2: Proposed current-mode quadrature oscillator using CFs

Fig.2 shows the realization of the proposed current-mode quadrature oscillator using CFs as active elements. The circuit comprises four CFs, two virtually grounded resistors, and two virtually grounded capacitors. By based on the property of the current unity gain cell and the use of all virtually grounded passive components for its realization, any response limitations due to capacitive time constants can be compensated [11]. Moreover, most effects of parasitic capacitances and resistances disappear for the proposed oscillator circuit due to internally grounded input terminal of the CF [12]. From previous reasons, this structure therefore provides the possibility to allow high operation frequencies. From routine circuit analysis of the configuration of Fig.2, a loop gain $T(s)$ of the current transfer can be expressed as :

$$T(s) = - \frac{\left[s^2 - s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) \right]}{\left[s^2 + s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) \right]} \quad (2)$$

where $G_i = 1/R_i$ for $i = 1, 2$. To provide sinusoidal oscillations, the loop gain $T(s)$ is set to unity at $s = j\omega$. Therefore, the characteristic equation of the proposed scheme can be reduced to

$$s^2 + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) = 0 \quad (3)$$

Equation (3) represents the frequency of oscillation as

$$\omega_o = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (4)$$

If we choose $G_1 = G_2 = G$ and $C_1 = C_2 = C$, then the proposed oscillator circuit of Fig.2 can be set to oscillate at oscillating frequency of

$$\omega_o = \frac{G}{C} \quad (5)$$

The phase difference ϕ between i_{o2} and i_{o1} can be given by

$$\phi = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{G} \right) \quad (6)$$

Since, at the oscillation frequency, $\omega = \omega_o = G/C$, equation (6) then reduces to $\phi = +90^\circ$, ensuring that the current i_{o2} is in quadrature with i_{o1} .

3. NON-IDEAL ANALYSIS

Taking into consider the effects of the non-ideal CF characteristics on the performance of the proposed oscillator circuit, the relationship of the terminal voltage and current in equation (1) can be rewritten as :

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm \beta_k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (7)$$

where $\beta_k = 1 - \varepsilon$ and $|\varepsilon|$ ($|\varepsilon| \ll 1$) is the current tracking error from the x-terminal to the z-terminal of the k-th CF ($k = 1, 2, 3, 4$). Reanalysis the proposed oscillator circuit of Fig.2 by using equation (7), the characteristic equation becomes :

$$T(s) = -\beta_1 \beta_4 \frac{\left[s^2 - s \left(\frac{\beta_2 G_1}{\beta_1 C_1} + \frac{\beta_3 G_2}{\beta_4 C_2} \right) + \left(\frac{\beta_2 \beta_3 G_1 G_2}{\beta_1 \beta_4 C_1 C_2} \right) \right]}{\left[s^2 + s \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_2} \right) + \left(\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \right) \right]} \quad (8)$$

For non-ideal case, the oscillation condition and the oscillation frequency ω_{on} are :

$$\frac{G_1}{C_1} (1 - \beta_2 \beta_4) = \frac{G_2}{C_2} (1 - \beta_1 \beta_3) \quad (9)$$

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

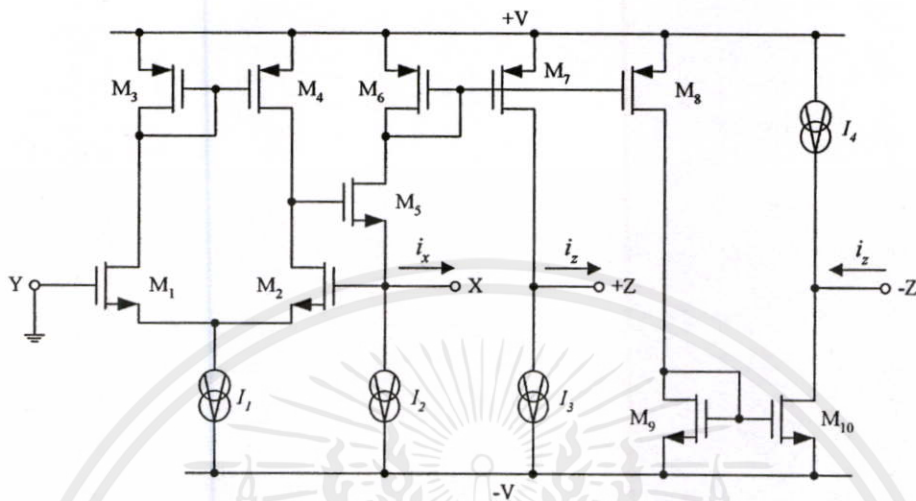


Fig.3: The $\pm CF$ implemented from the CMOS current conveyor

It can readily be seen from equations (9) and (10) that the modified oscillation condition will be slightly affected by the CF non-ideality, while the oscillation frequency ω_{on} will be unaffected. The passive sensitivity of this quadrature oscillator is obtained as :

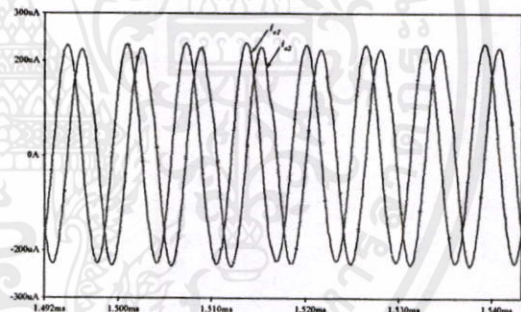
$$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{11}$$

all of which are small.

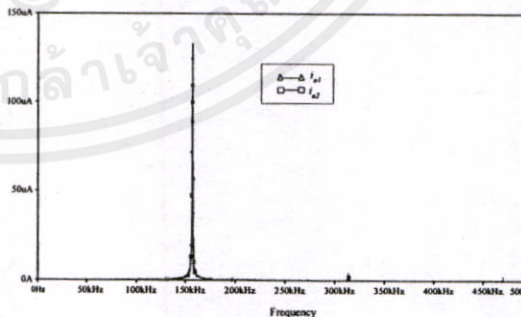
4. SIMULATION RESULTS

The proposed current-mode quadrature oscillator of Fig.2 has been simulated through the SPICE circuit simulation program. In simulations, the $\pm CF$ can be obtained by using an accurate CMOS current conveyor with its high-impedance input terminal grounded as shown in Fig.3 [13]. The 0.5- μm CMOS LEVEL3 SCN05H technology supplied by MOSIS (vendor : HP-NID) were implemented for all MOSFETS in the circuit. The aspect ratios of the transistors used were $W/L = 20$. The power supply voltages were set equal to $\pm 2.5\text{V}$, and the bias currents were $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 200\mu\text{A}$.

As an example, the simulation results of the proposed current-mode CF-based quadrature oscillator in Fig.2 were presented with $C_1 = C_2 = C = 1\text{ nF}$ and $R_1 = R_2 = R = 1\text{ k}\Omega$. The circuit is designed to obtain the oscillation frequency f_o of 159.1 kHz. Fig.4 shows the simulated quadrature output responses i_{o1} and i_{o2} . The simulation results agree fairly well with the presented theory. Additionally, analysis of the total harmonic distortion obtained from the circuit operations can be summarized in Table 1.



(a)



(b)

Fig.4: Simulated quadrature responses i_{o1} and i_{o2} of the proposed quadrature oscillator

(a) output waveforms (b) spectrum responses

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยสภาวะแวดล้อม จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย การศึกษาและการใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1 : Total harmonic distortion analysis

Harmonic No.	Frequency (Hz)	Fourier component	Normalized component	Phase (Deg)	Normalized Phase (Deg)
1	1.592E+05	2.673E-04	1.000E+00	1.255E+02	0.000E+00
2	3.183E+05	1.520E-06	5.686E-03	1.266E+02	-1.245E+02
3	4.775E+05	1.877E-06	7.021E-03	1.713E+02	-2.053E+02
4	6.366E+05	1.458E-06	5.455E-03	1.779E+02	-3.242E+02
5	7.958E+05	1.161E-06	4.342E-03	-1.787E+02	-8.064E+02
DC COMPONENT = 1.271952E-07					
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.141209E+00 PERCENT					

5. CONCLUSIONS

In this paper, an alternative technique for designing a current-mode quadrature oscillator employing CFs as active components is presented. A circuit configuration is composed of only four CFs and two virtually grounded resistors and two virtually grounded capacitors. The proposed current-mode quadrature oscillator circuit offers the following advantages :

- (i) two quadrature sinusoidal output waveforms of 90° phase shift are obtained simultaneously;
- (ii) the oscillation frequency ω_0 of the oscillator is unaffected to current-tracking errors of the CFs.;
- (iii) low passive sensitivities.

6. REFERENCES

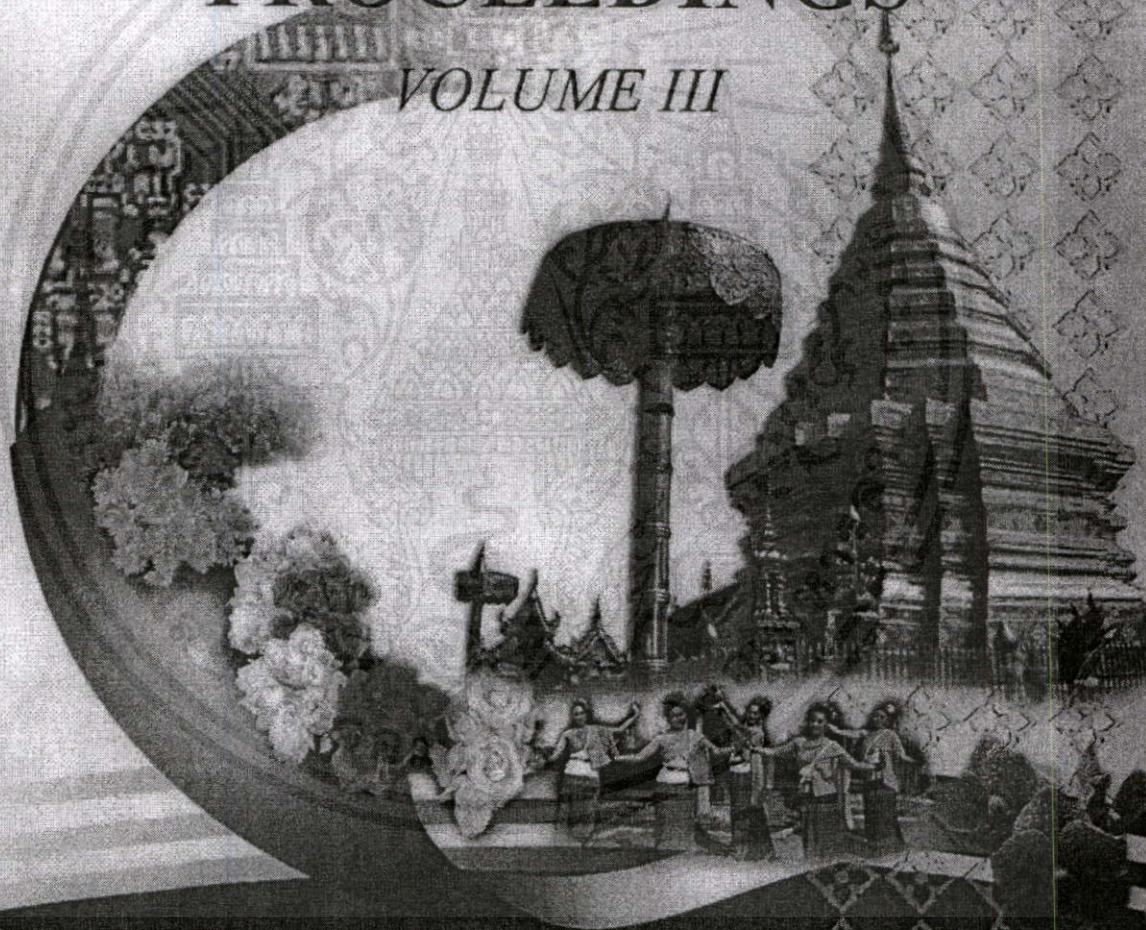
- [1] P. Horowitz, and W. Hill, *The Art of Electronics*, Cambridge, U.K., Cambridge University Press, pp.291, 1991.
- [2] U. Tietze, and C. Schenk, *Electronic Circuits : Design and Applications*, Berlin, Germany, Springer, pp.795-796, 1991.
- [3] R. Holzel, "A simple wide-band sine wave quadrature oscillator", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.42, no.3, pp.758-760, 1993.
- [4] M.T. Ahmed, I.A. Khan and N. Minhaj, "On transconductance-C quadrature oscillators", *Int. J. Electron.*, vol. 82, no.2, pp.201-207, 1997.
- [5] I.A. Khan and S. Khwaja, "An integrable gm-C quadrature oscillator", *Int. J. Electron.*, vol.87, no.11, pp.1353-1357, 2000.
- [6] J.W. Horng, "Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors", *IEICE Trans. Fundamental*, vol.E85-A, no.6, pp. 1416-1419, June 2002.
- [7] S.I. Liu and Y.H. Liao, "Current-mode quadrature sinusoidal oscillator using FTFN", *Int. J. Electron.*, vol. 81, pp.171-175, 1996.
- [8] J.W. Horng, "Current-mode quadrature oscillator with grounded capacitors and resistors using two DVCCs", *IEICE Trans. Fundamental*, vol.E86-A, no.8, pp. 2152-2154, August 2003.
- [9] F.J. Lidgay and C. Toumazou, "Accurate current follower", *Electronics & Wireless World*, pp.17-19, 1985.
- [10] S.I. Liu, J.J. Chen, and J.H. Tsay, "New insensitive notch and all-pass filters with single current follower", *Electronics Letters*, vol.27, pp.1712-1713, 1991.
- [11] S. Celma, J. Sabadell and P. Martinez, "Universal filter using unity-gain cells", *Electronics Letters*, vol.31, pp.1817-1818, 1995.
- [12] J.J. Chen, H.W. Tsao, S.I. Liu, and W. Chiu, "Parasitic-capacitance-insensitive current-mode filters using operational transresistance amplifiers", *IEE Proceedings Circuits Devices and Systems*, vol. 142, pp.186-192, 1995.
- [13] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan, "Accurate CMOS-based current conveyors", *IEEE Trans. Instru. Meas.*, vol. 40, pp.699-702, 1991.

ITC-CSCC 2006

*The International Technical Conference on
Circuits/Systems, Computers and Communications*

PROCEEDINGS

VOLUME III



Sponsored By

THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION ASSOCIATION (ECTI), THAILAND

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN
NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND

In association with IEEE THAILAND SECTION

REALIZATION OF CURRENT-MODE MULTIPHASE SINUSOIDAL OSCILLATOR BASED ON CURRENT FOLLOWERS

Danucha Prasertsom

Tattaya Pukkalanun

Worapong Tangsrirat

Department of Control Engineering,
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND

E-mail : danucha_1@yahoo.com , tattap@yahoo.com , ktworapo@kmitl.ac.th

ABSTRACT

In this paper, a circuit configuration for realizing a current-mode multiphase sinusoidal oscillator (MSO) with the employment of current followers (CFs) as active elements is presented. The proposed oscillator structure based on the implementation of n cascaded first-order allpass sections employs the minimum number of active and passive components, and hence leads to the scheme with simple implementation. The oscillator can generate n sinusoidal equal-amplitude equally spaced in-phase current outputs with phase difference of $180^\circ/n$. The circuit has a low component count, low-sensitivity performance, and simple structure. SPICE simulation results verify the operation of the proposed oscillator.

Keywords: current follower (CF), multiphase sinusoidal oscillator (MSO), current-mode circuit

1. INTRODUCTION

The multiphase sinusoidal oscillator (MSO) is widely found in many application systems such as in analog signal processing, communications and power controller systems [1]. There are some previous works in MSO based on the use of high-performance active devices such as, operational amplifier [2], current differencing buffered amplifier (CDBA) [3], current conveyor (CCII) [4]-[5] and operational transconductance amplifier [6]. However some of them are in voltage-mode operation [1]-[6]. Moreover, if the active sensitivity has taken into account, we found that the voltage tracking error of the mentioned active devices will degrade some important circuit characteristics. In recent years, there has been interested in realizing analog signal processing circuits using current followers (CFs) as active elements. This is due to the fact that the above problem caused by the voltage-tracking error will not be affected on the CF-based circuits because the CF has only the current-tracking error. In addition, the employment of CFs increase design simplicity as it offers the ability of virtually grounded admittance's when they are connected to the CF input terminal. Moreover, a carefully selected

configuration can lead to reduction of active sensitivity problems caused by the sole exiting current-tracking error [7]-[8]. Thus, using CFs to realize various analog signal processing circuit such as analog filters, and oscillators, seems remarkably to be a promising choice.

Therefore, an alternative scheme for the realization of a current-mode MSO circuit using CFs has been considered. The proposed MSO comprises n cascade CF-based first-order allpass stages, which can produce n -phase equal amplitude equally spaced in-phase current signals with $180^\circ/n$ phase shift. With the simple configuration, the circuit also provides low component count, and low-sensitivity performance. The simulation results of the three-phase current-mode oscillator ($n = 3$) is given.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The current follower (CF) is a two terminal active building block, which has zero input impedance and infinite output impedance. From the symbolic representation in Fig.1, the terminal characteristics of the CF can be described by the following equation.

$$v_x = 0 \quad \text{and} \quad i_z = \pm i_x \quad (1)$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio represent the positive CF (+CF) and the negative CF (-CF), respectively.

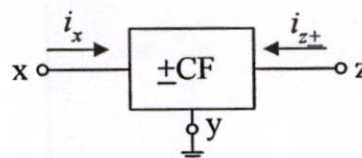


Figure 1 : Symbol of the \pm CF

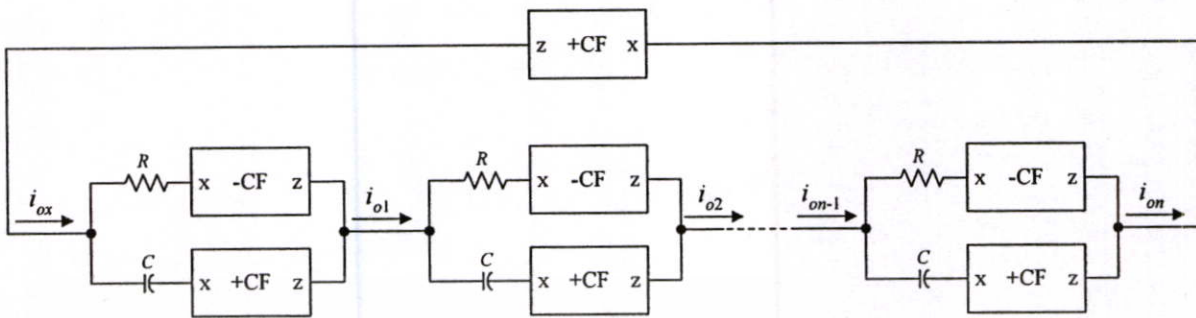


Figure 2 : Proposed CF-based current-mode MSO circuit

3. PROPOSED CF-BASED CURRENT-MODE MSO CIRCUIT

Fig.2 shows a generalized scheme of the proposed current-mode MSO for generating n phase-sinusoidal current outputs. The structure comprises n cascade connection of the first-order allpass filter with the current output i_{on} of n -th stage being fed back to the input of the first stage. Since all of the passive elements are virtually grounded, the effects from parasitic elements can be absorbed. From Fig.2, the loop gain $T(s)$ of the proposed scheme can be given by:

$$T(s) = \frac{i_{on}}{i_{ox}} = -\left(\frac{1 - RCs}{1 + RCs}\right)^n \quad (2)$$

At the oscillation frequency of $\omega = \omega_o = 2\pi f_o$, the Barkhausen condition will be satisfied, if the loop gain $T(j\omega_o)$ is set to unity. Therefore, equation (2) can be rewritten as:

$$T(j\omega_o) = -\left(\frac{1 - RCs}{1 + RCs}\right)^n = 1 \quad (3)$$

This means that the oscillate condition of the proposed MSO circuit will be occurred when $n \geq 2$. The magnitude and phase responses of equation (3) can respectively be given by :

$$|T(j\omega_o)| = 1 \quad (4)$$

and
$$\angle T(j\omega_o) = 2\pi \quad (5)$$

From equation (5), we have

$$n\phi = 2\pi$$

or
$$n \left[2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega_o}{RC} \right) \right] = 2\pi \quad (6)$$

Thus, the oscillation frequency f_o can be given by :

$$f_o = \left(\frac{1}{2\pi RC} \right) \tan \left(\frac{\pi}{n} \right) \quad (7)$$

with the phase difference ϕ generated by each stage being given by

$$\phi = \frac{2\pi}{n} = \frac{180^\circ}{n} \quad (8)$$

It can be concluded that, at the oscillation frequency f_o , the proposed MSO circuit of Fig.2 can produce $n \geq 2$ equal-amplitude equally spaced in-phase output current with the phase difference ϕ of $180^\circ/n$.

For example, for the two-phase oscillator with $n = 2$, equation (3) becomes:

$$-\left(\frac{1 - 2RCs + R^2C^2s^2}{1 + 2RCs + R^2C^2s^2}\right) = 1 \quad (9)$$

or
$$2 - 2(sRC)^2 = 0 \quad (10)$$

Therefore, the oscillation frequency ($\omega_o = \omega$) for this case can be found to be

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (11)$$

Similarly, consider the case $n = 3$ that represents a three-phase MSO. Equation (3) becomes:

$$-\left(\frac{1 - 3RCs + 3R^2C^2s^2 - R^3C^3s^3}{1 + 3RCs + 3R^2C^2s^2 + R^3C^3s^3}\right) = 1 \quad (12)$$

or
$$2 - 6(\omega RC)^2 = 0 \quad (13)$$

The frequency of oscillation can be shown to be

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3}} \quad (14)$$

From equations (11) and (14), It is easy to show that the passive sensitivity of the oscillation frequency are written by

$$S_R^{\omega_o} = S_C^{\omega_o} = -1 \quad (15)$$

Hence, the proposed MSO circuit displays the low sensitivity.

4. EFFECTS OF THE CF NON-IDEALITY ON OSCILLATION FREQUENCY

Taking into consider the effects of the non-ideal CF characteristics on the performance of the proposed oscillator circuit, the terminal relationship of the CF in equation (1) can be rewritten as :

$$v_x = 0, i_{z+} = +\beta_p i_x \text{ and } i_{z-} = -\beta_n i_x \quad (16)$$

where $\beta_p = (1 - \epsilon_p)$, and $|\epsilon_p|$ ($|\epsilon_p| \ll 1$) is the current tracking error from the x-terminal to the z-terminal of the +CF and $\beta_n = (1 - \epsilon_n)$ and $|\epsilon_n|$ ($|\epsilon_n| \ll 1$) is the current tracking error from the x-terminal to the z-terminal of the -CF. Re-analysis the proposed oscillator circuit of Fig.2 by using equation (10), the non-ideal oscillation frequency f_{on} for $n = 2$ becomes :

$$f_{on} = \frac{1}{2\pi RC} \left(1 + \frac{\beta_p(\beta_p^2 - \beta_n^2)}{1 + \beta_p\beta_n^2} \right)^{1/2} \quad (17)$$

Similarly, for $n = 3$, the non-ideal oscillator frequency can be calculated as :

$$f_{on} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3}} \left(1 + \frac{\beta_n\beta_p(\beta_n^2 - \beta_p^2)}{1 + \beta_n\beta_p^2} \right)^{1/2} \quad (18)$$

Owing to the current tracking errors, the oscillator characteristics depart from the ideal valves. However, it can be seen from equation (17) and (18) that these effects can be made negligible by satisfying the following condition.

$$\beta_p \approx \beta_n \quad (19)$$

5. SIMULATION RESULTS

In order to confirm the theoretical results proposed in this work, an accurate CMOS-based CCII with its high-impedance input terminal grounded shown in Fig.3 [8] is used for realization of the \pm CF, and the proposed CF-based current-mode MSO of Fig.2 has been simulated through the SPICE circuit simulation program. In simulations, the 0.5- μ m CMOS LEVEL3 SCN05H technology supplied by MOSIS (vender : HP-NID) were implemented for all MOS transistors. The aspect ratios of the transistors used were M_1 - M_5 W/L = 20 and M_6 - M_{15} W/L = 30. The power supply voltages were set equal to ± 2.5 V, and the bias currents were $I_1 = 200 \mu\text{A}$, $I_2 = I_3 = I_4 = 450 \mu\text{A}$.

As an example for $n = 3$, the simulation results of the proposed current-mode CF-based MSO in Fig.2 were presented with $C_1 = C_2 = C_3 = C = 10$ nF and $R_1 = R_2 = R_3 = R = 1$ k Ω . The circuit is designed to obtain the oscillation frequency f_o of 9.189 kHz. Fig.4 shows the simulated output responses i_{o1} , i_{o2} and i_{o3} which the phase differences between ϕ_1 and ϕ_2 , and ϕ_2 and ϕ_3 are obtained as 59.54° and 61.85° , respectively. The simulation results agree fairly well with the presented theory. Additionally, an analysis of the total harmonic distortion obtained from circuit operations can be summarized in Table 1.

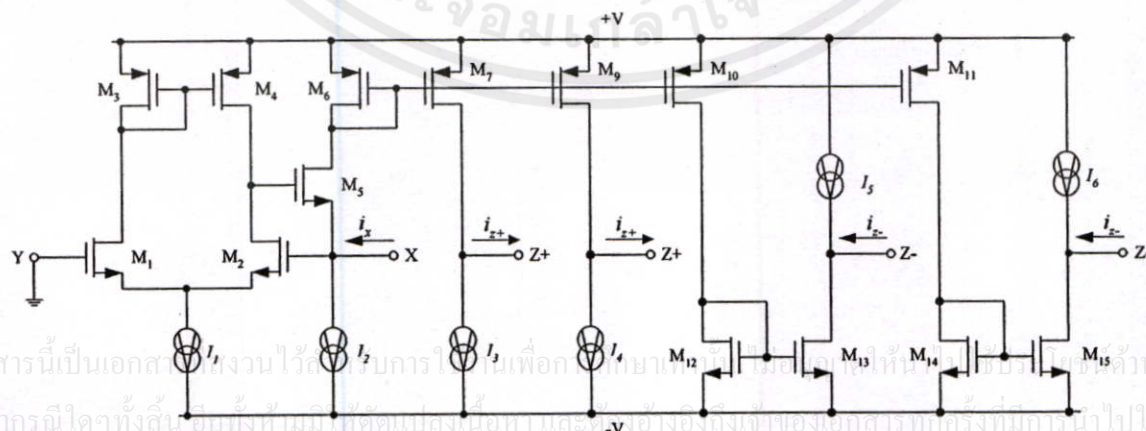


Figure 3 : The \pm CF implemented from the CMOS CCII

Table 1: Total harmonic distortion analysis

Harmonic number	Frequency (Hz)	Fourier component	Normalized component	Phase (Deg)	Normalized Phase (Deg)
1	9.189E+03	4.342E-04	1.000E+00	-3.661E+01	0.000E+00
2	1.838E+04	3.514E-06	8.091E-03	1.644E+02	2.376E+02
3	2.757E+04	2.111E-06	4.862E-03	-7.132E+01	3.851E+01
4	3.676E+04	2.481E-06	5.713E-03	5.671E+01	2.031E+02
5	4.594E+04	2.594E-06	5.973E-03	1.671E+02	3.501E+02
DC Component = 7.251433E-06					
Total Harmonic Distortion = 1.254691E+00 Percent					

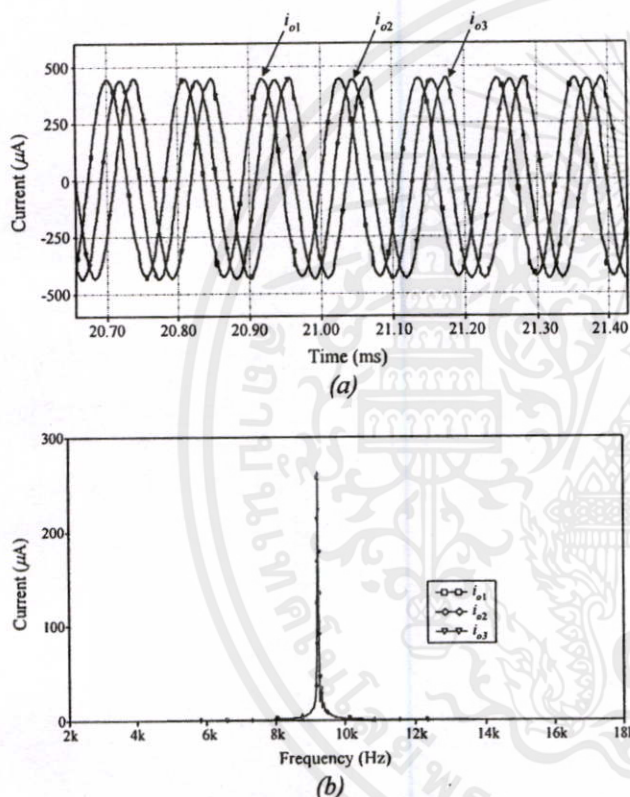


Figure 4 : Simulated responses i_{o1} , i_{o2} and i_{o3} of the proposed oscillator
(a) output waveforms (b) spectrum responses

6. CONCLUSIONS

This paper describes a simple current-mode MSO based on CFs. The proposed MSO consists of n cascade first-order allpass stages, and can generate n different-phase sinusoidal equal amplitude current signals, which are equally spaced in phase, with $180^\circ/n$ phase difference. The circuit has a low component count, employs virtually grounded resistors and capacitors, and offers low-sensitivity characteristic. It has been confirmed by simulation results that the proposed MSO works successfully.

7. REFERENCES

- [1] M. T. Abuelma'atti and M. A. Ai'Quahatani, "Low component second generation current conveyor-based multiphasesinusoidal oscillator", *Int. J. Electron.*, vol.84, no.1, pp.45-52, 1998.
- [2] J. Stephan and G. Gift, "Multiphase sinusoidal system using operational amplifiers", *Int. J. Electron.*, vol.83, no.1, pp.61-67, 1997.
- [3] K. Klahan, W. Tangsrirat and W. Surakamponorn, "Realization of multiphase sinusoidal oscillator using CDBAs", *IEEE Asia-Pacific on conference on Circuits and Systems*, Dec. 6-9, 2004.
- [4] D. Wu, S. Liu, Y. Hwang, and Y. Wu, "Multiphase using second-generator current conveyors", *Int. J. Electron.*, vol. 78, pp. 645-651, 1995.
- [5] M.T. Abuelma'atti and M.A Ai'Quahatani, "New current-controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors", *IEEE Trans. Circuit & Sys.*, vol.45, no.7, pp.881-885,1998.
- [6] A. K. Iqbal, T.A. Muslim, and M. Nigar, "Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators", *Int. J. Electron.*, vol.72, pp. 443-450, 1992.
- [7] F.J. Lidgay and C. Toumazou, "Accurate current follower", *Electronics & Wireless World*, pp.17-19, 1985.
- [8] S.I. Liu, J.J. Chen, and J.H. Tsay, "New insensitive notch and all-pass filters with single current follower", *Electron. Lett.*, vol.27, pp.1712-1713, 1991.
- [9] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan, "Accurate CMOS-based current conveyors", *IEEE Trans. Instru. Meas.*, vol. 40, pp.699-702, 1991.

2005 IEEE Conference on
**Electron Devices and
 Solid-State Circuits**

December 19-21, 2005

New World Renaissance Hotel
 Hong Kong

Co-sponsored by:

IEEE Electron Device Society
 IEEE Solid-State Circuits Society
 IEEE Hong Kong Section
 K. C. Wong Education Foundation (王寬誠教育基金會)
 Solomon Systech Limited



Low Passive Component-Count Current Follower-Based Current-Mode Second-Order Notch Filter

D. Prasertsom , T. Pukkalanun , W. Tangsrirat and W. Surakampontrorn

Abstract – A realization of a current-mode second-order notch filter using current followers (CFs) and a minimum number of passive elements is proposed. The proposed filter has a high output impedance, consequently it can be cascaded without using additional buffers. The filter displays low incremental passive sensitivities. Moreover, if the passive element values are properly chosen, the circuit permits also the realization of allpass response. The SPICE simulation results are given to verify the theoretical predicted behaviors.

Keywords— current follower, current-mode circuit, notch filter, allpass filter, active filter

I. INTRODUCTION

Current-mode circuits have been receiving significant attention owing to the fact that their accuracy, linearity, bandwidth, and dynamic range performances are better than those of their voltage-mode counterparts [1]. Numerous current-mode circuits using high-performance active elements such as current conveyor, four-terminal floating nullors, and current feedback amplifier are reported in the technical literature [1]. Many implementations of a second-order current-mode notch filter using these active elements have been proposed [2]-[5]. However, most of the circuits proposed in the literature suffer from require a large number of passive elements [2]-[5]. To obtain second-order current-mode notch filter response, these exiting circuits employ at least six passive components.

D. Prasertsom, W. Tangsrirat and W. Surakampontrorn are with the Faculty of Engineering and the Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND.

E-mail : danucha_1@yahoo.com, ktworapo@kmitl.ac.th

T. Pukkalanun is with the Department of Industrial Electrical Technology (IET), Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNB), Bangkok 10800, THAILAND.

E-mail : tattap@yahoo.com

It is well known that a current follower (CF) is a kind of high-performance active elements which are widely used in many filtering applications. The employment of CFs increase design simplicity as it provides the ability of virtually grounding admittance's when they are connected to the CF input terminal. Additionally, one of the significant advantages of using CFs as active elements is that the active sensitivity problems caused by the voltage tracking error are not taken into consideration because of the property of the virtual ground at the input [6]. Moreover, by appropriately choosing the configurations of the CF-based circuits, the resulting circuits can lead to elimination of active sensitivity problems caused by the current tracking errors of the CFs.

In this paper, the current-mode second-order notch filter using CFs as active elements is described. The proposed scheme uses only two CFs and four passive components, which is required fewer passive components than most of the counterparts in the literature. All passive sensitivities are low. Moreover, by appropriately setting of the passive element values, the allpass filter can also be achieved. Simulation results that agree very well with the theoretical values are obtained.

II. CURRENT FOLLOWER

The current follower (CF) is a two terminal active building block, which has zero input impedance and infinite output impedance. The terminal characteristics of the CF, shown in Fig.1, can be described by the following equation

$$v_x = 0 \quad \text{and} \quad i_z = \pm i_x \quad (1)$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio represent the positive CF (+CF) and the negative CF (-CF), respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

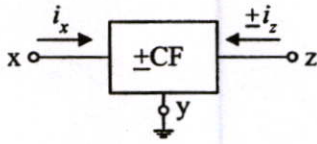


Fig.1 Symbol of the ±CF

III. PROPOSED CF-BASED CURRENT-MODE SECOND-ORDER NOTCH FILTER

Fig.2 shows the proposed current-mode notch filter which consists of only two CFs and four passive elements. From routine circuit analysis, the current transfer function of the proposed circuit can be written as :

$$\frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2}\right)s + \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2}\right)s + \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right)} \quad (2).$$

From eq.(2), if $R_2 = 2R_1$ and $C_1 = 2C_2$, a second-order notch filter can be realized. Moreover, if we setting $R_2 \gg R_1$ and $C_1 \gg C_2$, a second-order allpass filter can also be achieved. The natural frequency ω_o and the quality factor Q of the proposed filter can be expressed as :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3)$$

and

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1} \quad (4)$$

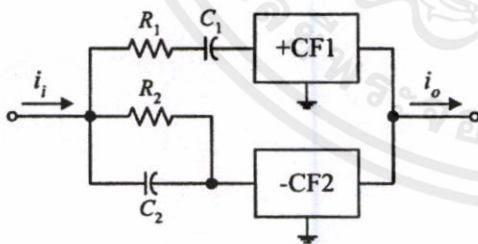


Fig.2 The proposed CF-based current-mode second-order notch filter

The passive sensitivities of parameters ω_o and Q can be given by:

$$S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (5)$$

$$-S_{R_1}^Q = S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \left[\frac{R_2(C_1 + C_2) - R_1 C_1}{R_2 C_2 + C_1(R_1 + R_2)} \right] \quad (6)$$

$$\text{and } -S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \left[\frac{R_2 C_2 - C_1(R_1 + R_2)}{R_2 C_2 + C_1(R_1 + R_2)} \right] \quad (7).$$

It is important to note that the passive sensitivities are lower than unity in magnitude.

IV. SIMULATION RESULTS

The proposed filter of Fig.2 has been simulated through the SPICE circuit simulation program. In the simulations, the ±CFs can be obtained by using an accurate CMOS current conveyor with its high-impedance input terminal grounded as shown in Fig.3 [7]. The 0.5-μm CMOS LEVEL3 SCN05H technology supplied by MOSIS (vendor : HP-NID) were implemented for all MOSFETS in the circuit. The aspect ratios of the transistors used were W/L = 20. The power supply voltages were set equal to ±2.5V, and the bias currents were $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 200\mu\text{A}$.

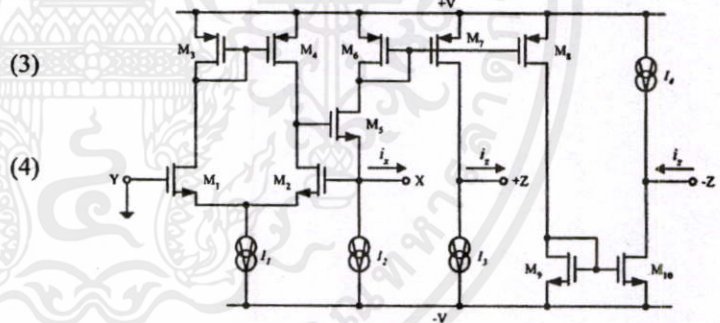


Fig.3 : The ±CF implemented from the CMOS current conveyor

To verify theoretical prediction of the proposed circuit, a second-order notch filter was realized with $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 2 \text{ nF}$ and $C_2 = 1 \text{ nF}$. The simulated and theoretical values of their gain and phase responses are given in Fig.4. It can easily be observed from Fig.4 that the simulation results agree quite well with the theoretical values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

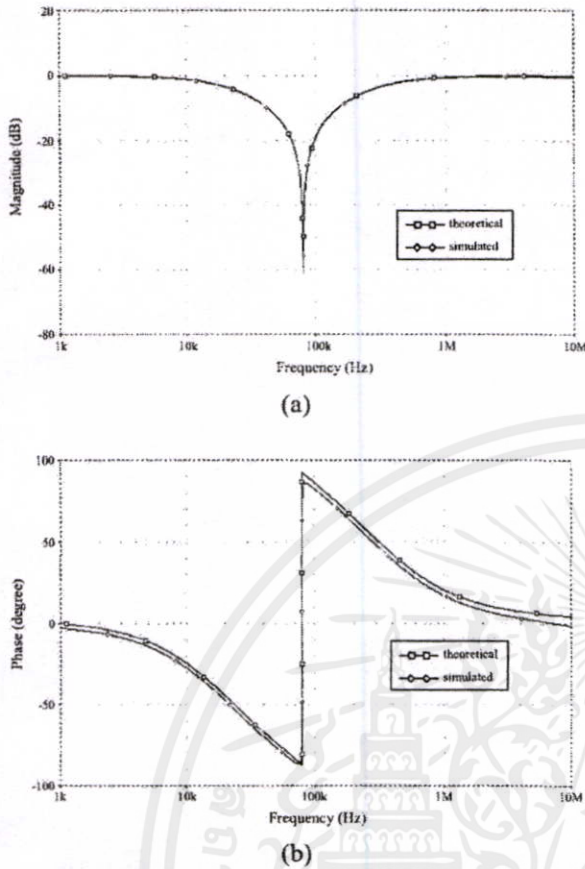


Fig.4 Theoretical and simulation results of the proposed notch filter
(a) magnitude response (b) phase response

V. CONCLUSION

A design of the current-mode second-order notch filter is presented. The proposed configuration consists of only two CFs, two capacitors and two resistors, which are minimum number. The circuit can provide a high-impedance output current that enables the circuit to be cascaded without requiring any impedance matching device. It has also low passive sensitivities. In addition, the proposed filter can also be realized allpass response by properly choosing of passive element values. The simulation results which shows the close agreement with the theory are obtained.

VI. ACKNOWLEDGEMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003.

VII. REFERENCES

- [1] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh, *Analog IC Design : The Current Mode Approach*, Peter Peregrinus Ltd., London, 1990.
- [2] S.I. Liu, H.W. Tsao, J. Wu, "Cascadable Current-Mode Biquads Using Single CCII", *Electron. Lett.*, vol.26, 1990, pp.2005-2006.
- [3] C.M. Chang, "Universal Active Current Filter Using a Single Second-Generation Current Conveyor", *Electron. Lett.*, vol.27, 1991, pp.1614-1617.
- [4] C.M. Chang, "Current-Mode Allpass/Notch and Bandpass Filter Using Single CCII", *Electron. Lett.*, vol.27, 1991, pp.1812-1813.
- [5] S.I. Liu, C.S. Hwang, "Realization of Current-Mode Filters Using Single FTFN", *Int. J. Electron.*, vol.82, 1997, pp.499-502.
- [6] S.I. Liu, J.J. Chen, and J.H. Tsay, "New Insensitive Notch and Allpass Filter with Single Current Follower", *Electron. Lett.*, vol.27, no.19, 1991, pp.1712-1713.
- [7] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara and K. Dejhan, "Accurate CMOS-Based Current Conveyors", *IEEE Trans. Instru. Meas.*, vol. 40, 1991, pp.699-702.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย คนุชา ประเสริฐสม
 วัน-เดือน-ปีเกิด วันที่ 20 กรกฎาคม 2525 ที่ จ.กาฬสินธุ์
 ที่อยู่ 112 ถ.แก่งสำโรง ต.กาฬสินธุ์ อ.เมือง
 จ.กาฬสินธุ์ 46000 โทร. 043-835-030, 08-5834-6002
 ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา
 วิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด (เกียรตินิยม) จากคณะวิศวกรรมศาสตร์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือปีการศึกษา 2547 และ
 ในปีการศึกษา 2548 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรม
 ศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้