วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามทำงานในรูปแบบ
กระแสและแรงดัน

CURRENT-MODE AND VOLTAGE-MODE THIRD-ORDER QUADRATURE OSCILLATORS

อิทธิพล กันศิริ

ITTIPOL KANSIRI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2557

KMITL-2014-EN-M-010-185

วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามทำงานในรูปแบบกระแสและแรงดัน

CURRENT-MODE AND VOLTAGE-MODE THIRD-ORDER QUADRATURE OSCILLATORS

อิทธิพล กันศิริ
ITTIPOL KANSIRI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2557
KMITL-2013-EN-M-010-185
4

CURRENT-MODE AND VOLTAGE-MODE THIRD-ORDER QUADRATURE OSCILLATORS

ITTIPOL KANSIRI

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2014
KMITL-2014-EN-M-010-185

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในรูปแบบกระแสและแรงดัน
Thesis Title Current-mode and Voltage-mode Third-order Quadarture Oscillators
นักศึกษา นายอิทธิพล กันศิริ
รหัสประจำตัว 55611917
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.มนตรี คำเงิน
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2014-EN-M-010-185

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
ผศ.ดร.สมเกียรติ	ฤกษ์วรัญญู	
รศ.ดร.มนตรี	ศิริปรัชญานันท์	
รศ.สมยศ	จุณณะปิยะ	
ผศ.ดร.มนตรี	คำเงิน	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 31 กรกฎาคม พ.ศ. 2557 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 8 ตุลาคม พ.ศ. 2557

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในรูปแบบกระแสและแรงดัน
นักศึกษา	นาย อิทธิพล กันศิริ
รหัสประจำตัว	55611917
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. มนตรี คำเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามสองวงจร วงจรแรกเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานโหมดกระแสประกอบด้วยวงจร MCCCFTA หนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัว วงจรที่นำเสนอจึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เอาต์พุตกระแสของวงจรมีอิมพิแดนซ์สูงซึ่งสามารถต่อกับโหลดได้โดยตรง วงจรที่สองเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดันใช้วงจรออปเปอเรชันแนลทรานส์รีซิสแตนซ์แอมปลิไฟล์เป็นวงจรพื้นฐาน จากข้อดีของวงจรออปเปอเรชันแนลทรานส์รีซิสแตนซ์แอมปลิไฟล์ที่มีค่าพารามิเตอร์แฝงน้อยจึงทำให้วงจรที่นำเสนอเป็นวงจรที่กำเนิดความถี่ได้แม่นยำ เอาต์พุตแรงดันของวงจรมีค่าอิมพิแดนซ์ต่ำจึงทำให้สามารถนำโหลดมาต่อใช้งานได้โดยตรง วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรสามารถควบคุมค่าเงื่อนไขและความถี่การออสซิลเลทได้อิสระจากกันโดยกำหนดจากอุปกรณ์ในวงจร วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIPCE เพื่อยืนยันการทำงานของวงจร

Thesis	Current-mode and Voltage-mode Third-Order Quadrature Oscillators
Student	Mr. Ittipol Kansiri
Student ID.	55611917
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Montree Kumngern

ABSTRACT

In this thesis, two third-order quadrature oscillators are presented. The first proposed current-mode quadrature oscillator consists of one modified current-controlled current follower transconductance amplifier (MCCCFTA) and three grounded capacitors. Thus, this structure is highly suitable for integrated circuit implementation. The first proposed oscillator offers high-output impedance current signal which can be directly connected to the load without buffer circuits. The second proposed voltage-mode quadrature oscillator uses operational transresistance amplifier (OTRA) as active element. By using the advantage of OTRA that offer low parasitic parameters, the precision of the oscillating frequency can be achieved. In addition, the circuit also offers low-output impedance voltage signal. The oscillating condition and the oscillating frequency of both proposed oscillators can be controlled orthogonally by setting the value of passive components. The proposed circuits are simulated by PSPICE simulators to confirm the workability.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะได้รับความอนุเคราะห์ในคำปรึกษาที่ดีมาโดยตลอดจากท่านผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนตรี คำเงิน คุณ ปัณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์สิริ และ คุณวิทวัส มงคล ที่ให้คำแนะนำและช่วยเหลือสนับสนุนที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งใจ และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และตา ยาย ของข้าพเจ้าเป็นอย่างสูง ที่ได้เลี้ยงดู อบรมและสนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่างแก่ข้าพเจ้า รวมทั้งให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้าเสมอมา

ขอขอบพระคุณครูและอาจารย์ทุกท่านที่เคยสั่งสอนให้วิชาความรู้แก่ข้าพเจ้าในทุกระดับชั้น ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ทุกคนในภาคโทรคมนาคมที่เป็นกำลังใจให้กับข้าพเจ้าในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

อิทธิพล กันศิริ

สารบัญ

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

สารบัญตาราง

สารบัญรูป

สารบัญรูป(ต่อ)

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้มีพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หลายชนิดได้ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณต่าง ๆ มากมายทั้งวงจรประมวลผลแบบอนาลอกและดิจิตอล การพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้นได้เริ่มต้นจากหลอดสุญญากาศ ต่อมาเป็นสารกึ่งตัวนำที่มีลักษณะเป็นดิสครีท (Discrete) และได้มีการพัฒนาเป็นรูปแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือที่เรียกว่า ไอซี (IC) ในขณะที่การออกแบบวงจรได้มีการพัฒนาด้วยการนำเสนอการออกแบบวงจรด้วยหลักการใหม่ ๆ ขึ้นมาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย หรือ ปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติดีขึ้น เช่น มีประสิทธิภาพในการทำงานดีขึ้น ให้ค่าความละเอียดและความแม่นยำในการทำงานที่ดีขึ้น มีผลตอบสนองต่อความถี่ที่ปฏิบัติงานสูง ใช้อุปกรณ์ที่มีจำนวนน้อยที่สุดและใช้กำลังงานต่ำเพื่อให้วงจรสามารถรองรับกับเทคโนโลยีของวงจรรวมขนาดใหญ่ได้

วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) เป็นวงจรที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้ในตัวเองโดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณให้กับวงจรแต่อย่างใด วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นเป็นวงจรพื้นฐานมีบทบาทในด้านโทรคมนาคมและอิเล็กทรอนิกส์ วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถถูกใช้เป็นวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ในการมอดูเลทสัญญาณหรือสร้างสัญญาณนาฬิกาเพื่ออ้างอิงให้แก่ระบบ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่รู้จักกันดี ได้แก่ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส (Phase shift oscillator) [1] วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Wien Bridge [1] วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Colpitts [1] วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Hartley [1] วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Armstrong [1] วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์เหล่านี้จะกำเนิดสัญญาณได้เพียงเฟสเดียว แต่ถ้าเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดสัญญาณได้สองเฟสในวงจรเดียวโดยแต่ละสัญญาณมีเฟสต่างกัน 90 องศา จะเรียกว่า วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature oscillator) [1] ซึ่งเป็นสัญญาณที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ระบบสื่อสารโทรคมนาคม และ เครื่องมือวัด เช่น เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ของการผสมสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ และ เป็นตัวกำเนิดสัญญาณซิงเกิลไซแบนด์ (Single-sideband generator) สำหรับระบบโทรคมนาคม หรือ เป็นตัวกำเนิดสัญญาณแบบเวกเตอร์ สำหรับระบบการวัด [2], [3] ดังนั้นจึงมีวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟชนิดต่างๆ นำเสนอไว้มากมายในวารสารต่างๆ [4]-[26] เมื่อเปรียบเทียบจะหลักการที่ใช้สร้าง วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์เหล่านั้นสามารถแบ่งออกได้สองกลุ่ม ได้แก่ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างจากสมการโพลิโนเมียลอันดับที่สอง [4]-[12] และ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลตอร์ที่สร้างจากสมการโพลิโนเมียลอันดับที่สาม [13]-[26] เนื่องจากโครงข่ายที่มีอันดับสูงกว่าจะให้ความแม่นยำ ค่าตัวประกอบคุณภาพ และ การตอบสนองความถี่ที่ดี [27] ดังนั้นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามจึงให้สัญญาณที่มีความแม่นยำดีกว่า และ มีค่าความเพี้ยนของสัญญาณต่ำกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สอง [13], [27]

วงจร CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier) [28] เป็นวงจรที่มีกระแสอินพุตสองอินพุต และ มีกระแสเอาต์พุตสองเอาต์พุต โดยทางภาคเอาต์พุตของวงจร CDTA

จะมีค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (ความนำ) ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นวงจร CDTA จึงเป็นวงจรทรานส์คอนดักแตนซ์ที่มีอินพุตเป็นกระแสนั่นเอง เนื่องจากวงจร CDTA เป็นวงจรที่มีกระแสอินพุตสองอินพุตโดยเป็นอินพุตชนิดความแตกต่าง ในบางกรณีวงจรที่ใช้วงจร CDTA เป็นวงจรพื้นฐานอาจจะต้องการอินพุทกระแสเพียงอินพุทเดียว ซึ่งเป็นการใช้งานวงจร CDTA ไม่เต็มความสามารถ หมายความว่าบางอินพุตของวงจร CDTA บางอินพุตถูกปล่อยลอยและไม่ได้ใช้งาน ซึ่งจะทำให้มีสัญญาณรบกวนเข้ามารบกวนวงจรผ่านทางอินพุตที่ปล่อยลอยนี้ได้ ดังนั้นกระแสอินพุตสองอินพุตของวงจร CDTA อาจจะถูกออกแบบให้เหลือเพียงอินพุตเดียวได้ จากแนวคิดดังกล่าววงจรที่มีกระแสอินพุตหนึ่งอินพุตและกระแสเอาต์พุตสองเอาต์พุตจึงได้ถูกนำเสนอ โดยเรียกวงจรนี้ว่า “Current Follower Transconductance Amplifier (CFTA)” [29] ภาคอินพุตของวงจรดังกล่าวจะเป็นวงจรตามกระแส (Current Follower) ส่วนเอาต์พุตถูกต่อด้วยวงจรวงจรทรานส์คอนดักแตนซ์แอมปลิไฟล์เออร์ (Transconductance Amplifier) ที่ผ่านมามีการนำเสนอวงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอกที่ใช้วงจร CFTA เป็นวงจรพื้นฐานนำเสนอในไว้หลายวงจร ตัวอย่างเช่น [30]-[34]

วงจร OTRA (Operational Transresistance Amplifier) [35]-[37] เป็นอุปกรณ์แอฟทีฟที่มีกระแสอินพุตสองอินพุตและแรงดันเอาต์พุตหนึ่งเอาต์พุต ดังนั้นวงจร OTRA นี้จึงมีการทำงานที่คล้ายกับวงจร CDTA และ CFTA เพียงจะแตกต่างกันที่ วงจร OTRA จะมีพารามิเตอร์ภายในเป็นความต้านทาน R_m ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสอินพุตเป็นแรงดันเอาต์พุต ในขณะที่วงจร CDTA และ CFTA จะมีค่า g_m เพื่อเปลี่ยนแรงดันที่ขั้ว z ให้เป็นกระแสเอาต์พุต วงจร OTRA ถูกออกแบบให้มีคุณสมบัติอิมพิแดนซ์ทั้งทางอินพุตและเอาต์พุตอิมพิแดนซ์ต่ำ ดังนั้นจึงมีค่าพารามิเตอร์แฝงต่างๆ เช่น ตัวเก็บประจุ และ ตัวต้านทาน ที่มีค่าเล็ก ด้วยเหตุผลนี้ จึงทำให้การตอบสนองความถี่ของวงจรและความแม่นยำ และ มีแบนด์วิดท์กว้าง วงจรขยายที่ใช้วงจร OTRA เป็นวงจรพื้นฐานสามารถทำให้ฟังก์ชั่นถ่ายโอนลูปป้อนกลับแบบลบมีความแม่นยำสูงมาก นอกจากนี้ วงจร OTRA ยังมีคุณสมบัติมีค่าอัตราการสลูว์ (slew) ที่สูง และ มีแบนด์วิดท์กว้างอีกด้วยเมื่อเปรียบเทียบกับออปแอมป์ ที่ผ่านมาจึงมีวงจรอนาลอกที่ใช้วงจร OTRA เป็นวงจรพื้นฐานนำเสนออยู่หลายวงจร ตัวอย่างเช่น [38]-[48]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการทำวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความมุ่งหมายและจุดประสงค์คือศึกษาและออกแบบวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยใช้วงจร CFTA และ OTRA เป็นอุปกรณ์พื้นฐาน โดยจะนำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเตอร์สองวงจร วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรจะให้สัญญาณสองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบโทรคมนาคมและระบบการวัดได้เป็นอย่างดี วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์วงจรแรกเป็นวงจรที่ใช้วงจร CFTA เป็นอุปกรณ์พื้นฐาน วงจรนี้จะเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติใช้วงจรแอกทีฟเพียงตัวเดียวและใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จึงทำให้วงจรนี้เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณกระแสที่มีขั้วเอาต์พุตอิมพิแดนซ์สูงซึ่งทำให้สามารถต่อกับโหลดได้โดยตรง ค่าความถี่การออสซิลเลทสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์วงจรที่สองจะใช้วงจร OTRA เป็นวงจรพื้นฐาน จากข้อดีของวงจรออปเปอเรชันแนลทรานส์รีซิสแตนซ์แอมปลิไฟล์ที่มีค่าพารามิเตอร์แฝง จึงทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ วงจรที่สองกำเนิดสัญญาณได้แม่นยำแรงดันเอาท์พุตของวงจรมีค่าอิมพิแดนซ์ต่ำจึงทำให้สามารถต่อกับโหลดได้โดยตรงโดยไม่ต้องการวงจร

บัฟเฟอร์ วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรสามารถควบคุมค่าเงื่อนไขและค่าความถี่การออสซิลเลทได้อิสระจากกัน

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่นำเสนอ

แนวคิดของวิทยานิพนธ์นี้คือนำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณภาพดีที่มีคุณสมบัติเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรกำเนิดสัญญาณได้อย่างแม่นยำและสามารถควบคุมค่าความถี่การออสซิลเลทและค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทได้อย่างอิสระจากกัน วงจรที่นำเสนอจะใช้ทฤษฎีที่มีอยู่แล้วที่เผยแพร่อยู่ในวารสารต่างๆ มาออกแบบ แต่สิ่งที่นำเสนอคือการออกแบบโครงสร้างของวงจรที่ดีกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในแบบเดียวกันที่เผยแพร่ในวารสาร โดยจะมีความแม่นยำที่ดีกว่า มีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนต่ำกว่า และใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟน้อยกว่า ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอจึงสามารถตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการได้

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาในวิทยานิพนธ์นี้จะแบ่งออกเป็น 5 บท โดยบทแรกเป็นบทนำ มีเนื้อหาเกี่ยวกับวัตถุประสงค์และขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ส่วนบทต่อๆ มา มีดังนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีมอสทรานซิสเตอร์ โครงสร้างและการทำงานของมอส

บทที่ 3 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่นำเสนอในวารสารต่างๆ คุณสมบัติและโครงสร้างของวงจร CFTA และวงจร OTRA

บทที่ 4 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามทำงานในโหมดกระแสใช้วงจร MCCCFTA ที่นำเสนอและผลการจำลองการทำงาน

บทที่ 5 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามทำงานในโหมดแรงดันใช้วงจร OTRA ที่นำเสนอและผลการจำลองการทำงาน

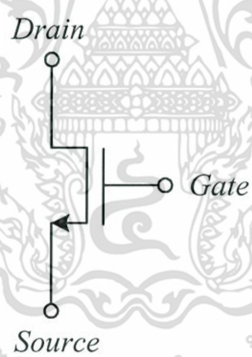
บทที่ 6 สรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก การวิเคราะห์วงจรและผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2
ทฤษฎีมอสทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

มอสทรานซิสเตอร์เป็นอุปการณ์ที่ใช้แรงดันทางอินพุตไปควบคุมกระแสทางเอาต์พุต แนวความคิดในการสร้างมอสทรานซิสเตอร์นั้นมีมาก่อนการสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แต่ในสมัยก่อนการควบคุมกระบวนการสร้างรอยต่อของฉนวนกับสารกึ่งตัวนำนั้นทำได้ยาก จนกระทั่งได้มีการคิดค้นกระบวนการ silicon planer และเทคโนโลยีสมัยใหม่ที่สามารถควบคุมรอยต่อระหว่างออกไซด์และซิลิกอนได้ทำให้มอสทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้งานได้จริง มอสทรานซิสเตอร์นั้นเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งในตระกูลสารกึ่งตัวนำประเภทผลของสนามไฟฟ้าซึ่งมีลักษณะเด่นคือมีความต้องการพลังงานในขณะใช้งานต่ำ แต่มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงเมื่อเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่นๆ ที่มีลักษณะการใช้งานแบบเดียวกัน จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์เป็นที่นิยมใช้ออกแบบวงจรประมวลผลกันมากในปัจจุบันโดยเฉพาะในวงจรที่ต้องการใช้พลังงานต่ำ หรือในโครงสร้างของวงจรรวมที่มีจำนวนอุปกรณ์มากๆ เช่น ไอซี ระดับวงจรขนาดใหญ่ (LSI) และวงจรขนาดใหญ่มาก (VLSI) เป็นต้น มอสทรานซิสเตอร์ทั่วๆไป จะประกอบด้วย 3 ส่วนคือ ส่วนของเดรน (Drain region: D) ส่วนของเกท (Gate region: G) และส่วนของซอร์ส (Source region: S) ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ [49]

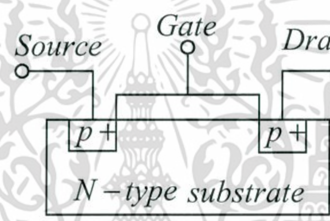
ส่วนของซอร์ส เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรอง ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าในตัวมอส (I_{ds}) ส่วนของเดรน เป็นอีกบริเวณหนึ่งของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรอง แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกับส่วนของซอร์ส ทำหน้าที่เป็นทางออกไปสู่วงจรภายนอกของประจุพาหะที่มาจากส่วนของซอร์ส ส่วนของเกทเป็นบริเวณที่เชื่อมอยู่ระหว่างส่วนของเดรนกับส่วนของซอร์ส โครงสร้างทั่วไปประกอบด้วยชั้นบนสุดเป็นโลหะตัวนำ ชั้นรองลงมาจะเป็นฉนวนได้แก่ออกไซด์ของสารกึ่งตัวนำที่ใช้และชั้นล่างสุดเป็นสารกึ่งตัวนำซึ่งใช้เป็นฐานรองเกทจะเป็นส่วนควบคุมปริมาณประจุพาหะที่เคลื่อนที่จากซอร์สไปยังเดรน จากลักษณะดังกล่าว ที่บริเวณเกทจะประกอบด้วย Metal-Oxide Semiconductor จึงเรียกอุปกรณ์นี้ว่า MOS (มอส) และเป็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านเกทนี้ได้น้อยมากๆ เนื่องจากมีชั้นฉนวนป้องกันอยู่นั่นเอง ดังนั้นในขณะใช้งาน เกท

ต้องการเพียงแหล่งจ่ายความต่างศักย์เท่านั้น ซึ่งไม่ต้องการแหล่งจ่ายกระแส จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์มีความต้องการพลังงานในขณะใช้งานต่ำ สำหรับเดรนและซอร์สนั้น โดยปกติแล้วจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการซึ่งสามารถสลับกันได้อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการหนึ่งของมอสทรานซิสเตอร์ แต่เพื่อความสะดวกในการใช้งานจึงสร้างให้ซอร์สเชื่อมต่อกับฐานรอง แต่อาจจะละเว้นไม่เขียนขาของฐานรองในบางกรณี แต่เป็นที่เข้าใจว่าส่วนของฐานรองได้ต่ออยู่กับส่วนซอร์สแล้ว

2.2 ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์

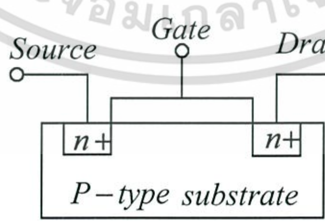
ถ้าแบ่งตามชนิดของพาหะที่ใช้ในการนำกระแส สามารถแบ่งเป็น 2 ชนิด ได้แก่

2.2.1 พีมอส (PMOS หรือ P-channel MOS) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้โฮล (Hole) เป็นพาหะในการนำกระแส ดังนั้นโฮลจะเคลื่อนที่ จึงกำหนดให้ส่วนของเดรน (Drain) และซอร์ส (Source) เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี ดังนั้นกระแสจะเคลื่อนที่ระหว่างเดรนและซอร์สได้นั้นบริเวณช่องทางเดินกระแสจะต้องเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น



รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิด P-channel [49]

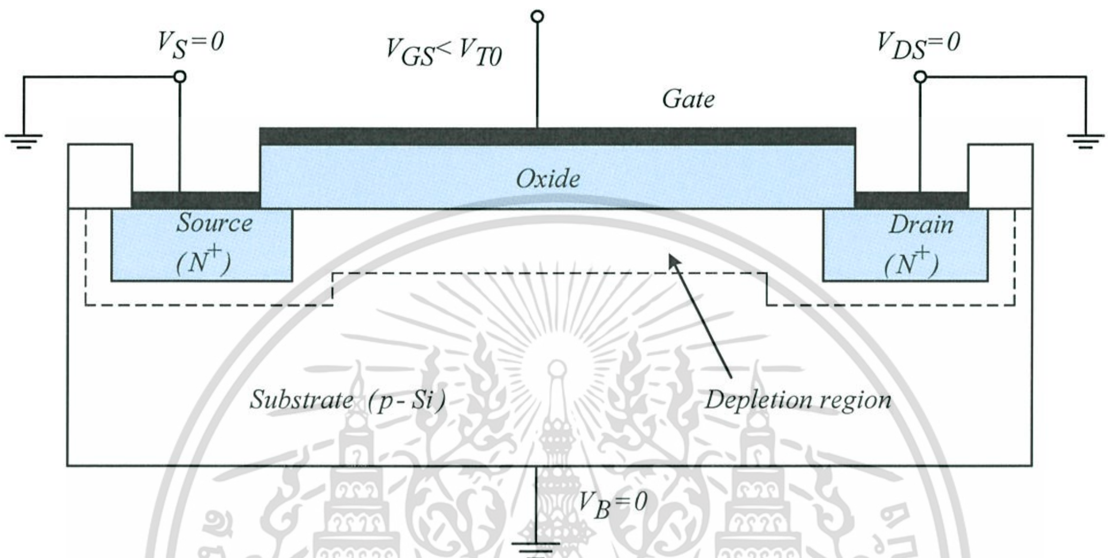
2.2.2 เอ็นมอส (NMOS หรือ N-channel MOS) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้อิเล็กตรอนเป็นพาหะในการนำกระแส ดังนั้นประจุลบหรืออิเลคตรอน (Electron) จะเคลื่อนที่ จึงกำหนดให้ส่วนเดรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ดังนั้นถ้ากระแสจะเคลื่อนที่ระหว่างเดรนและซอร์สได้ ช่องทางเดินกระแสจะต้องเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี



รูปที่ 2.3 โครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N-channel [49]

ถ้าแบ่งตามลักษณะการทำงาน จะสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ มอสแบบเอ็นฮานซ์เมนท์และมอสแบบดีพลีชั่น

2.2.3 มอสแบบเอ็นฮานซ์เมนท์ มอสชนิดนี้ถูกใช้อย่างแพร่หลายมากกว่าชนิดดีพลีชั่น รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างมอสแบบเอ็นฮานซ์เมนท์ชนิด N-channel ซึ่งส่วนของซอร์สและเดรนจะสร้างจากการแพร่อะตอมของสารเจือปนชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นสูง (n^+) เข้าไปในผลึกฐานรองของสารกึ่งตัวนำชนิดซึ่งเป็นผลึกซิลิกอนเดี่ยว ส่วนของเกทจะเป็นโลหะหรือชั้นของโพลีซิลิกอนซึ่งซ้อนอยู่บนชั้นของออกไซด์โดยมีโลหะอลูมิเนียมเป็นขั้วต่อไฟฟ้าของเกตกับโลหะหรือชั้นของโพลีซิลิกอนและเป็นขั้วต่อไฟฟ้าของซอร์สและเดรนด้วย $V_{GS}<V_{T0}$



รูปที่ 2.4 โครงสร้างมอสแบบเอนฮานซ์เมนท์ชนิด N-channel [49]

การทำงานของมอสชนิดเอนฮานซ์เมนท์ สามารถพิจารณาได้ตามรูปที่ 2.5 ซึ่งแสดงถึงการทำงานในช่วงต่างๆของ V_{DS} และ V_{GS} จากรูปที่ 2.5(ก) ขาซอร์ส ขาเดรน และฐานรอง ถูกต่อลงกราวด์ มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้ายตัวเก็บประจุ โดยที่เกทและผิวของซิลิกอนใต้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์จะทำหน้าที่เหมือนแผ่นเพลท (plate) ของตัวเก็บประจุซึ่งจะมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนคั่นอยู่ระหว่างกลาง ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบ ประจุบวกหรือโฮลจะถูกดูดมาสะสมบริเวณแชนแนล มีผลทำให้บริเวณแชนแนลกลายเป็น p^+ เรียกว่า แชนแนลสะสม ส่วนบริเวณซอร์สและเดรนจะกลายเป็น n^+ จะถูกแยกจากกันด้วยแชนแนล p^+ เมื่อมองในลักษณะวงจรสมมูลแล้วจะเหมือนกับไดโอดสองตัวหันหลังชนกัน ดังนั้นถ้ากระแสจะไหลได้ แรงดันที่ซอร์สและเดรนต้องมีค่ามากๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นกระแสรั่วไหล ในกรณีที่แรงดันเกทมีค่าเป็นบวกเล็กน้อย ประจุบวกใต้เกทจะถูกขับออกไป ทำให้แชนแนลเปลี่ยนไปเป็น p^- กลายเป็นบริเวณปลอดพาหะ แต่เมื่อแรงดันที่เกทเพิ่มมากขึ้น อิเล็กตรอนจะถูกดูดมาบริเวณแชนแนลและแชนแนลจะกลายสภาพเป็น n ตามรูปที่ 2.5(ข) ซึ่งจะเชื่อมซอร์สและเดรนเข้าด้วยกันเรียกว่าแชนแนลกลับ ค่าแรงดันเกทซอร์ส V_{GS} ที่มีผลให้ความหนาแน่นอิเล็กตรอนใต้เกทมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวรฐานรอง เรียกว่าแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ สัญลักษณ์เป็น V_{TH} สำหรับ $V_{GS}>V_{TH}$ นั้นจะมีแชนแนล N เกิดขึ้นและเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์สได้

สำหรับกรณี $V_{GS}<V_{TH}$ โดยปกติแล้วจะสมมติให้ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานและไม่มีกระแสไหลระหว่างซอร์สและเดรน แต่เป็นเพียงการประมาณเท่านั้น โดยอย่างที่กล่าวไว้ว่าเมื่อ $V_{GS}>V_{TH}$ จะมี

แชนแนล N เกิดขึ้นดังนั้นเมื่อ V_{GS} เพิ่มขึ้นความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนแนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วย จึงสรุปได้ว่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม V_{GS}-V_{TH} ซึ่งสามารถนิยามได้เป็นแรงดันเกทซอร์สประสิทธิผล สัญลักษณ์เป็น V_{eff} ดังนั้นค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนแสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$Q = C_{ox}\left(V_{GS} - V_T\right) = C_{ox}V_{eff} \tag{2.1}$$

โดยที่ C_{ox} เป็นค่าความจุทางไฟฟ้าที่เกทต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

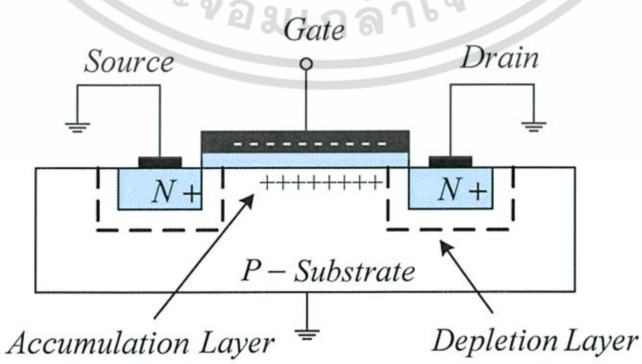
เมื่อแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าศูนย์เล็กน้อยจะทำให้เกิดค่าความต่างศักย์ที่ซอร์สเดรน มีผลทำให้กระแสไหลจากซอร์สไปเดรนได้ ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{DS} และ I_D จะเหมือนกรณีของความต้านทานโดยจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_D = \mu Q \frac{W}{L} V_{DS} \tag{2.2}$$

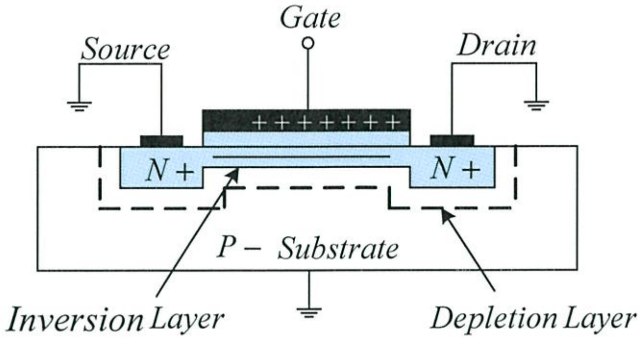
โดยที่ μ เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอนและ Q เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในแชนแนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_T)V_{DS} \tag{2.3}$$

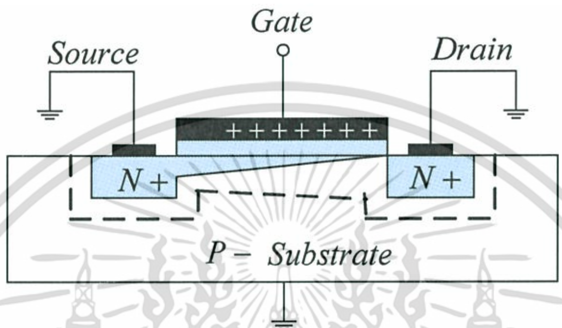
การทำงานของทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.5 (ข) โดยเมื่อ $V_{GS}>V_{TH}$ และ $V_{DS}=0$ ซึ่งถ้า $V_{GS}>V_{TH}$ นั้นจะมีผลทำให้เกิดแชนแนลขึ้นแต่จะไม่มีกระแสไหล เพราะแรงดัน $V_{DS}=0$ แต่ถ้าให้ V_{DS} มีค่าน้อยๆ จนถึงค่าๆ หนึ่ง จะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแชนแนลได้ ซึ่งการทำงานของมอสในช่วงนี้จะเหมือนตัวต้านทาน โดยมีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ (2.3) ซึ่งจะเห็นได้ว่า I_D และ V_{DS} มีความสัมพันธ์กันสิ้นเชิงสำหรับค่า V_{DS} น้อยๆ



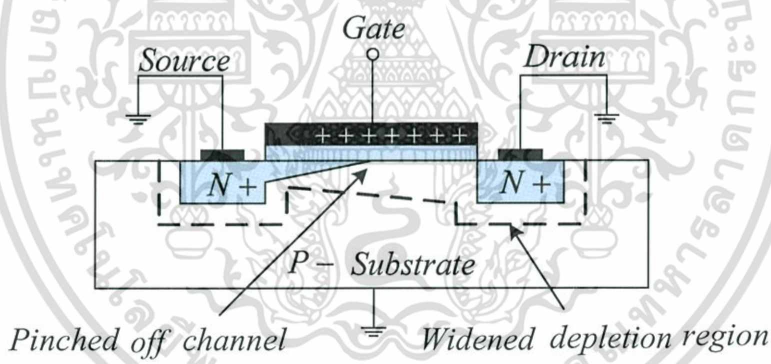
(ก) $V_{GS}<<0$



(ข) $V_{GS}>V_{TH}$ และ $V_{DS}<<0$



(ค) $V_{GS}>V_{TH}$ และ $V_{DS}>V_{GS}-V_{TH}$



(ง) $V_{GS}>V_{TH}$ และ $V_{DS}>V_{GS}-V_{TH}$

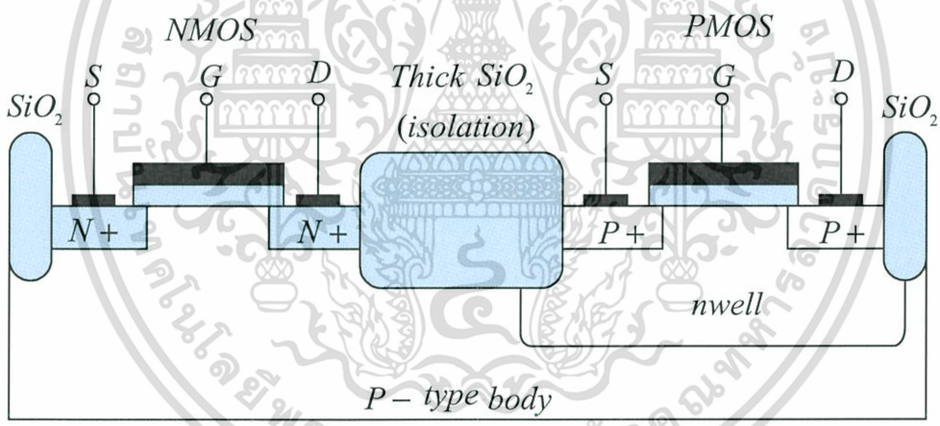
รูปที่ 2.5 การทำงานของมอสในช่วงต่างๆ [49]

เมื่อ V_{DS} เพิ่มมากขึ้นความหนาแน่นของประจุพาหะที่แชนแนลจะลดลงตามแนวแชนแนลจากฝั่งซอร์สไปฝั่งเดรนตามรูปที่ 2.5(ค) ซึ่งการลดลงนี้มีผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมแชนแนลที่ตำแหน่งต่างๆไม่เท่ากัน เช่น แรงดันที่ขาเดรนมากกว่าแรงดันที่ขาซอร์ส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันอย่างต่อเนื่องจากซอร์สไปเดรนมีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกทและแชนแนลจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ V_{GS} ที่ตำแหน่งขาด้านซอร์สและจะมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งขาด้านเดรนและแรงดันเกทที่ทำให้เกิดแชนเนลคือ $V_G=V_{GS}-V_{TH}$ (เมื่อ $V_{GS}<V_{TH}$ กระแสจะไม่ไหลและไม่มีแชนแนลเกิดขึ้น) เพื่อให้แชนเนลยาวสุดไปจนถึงปลายด้านเดรน แรงดันเกทต้องมากกว่า V_{DS} คือ $V_G>V_{DS}$ หรือ $V_{GS}-V_{TH}>V_{DS}$ ซึ่งการทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้ ($V_{DS}<V_{GS}-V_{TH}$) จะเรียกว่า ช่วงไม่อิ่มตัว เมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้นจนกระทั่ง $V_{DS}=V_{GS}-V_{TH}$ ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเข้าสู่สภาวะอิ่มตัวและลักษณะของช่วงอิ่มตัวแสดงได้ดังรูปที่ 2.3

(ค) ต่อมาเมื่อค่าแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นจนกระทั่ง $V_{DS}>V_{GS}-V_{TH}$ ในกรณีนี้จะทำให้เกิดสภาวะออฟ (pinch off) คือ แชนแนลที่เป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออก โดยเริ่มจากด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้ามาเหนี่ยวนำทำให้ไม่มีการสะสมของประจุลบเพื่อทำหน้าที่เป็นแชนเนล ดังนั้นช่องทางเดินจึงขาดออกจากกันดังรูปที่ 2.9 (ง) และจะมีกระแสแพร่จากซอร์สไปยังเดรนรวมทั้งช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ การทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้เรียกว่า ช่วงอิ่มตัว (Saturation region)

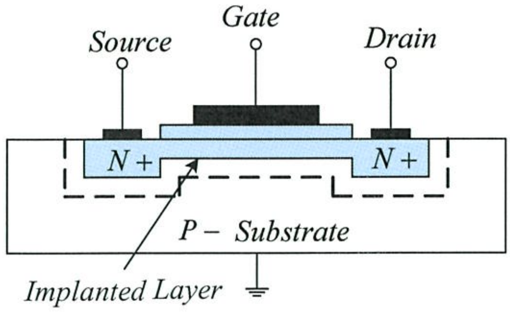
2.2.3.1 ซีมอส

ซีมอส (Complementary MOS: CMOS) เป็นเทคโนโลยีที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งชนิด n-channel และ p-channel มาสร้างบนฐานรองเดียวกัน แม้ว่าจะสร้างได้ยากแต่มีข้อดี คือ สามารถที่จะออกแบบวงจรที่มีประสิทธิภาพมากกว่า ในปัจจุบันซีมอสมีบทบาทสำคัญมากในเทคโนโลยีวงจรรวมแบบมอสและสามารถใช้ได้กับวงจรรวมแบบอนาลอกและดิจิตอลและได้มีการนำไปประยุกต์ใช้เพื่อทดแทนเทคโนโลยีไบโพลาร์อย่างมากมาย รูปที่ 2.6 เป็นโครงสร้างซีมอสและอธิบายถึงการสร้าง NMOS และ PMOS บนแผ่นฐานรองเดียวกัน สังเกตว่า NMOS สร้างได้โดยตรง แต่ PMOS จะสร้างขึ้นโดยมีการสร้างบ่อเอ็น (n-well) ขึ้นมาก่อน โดยที่มอสทั้งสองตัวจะถูกแยกจากกันโดยฉนวนออกไซด์



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสที่สร้างบนเทคโนโลยีซีมอส [49]

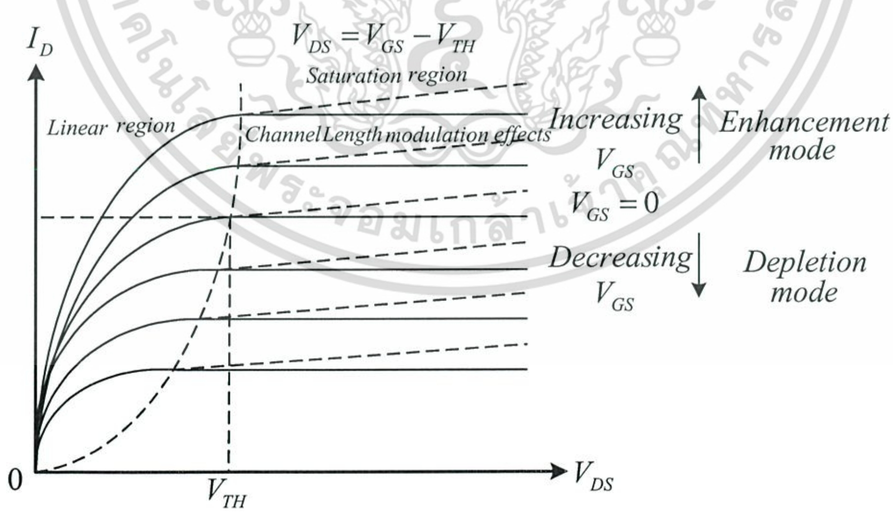
2.2.4 มอสชนิดดีพลีชั่น มีลักษณะโครงสร้างและสัญลักษณ์แสดงดังรูปที่ 2.7 โดยที่ส่วนของซอร์สและเดรนถูกสร้างขึ้นโดยการแพร่อะตอมของสารเจือปนชนิดเอ็นซึ่งมีความหนาแน่นสูงเข้าไปในฐานรองของสารกึ่งตัวนำชนิดพี หลังจากนั้นส่วนของแชนแนลถูกสร้างขึ้นด้วยวิธีอิมพลานเตชั่น ซึ่งเป็นการยิงอะตอมของสารเจือปนเข้าไปในเนื้อสารกึ่งตัวนำ ส่วนโครงสร้างอื่นๆจะมีลักษณะเหมือนแบบชนิดเอนฮานซ์เมนท์ทุกประการ



รูปที่ 2.7 มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชั่นชนิด N-channel [49]

จากลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าแรงดันเกทเป็นศูนย์และแรงดันซอร์สเดรนมีค่าๆ หนึ่งจะมีกระแสเกิดขึ้นได้ กล่าวคือ แม้ว่าจะไม่มีแรงดันที่เกทกระแสก็สามารถไหลผ่านแชนแนลได้ เนื่องจากแชนแนลได้ถูกสร้างขึ้นมาก่อนแล้ว ต่างจากชนิดเอนฮานซ์เมนท์ที่จำเป็นต้องมีแรงดันที่เกทมีค่าๆหนึ่งเพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดแชนแนล

การนำไฟฟ้าและความลึกของแชนแนลถูกควบคุมโดย V_{DS} เหมือนกรณีเอ็นฮานซ์เมนท์ เมื่อค่า V_{GS} เป็นบวก จะทำให้แชนแนลกว้างขึ้นเนื่องจากมีการดึงอิเล็กตรอนมาสะสมที่แชนแนลและทำให้การนำไฟฟ้าดีขึ้น และเมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นลบ อิเล็กตรอนจะถูกผลักออกไปจากแชนแนล ทำให้แชนแนลแคบลงและการนำไฟฟ้าลดลง ในการทำงานขณะที่ V_{GS} มีค่าเป็นลบนั้นเรียกว่า “การทำงานในช่วงดีพลีชั่นโหมด” ซึ่งเมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นลบมากขึ้นอิเล็กตรอนจะถูกผลักออกไปจากแชนแนลจนหมด และแชนแนลจะหายไป ทำให้กระแส I_D เป็นศูนย์ ถึงแม้ว่า V_{GS} จะไม่เป็นศูนย์ก็ตาม โดยค่า V_{GS} ที่เป็นลบและทำให้แชนแนลหายไปนั้นเรียกว่า ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage: V_{TH}) ของมอสแบบดีพลีชั่นชนิด N-channel



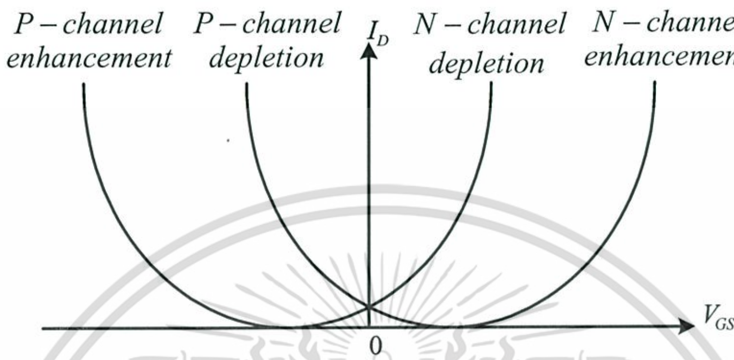
รูปที่ 2.8 เส้นคุณสมบัติระหว่าง I_D-V_{GS} ของมอสดีพลีชั่นชนิดเอ็นแชนแนล[49]

รูปที่ 2.8 แสดงถึงคุณสมบัติระหว่าง I_D-V_{GS} ของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชั่นชนิดเอ็นแชนแนล ซึ่งคล้ายกับเอนฮานซ์เมนท์ ยกเว้นเพียงค่า V_{TH} จะมีค่าเป็นลบสำหรับ NMOS และจะมีค่าเป็นบวกสำหรับ PMOS และสามารถเปลี่ยนเป็นการทำงานแบบเอนฮานซ์เมนท์ได้โดยการให้ V_{GS}

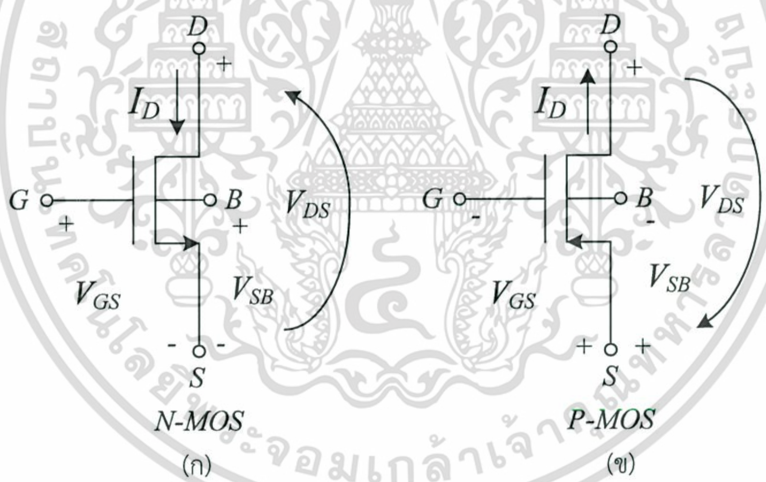
มีค่าเป็นบวก กราฟ I_D-V_{GS} ตามรูปที่ 2.9 เป็นการสรุปคุณสมบัติ I_D-V_{GS} ทั้งหมดของมอสเฟตทั้งชนิดการทำงานแบบเอนฮานซ์เมนท์โหมด ดีพลีชั่นโหมด ชนิดช่องทางเดินกระแสชนิด N และชนิด P

2.3 คุณสมบัติการทำงานของมอสทรานซิลเตอร์

คุณสมบัติในการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นั้น พิจารณาได้จากแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ตามรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 เส้นคุณสมบัติระหว่าง I_D-V_{GS} ของมอสทั้งชนิดเอนฮานซ์เมนท์และดีพลีชั่น [49]



รูปที่ 2.10 แบบจำลองการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) NMOS (ข) PMOS [49]

สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและความต่างศักย์ สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวแสดงได้ดังสมการที่ (2.4)

$$I_D = \beta\left[(V_{GS} - V_{TH}) - \left(\frac{V_{DS}}{2}\right)\right]V_{DS}(1 + \lambda V_{DS}) \qquad (2.4)$$

โดยที่ $\beta = \frac{K'W}{L}$ และ $K' = \mu_0 C_{ox}$ μ_0 คือค่าความคล่องตัวที่ผิวของพาหะในช่องทางเดินกระแส $C_{OX} = \varepsilon_{OX} / t_{OX}$ คือค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของเกทออกไซด์ (มีหน่วยเป็น F/cm^2) W คือ

ความกว้างประสิทธิผลของแชนแนล L คือความยาวประสิทธิผลของแชนแนล λ คือ Channel length modulation parameter (มีหน่วยเป็น volt^{-1})

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma\left\lfloor \sqrt{2|\varphi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\varphi_F|} \right\rfloor \tag{2.5}$$

$$V_{TH0} = V_{TH}(V_{SB} = 0) = V_{FB} + 2|\varphi_F| + \frac{\sqrt{2q\varepsilon_{si}N_{SUB}2|\varphi_F|}}{C_{ox}} \tag{2.6}$$

$\gamma = \dfrac{\sqrt{2q\varepsilon_{si}N_{SUB}}}{C_{OX}}$ คือ Bulk threshold parameter (volt$^{1/2}$) (2.7)

$\varphi_F = \dfrac{kT}{q}\ln\left(\dfrac{N_{SUB}}{n_i}\right)$ คือ Strong inversion surface potential (volts) (2.8)

$V_{FB} = \varphi_{GB} - \dfrac{Q_{SS}}{C_{OX}}$ คือ Flat band and voltage (volts) (2.9)

$\varphi_{GB} = \varphi_F(substrate) - \varphi_F(gate)$

$\varphi_F(substrate) = \dfrac{kT}{q}\ln\left(\dfrac{N_{SUB}}{n_i}\right)$ สำหรับกรณี NMOS ที่เป็น p-substrate

$\varphi_F(gate) = \dfrac{kT}{q}\ln\left(\dfrac{n_i}{N_{GATE}}\right)$ สำหรับกรณี NMOS ที่มีเกทเป็น n$^+$ โพลีซิลิกอน

Q_{SS} คือ ค่าประจุอ๊อกไซด์

k คือ ค่าคงที่ Boltzman =1.381x10^{-23} J/K = 8.62x10^{-5} eV/K

T คือ ค่า อุณหภูมิ มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน (K)

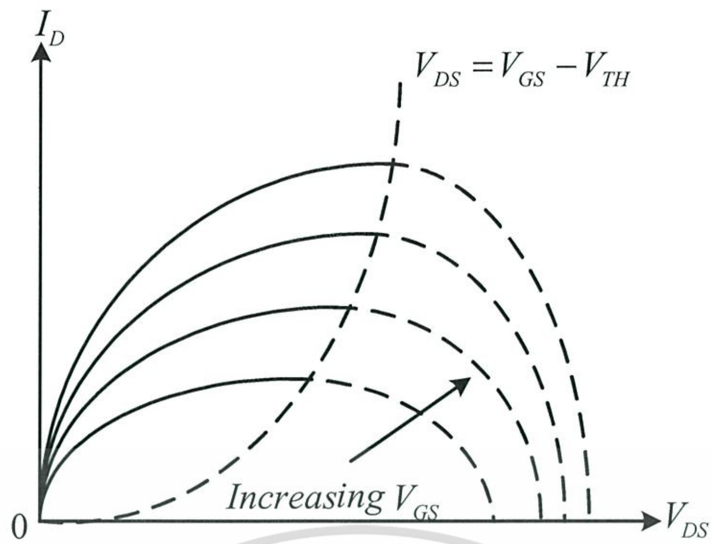
n_i คือ ความหนาแน่นจองพาหะชนิดอินทรินสิก = 1.45 x 10^{-10} cm^{-3}

สมการของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงไม่อิ่มตัว สามารถเขียนได้อีกรูปแบบ คือ

$$I_D = F(V_D, V_g) - F(V_s, V_G) \tag{2.10}$$

โดยที่ $F(V_x, V_G) = 2K(V_G - V_B - V_{FB} - \varphi_F)V_x - K(V_x - V_B)^2 - \frac{4}{3}K\gamma(V_x - V_B + \varphi_F)^{\frac{3}{2}}$

และ $K = \dfrac{W}{2L}\mu C_{ox}$



รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_D-V_{DS} ตามสมการที่ (2.4) เมื่อ λ=0

จากสมการที่ (2.4) และ (2.10) มอสทรานซิสเตอร์ได้ในช่วงต่างๆขึ้นอยู่กับค่า V_{GS}-V_{TH} ถ้าค่าเป็นศูนย์หรือค่าเป็นลบ มอสทรานซิสเตอร์จะอยู่ในช่วงคัทออฟ ซึ่งแชนแนลจะอยู่ในลักษณะเป็นวงจรโดยสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$I_D = F\left(V_D, V_g\right) - F\left(V_s, V_G\right) \tag{2.11}$$

$$I_D = 0 \text{ เมื่อ } V_{GS} - V_{TH} = 0 \tag{2.12}$$

จากสมการที่ (2.4) สมมติให้ $\lambda = 0$ เมื่อนำมาเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.11 ที่ V_{GS}-V_{TH} ค่าต่างๆ โดยจุดสูงสุดของกราฟแต่ละเส้นจะเรียกว่า จุดอิ่มตัว และค่าต่างๆของ V_{DS} =0 เรียกว่า แรงดันอิ่มตัว

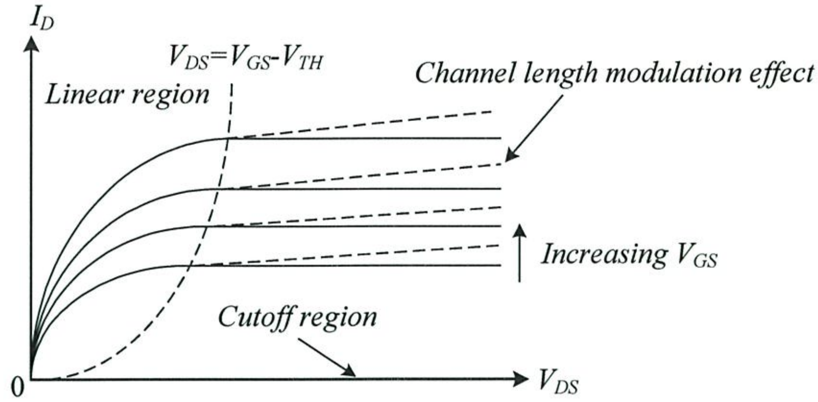
$$V_{DS}\left(sat\right) = V_{GS} - V_{TH} \tag{2.13}$$

V_{DS} (sat) เป็นค่าที่แบ่งขอบเขตการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ โดยเมื่อ V_{DS}<V_{DS}(sat) แล้ว มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวตามสมการที่ (2.4) โดยมีเงื่อนไขว่า

$$0 < V_{DS} \le \left(V_{GS} - V_{TH}\right) \tag{2.14}$$

แต่ถ้า V_{DS}>V_{DS}(sat) จะเรียกช่วงนี้ว่า ช่วงอิ่มตัว ในช่วงนี้กระแสเดรน I_D จะไม่ขึ้นกับ V_{DS} ถ้าสมมติว่าไม่พิจารณาผลของ λ ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_D = \frac{\beta}{2}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2\left(1 + \lambda V_{DS}\right),\ 0 < \left(V_{GS} - V_{TH}\right) \le V_{DS} \tag{2.15}$$

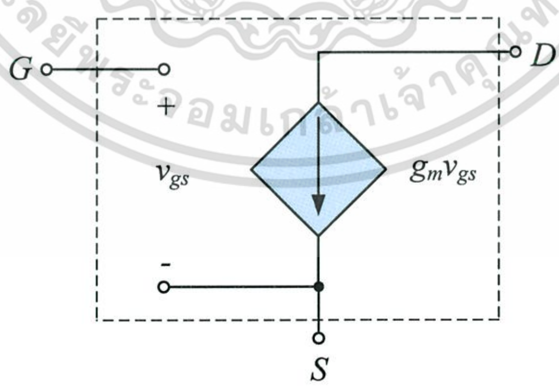


รูปที่ 2.12 คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสทรานซิสเตอร์ [49]

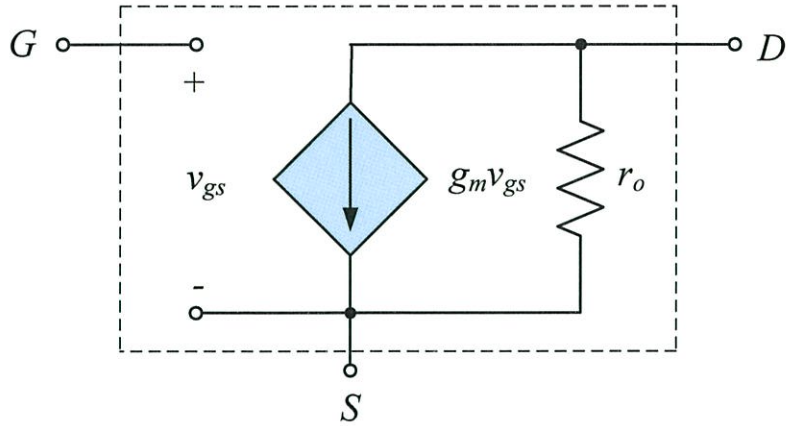
จากรูปที่ 2.12 แสดงถึงคุณสมบัติที่เอาต์พุต ที่ได้จากสมการที่ (2.4), (2.11), (2.13) และ (2.14) โดยเส้นทึบในรูปที่ 2.12 จะไม่พิจารณาผลของ λ ($\lambda = 0$) ส่วนเส้นประเป็นการพิจารณาผลของ λ ($\lambda \neq 0$)

2.4 วงจรสมมูลมอสทรานซิสเตอร์

วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์เป็นการแทนอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้า เพื่อนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองและพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็ก โดยจะพิจารณาแยกจากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ซึ่งจะพิจารณาเป็นปริมาณไฟฟ้ากระแสตรง มอสทรานซิสเตอร์มีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส โดยเป็นการใช้แรงดัน V_{gs} เพื่อทำให้เกิดกระแส g_mV_{gs} ที่ขาเดรน ความต้านทานที่ขา G มีค่าที่สูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในทางอุดมคติถือเป็นค่าอนันต์ และความต้านทานที่เอาต์พุต (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายด้านขา D) จะมีค่าสูงด้วย ในการพิจารณาอย่างง่าย จะสมมติให้เป็นค่าอนันต์ดังรูปที่ 2.13(ก)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลมอสทรานซิสเตอร์ [50] (ก) กรณีไม่พิจารณาผลของ λ (ข) กรณีพิจารณาผลของ λ

ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 2.13(ก) คือสมมติว่ากระแสเดรนอยู่ในช่วงอิ่มตัวและไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่ขาเดรน ซึ่งจากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้น พบว่าคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิ่มตัวจริงๆ นั้นจะต้องขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{DS} ในลักษณะเชิงเส้นตามสมการที่ (2.15) ซึ่งทำให้แบบจำลองต้องเปลี่ยนไปดังรูป 2.13(ข) โดยมีตัวต้านทาน r_o มาต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์ส ซึ่งมีค่าประมาณ

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \tag{2.16}$$

โดยที่ $V_A = \dfrac{1}{\lambda}$ โดยทั่วไปค่า r_o จะอยู่ในช่วง 10 ถึง 1,000 กิโลโอห์ม ค่า r_o ที่พิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณามอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่ามาก (แชนแนลขาดออกจากกันระหว่างซอร์สและเดรน) ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวนั้น ค่าความต้านทาน r_o มีค่าเป็น

$$r_o = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{\partial v_{ab}}{\partial v_{gs}} \cong \frac{1}{\beta\left(V_{GS} - V_{TH} - V_{DS}\right)} \tag{2.17}$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกค่าหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กคือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ (g_m) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

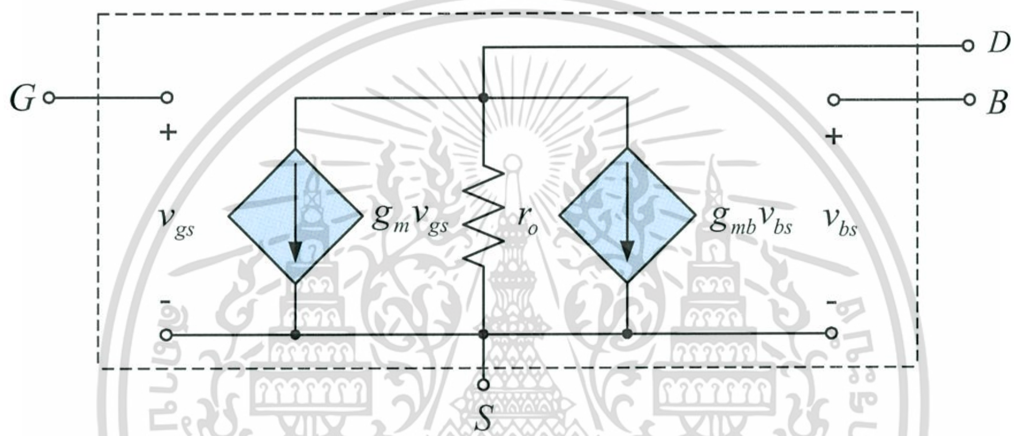
$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{gs}} \tag{2.18}$$

ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว จะมีค่าเป็น [50]

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|}(1+\lambda V_{DS}) \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|} \tag{2.19}$$

จากสมการที่ (2.19) พบว่าค่าของ g_m ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็กขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน ซึ่งเป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ ส่วนกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จะแสดงได้ [49] ดังนี้

$$g_m = \frac{K'W}{L}V_{DS}(1+\lambda V_{DS}) \cong \frac{K'W}{L}V_{DS} \tag{2.20}$$



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์กรณีฐานรองไม่ต่อกับขาซอร์ส [50]

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวข้างต้น เป็นแบบจำลองที่ยังไม่พิจารณาผลของฐานรอง (Body effect) ซึ่งจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อฐานรองไม่ได้ต่อยู่กับขาซอร์ส และเมื่อพิจารณาฐานรองจะมีผลทำให้เกิดแรงดัน V_{bs} ขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.14 กรณีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัวเมื่อพิจารณาผลของฐานรอง ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ g_m ของมอสทรานซิสเตอร์จะกำหนดได้คือ [49]

$$g_m = g_m \frac{\gamma}{2(2|\varphi_F| + V_{bs})^{1/2}} = \eta g_m \tag{2.21}$$

ส่วนทรานสคอนดักแตนซ์ g_{mbs} กำหนดได้คือ [49]

$$g_{mbs} = \frac{\beta\gamma V_{DS}}{2(2|\varphi| + V_{bs})^{1/2}} \tag{2.22}$$

โดยที่ V_{bs} คือแรงดันระหว่างโครงสร้างกับขาซอร์ส φ_F คือ Strong inversion surface potential (volts) β คือค่าความคล่องตัวที่ผิวของพาหะในช่องทางเดินกระแส γ คือ Bulk threshold parameter ($volt^{1/2}$)

2.5 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงมอสทรานซิสเตอร์ ทั้งมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานซ์เมนท์และชนิดดีพลีชั่น โดยเนื้อหาจะกล่าวถึงโครงสร้าง การทำงาน และวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จะพิจารณามอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นฮานเมนต์เป็นหลักเนื่องเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งออกได้ 2 ช่วงคือ การทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวและการทำงานในช่วงอิ่มตัว พารามิเตอร์ที่สำคัญของมอสทรานซิสเตอร์คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์

บทที่ 3
หลักการและวงจรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์และงานวิจัยในอดีต

3.1 บทนำ

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณทางเอาต์พุตได้โดยไม่ต้องป้อนสัญญาณด้านอินพุต วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถแบ่งออกตามการกำเนิดสัญญาณได้สองชนิดคือ ฮาร์โมนิกส์ออสซิลเลเตอร์ (Harmonic oscillator) และ รีแล็คเซชันออสซิลเลเตอร์ (Relaxation oscillator) ฮาร์โมนิกส์ออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ทางเอาต์พุต ส่วนรีแล็คเซชันออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดสัญญาณที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ทางเอาต์พุต เช่น สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม และ สัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย ดังนั้นโดยทั่วไปออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดสัญญาณรายคาบ วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่มีเข้ามามีบทบาทในด้านวิศวกรรมโทรคมนาคมและอิเล็กทรอนิกส์ ออสซิลเลเตอร์สามารถถูกใช้เป็นวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์เพื่อใช้ในการมอดูเลทหรือใช้สร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงให้แก่ระบบ เป็นต้น ดังนั้นจึงมีวงจรออสซิลเลเตอร์มากมายที่ได้มีการนำเสนอมากมายในหนังสือและวารสาร[1] ยกตัวอย่างเช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Wien Bridge วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Colpitts วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Hartley วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ Armstrong วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ อย่างไรก็ดีในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดสัญญาณไซน์ซึ่งเกี่ยวข้องกับเนื้อหาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เท่านั้น

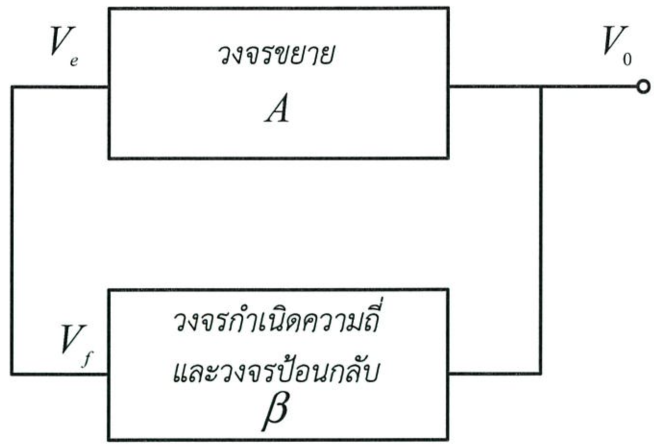
3.2 ส่วนประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์จะประกอบด้วยส่วนต่าง 3 ส่วนคือ ส่วนของวงจรขยายสัญญาณ ส่วนของการป้อนกลับ และ ส่วนของตัวกำหนดความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.1

(1) **ส่วนของวงจรขยายสัญญาณ** เป็นวงจรประเภทแอกทีฟซึ่งอาจเป็นวงจรขยายแบบทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟตหรือวงจรขยายที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดอย่างหนึ่ง ซึ่งจะทำหน้าที่คงการกำเนิดสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานส่วนที่สูญเสียไปในออสซิลเลเตอร์ให้มีค่าคงตัวอยู่เช่นเดิมโดยอัตโนมัติ

(2) ส่วนของการป้อนกลับ ได้แก่ส่วนที่ทำหน้าที่เชื่อมต่อเพื่อป้อนกลับสัญญาณทางเอาต์พุตมาสู่ทางอินพุตเพื่อทำให้เป็นลูปปิด โดยปกติวงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องมีการป้อนกลับแบบบวก ในบางครั้งส่วนของการป้อนกลับนี้อาจจะออกแบบรวมอยู่กับวงจรขยายสัญญาณเลยก็เป็นได้

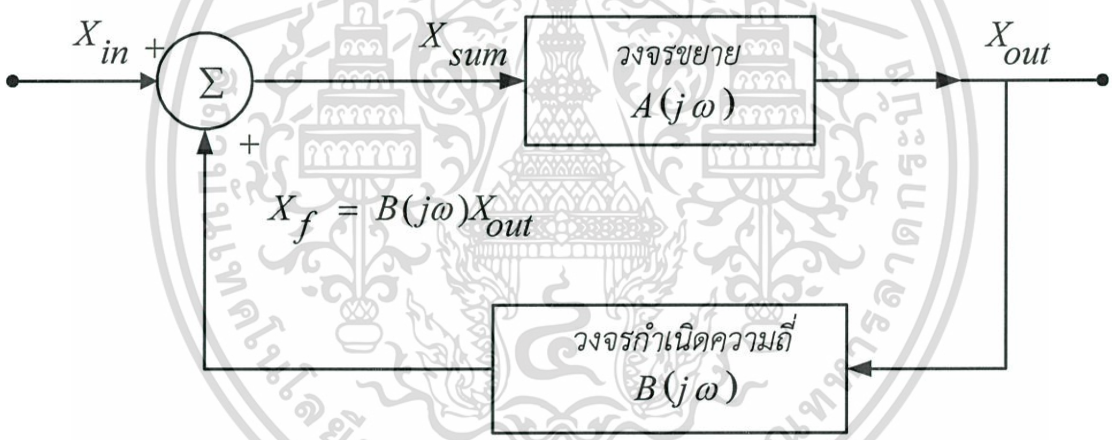
(3) ส่วนของตัวกำหนดความถี่ ตัวกำหนดความถี่มักจะสร้างจากโครงข่าย RC LC หรือ ใช้อุปกรณ์คริสตัล ดังนั้นความถี่ที่เราต้องการจะสามารถกำหนดได้จากค่าเวลาคงที่ที่ได้จากอุปกรณ์พาสซีฟเหล่านั้น



รูปที่ 3.1 ส่วนประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์ [55]

3.3 การทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจัดเป็นวงจรโครงข่ายแบบป้อนกลับแบบหนึ่งซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวก บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อคไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ [55]

ค่าตัวแปรต่างๆ ที่ใช้ในรูปที่ 3.2 มีดังต่อไปนี้

X_{in} คือ สัญญาณด้านอินพุตของวงจร

X_{out} คือ สัญญาณด้านเอาต์พุตของวงจร

X_{sum} คือ สัญญาณผลรวมระหว่าง X_{in} และ X_{out}

X_f คือ สัญญาณป้อนกลับ

$A(j\omega)$ คือ ค่าอัตราการขยายของวงจรขยาย

$B(j\omega)$ คือ ค่าอัตราการขยายของวงจรกำหนดความถี่

จากรูปที่ 3.2 จะได้สมการดังนี้

$$X_{sum} = X_{in} + X_f \tag{3.1}$$

$$X_f = B(j\omega)X_{out} \tag{3.2}$$

$$X_{out} = A(j\omega)X_{sum} \tag{3.3}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.2) และ (3.3) ลงในสมการที่ (3.1) จะได้รูปสมการใหม่เป็น

$$\frac{X_{out}}{X_{in}} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \tag{3.4}$$

ซึ่งการกำเนิดสัญญาณนั้น วงจรจะต้องสร้างสัญญาณเอาต์พุตได้โดยที่ไม่มีสัญญาณด้านอินพุต ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงได้ก็คือ ค่าอัตราการขยายต้องมีค่าอนันต์ คือ ส่วนของสมการที่ (3.4) จะต้องมีค่าเป็นศูนย์กล่าวคือ

$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \tag{3.5}$$

โดยเมื่อเงื่อนไขเป็นไปตามสมการที่ (3.5) ณ ความถี่ค่าหนึ่ง (สมมติว่าเป็น ω_0) แสดงว่ามีการออสซิลเลทที่ความถี่ค่านั้น บรรทัดฐานการตรวจสอบสำคัญที่รู้จักกันดีคือ บรรทัดฐานของ Barkhausen (Barkhausen criterion) [1] บรรทัดฐานดังกล่าวมีนัยที่สำคัญสรุปได้ง่ายๆ คือ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้น ต้องมีอัตราการขยายแบบลูปเปิดเป็นค่าจริงเท่ากับหนึ่ง เราจึงได้เงื่อนไขการออสซิลเลทแยกเป็นสองเงื่อนไขที่จะต้องเกิดพร้อมกันกับสมการที่ (3.5) คือ

$$\left|A(j\omega_0)B(j\omega_0)\right| = 1 \tag{3.6}$$

และมีค่าเฟส $\arctan\{A(j\omega_0)B(j\omega_0)\} = 0$ หรือ $2n\pi$ (n=เลขจำนวนเต็ม) ซึ่งในการรักษาค่าอัตราการขยายแบบเปิดลูปของวงจรให้มีค่าเท่ากับหนึ่งนั้น เพื่อเป็นการรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงที่อยู่ตลอดนั่นเอง โดยการการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้ค่าอัตราการขยายแบบลูปปิดของวงจรมีค่ามากขึ้นและถ้าค่าอัตราการขยายแบบลูปเปิดของวงจรมีค่าเป็นหนึ่งก็จะทำให้ค่าอัตราการขยายแบบลูปปิดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งจะเห็นได้โดยแทนสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.4)

$$\frac{X_{out}}{X_{in}} = \frac{A(j\omega_0)}{1-1} = \infty \tag{3.7}$$

ซึ่งจากสมการที่ (3.7) อธิบายความหมายได้ว่าแม้ไม่มีสัญญาณทางด้านอินพุต (X_{in}=0) วงจรนี้ก็สามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตได้ คือวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้เอง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นวงจรดังกล่าวจะอาศัยสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณเริ่มต้นทางด้านอินพุตให้กับวงจร ซึ่งสัญญาณรบกวนนี้อาจจะมาจากแหล่งกำเนิดใดๆ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเอง หรือ มาจากตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร เป็นต้น อย่างไรก็ตามจากการพิจารณาโดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปนั้นจะเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้น หากแต่การ

วิเคราะห์วงจรนั้นได้ใช้หลักการวิเคราะห์แบบเชิงเส้นตามตัวอย่างข้างต้น ดังนั้นจึงสามารถกำหนดเงื่อนไขได้เพียงความถี่ของสัญญาณเท่านั้นแต่ไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณได้ ดังจะเห็นได้จากบรรทัดฐานของ Barkhausen ที่กล่าวไว้นั้นแสดงแต่เพียงว่า ณ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ $2n\pi$ (n=เลขจำนวนเต็ม) การกำหนดขนาดของสัญญาณจึงสามารถทำได้โดย

1. เพิ่มวงจรในส่วนที่จะทำหน้าที่รักษาระดับของสัญญาณ
2. ใช้หลักการของการจำกัดขนาดของตัวเองของอุปกรณ์ภายใน เช่น ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ ในขณะเริ่มต้นนั้นสัญญาณจะมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์จะมีค่าอัตราการขยายสูง ทำให้ค่าอัตราการขยายของลูปของวงจรมีค่ามากกว่า 1 ณ ตำแหน่งที่มีความถี่เท่ากับ $2n\pi$ (n=เลขจำนวนเต็ม) แต่เมื่อขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มอิ่มตัว (ทำให้ทรานซิสเตอร์มีอัตราการขยายลดลง ซึ่งจะทำให้อัตราการขยายของลูปลดลงจนกระทั่งทำให้สัญญาณมีขนาดที่คงที่ในที่สุด

3.4 การกำเนิดสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์

การกำเนิดสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์มีขั้นตอนต่างๆ ดังนี้

3.4.1 สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจร

สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังงานให้แก่วงจร ซึ่งการจ่ายกำลังงานจากแหล่งหลังงานภายนอกให้แก่วงจรอย่างทันทีทันใดนี้ จะทำให้เกิดสภาวะการเคลื่อนย้ายขึ้น ทำให้สเปคตรัมของสัญญาณเกิดการกระจายขึ้นอย่างมากมาย แต่อย่างไรก็ดีวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจะมีวงจรกำหนดความถี่อยู่ภายใน ดังนั้นจึงมีความถี่เพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่เด่นที่สุดและจะถูกเลือกให้ป้อนกลับทำให้เกิดเป็นความถี่สัญญาณที่ปรากฏเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร

3.4.2 สภาวะการสร้างสัญญาณ

เมื่อความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นถูกกำหนดโดยวงจรกำหนดความถี่ สัญญาณเอาต์พุตจะถูกนำกลับไปยังอินพุตของวงจร ซึ่งสัญญาณจะถูกวงจรกำหนดให้มีเฟสตรงกันเพื่อเป็นการเสริมให้สัญญาณมีกำลังมากขึ้น

3.4.3 สภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ

การรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงอยู่นั้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขของ Barkhausen คือ ผลคูณค่าอัตราการขยายของวงจรขยายและวงจรป้อนกลับจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัตินั้นค่าอัตราการขยายรวมของระบบต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเล็กน้อยในสถานะเริ่มแรก ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการชดเชยการลดทอนสัญญาณที่อาจจะเกิดขึ้นได้ในวงจรและจะใช้ลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรที่เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณมีค่ามากมาเป็นตัวรักษาอัตราการขยายของลูปให้เท่ากับหนึ่งเพื่อเป็นตัวมาจำกัดขนาดของสัญญาณที่ออกมา

3.5 คุณสมบัติวงจรออสซิลเลเตอร์

3.5.1 มีเสถียรภาพทางความถี่

ในการใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรอื่นๆ นั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องให้ค่าความถี่ของสัญญาณมีค่าคงที่แน่นอน แต่องค์ประกอบหลายประการที่ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรรวมนั้นมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณคลาดเคลื่อนไปอย่างมาก เช่น

- แรงดันของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนแปลง เช่น แหล่งจ่ายกำลังตกลง เป็นต้น
- อิมพิแดนซ์ของโหลดเปลี่ยนไป
- ค่าของอุปกรณ์ที่มีผลต่อการกำหนดความถี่ เช่น อุปกรณ์ R L และ C มีคุณภาพไม่ดี มีค่าไม่ตรงกับที่กำหนด หรือ หลังจากใช้งานไปแล้วเสื่อมสภาพ เป็นต้น

ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องพยายามนำเอาแหล่งจ่ายที่มีการปรับระดับแรงดันเอาต์พุตหรือเรกกูเลทมาใช้ ซึ่งค่าสัญญาณเอาต์พุตไม่ขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรขยายมากนัก หรืออาจจะเพิ่มเติมวงจรบัฟเฟอร์เข้าไประหว่างวงจรออสซิลเลเตอร์กับโหลด หรือใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงและทนทาน มีอายุการใช้งานได้นานในส่วนที่เกี่ยวข้องกับความถี่ เช่น การไม่เปลี่ยนตามอุณหภูมิเป็นต้น

3.5.2 มีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ คือ ขนาดหรือแอมปลิจูดของสัญญาณจะต้องไม่ขึ้นๆ ลงๆ คือจะต้องคงที่ ทำได้โดยออกแบบให้มีวงจรปรับอัตราขยายให้คงที่ด้วยวิธีต่างๆ

3.6 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์อันดับที่สาม

วงจรออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามสามารถสร้างได้จากสมการโพลิโนเมียลอันดับสาม (Third-order polynomial equation) ที่แสดงได้คือ [13]

$$N(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 \tag{3.8}$$

ถ้ากำหนดให้ *N(s)*=0 (*N(s)*=1-*LG*) และแทนค่าตัวแปร $s = j\omega$ สมการที่ (3.8) เขียนใหม่ได้เป็น

$$0 = -j\omega^3 a_0 - \omega^2 a_1 + j\omega a_2 + a_3 \tag{3.9}$$

เมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์ของค่าจริงและค่าจินตภาพจะได้สมการสองสมการคือ

$$a_3 - \omega^2 a_1 = 0 \tag{3.10}$$

และ

$$\omega a_2 - \omega^3 a_0 = 0 \tag{3.11}$$

จากสมการที่ (3.10) และ (3.11) ค่าเงื่อนไขของการออสซิเลทคือ

$$a_0 a_3 = a_1 a_2 \tag{3.12}$$

และความถี่ของการออสซิลเลทคือ

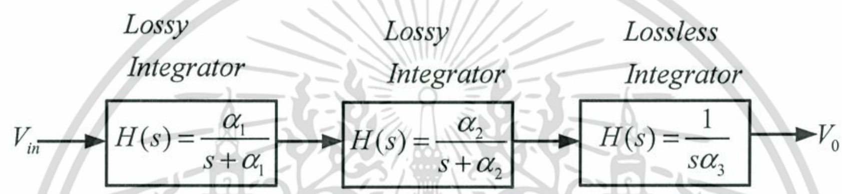
$$\frac{a_3}{a_1} = \frac{a_2}{a_0} = \omega^2 \tag{3.13}$$

3.7 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามในอดีต

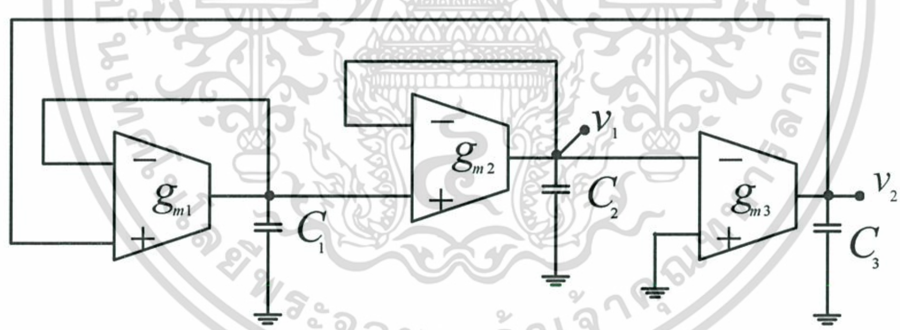
ในหัวข้อนี้เป็นการศึกษาของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามซึ่งถูกนำเสนอในวารสารต่างๆ โดยนักวิจัยจากหลากหลายกลุ่ม แต่วิทยานิพนธ์นี้จะหยิบยกมาเพียงบางส่วนเท่านั้นคือ วงจรที่นำเสนอใน [13] [14] และ [15] รายละเอียดในการพิจารณาจะแบ่งเป็นหัวข้อย่อยๆ ตามอุปกรณ์แอกทีฟที่นักวิจัยเหล่านั้นเลือกใช้

3.7.1 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร OTA

ในปี ค.ศ. 2001 มีการนำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยใช้วงจร OTA (Operational Transconductance Amplifier) เป็นวงจรพื้นฐาน [13] วงจรสร้างจากวงจรย่อยคือ วงจรอินทริเกรเตอร์แบบสูญเสีย (Lossy integrator) และ วงจรอินทริเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless integrator) ต่อแบบคาดเคดกันดังแสดงในรูปที่ 3.3 ส่วนวงจรที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 การต่อวงจรอินทิเกรเตอร์แบบคาดเคดใน [13]



รูปที่ 3.4 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร OTA [13]

จากรูปที่ 3.4 สมการคุณสมบัติของวงจรแสดงได้คือ

$$s^3 + s^2(3g_m / C) + s(3g_m^2 / C^2) + 9g_m^3 / C^3 = 0 \tag{3.14}$$

จากสมการที่ (3.14) เงื่อนไขของการออสซิลเลทคือ

$$\frac{g_{m3}}{C_3} = \left(\frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m2}}{C_2}\right) \tag{3.15}$$

และความถี่ของการออสซิลเลทได้ดังนี้

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.16}$$

จากสมการที่ (3.15) ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1=C_2=C_3=C$ ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทจะสามารถควบคุมได้จากค่า g_{m3} โดยมีค่า $g_{m3}=2g_m$ ส่วนค่าความถี่การออสซิลเลทควบคุมได้จากค่า g_m จากเงื่อนไขการออสซิลเลท $g_{m3}=2g_m$ จะเห็นได้ว่าค่า g_{m3} จะต้องมีค่าเป็นสองเท่าของ g_m ซึ่งในทางปฏิบัติอาจจะต้องใช้กระแสไบอัสของ OTA_3 เป็นสองเท่าของ OTA_1 และ OTA_2 ในกรณี OTA สร้างจากไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ หรือ ใช้ W/L ของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมปลิไฟล์ของ OTA_3 เป็นสองเท่าของ ของ OTA_1 และ OTA_2 ในกรณี OTA สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

3.7.2 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร CCII

ในปี ค. ศ. 2005 J.-W. Horng และ คณะ ได้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยใช้วงจรสายพานกระแส (Second-generation current conveyor: CCII) [14] โดยเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้วงจร CCII สามตัว ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัวและตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์ห้าตัวดังแสดงในรูปที่ 3.5 จากวงจรสมการคุณสมบัติสามารถแสดงได้คือ

$$s^3C_1C_2C_3R_1R_2R_3R_4R_5 + s^2C_3R_1R_3R_5(C_1R_2 + C_2R_4) + sC_3R_1R_3R_5 + R_2R_4 = 0 \tag{3.17}$$

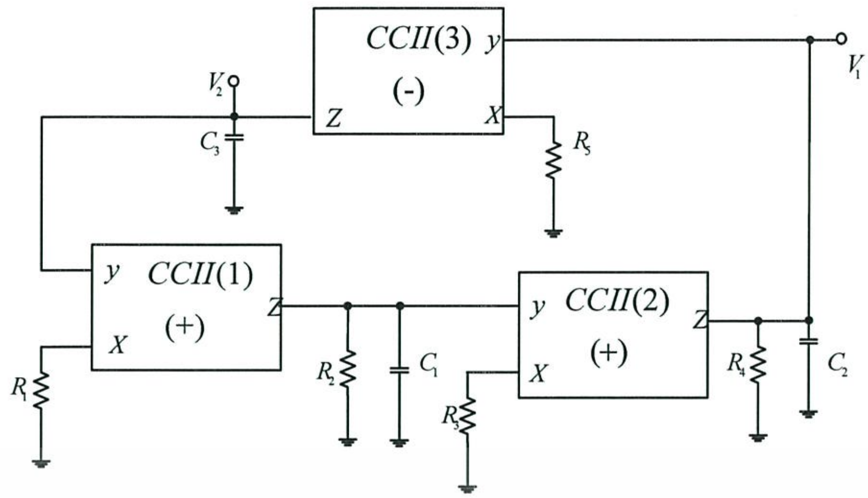
ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทคือ

$$R_5 = \frac{C_1C_2R_2^2R_4^2}{C_3R_1R_3(C_1R_2 + C_2R_4)} \tag{3.18}$$

และค่าความถี่ของการออสซิลเลทคือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_2R_4}} \tag{3.19}$$

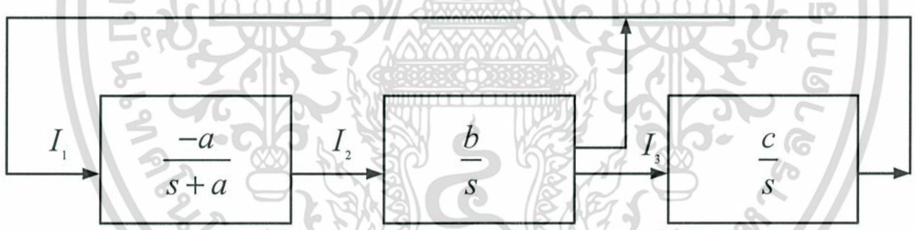
จากสมการที่ (3.18) และ (3.19) จะเห็นได้ว่าวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5 มีข้อดีคือวงจรสามารถปรับเงื่อนไขและค่าความถี่ของการออสซิลเลทได้อย่างอิสระโดยไม่มีผลกระทบต่อกัน แต่การปรับปรับเงื่อนไขของการออสซิลเลทนั้นจะค่อยข้างปรับยาก เนื่องจากมีตัวแปรหลายตัวแปรที่เกี่ยวข้องกัน



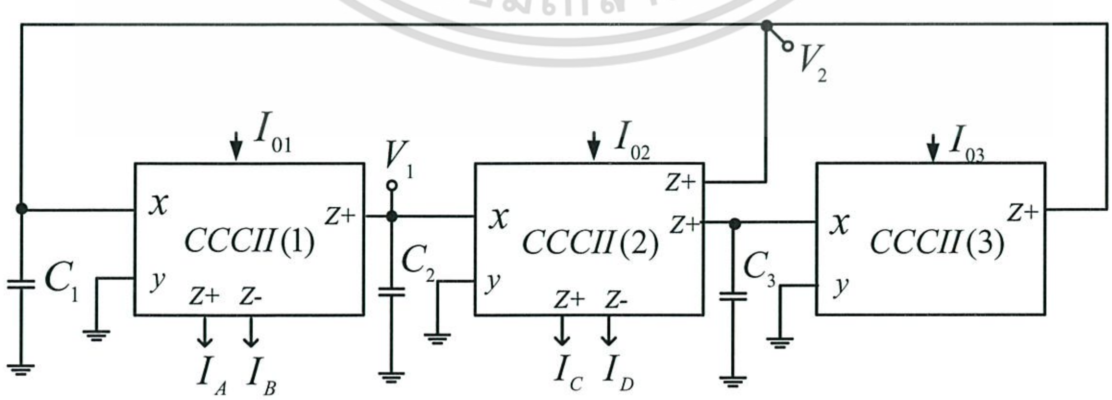
รูปที่ 3.5 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร CCII [14]

3.7.3 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร CCCII

ต่อมา S. Maheshwari และคณะ ได้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สาม โดยใช้วงจร CCCII (Current-Controlled Current Conveyor) [15] วงจรสายพานกระแสชนิดนี้จะมีค่าความต้านทานภายในที่ขั้ว x ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส การออกแบบวงจรได้พัฒนาโดยใช้วงจรไบควอดและวงจรอินทิเกรเตอร์มาต่อคาดเคดกันดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 หลักการวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใน [15]



รูปที่ 3.7 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร CCCII [15]

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร CCCII ที่นำเสนอใน [15] วงจรประกอบด้วย CCCII สามวงจร และ ตัวเก็บประจุสามต่อลงกราวด์สามตัว จากรูป สมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$i_y = 0, \qquad V_x = i_x R_x = V_y; \quad i_{z+} = i_x, \qquad i_{z-} = -i_x \tag{3.20}$$

ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทกำหนดได้คือ

$$R_{x1}C_1 = R_{x3}C_3 \tag{3.21}$$

และค่าความถี่ของการออสซิลเลทคือ

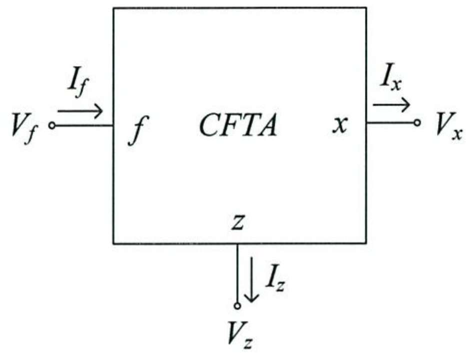
$$f_o = \sqrt{\frac{1}{R_{x2}R_{x3}C_2C_3}} \tag{3.22}$$

จากสมการที่ (3.21) และ (3.22) ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้จากค่า R_{x1} และค่าความถี่สามารถควบคุมได้จากค่า R_{x2} และ R_{x3} โดยกำหนดให้ $R_{x2}=R_{x3}$ ซึ่งสามารถแสดงได้ว่า ค่าเงื่อนไขการออสซิลเลทและความถี่การออสซิลเลทสามารถปรับค่าได้อิสระจากกัน

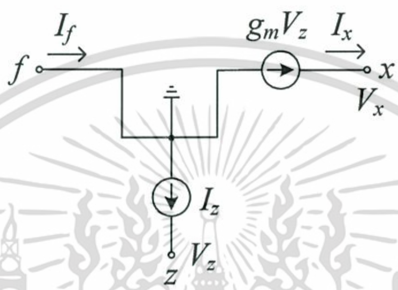
3.8 วงจร CFTA

เมื่อเร็วๆ นี้ได้มีอุปกรณ์แอกทีฟชนิดใหม่นำเสนอโดยเรียกวงจรนี้ว่าวงจร CFTA (Current Follower Transconductance Amplifier) [29] วงจร CFTA ได้พัฒนามาจากวงจร CDTA [28] โดยได้ทำการออกแบบวงจร CDTA ให้เหลือเพียงกระแสอินพุตเพียงอินพุตเดียว ดังนั้นทางอินพุตของวงจรจึงมีคุณสมบัติเป็นวงจรตามกระแสที่มีอินพุตอิมพิแดนซ์ต่ำ ส่วนทางเอาต์พุตเป็นวงจรทรานส์คอนดักแตนซ์แอมปลิไฟเออร์ที่สามารถปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ในตัวมันเองได้ด้วยกระแสหรือแรงดัน ซึ่งเรียกว่าสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สัญลักษณ์ของวงจร CFTA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 และคุณสมบัติของวงจร CFTA แสดงได้คือ

$$\begin{pmatrix} V_f \\ I_z \\ I_x \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_f \\ V_x \\ V_z \end{pmatrix} \tag{3.23}$$



รูปที่ 3.8 สัญลักษณ์ของวงจร CFTA

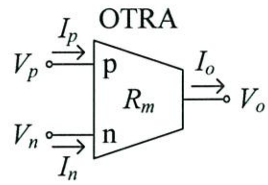


รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของวงจร CFTA

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าวงจร CFTA คืออุปกรณ์แอ็กทีฟที่มีสามขั้ว อินพุตคือขั้ว f และเอาท์พุตคือขั้ว z และ x (ขั้ว x สามารถสร้างได้ทั้งบวกและลบ) ขั้ว f จะมีคุณสมบัติอิมพิแดนซ์ต่ำ ส่วนขั้ว z และ x จะมีคุณสมบัติอิมพิแดนซ์สูง ความสัมพันธ์ของขั้วต่าง ๆ ของรูปที่ 3.9 สามารถแสดงได้คือ จากสมการที่ (3.23) สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต I_f เข้าที่ขั้ว f จะได้สัญญาณที่ขั้ว z เท่ากับสัญญาณที่ขั้ว f นั่นคือ $I_z=I_f$ ถ้ามีอิมพีแดนซ์มาต่อที่ขั้ว z เพื่อเปลี่ยนกระแส I_z เป็นแรงดัน V_z จะได้กระแส I_x ที่ขั้ว x คือ $I_z=g_mV_z$ ดังนั้นในทางปฏิบัติขั้ว f ควรจะต้องมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ในทางอุดมคติมีค่าเป็นศูนย์ ส่วนที่ขั้ว z และ x ควรจะต้องมีอิมพิแดนซ์สูง ในทางอุดมคติมีค่าเป็นอนันต์

3.9 วงจร OTRA

วงจร OTRA (Operational Transresistance Amplifier) [35]-[37] เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีกระแสอินพุตสองอินพุตและแรงดันเอาต์พุตหนึ่งเอาต์พุต อุปกรณ์ชนิดนี้มีคุณสมบัติ คือ มีความต้านทานทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำ ด้วยเหตุนี้วงจร OTRA จึงมีค่าพารามิเตอร์แฝง เช่น ตัวเก็บประจุ และ ตัวต้านทาน จึงมีค่าเล็ก ดังนั้นวงจรต่าง ๆ ที่ใช้วงจร OTRA เป็นวงจรพื้นฐานจะให้ค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่แม่นยำ โดยเฉพาะเมื่อต่อป้อนกลับแบบลบ นอกจากนี้ OTRA ยังมีค่าอัตราการสลูว์ (slew rate) และค่าแบนด์วิดท์กว้างที่เป็นอิสระจากอัตราการขยายเมื่อเปรียบเทียบกับออปแอมป์

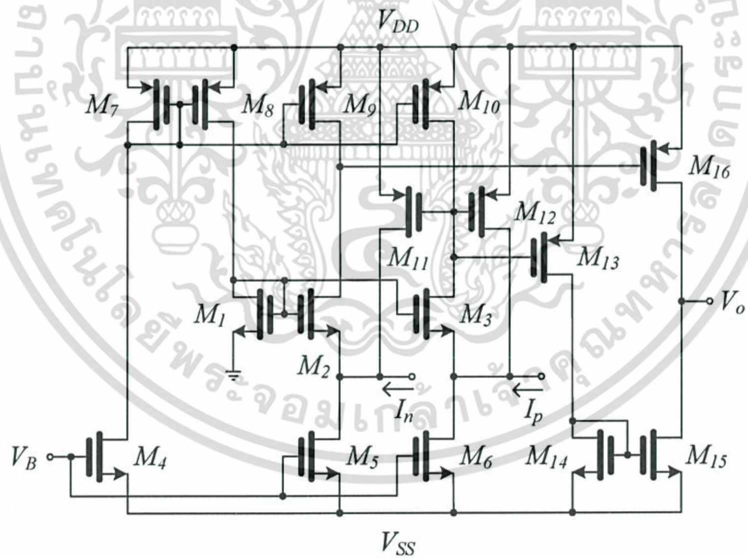


รูปที่ 3.10 สัญลักษณ์ของวงจร OTRA

สัญลักษณ์ของวงจร OTRA แสดงได้ดังรูปที่ 3.10 และคุณสมบัติแสดงได้ดังสมการ [35]-[37]

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_n \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ R_m & -R_m & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{pmatrix} \tag{3.24}$$

โดยที่ R_m คืออัตราการขยายทรานรีซิสแตนซ์ (Transresistance gain) ของวงจร OTRA I_p และ I_n คือกระแสอินพุต ส่วน V_o คือแรงดันเอาต์พุต V_p และ V_n คือแรงดันที่ขั้ว p และขั้ว n ตามลำดับ วงจร OTRA ที่สร้างจากซีมอสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 [43]



รูปที่ 3.11 วงจร OTRA ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

3.10 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์ และ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้เคยนำเสนอไว้ก่อนหน้านี้ในวารสารต่าง ๆ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้หยิบยกมาได้แก่ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟต่างๆ เช่น ใช้วงจร OTA ใช้วงจร CCII และ ใช้วงจร CCCII จากนั้นได้กล่าวถึงวงจร CFTA และ วงจร OTRA ที่ใช้เป็นวงจรพื้นฐานในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 4
วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สาม ทำงานในโหมดกระแสใช้วงจร MCCCFTA

4.1 บทนำ

ในบทนี้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในโหมดกระแส วงจรที่นำเสนอสร้างจากวงจร MCCCFTA (Modified Current-Controlled Current Follower Transconductance Amplifier) หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัว วงจรที่นำเสนอมีข้อดีคือเป็นวงจรที่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเพราะว่าใช้อุปกรณ์แอกทีฟเพียงตัวเดียวและใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทและความถี่ของการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้อิสระจากกัน กระแสเอาต์พุตของวงจรสามารถต่อกับโหลดได้โดยตรงเพราะมีค่าอิมพิแดนซ์สูง

4.2 วงจร MCCCTA

จากคุณสมบัติของวงจร CFTA ที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 คือ

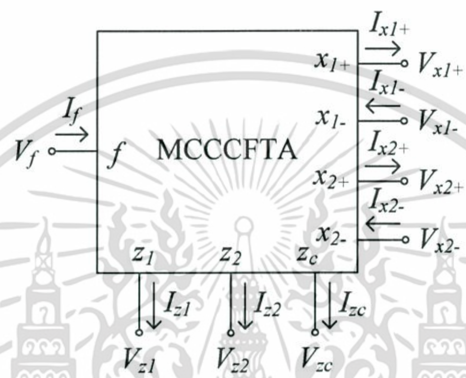
$$\begin{pmatrix} V_f \\ I_z \\ I_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_f \\ V_x \\ V_z \end{pmatrix} \tag{4.1}$$

จากสมการที่ (4.1) สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนสัญญาณ I_f เข้าที่ขั้ว f จะได้สัญญาณที่ขั้ว z เท่ากับสัญญาณที่ขั้ว f นั่นคือ $I_z=I_f$ ถ้ามีอิมพีแดนซ์มาต่อที่ขั้ว z เพื่อเปลี่ยนกระแส I_z เป็นแรงดัน V_z จะได้กระแส I_x ที่ขั้ว x เป็น $I_z=g_mV_z$

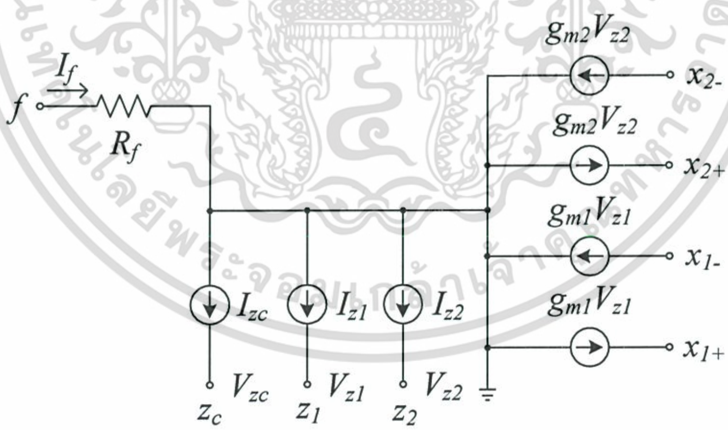
เมื่อเร็วๆ นี้ วงจร CDTA ได้รับการพัฒนาเพิ่มเติมโดยมีแนวคิดว่าค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว p และ n ของวงจร CDTA สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้ โดยค่าความต้านทานแฝง R_p ที่ขั้ว p และ ค่าความต้านทานแฝง R_n ที่ขั้ว n นี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสของวงจร ดังนั้นวงจร CDTA จึงกลายเป็น CCCDTA (Current-Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier) [51] นอกจากนี้วงจร CDTA ยังได้รับการพัฒนาให้ภาคเอาต์พุตมีวงจรขยายทราส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance Amplifier: TA) สองวงจร โดยวงจร TA ที่เพิ่มเข้ามาจะสามารถใช้งานได้อย่างอิสระจากวงจร TA เดิมของวงจร วงจรที่ได้รับการพัฒนานี้มีชื่อว่า วงจร MCDTA (Modified Current Differencing Transconductance Amplifier) [52] จากแนวคิดดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำมาพัฒนาวงจร CFTA โดยกำหนดให้ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว f (R_f) สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส ในขณะเดียวกันที่ภาคเอาต์พุตจะมีวงจร TA ที่สามารถใช้งานได้อย่างอิสระเพิ่มเข้ามาตามแนวคิดใน [52] ดังนั้นวงจร CFTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีชื่อวงจร MCCCFTA (Modified Current-Controlled Current Follower Transconductance Amplifier) ดังนั้นในวงจร MCCCFTA หนึ่งวงจรจึงมีค่าความต้านทานแฝง R_f ที่ขั้ว f ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัส และที่เอาต์พุตจะมีค่าทราส์คอนดักแตนซ์สองค่าที่เป็นอิสระจากกัน สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจร

เสมือนของวงจร MCCCFTA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 และ รูปที่ 4.2 ตามลำดับ ความสัมพันธ์ของกระแสสามารถแสดงได้คือ

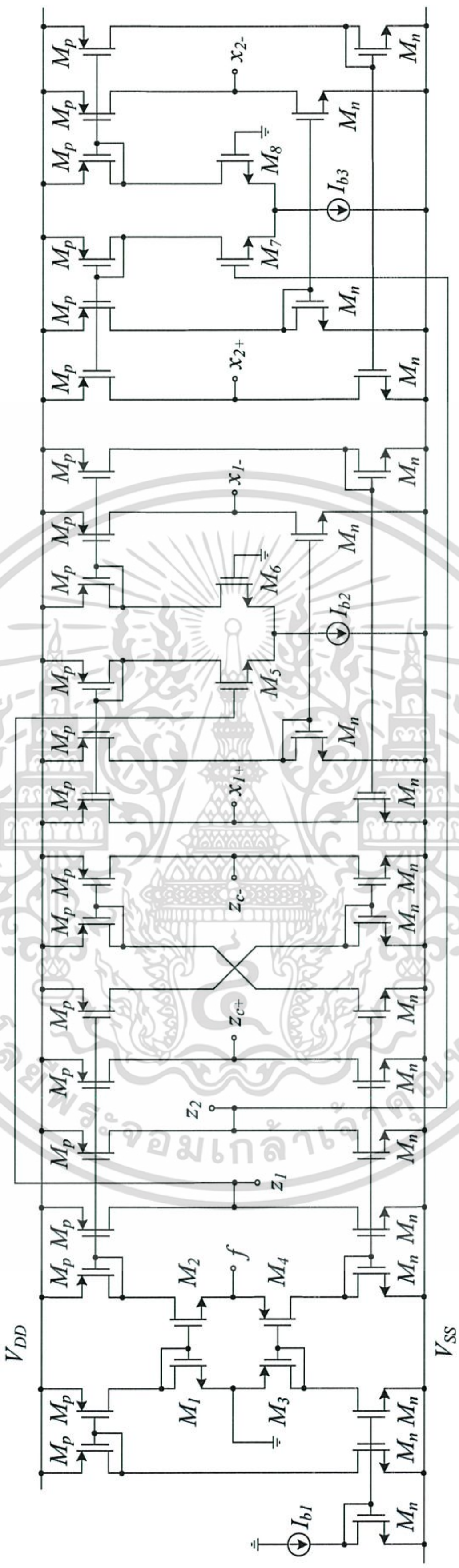
$$\begin{pmatrix} I_{z1} \\ I_{z2} \\ I_{zc} \\ V_f \\ I_{x1} \\ I_{x2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm g_{m1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \pm g_{m2} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_f \\ V_{z1} \\ V_{z2} \\ V_{zc} \\ V_{x1} \\ V_{x2} \end{pmatrix} \tag{4.2}$$



รูปที่ 4.1 สัญลักษณ์ของวงจร MCCCFTA



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของวงจร MCCCFTA



รูปที่ 4.3 วงจร MCCCFTA ที่สร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส

เมื่อ R_f คือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว f ค่า g_{m1} เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เดิมของวงจร CFTA ส่วน g_{m2} เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่เพิ่มเข้ามาที่สามารถใช้งานได้อย่างอิสระตามแนวคิดของ [52] ขั้ว z_1 และ x_1 เป็นขั้วที่มีอยู่เดิมของวงจร CFTA [29] ขั้ว z_c คือขั้วที่คัดลอกสัญญาณจากขั้ว z_1 ของวงจร CFTA ซึ่งสามารถทำได้โดยการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสเข้าไปทางเอาต์พุตของวงจร CFTA ทรานส์คอนดัคแตนซ์ g_{m2} ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ได้กระแส I_{x2} ที่ขั้ว x_2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ g_{m2} ที่เพิ่มเข้ามาในวงจร MCCCFTA จะเป็นอิสระจาก g_{m1} ดังนั้น g_{m1} และ g_{m2} จึงสามารถควบคุมได้โดยอิสระจากกัน วงจร MCCCFTA ที่สร้างจากซีมอสสามารถแสดงได้ดังรูป 4.3 ถ้าสมมติว่าทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการและทำงานในย่านอิ่มตัว ค่าความต้านทานที่ขั้ว f (R_f) สามารถกำหนดได้คือ

$$R_f \cong \frac{1}{\sqrt{8\mu C_{ox}(W/L)I_{b1}}} \tag{4.3}$$

เมื่อ μ คือค่าความคล่องตัวของพื้นผิวออกไซด์ C_{ox} คือค่าความจุไฟฟ้าที่ขาเกตต่อหน่วยพื้นที่ W และ L คือความกว้างและความยาวของแชนแนล จากสมการที่ (4.3) ค่าความต้านทาน R_f สามารถควบคุมได้ด้วยกระแส I_{b1} ถ้าสมมติว่า M_5 และ M_6 ทำงานในย่านอิ่มตัวและมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m1} สามารถกำหนดได้คือ [54]

$$g_{m1} = \sqrt{\mu C_{ox}(W/L)I_{b2}} \tag{4.4}$$

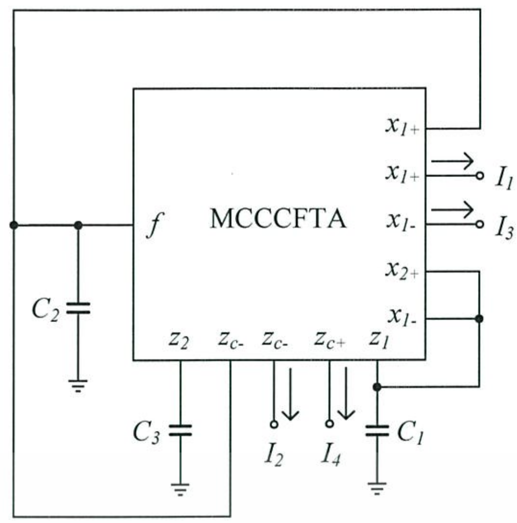
และถ้าสมมติว่า M_7 และ M_8 ทำงานในย่านอิ่มตัวและมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m2} สามารถกำหนดได้คือ [54]

$$g_{m2} = \sqrt{\mu C_{ox}(W/L)I_{b3}} \tag{4.5}$$

จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) ค่า g_{m1} และ g_{m2} สามารถควบคุมได้ด้วยกระแส I_{b2} และ I_{b3} ตามลำดับ

4.3 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร MCCCFTA ที่นำเสนอ

วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 จากรูปวงจรที่นำเสนอใช้วงจร MCCCFTA หนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัวเท่านั้น เป็นที่ทราบดีว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จะเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [53] สมการคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.3 จะสามารถเขียนได้คือ



รูปที่ 4.4 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร MCCCFTA

$$s^3+\frac{g_{m1}}{C_1}s^2+\frac{g_{m1}}{C_1C_2R_f}s+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2C_3R_f}=0 \qquad (4.6)$$

จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) ในบทที่ 3 ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทกำหนดได้คือ

$$g_{m2}=\frac{g_{m1}C_3}{C_1} \qquad (4.7)$$

ค่าความถี่ของการออสซิลเลทคือ

$$\omega_0=\sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1C_2R_f}} \qquad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.7) และ (4.8) จะเห็นได้ว่า ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้ด้วย g_{m2} ส่วนค่าความถี่ของการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้ด้วย R_f ดังนั้นค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทและค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทจึงสามารถควบคุมให้อิสระจากกันได้ นอกจากนี้ จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) ค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ R_f และ g_{m2} สามารถควบคุมได้โดยการปรับกระแสไบอัส I_{b1} และ I_{b3} ตามลำดับ ดังนั้นค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทและค่าความถี่ของการออสซิลเลทจึงสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับกระแสไบอัส I_{b1} และ I_{b3} ของ MCCCFTA

จากรูปที่ 4.4 ถ้าพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 และ กระแส I_2 สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้คือ

$$\frac{I_1}{I_2}=sC_2R_f \qquad (4.8)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.8) จะสามารถแสดงได้ว่า ความต่างเฟสของ I_1 และ I_2 คือ $\pi/2$ (90 องศา) ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่า เราจะได้สัญญาณแบบควอเดรเจอร์ที่กระแสเอาต์พุต I_1 และ I_2 นอกจากนี้เมื่อวงจร MCCCFTA ที่มีเอาต์พุตทั้งแบบบวกและแบบลบในวงจรเดียว ดังนั้นจะได้ว่า $I_1 = -I_3$ และ $I_2 = -I_4$ ซึ่งสามารถแสดงได้ว่าจะได้สัญญาณสี่เฟสจากวงจรที่นำเสนอ นอกจากนี้กระแสเอาต์พุตทั้งสี่เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นขั้วกระแสเอาต์พุตที่มีอิมพิแดนซ์สูงของวงจร MCCCFTA ดังนั้นกระแสเอาต์พุตจึงสามารถนำมาต่อกับโหลดได้โดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์

ความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟต่อค่า ω_o สามารถคำนวณได้คือ

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = -S_{R_x}^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \tag{4.9}$$

แสดงได้ว่าค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟต่อค่า ω_o มีค่าไม่เกินหนึ่ง

4.4 ผลการจำลอง

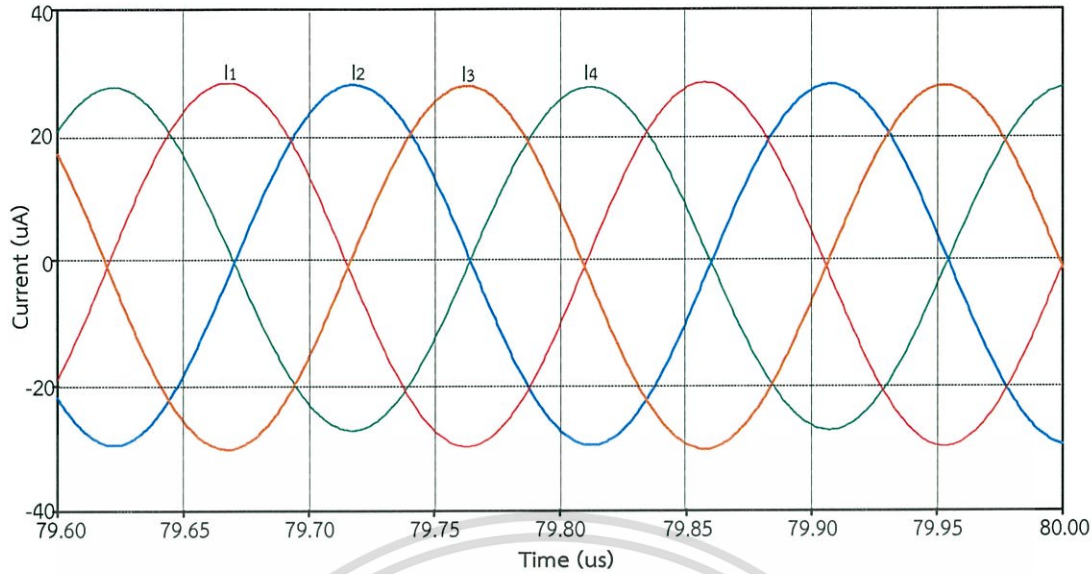
เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่นำเสนอ วงจรในรูปที่ 4.4 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร MCCCFTA ที่แสดงในรูปที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ที่ใช้จำลองคือขนาด 0.25 μm จาก TSMC อัตราส่วน W/L ของทรานซิสเตอร์สำหรับวงจร MCCCFTA แสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 อัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

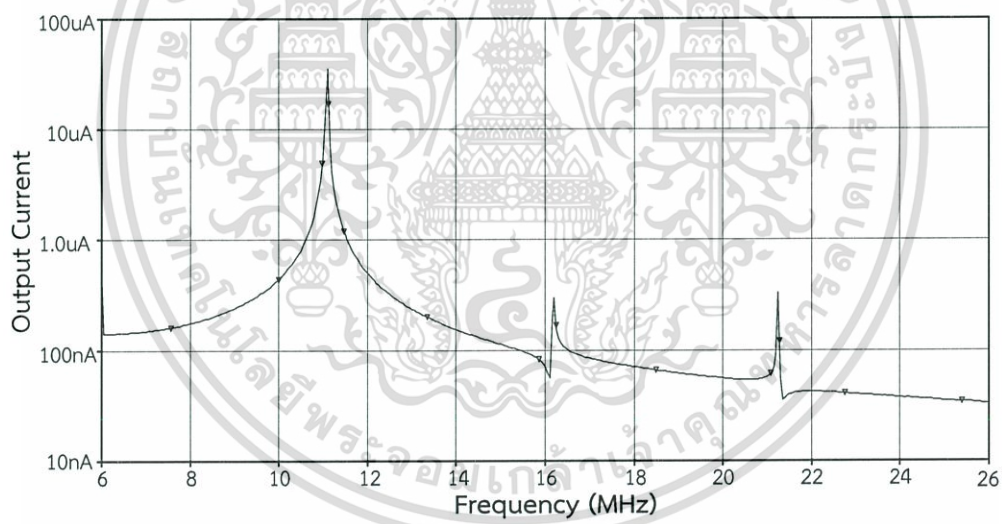
มอสทรานซิสเตอร์	อัตราส่วน W/L(μm/μm)
M_1 M_2	2/0.5
M_3 M_4	7/0.5
M_5 ถึง M_8	5/0.5
M_n ทั้งหมด	5/0.5
M_p ทั้งหมด	15/0.5

กำหนดค่า $C_1 = C_2 = C_3 = 10$ pF กระแส $I_{b1} = 16$ μA กระแส $I_{b2} = 80$ μA และ กระแส $I_{b3} = 68$ μA กระแส I_{b3} นี้ใช้ควบคุมค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทให้เป็นไปตามสมการที่ (4.7) วงจร MCCCFTA ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ±1 V

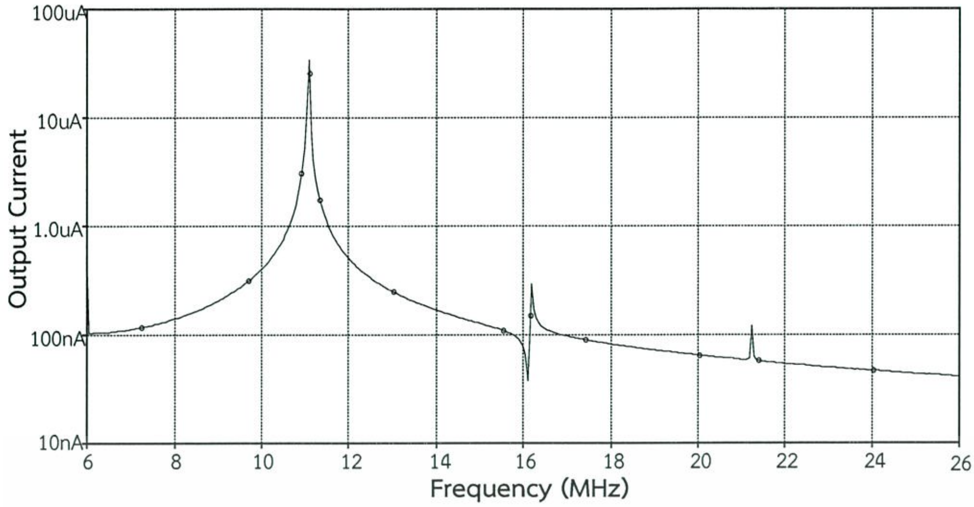
รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นกระแสเอาต์พุต I_1 I_2 I_3 และ I_4 จากรูปค่าความถี่ได้ประมาณ 10.6 MHz ในขณะที่ค่าความถี่จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 10.5 MHz กรณีนี้ค่าความความถี่ที่ได้จากวงจรมีค่าผิดพลาดไปจากค่าทางทฤษฎีมีค่าประมาณ 0.95 % รูปที่ 4.6 ถึง 4.9 แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณกระแส I_1 I_2 I_3 และ I_4 ของสัญญาณในรูปที่ 4.5 จากรูปค่าความผิดเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณกระแส I_1 I_2 I_3 และ I_4 มีค่าประมาณ 1.45% 1.22% 1.75% และ 1.17% ตามลำดับ



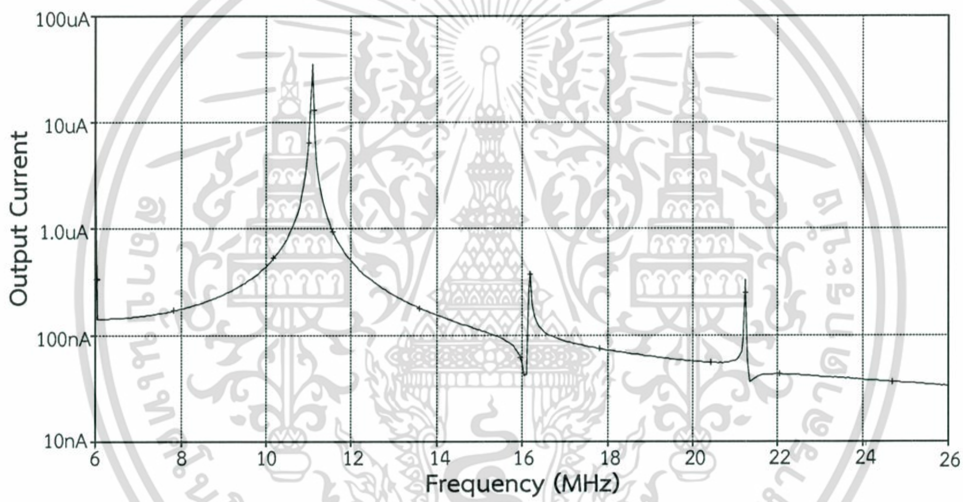
รูปที่ 4.5 สัญญาณกระแสเอาต์พุตของวงจร



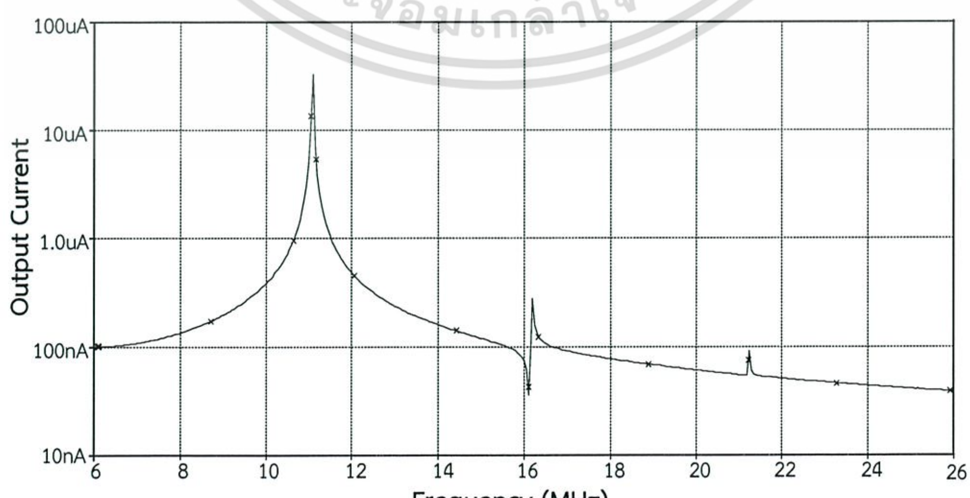
รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณกระแส I_1



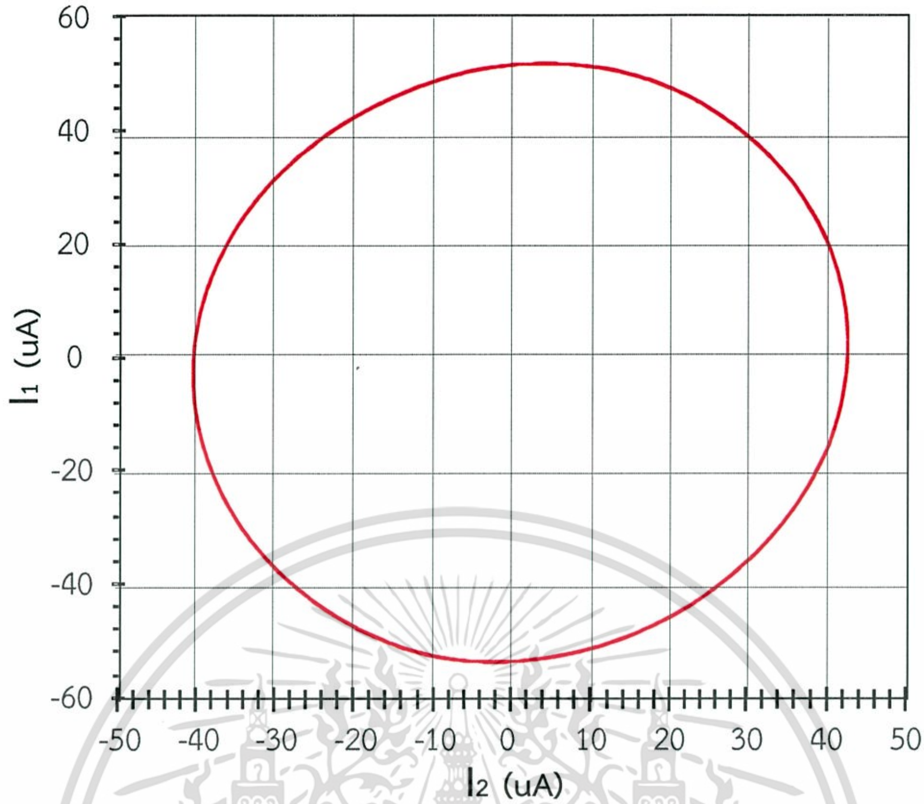
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณกระแส I_2



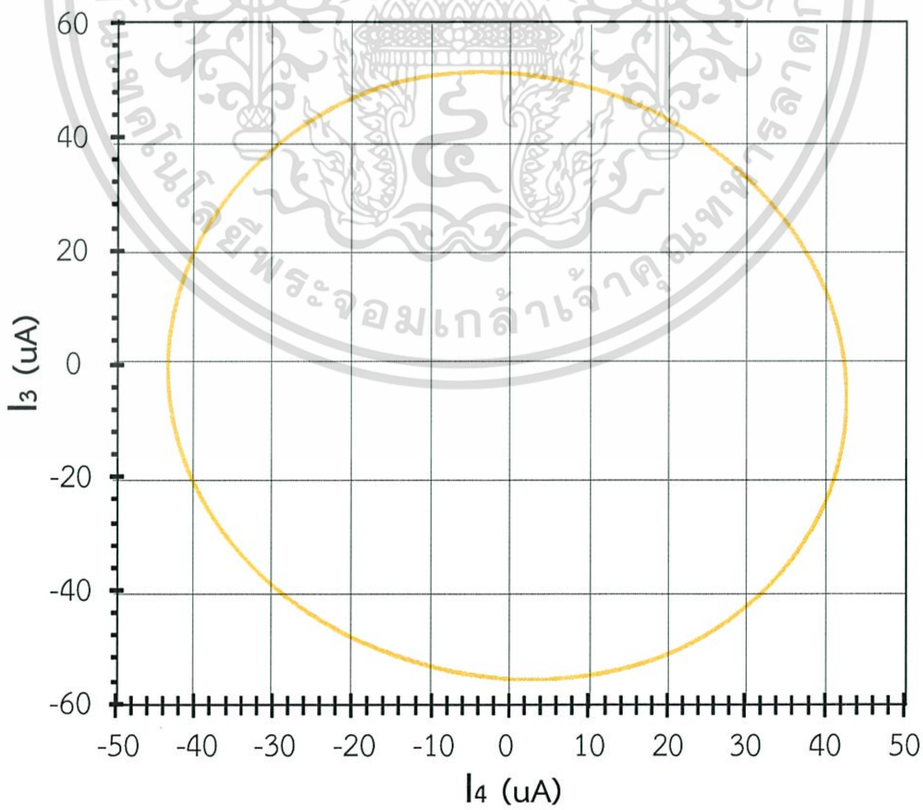
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณกระแส I_3



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณกระแส I_4

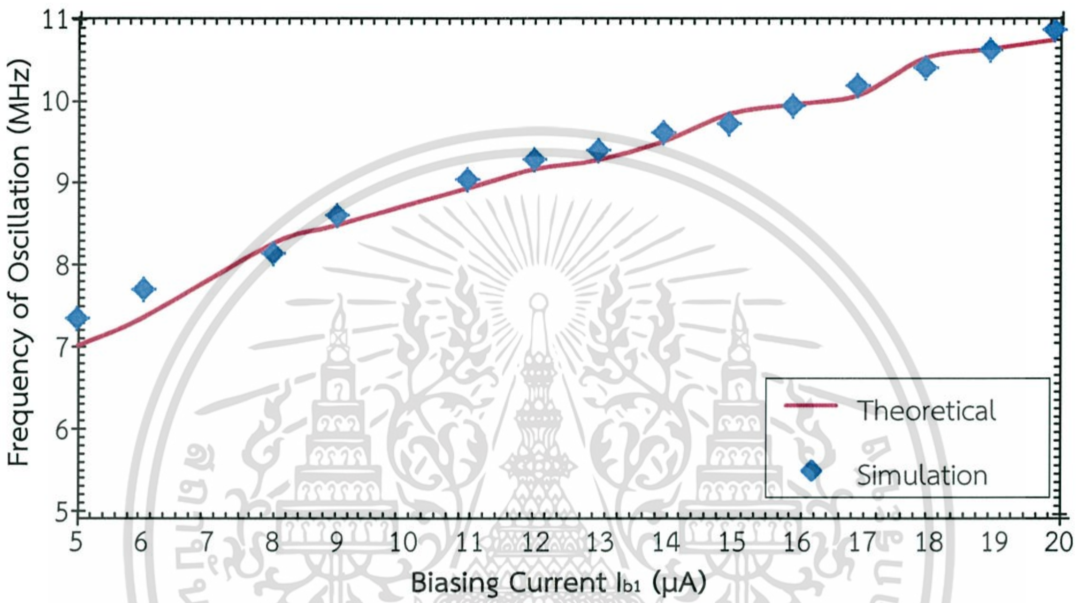


รูปที่ 4.10 คุณสมบัติทางเฟสของสัญญาณ I_1 เทียบกับ I_2

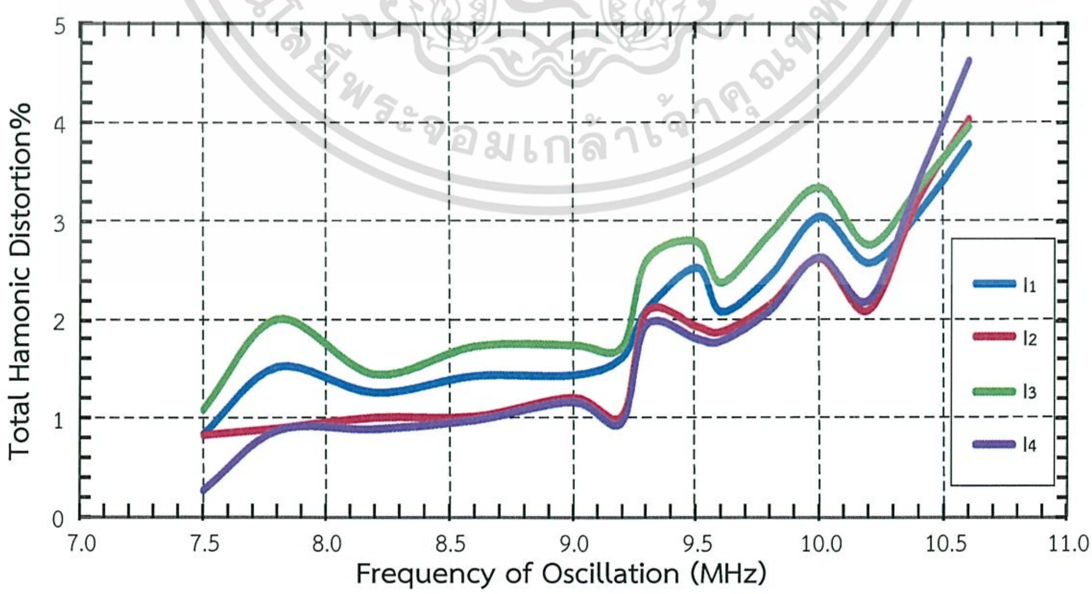


รูปที่ 4.11 คุณสมบัติทางเฟสของสัญญาณ I_3 เทียบกับ I_4

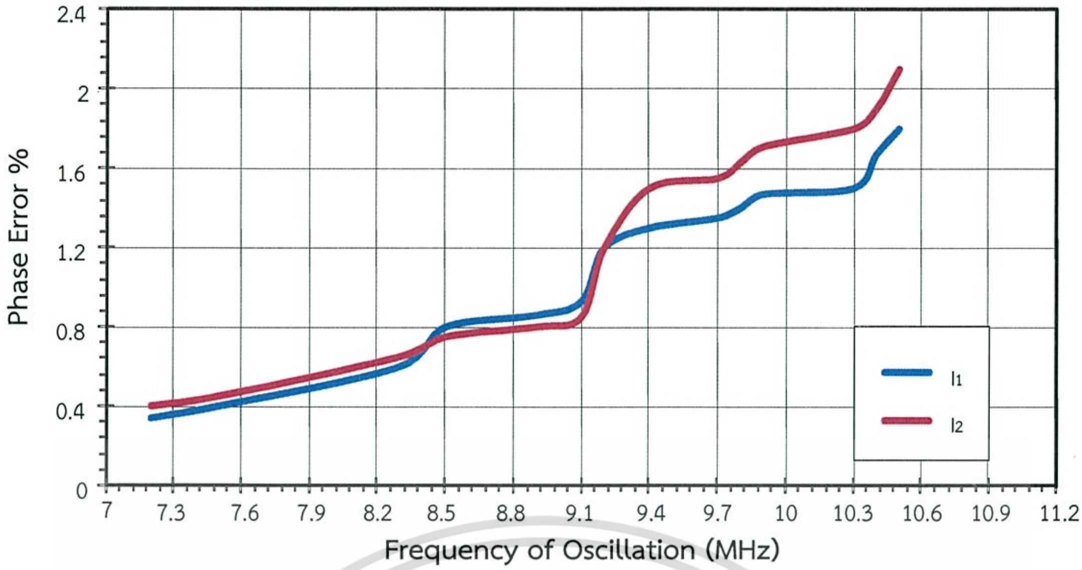
รูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงคุณสมบัติทางเฟสและขนาดของสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 I_3 และ I_4 รูปที่ 4.12 แสดงการปรับค่าความถี่การออสซิลเลทด้วย R_f ผ่านกระแสไบอัส I_{b1} จากรูปเมื่อเมื่อปรับค่ากระแสไบอัส I_{b1} อยู่ในช่วง 5 μA ถึง 20 μA จะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลทอยู่ในช่วงจาก 7.5 MHz ถึง 10.6 MHz ค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานได้นำมาเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎี จากกราฟจะเห็นได้ว่าค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันกับค่าทางทฤษฎี รูปที่ 4.13 แสดงค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion: THD) ที่ความถี่ค่าต่างๆ ระหว่าง 7.5 MHz ถึง 10.6 MHz



รูปที่ 4.12 ค่าความถี่การออสซิลเลทเมื่อกระแส I_{b1} มีค่าต่างๆ



รูปที่ 4.13 ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ที่ความถี่การออสซิลเลทค่าต่างๆ



รูปที่ 4.14 แสดงค่าเฟสของสัญญาณ I_1 และ I_2 ที่ผิดพลาดไปจาก 90 องศา

4.5 บทสรุป

บทนี้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA วงจรที่นำเสนอใช้วงจร MCCCFTA หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัว วงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณกระแสเอาต์พุตสี่เอาต์พุตที่มีเฟสแตกต่างกัน 90 องศา ขั้วเอาต์พุตมีค่าอิมพิแดนซ์สูงดังนั้นกระแสเอาต์พุตจึงสามารถเชื่อมต่อกับโหลดโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ใดๆ ความถี่การออสซิลเลทและเงื่อนไขการออสซิลเลทสามารถควบคุมให้อิสระจากกัน และได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร MCCCFTA ค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟมีค่าไม่เกินหนึ่ง วงจรที่นำเสนอถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

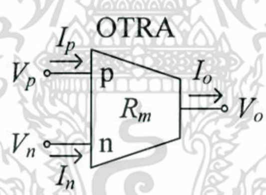
บทที่ 5
วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สาม ทำงานในโหมดแรงดันใช้วงจร OTRA

5.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในโหมดแรงดันด้วยวงจรออปเปอเรชันแนลทรานรีซิสแตนซ์แอมปลิไฟล์เออร์ (Operational Trans-Resistance Amplifier: OTRA) โดยใช้คุณสมบัติของวงจร OTRA ที่มีอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ วงจรที่นำเสนอจึงกำเนิดสัญญาณได้อย่างแม่นยำ เงื่อนไขของการออสซิลเลทและความถี่ของการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกันด้วยการกำหนดค่าอุปกรณ์พาสซีฟและสามารถควบคุมด้วยอุปกรณ์ตัวเดียว ขั้วแรงดันเอาต์พุตแบบควอเดรเจอร์ของวงจรมีอิมพิแดนซ์ต่ำทำให้สามารถต่อใช้งานกับโหลดได้โดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันการทำงานของวงจร

5.2 วงจร OTRA

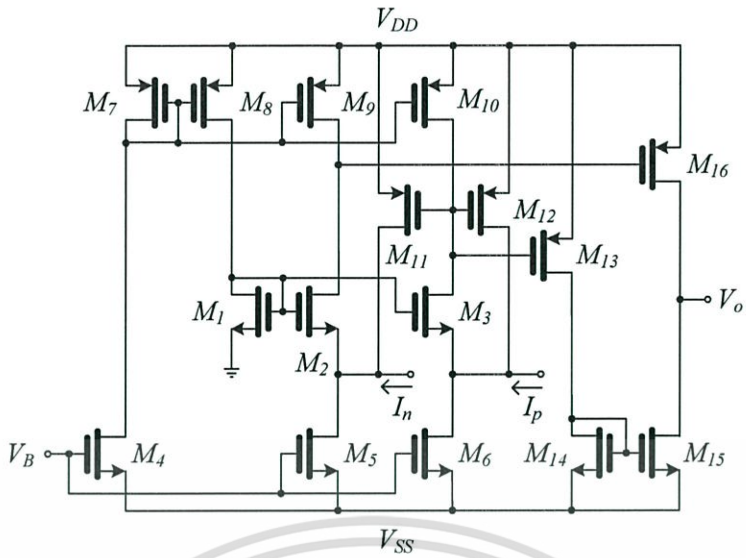
สัญลักษณ์ของวงจร OTRA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 และคุณสมบัติของวงจรแสดงได้ดังสมการ



รูปที่ 5.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTRA

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_n \\ V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ R_m & -R_m & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{pmatrix} \tag{5.1}$$

โดยที่ R_m คืออัตราการขยายทรานรีซิสแตนซ์ (transresistance gain) ของวงจร OTRA I_p และ I_n คือกระแสอินพุต ส่วน V_o คือแรงดันเอาต์พุต V_p และ V_n คือแรงดันที่ขั้ว p และขั้ว n ตามลำดับ



รูปที่ 5.2 วงจร OTRA ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

วงจร OTRA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีกระแสอินพุตสองอินพุตและแรงดันเอาต์พุตหนึ่งเอาต์พุต อุปกรณ์ชนิดนี้มีคุณสมบัติ คือ มีความต้านทานทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำ ด้วยเหตุนี้วงจร OTRA จึงมีค่าพารามิเตอร์แฝง เช่น ตัวเก็บประจุ และ ตัวต้านทาน จึงมีค่าเล็ก ดังนั้นวงจรต่าง ๆ ที่ใช้วงจร OTRA เป็นวงจรพื้นฐานจะให้ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นที่แม่นยำ โดยเฉพาะเมื่อต่อป้อนกลับแบบลบ นอกจากนี้ OTRA ยังมีค่าอัตราการสลูว์ (slew rate) และค่าแบนด์วิดท์กว้างที่เป็นอิสระจากอัตราการขยายเมื่อเปรียบเทียบกับออปแอมป์ วงจร OTRA ที่สร้างจากซีมอสที่ใช้ในบทความนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 ซึ่งเป็นวงจรที่นำเสนอใน [43] เมื่อวงจร OTRA ในรูปที่ 5.2 ถูกออกแบบด้วยเทคโนโลยีซีมอส 0.25 μm โดยกำหนดค่า W/L ของทรานซิสเตอร์แสดงดังตารางที่ 1 [43] คุณสมบัติของวงจร OTRA เมื่อจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2 [43]

ตารางที่ 5.1 ค่า W/L ที่ใช้ในรูปที่ 5.2 โดยอ้างอิงจาก [43]

ทรานซิสเตอร์	ค่า
M_1-M_3, M_5, M_6	30μm /1.25μm
M_4	10μm /1.25μm
M_7-M_{10}, M_{11}, M_{12}	90μm /1.25μm
M_{13}, M_{16}	5.25μm/0.28μm
M_{15}, M_{16}	0.25μm /1.25μm
V_B	-0.9018 V

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลอง [43]

พารามิเตอร์	ค่า
Technology	0.25 µm
Supply voltage	±1.5 V
Input current range	-50 µA to 50 µA
Offset input current	0.1 µA
Differential input resistance	26.07 kΩ
DC open loop transresistance gain	144 MΩ
Gain-bandwidth product	57.6 THzΩ
Power dissipation	0.82 µW

5.3 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้วงจร OTRA ที่นำเสนอ

วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามชนิดกระแสถูกนำเสนอในรูปที่ 5.3 วงจร OTRA ประกอบไปด้วยดังนี้ ตัวต้านทาน 5 ตัว ตัวเก็บประจุ 3 ตัว คุณสมบัติของสมการของควอเดรเจอร์ที่นำเสนอสามารถเขียนได้ดังนี้

$$s^3+\frac{1}{C_1R_2}s^2+\frac{1}{C_1C_2R_3R_4}s+\frac{1}{C_1C_2C_3R_1R_4R_5}=0 \tag{5.9}$$

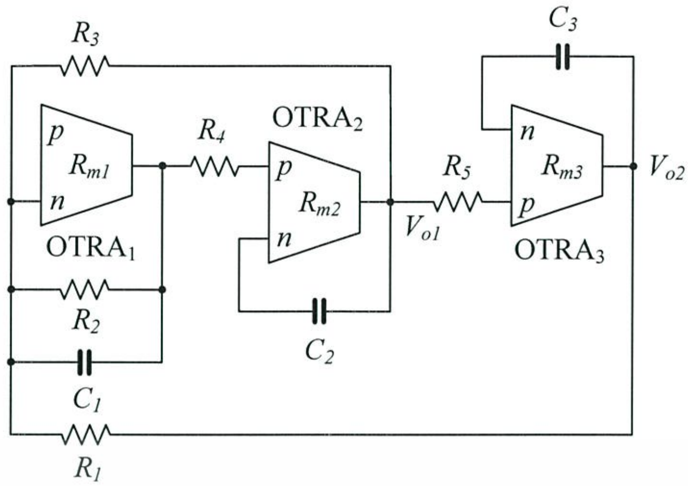
ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลท และ ค่าความถี่ของการออสซิลเลทเป็นดังนี้

$$R_5=\frac{C_1R_2R_3}{C_3R_1} \tag{5.10}$$

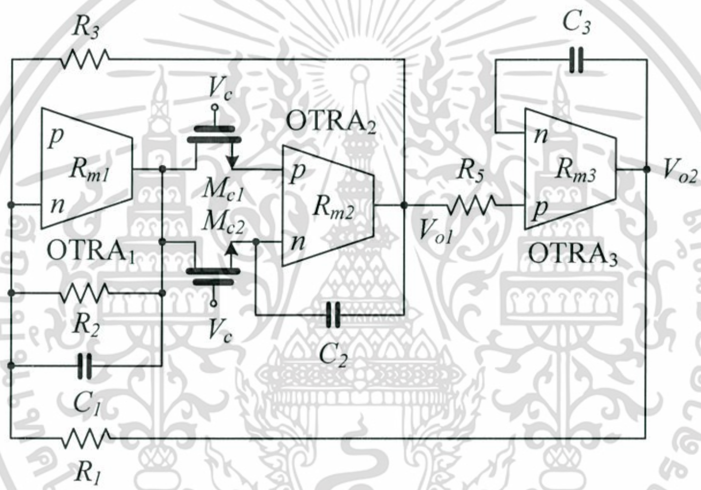
$$\omega_o=\frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_3R_4}} \tag{5.11}$$

จากสมการที่ (5.10) และ (5.11) ทำให้ได้ว่า ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทสามารถควบคุมได้โดย R_5 ค่าความถี่ของการออสซิลเลท สามารถควบคุมได้โดยอิสระด้วย R_4 จะเห็นได้ว่า ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทและค่าความถี่ของการออสซิลเลท ถูกควบคุมได้อย่างอิสระต่อกัน

ในกรณีที่ต้องการควบคุมค่าความถี่การออสซิลเลทด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถทำได้โดยแทน R_4 ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M_{c1} และ M_{c2} [43] ดังแสดงในรูปที่ 5.4 จากรูปค่าความถี่การออสซิลเลทจึงสามารถควบคุมได้ด้วยแรงดัน V_c



รูปที่ 5.3 วงจรควอเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยใช้ OTRA ที่นำเสนอ



รูปที่ 5.4 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามควบคุมด้วยแรงดัน

จากรูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างขั้ว V_{o1} และ V_{o2} เขียนได้ดังนี้

$$\frac{V_{02}}{V_{01}} = \frac{1}{sC_2R_f} \tag{5.12}$$

ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่า เอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอมีสัญญาณต่างเฟสกัน 90 องศาอย่างแน่นอน

5.4 ผลของความไม่เป็นอุดมคติ

การวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติ วงจร OTRA มีค่าทรานรีซิแตนซ์เป็นอนันต์ เมื่อถ้าค่าของทรานรีซิแตนซ์มีค่าเป็นอนันต์ในการทดลอง จึงส่งผลให้ค่าทรานรีซิแตนซ์ที่เราควรพิจารณา โมเดลโพลเดี่ยวของค่าทรานทรานรีซิแตนซ์เขียนได้ดังนี้

$$R_m(s)=\frac{1}{s\frac{1}{R_o\omega_o}+\frac{1}{R_o}} \tag{5.13}$$

ถ้า $R_o = \infty$ และ $R_m(s)$ เป็น

$$R_m(s)=\frac{1}{sC_p} \tag{5.14}$$

เมื่อ R_o เป็นค่าทรานรีซิแตนซ์ทางไฟฟ้ากระแสตรง และ C_p เป็นค่าตัวเก็บประจุแฝง ได้เป็นสมการที่ (5.14) โดยใช้สมการที่ (5.10) และ (5.11) เขียนได้ดังนี้

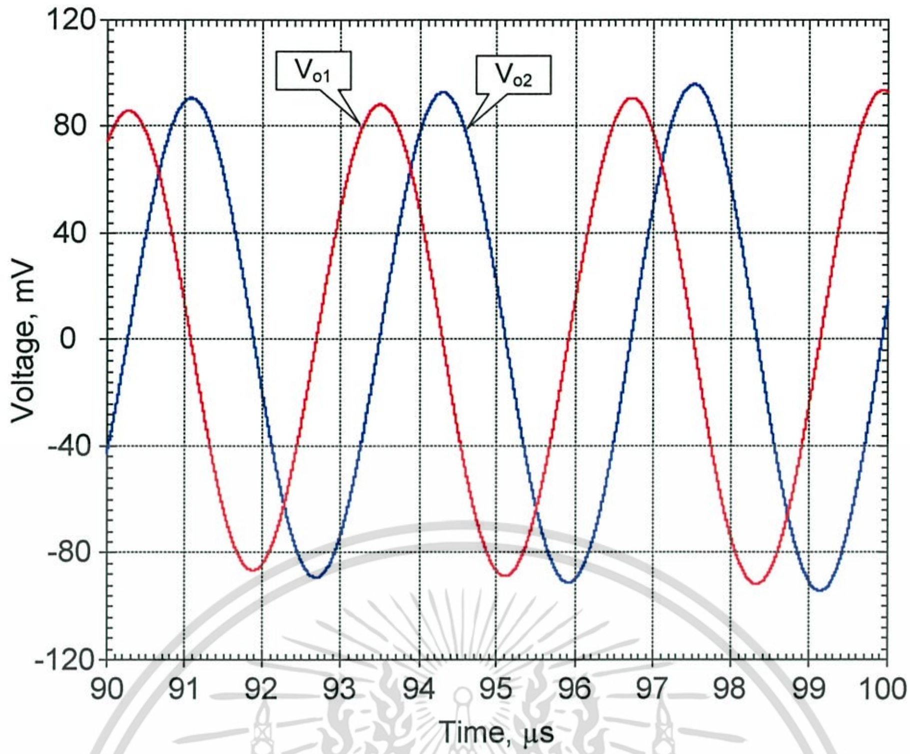
$$R_5=\frac{C_1R_2R_3}{C_3R_1\left(1+\frac{C_{p3}}{C_3}\right)} \tag{5.15}$$

$$\omega_o=\frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_3R_4\left(1+\frac{C_{p1}}{C_1}\right)\left(1+\frac{C_{p2}}{C_2}\right)}} \tag{5.16}$$

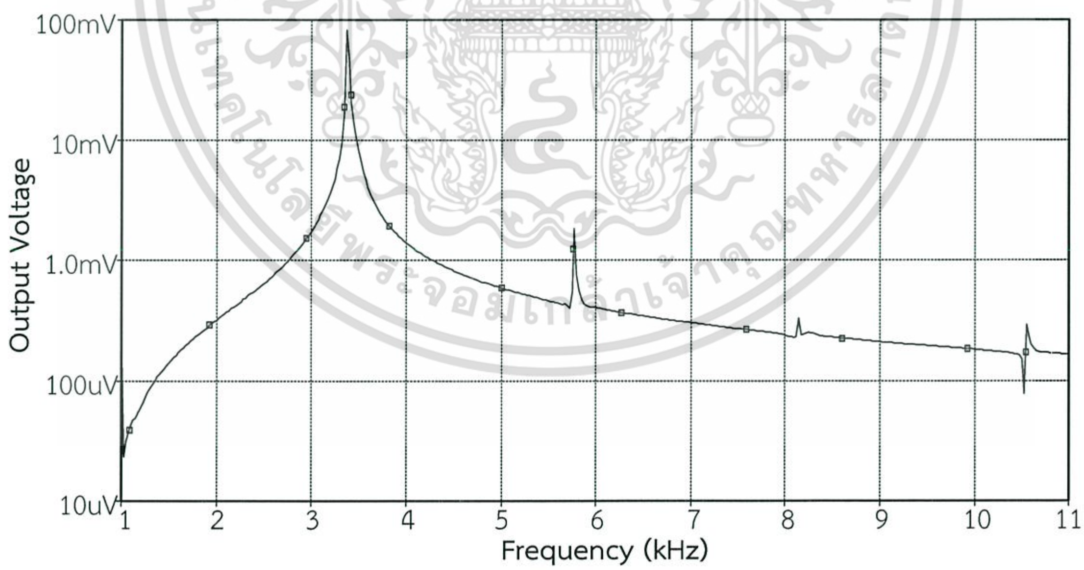
เมื่อ C_{p1} C_{p2} และ C_{p3} เป็นตัวเก็บประจุแฝงของ OTRA ตัวที่ 1, 2, 3 จากสมการที่ (5.15) และ (5.16) ค่าความผิดพลาดหาได้จากการเปลี่ยนค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลท และทำให้มีผลต่อความถี่ของการออสซิลเลท เงื่อนไขของการออสซิลเลทและความถี่ของการออสซิลเลทยังคงถูกควบคุมอย่างอิสระต่อกัน

5.5 การจำลองการทำงาน

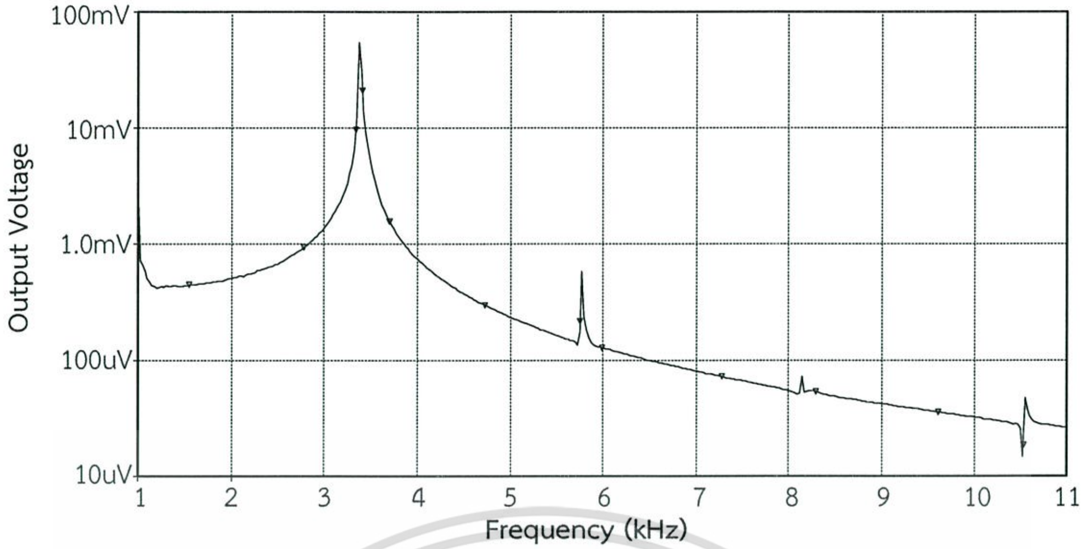
การตรวจสอบทางทฤษฎีของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สาม วงจรในรูปที่ 5.2 ถูกนำมาจำลองโดยใช้โปรแกรม PSPICE CMOS ที่ใช้ในวงจร OTRA แสดงในรูปที่ 5.2 NMOS และ PMOS ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง TSMC ขนาด 0.25 μm อัตราส่วนของทรานซิสเตอร์ใช้ตามตารางที่ 5.1 แรงดันที่ใช้ ±1.5 V แรงดันเอาต์พุตที่ได้แสดงในรูปที่ 5.3 เมื่อวงจรกำหนดให้มีค่าพารามิเตอร์ดังนี้ $C_1=C_2=C_3$ มีค่าเท่ากับ 100 pF และ $R_1=R_2=R_3=R_4$ มีค่าเท่ากับ 5 kΩ และ R_5 มีค่าเท่ากับ 5 kΩ ค่า R_5 ถูกกำหนดให้เป็นไปตามเงื่อนไขของการออสซิลเลทในสมการที่ 5.9 ในรูปที่จำลองความถี่ของการออสซิลเลทได้ค่าความถี่ที่ 318.47 kHz ซึ่งทางทฤษฎีเป็น 318.47 kHz แรงดันที่ V_{o1} และ V_{o2} มีค่าความผิดเพี้ยนรวม 1.76 % และ 1.68 % จากรูปที่ 5.7 แสดงความถี่ของการออสซิลเลท เมื่อ R_4 ถูกปรับค่าเป็นผลจากสมการที่ (5.10) จากการปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลทในกรณีที่ให้ $R_4=R_5$ แรงดันเอาต์พุตทั้งสองค่อนข้างเท่ากัน ขนาดของสัญญาณควอเดรเจอร์มีขนาดไม่เท่ากันต่อเมื่อ $R_3 \neq R_4$ ต้องมีขนาดควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่เท่ากันรวมทั้งวงจรแอมปริไฟล์



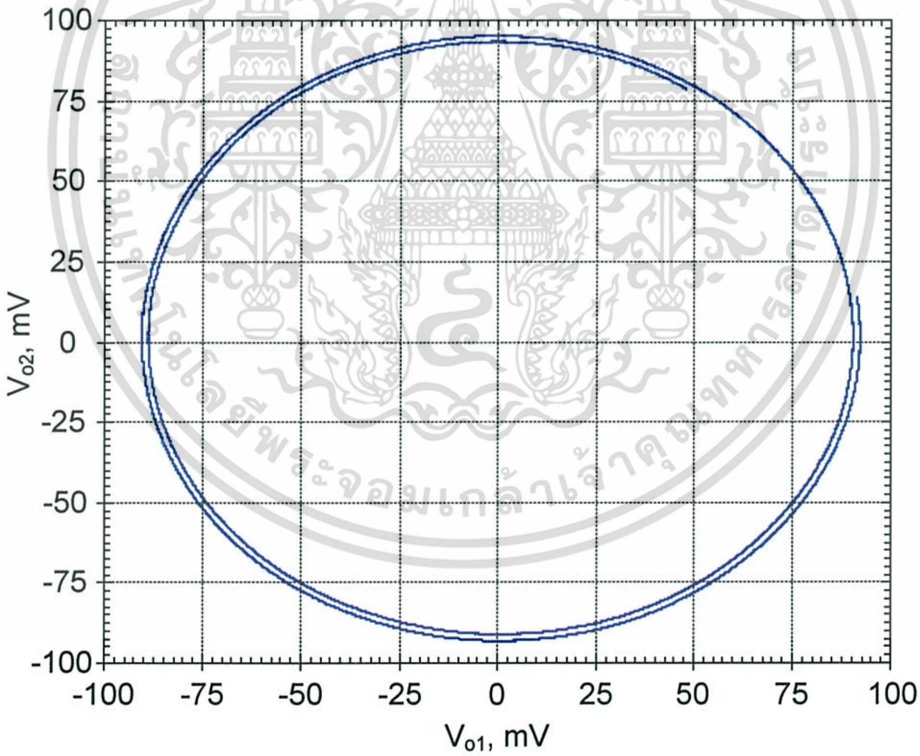
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่โนด V_{o1} และ V_{o2}



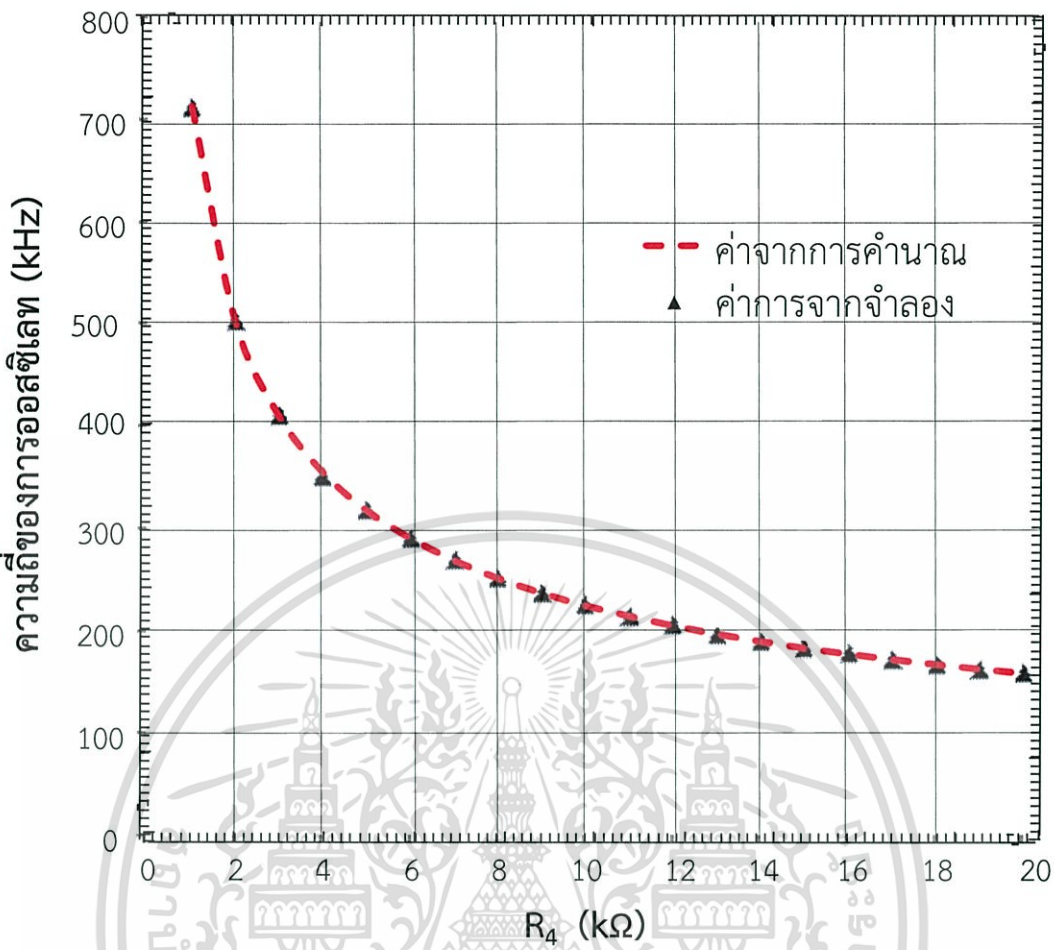
รูปที่ 5.6 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณแรงดัน V_{o1}



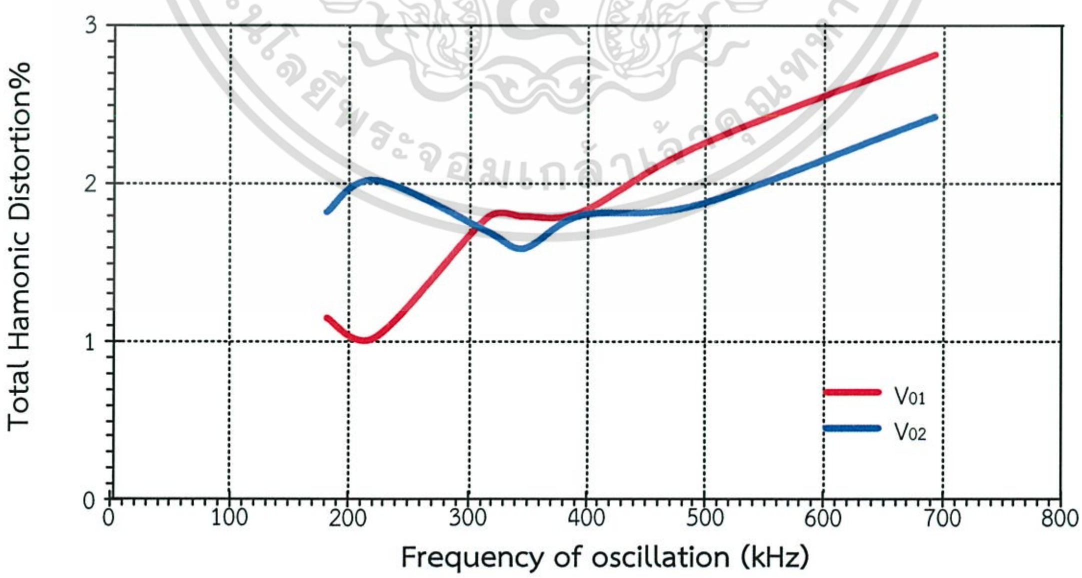
รูปที่ 5.7 ผลการจำลองสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณแรงดัน V_{o2}



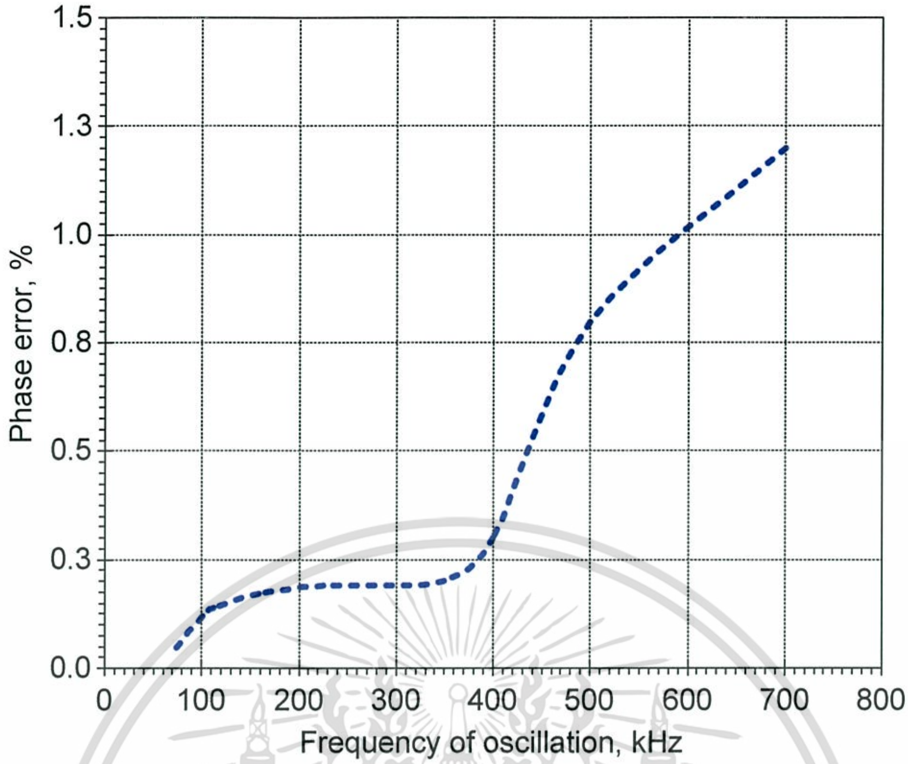
รูปที่ 5.8 คุณสมบัติทางเฟสของสัญญาณ V_{o1} เทียบกับ V_{o2} ที่ R_4=5 kΩ



รูปที่ 5.9 ค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองเทียบกับการค่าคำนวณโดยปรับค่า R_4



รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยน



รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของเฟสกับความถี่

5.6 บทสรุป

วงจรควอเดรเจอร์อันดับที่สามโดยใช้วงจร OTRA เป็นอุปกรณ์พื้นฐาน วงจรนี้ประกอบด้วยวงจร OTRA สามวงจร ตัวเก็บประจุสามตัวและตัวต้านทานห้าตัว ความถี่และเงื่อนไขของการออสซิเลทสามารถควบคุมได้อิสระจากกันด้วยการกำหนดค่าของอุปกรณ์พาสซีพ ขั้วเอาต์พุตของวงจรมีอิมพิแดนซ์ต่ำทำให้สามารถนำไปต่อกับโหลดได้โดยตรงโดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ วงจรกำเนิดสัญญาณได้อย่างแม่นยำ วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันการทำงานและทฤษฎีที่นำเสนอ

บทที่ 6
สรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผล

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามสองวงจร วงจรแรกเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ วงจรที่นำเสนอวงจรแรกประกอบด้วยวงจร MCCCFTA หนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัว จากโครงสร้างของวงจรดังกล่าววงจรนี้จึงเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วยเทคโนโลยีซีมอส ขั้วกระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าอิมพิแดนซ์สูงจึงสามารถต่อกับโหลดได้โดยตรงโดยไม่ต้องการวงจรบัฟเฟอร์ วงจรที่สองเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเตอร์อันดับที่สามที่ใช้วงจร OTRA เป็นวงจรพื้นฐาน โครงสร้างของวงจรประกอบด้วย วงจร OTRA สามวงจร ตัวต้านทานห้าตัวและตัวเก็บประจุสามตัว ด้วยคุณสมบัติของวงจร OTRA ที่มีค่าพารามิเตอร์แฝง เช่น ค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานค่าเล็กเนื่องจากวงจรมีค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพิแดนซ์ต่ำ จึงทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์วงจรที่สองกำเนิดสัญญาณได้แม่นยำ ขั้วสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าอิมพิแดนซ์สูงจึงสามารถต่อกับโหลดได้โดยตรง วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรสามารถสร้างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศาได้ ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลทและค่าความถี่ของการออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองสามารถปรับค่าได้อิสระจากกัน วงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งผลการจำลองการทำงานแสดงได้ว่าวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ได้สอดคล้องกับทางทฤษฎี เมื่อนำวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอมาทำการเปรียบเทียบกับวงจรที่ได้นำเสนอมาในอดีต สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.1 และ 6.2

ตารางที่ 6.1 แสดงตารางการเปรียบเทียบระหว่างผลงานที่นำเสนอกับผลงานที่ผ่านมาในการออกแบบวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยโหมดกระแส

เอกสารอ้างอิง	จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟ	จำนวนอุปกรณ์ทรานซีสเตอร์	จำนวนตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน	ช่วงความถี่จากการจำลอง	ค่า CO และ FO อิสระจากกัน	เอาต์พุตกระแสมีอิมพิแดนซ์สูง
วงจรนำเสนอ[1]	MCCCFTA	47 ตัว	3 ตัว (ต่อลงกราวด์)	7.5MHz ถึง 10.6MHz	ใช่	ใช่
วงจร [16] รูปที่ 3	CDTA 3 ตัว	27 ตัว	3 ตัว (ต่อลงกราวด์)	3.2kHz ถึง 8kHz	ใช่	ใช่
วงจร [56] รูปที่ 2	CCII 2 ตัว UVC 1 ตัว	62 ตัว	3C-3R (ต่อลงกราวด์)	900kHz ถึง 4.5MHz	ใช่	ใช่

หมายเหตุ 1. CO (Condition of Oscillation) คือเงื่อนไขการออสซิลเลท

2. FO (Frequency of Oscillation) คือค่าความถี่การออสซิลเลท

ตารางที่ 6.2 แสดงตารางการเปรียบเทียบระหว่างผลงานที่นำเสนอกับผลงานที่ผ่านมาในการออกแบบวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยโหมดแรงดัน

เอกสารอ้างอิง	จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟ	จำนวนอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์	จำนวนตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน	ช่วงความถี่จากการจำลอง	ค่า CO และ FO อิสระจากกัน	เอาต์พุตกระแสมีอิมพิแดนซ์ต่ำ
วงจรนำเสนอ[2]	OTRA 3 ตัว	42 ตัว	3C-5R	71.23kHz ถึง 711.34kHz	ใช่	ใช่
วงจร [7] รูปที่ 1	CCII 3 ตัว	-	3C-5R (ต่อลงกราวด์)	80kHz ถึง 370kHz	ใช่	ไม่ใช่
วงจร [13] รูปที่ 2	OTA 3 ตัว	16 ตัว	3 ตัว (ต่อลงกราวด์)	100Hz ถึง3 MHz	ใช่	ไม่ใช่
วงจร [19] รูปที่ 3	CDTA 3 ตัว	81 ตัว	3 ตัว (ต่อลงกราวด์)	410kHz ถึง 770kHz	ใช่	ไม่ใช่
วงจร [24] รูปที่ 3	OTRA 2 ตัว	28 ตัว	1C-4R	159kHz	ใช่	ใช่

หมายเหตุ 1. CO (Condition of Oscillation) คือเงื่อนไขการออสซิลเลท
2. FO (Frequency of Oscillation) คือค่าความถี่การออสซิลเลท

6.2 ข้อเสนอแนะ

ถึงแม้ว่าวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะสามารถทำงานได้เป็นที่น่าพอใจโดยผลที่ได้จากการจำลองเป็นไปในทิศทางเดียวกับผลทาง แต่ถ้ามีผู้ใดสนใจที่ต้องการจะออกแบบวงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์ขึ้นมา ควรจะออกแบบให้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟลง ลดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนลง และอาจจะให้อุปกรณ์ใช้กำลังไฟฟ้าที่น้อยลง

เอกสารอ้างอิง

[1] A. S. Sedra, K. G. Smith, **Microelectronic Circuits**, Oxford University Press, New York, 2004.

[2] J. D. Gibson, **The communications handbook**, CRC Press, Boca Raton, 1997.

[3] W. Bolton, **Measurement and instrumentation systems**, Newnes, Oxford, 1996.

[4] A. Rodriguez-Vazquez, B. Linares-Barranco, J. L. Huertas, E. Sanchez-Sinencio, "On the design of voltage-controlled sinusoidal oscillators using OTA's," **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, vol. 37, pp. 198–211, 1990.

[5] J.-W. Horng, "Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors," **IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**, vol. E85-A, pp. 1416–1419, 2002.

[6] J. W. Horng, "Current conveyors based allpass filters and quadrature oscillator employing grounded capacitors and resistors," **Computers and Electrical Engineering**, vol. 31, pp. 81–92, 2005.

[7] J. W. Horng, C. L. Hou, C.-M. Chang, W. Y. Chung, H. W. Tang, Y. H. Wen, "Quadrature oscillator using CCIIs," **International Journal of Electronics**, vol. 92, pp. 21–31, 2005.

[8] N. Minhaj, "Current-conveyor-based voltage-mode two-phase and four-phase quadrature oscillators," **International Journal of Electronics**, vol. 94, pp. 663–669, 2007.

[9] B. Knobnob, M. Kumngern, K. Dejhan, "Current-mode quadrature oscillator using translinear current conveyors," in **Proceedings of International Symposium on Communications and Information Technologies 2008**, Vientiane, Lao PDR, 2008, pp. 196–199.

[10] W. Tangsrirat, D. Prasertsom, T. Piyatat, W. Surakampontorn, "Single-resistance-controlled quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers," **International Journal of Electronics**, vol. 95, pp. 1119–1126, 2008.

[11] M. Kumngern, K. Dejhan, "DDCC-based quadrature oscillator with grounded capacitors and resistors," **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2009, doi: 10.1155/ 2009/987304.

[12] M. Kumngern, P. Lamun, K. Dejhan, "Current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers," **International Journal of Electronics**, vol. 99, pp. 971-986, 2012.

[13] P. Prommee, K. Dejhan, "An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," **International Journal of Electronics,** vol.89, pp. 365-379, 2002.

[14] J.–W. Horng, C.–L. Hou, C.–M. Chang, W.–Y. Chung, H.–I.Tang, Y.–I. Wen, "Quadrature oscillator using CCIIs," **International Journal of Electronics,** vol. 92, pp. 21-31, 2005.

[15] S. Maheshwari, I. A. Khan, "Current controlled third order quadrature oscillator," **IEE Proceeding of Circuits Devices and System,** vol. 152, pp. 605-607, 2005.

[16] J.–W. Horng, "Current-mode third-order quadrature oscillator using CDTAs, **Active and Passive Electronic Components**, vol. 2009, Article ID 789171, doi:10.1155/2009/789171.

[17] S. Maheshwari, "Current-mode third-order quadrature oscillator," **IET Circuits, Devices and Systems,** vol. 4, pp. 188–195, 2010.

[18] M. Kumngern, S. Junnapiya, "Current-mode third-order quadrature oscillator using minimum elements," **In Proceedings of 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI),** Indonesia, 2011, pp. 1-4.

[19] J.–W. Horng, H. Lee, and J.–Y. Wu, "Electronically tunable third-order quadrature ocillator using CDTAs," **Radioengineering,** vol. 19, pp. 326-330, 2010.

[20] P. Prommee, K. Angkeaw, "Log-domain current-mode third-order sinusoidal oscillator," in Proceedings of **2011 IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)**, Korea, 2011, pp. 1-4.

[21] J.-W. Horng, "Current/voltage-mode third order quadrature oscillator employing two multiple outputs CCIIs and grounded capacitors," **Indian Journal of Pure & Applied Physics**, vol. 49, pp. 494-498, 2011.

[22] M. Kumngern, J. Chanwutitum, "A single MCCCCTA-based mixed-mode third-order quadrature oscillator," in **Proceedings of 2012 Fourth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)**, Vietnam, 2012, pp. 426-429.

[23] M. Kumngern, U Torteanchai, "A current-mode four-phase third-order quadrature oscillator using a MCCCFTA," in **Proceedings of 2012 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)**, Thailand, 2012, pp. 156-159.

[24] R. Pandey, N. Pandey, S. K. Paul, "MOS-C third order quadrature oscillator using OTRA," in **Proceedings of 2012 Third International Conference on Computer and Communication Technology (ICCCT)**, India, 2012, pp. 77-80.

[25] B Chaturvedi, S. Maheshwari, "Third-order quadrature oscillator circuit with current and voltage outputs," **ISRN Electronics**, vol. 2013, Article ID 385062, 8 pages, http://dx. doi.org/10.1155/2013/385062.

[26] R. Pandey, N. Pandey, G. Komanapalli and R. Anurag, “OTRA based voltage mode third order quadrature oscillator,” **ISRN Electronics**, vol. 2014 (2014), Article ID: 126471, pp.1-5.

[27] M. E. Van Valkenburg, **Analog Filter Design**, Oxford University Press, New York, 1995.

[28] D. Biolek, “CDTA–building block for current-mode analog signal processing,” in **Proceedings of 2003 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)**, Poland, 2003, pp. 397–400.

[29] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, and Z. Kolka, “Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals,” **Radioengineering**, vol. 17, pp. 15-32, 2008.

[30] R. Sotner, J. Petrzela, J. Slezak, “Current mode tunable KHN filter based on controlled MO-CFTAs,” in **Proceedings of 2009 3rd International Conference on Circuits and Systems (SCS)**, Tunisia, 2009, pp. 1-4.

[31] D. Prasertsom, W. Tangsrirat, “Current gain controlled CFTA and its application to resistorless quadrature oscillator,” in **Proceedings of 2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**, Thailand, 2012, pp. 1-4.

[32] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba, I. Lattenberg, “Current follower transconductance amplifier (CFTA)-a useful building block for analog signal processing,” **Journal of Active and Passive Electronic Devices**, vol. 6, pp. 217-229, 2011.

[33] M. Kumngern, “Electronically tunable current-mode universal biquadratic filter using a single CCCFTA,” in **Proceedings of 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**, Korea, pp. 1175-1178.

[34] W. Kongnun, A. Aurasopon, “A Novel electronically controllable of current-mode level shifted multicarrier PWM based on MO-CFTA,” **Radioengineering**, vol. 22, pp. 907-915, 2013.

[35] J.-J, Chen, H.-W. Tsao, C.-C. Chen, “Operational transresistance amplifier using CMOS technology,” **Electronics Letters,** vol. 28, pp. 2087-2088, 1992

[36] J.-J. Chen, H.-W. Tsao, S.-I. Liu, W. Chiu, “Parasitic-capacitance-insensitive current-mode filters using operational transresistance amplifiers,” **IEE Proceeding-Circuits, Devices and Systems,** vol. 142, pp. 186-192, 1995.

[37] K. N. Salama, A. M. Soliman, “CMOS operational trans-resistance amplifier for analog signal processing,” **Microelectronics Journal**, vol.30, pp.235-245, 1999.

[38] J.-J. Chen, H.-W. Tsao, S-I. Liu, “Voltage-mode MOSFET-C filters using operational transresistance amplifiers (OTRAs) with reduced parasitic capacitance effect,” **IEE Proceedings-Circuits, Devices and System,** vol. 148, pp. 242-249, 2001.

[39] S. Shah, D. R. Bhaskar, "Design of KHN biquad using operational tranconductance amplifier," in **Proceedings of 45th Midwest Symposium on Circuit and Systems**, USA, 2002, pp. 48-51.

[40] A. Ravindran, A. Savla, I. Younus, M. Ismail, "A 0.8V CMOS filter based on a novel low voltage operational transresistance amplifier," in **Proceeding of 45th Midwest Symposium on Circuit and Systems**, USA, 2002, pp. 368-371.

[41] H. Mostafa, A, M. Soliman, "A modified CMOS realization of the operational transresistance amplifier (OTRA)," **Frequenz**, vol. 60, pp.70-76, 2006.

[42] S. Kilinc, U. Cam, "Transimpedance type fully integrated biquadratic filters using operational transresistance amplifiers," **Analog Integrated Circuits and Signal Processing** vol. 47, pp.193-198, 2006.

[43] A. K. Kafrawy, A. M. Soliman, "A modified CMOS differential operational transresistance amplkifier (OTRA)," **International Journal of Electronics and Communications**, vol. 63, pp. 1067-1071, 2009.

[44] A. Gokcen, S. Kilinc, U. Cam, "Fully integrated universal biquads using operational transresistance amplifiers with MOS-C realization," **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, vol. 19, pp. 363-372, 2011.

[45] R. Pandey, N. Pandey, M. Singh, M. Jain, S. K. Paul, "Voltage mode biquadratic filter using single OTRA," in **Proceedings of 2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)**, India, 2012, pp. 1-4.

[46] A. Gupta, R. Senani, D. R. Bhaskar, A. K. Singh, "OTRA-based grounded-FDNR and grounded-inductance simulators and their applications," **Circuits, Systems, and Signal Processing**, vol. 31, pp. 489-499, 2012.

[47] C-M. Chang, M. N. S. Swamy, "Analytical synthesis of odd/even-nth-order elliptic Cauer filter structures using OTRAs," **International Journal of Circuit Theory and Applications**, vol. 41, pp. 1248-1271, 2013.

[48] M. Kumngern, S. Junnapiya, J. Chanwutitum, "Voltage-mode lowpass, highpass, bandpass biquadratic filter using OTRAs," in **Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE)**, Malaysia, 2013, pp. 230-233.

[49] D. A. Johns, K. Martin, **Analog Integrated Circuit Design**, John Wiley & Son, New York, 1997.

[50] B. Razavi, **Design of Analog CMOS Integrated Circuits**, McGraw-Hill, New York, 2001.

[51] M. Siripruchyanun, W. Jaikla, "CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing," **International Journal of Electronics and Communications**, vol. 62, pp.277-287, 2007.

[52] Y. Li, "A modified CDTA (MCDTA) and its applications: designing current-mode sixth-order elliptic band-pass filter," **Circuits, Systems and Signal Processing**, vol. 30, pp. 1383-1390, 2011.

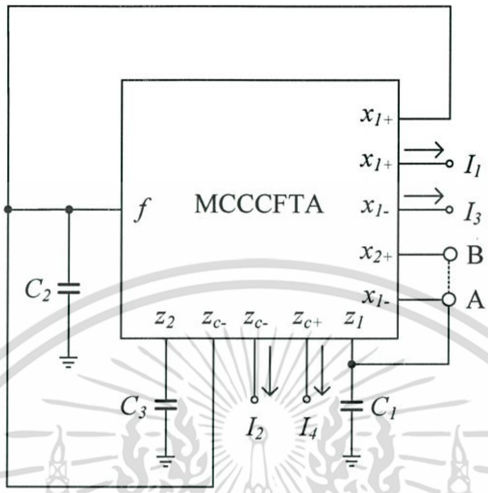
[53] M. Bhusan and R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits," **Electronics Letters**, vol. 3, pp. 148-149, 1967.

[54] N. A. Shah and S. N. Ahmad, "Electronically tunable OTA-based all-pass circuit," **International Journal of Electronics***,* vol. 68, pp. 963-966, 1990.

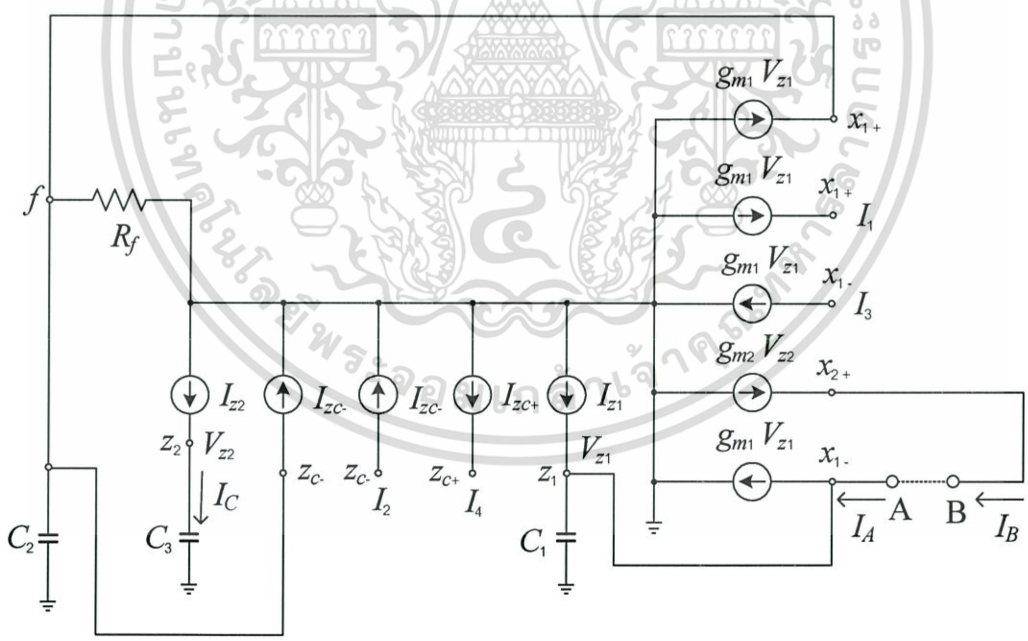
[55] Muhammad H. Rashid, **Microelectronic Circuits Analysis and Design**, Cengage Learning, 2011.

[56] J. Koton, N. Herencsar, K. Vrba, B. Metin, "Current- and voltage-mode third-order quadrature oscillator," **in Proceedings of 2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM),** Romania, 2012, pp. 1203-1206.

ภาคผนวก ก.
การพิจารณาหาสมการคุณสมบัติวงจรออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ใช้วงจร MCCCFTA



รูปที่ 1ก วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร MCCCFTA



รูปที่ 2ก วงจรเสมือนควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร MCCCFTA

จากรูปพิจารณาหาค่า $\frac{I_C}{I_A}$

$$\frac{I_C}{I_A} = \frac{g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 R_f + sC_2 g_{m1} R_f + g_{m1}} \tag{ก.1}$$

และจากรูปพิจารณาหาค่า $\frac{I_B}{I_A}$

$$\frac{I_B}{I_A} = \left(\frac{g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 R_f + sC_2 g_{m1} R_f + g_{m1}}\right)\left(-\frac{g_{m2}}{sC_3}\right) \tag{ก.2}$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชั่นถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{B}{A} = \frac{I_B}{I_A} = \frac{-g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 C_3 R_f + sC_2 C_3 g_{m1} R_f + sC_3 g_{m1}} \tag{ก.3}$$

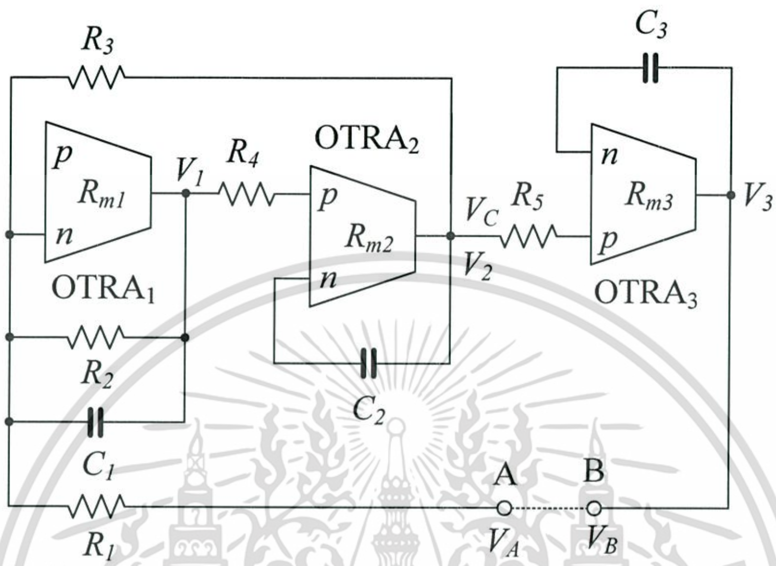
เมื่อกำหนด Loop Gain เท่ากับหนึ่ง $\left(\frac{B}{A} = 1\right)$ ดังนั้นจะได้สมการคือ

$$s^3 C_1 C_2 C_3 R_f + s^2 C_2 C_3 g_{m1} R_f + sC_3 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} = 0 \tag{ก.4}$$

และจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$s^3 + s^2 \frac{g_{m1}}{C_1} + s\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_f} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2 C_3 R_f} = 0 \tag{ก.5}$$

ภาคผนวก ข
การพิจารณาหาสมการคุณสมบัติวงจรออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ใช้วงจร OTRA



รูปที่ 1ข วงจรควอเดรเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามใช้วงจร OTRA

พิจารณาจากรูปที่ 1ข หาฟังก์ชั่นถ่ายโอน $\frac{V_C}{V_A}$

$$\frac{V_C}{V_A}=\frac{1}{s^2C_1C_2R_1R_4+s\frac{C_2R_1R_4}{R_2}+\frac{R_1}{R_3}} \qquad (ข.1)$$

พิจารณาจากรูปที่ 1ข หาฟังก์ชั่นถ่ายโอน $\frac{V_B}{V_A}$

$$\frac{V_B}{V_A}=\left(\frac{1}{s^2C_1C_2R_1R_4+s\frac{C_2R_1R_4}{R_2}+\frac{R_1}{R_3}}\right)\left(-\frac{1}{sC_3R_5}\right)$$

$$\frac{V_B}{V_A}=\frac{-1}{s^3C_1C_2C_3R_1R_4R_5+s^2\frac{C_2C_3R_1R_4R_5}{R_2}+s\frac{C_3R_1R_5}{R_3}} \qquad (ข.2)$$

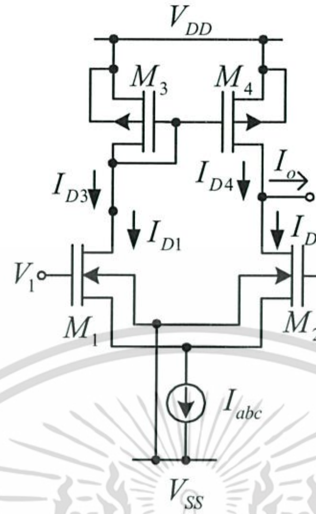
เมื่อกำหนด Loop Gain เท่ากับหนึ่ง $\left(\frac{V_B}{V_A}=1\right)$ จะได้

$$s^3C_1C_2C_3R_1R_4R_5+s^2\frac{C_2C_3R_1R_4R_5}{R_2}+s\frac{C_3R_1R_5}{R_3}+1=0 \qquad (ข.3)$$

นำค่า $C_1C_2C_3R_1R_4R_5$ หารตลอดจะได้

$$s^3+s^2\frac{1}{C_1R_2}+s\frac{C_3R_1R_5}{C_1C_2R_3R_4}+\frac{1}{C_1C_2C_3R_1R_4R_5}=0 \qquad (ข.4)$$

ภาคผนวก ค.
การพิจารณาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m



รูปที่ 1ค วงจร OTA อย่างง่ายสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ที่แสดงการไหลของกระแส

ทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสชนิด P-channel โดยที่ M_1, M_2 และ M_3, M_4 จะสมพงษ์กัน (Match) กระแสที่ไหลผ่าน M_3 และ M_4 จะเท่ากัน โดยที่ I_{D4} จะขึ้นอยู่กับ I_{D3} และเมื่อพิจารณาจากรูปแล้ว กระแส I_{D1} จะเท่ากับ I_{D3} และ I_{D2} จะเท่ากับ $I_{D4} - I_O$ และเมื่อ $V_{GS3} = V_{GS4}$ กระแส I_{D1} เท่ากับ I_{D2} หรือ $I_O = 0$ และ เมื่อ $V_{GS1} > V_{GS2}$ กระแส I_{D1} จะเพิ่มขึ้นมากกว่า I_{D2} หรือ I_O จะมีค่าเป็นบวกเมื่อ $I_{abc} = I_{D1} + I_{D2}$ ดังนั้น I_O จะเท่ากับ $I_{D1} - I_{D2}$ แต่ถ้า $V_{GS1} < V_{GS2}$ กระแส I_O จะมีค่าเป็นลบ

ในกรณีที่วงจรดิฟแอมป์มีสัญญาณเข้าในระดับสูง นั้นทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ได้ต่อกันแบบคู่ดิฟเฟอเรนเชียล ซางทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) โดยจะไม่พิจาณาในส่วนของ Channel Modulation และสมมุติว่าทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนี้สมมุติว่าผลิตขึ้นมาพร้อมๆกัน ทำให้ค่าพารามิเตอร์ภายในเท่ากันทุกประการ จากคุณสมบัติเหล่านี้ [54] สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันอินพุตในเทอมของกระแสเดรนได้เป็น

$$I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \qquad (ค.1)$$

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2I_{D1}}{\beta_1}\right)^{1/2} - \left(\frac{2I_{D2}}{\beta_2}\right)^{1/2} \qquad (ค.2)$$

$$I_{abc} = I_{D1} + I_{D2} \qquad (ค.3)$$

โดยที่ $\beta = K'(W/L) = k_n$ และ $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ และแทนสมการที่ (ค.3) ในสมการที่ (ค.2) จะได้สมการ I_{D1} และ I_{D2} ในรูปสมการคกำลังสอง (Quadratic) ได้เป็น

$$I_{D1} = \frac{I_{abc}}{2} + \frac{I_{abc}}{2}\left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{abc}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{abc}^2}\right] \quad (ค.4)$$

$$I_{D1} = \frac{I_{abc}}{2} - \frac{I_{abc}}{2}\left[\frac{\beta V_{ID}^2}{I_{abc}} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_{abc}^2}\right] \quad (ค.5)$$

จากสมการที่ (ค.4) ค่าของสมการ Differential Amplifier นั้น I_{D1} จะอยู่ในเทอมของ V_{ID1} โดยดิฟเฟอเรนชิเอท ค่าของ I_{D1} เทียบกับค่าของ V_{ID1} ขณะที่เราจะกำหนดค่าความนิ่ง (Quiescent Value) ของ V_{ID1} มีค่าเท่ากับ 0 จะได้ค่าดิฟเฟเรนเชียลทรานสคอนดัคแตนซ์ของรูปที่ ค.1 เป็นดังสมการที่ (ค.6)

$$g_{ms} = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}}\bigg|_{V_{ID}=0} = \left(\frac{\beta_1 I_{abc}}{4}\right)^{1/2} = \left(\frac{K' I_{abc} W_1}{4L_1}\right)^{1/2} \quad (ค.6)$$

จากสมการที่ (ค.6) ค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ที่ได้นั้นจะเป็นค่า Single-end Output Trans conductance ซึ่งในรูปที่ ค.1 สามารถจะหาค่าสมการที่จะบอกเป็นค่า Differential Transconductance (g_m) ได้คุณสมบัตินี้

$$I_{OD} = I_{D1} - I_{D2} \quad (ค.7)$$

และในกรณีเดียวกันจึงสามารถเขียนสมการ g_m ได้เป็น

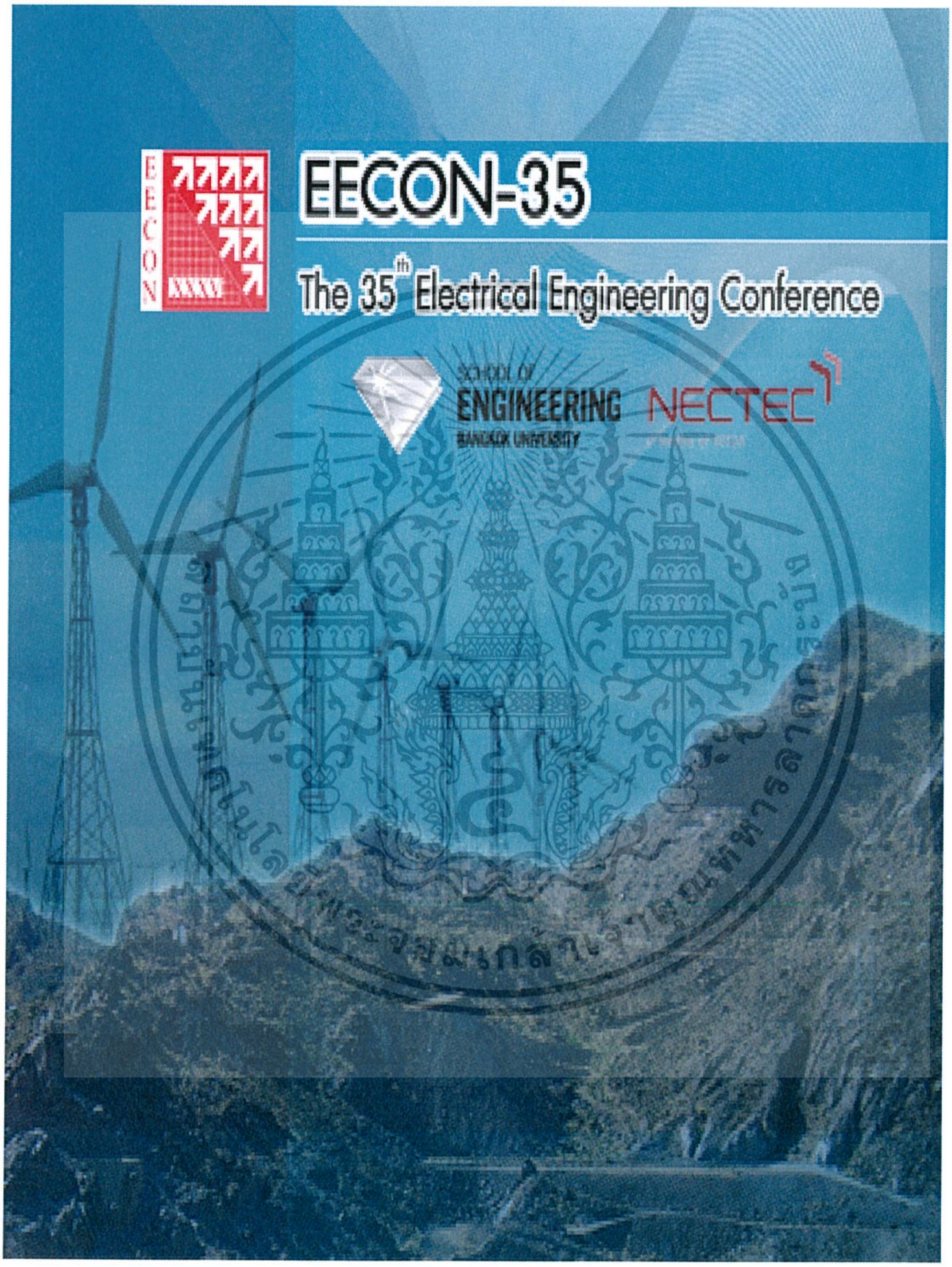
$$g_m = \frac{\partial I_{D1}}{\partial V_{ID}}\bigg|_{V_{ID}=0} = (\beta_1 I_{abc})^{1/2} = \left(\frac{K' I_{abc} W_1}{L_1}\right)^{1/2} \quad (ค.8)$$

ภาคผนวก ง.
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

[1] **อิทธิพล กันศิริ มนตรี คำเงิน สมยศ จุณณะปิยะ** “วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์สี่เฟสอันดับที่สามโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA วงจรเดียว” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 35, ตุลาคม 2555.

[2] **อิทธิพล กันศิริ มนตรี คำเงิน** “วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามควบคุมด้วยอุปกรณ์เดียวโดยใช้วงจร OTRAs ,” วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ (ตอบรับการตีพิมพ์).

[3] **M. Kumngern, I. Kansiri**, "Single-element control third-order quadrature oscillator using OTRAs," 2014 IEEE International Conference on ICT and Knowledge Engineering, Bangkok, November 18-21, 2014.


EECON
EECON-35
The 35th Electrical Engineering Conference
SCHOOL OF ENGINEERING
BANGKOK UNIVERSITY
NECTEC

EL008

วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์สี่เฟสอันดับที่สามโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA วงจรเดียว

A Current-Mode Four-Phase Third-Order Quadrature Oscillator Using a MCCCFTA

อิทธิพล กันศิริ มนตรี คำเงิน สมยศ จุณณะปิยะ
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยกระแสไบอัส วงจรที่นำเสนอใช้วงจร MCCCFTA หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัวซึ่งเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เอาท์พุทกระแสของทั้งสี่เฟสมีอิมพิแดนซ์สูงจึงทำให้สามารถนำมาต่อกับโหลดได้โดยตรงโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ใดๆ เงื่อนไขการออสซิลเลทและความถี่การออสซิลเลทสามารถกำหนดให้ควบคุมได้อิสระจากกันและสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยกระแสไบอัสของวงจร MCCCFTA ผลการจำลองการทำงานสามารถยืนยันทฤษฎีที่นำเสนอ

คำสำคัญ: วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ วงจร MCCCFTA วงจรโหมดกระแส

Abstract

This paper presents a new current-controlled current-mode third-order quadrature oscillator. The proposed circuit employs only one modified current-controlled current follower transconductance amplifier (MCCCFTA) and three grounded capacitors which is highly suitable for integrated circuit implementation. Also four quadrature current output terminals possess high impedance level which can be directly connected to the next stage without additional follower circuits. The condition of oscillation and the frequency of oscillation can be controlled orthogonally and electronically by adjusting the biasing currents of the MCCCFTA. Simulation results verifying the theoretical analysis are included.

Keywords: Quadrature oscillator, MCCCFTA, Current-mode circuit

1.บทนำ

วงจร CDTA (current differencing transconductance amplifier) [1] เป็นวงจรที่เหมาะใช้งานในโหมดกระแสเนื่องจากสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทอยู่ในรูปแบบกระแสทั้งคู่ เอาท์พุทที่หนึ่งเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งซึ่งถูกควบคุมโดยความแตกต่างระหว่างสองอินพุท และ อีกหนึ่งเอาท์พุทจะถูกควบคุมด้วยค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์ ดังนั้นกระแสเอาท์พุทจึงสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้โดยผ่านการปรับค่า g_m ด้วยเหตุนี้วงจร CDTA จึงมีคุณสมบัติที่เหมาะสมเป็นอย่างยิ่งสำหรับนำมาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนาลอกแบบโหมดกระแส วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบการโทรคมนาคม และ ระบบการวัด เช่น เป็นตัวผสมสัญญาณแบบควอดราเจอร์ และ เป็นตัวกำเนิดสัญญาณแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ในระบบโทรคมนาคม เป็นตัวกำเนิดสัญญาณแบบเวกเตอร์ (vector generator) หรือ โวลต์มิเตอร์ชนิดเลือกฟังชันในระบบเครื่องมือวัด ที่ผ่านมามีวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจร CDTA เป็นอุปกรณ์พื้นฐานนำเสนอไว้หลายวงจรซึ่งสามารถดูได้จากตัวอย่างใน [2-3] แต่อย่างไรก็ตามบางวงจรที่นำเสนอเหล่านั้นยังใช้งานวงจร CDTA ไม่เต็มความสามารถ หมายถึง มีอินพุทของวงจร CDTA บางอินพุทถูกปล่อยลอย และ ไม่ได้ใช้งานซึ่งจะทำให้มีสัญญาณรบกวนเข้ามารบกวนวงจรผ่านทางอินพุทที่ปล่อยลอยนี้ได้ เมื่อไม่นานมานี้ได้มีวงจรใหม่อีกชนิดหนึ่งนำเสนอ โดยวงจรมีอินพุทกระแสหนึ่งอินพุท และ เอาท์พุทกระแสสองเอาท์พุท โดยเรียกวงจรนี้ว่า "วงจร current follower transconductance amplifier) CFTA)" วงจรนี้ได้ถูกพัฒนามาจากวงจร CDTA ดังนั้นคุณสมบัติทั่วไปจึงค่อนข้างคล้ายกับวงจร CDTA ยกเว้นกระแสอินพุทของของวงจร CFTA เท่านั้นที่ทำงานเป็นแบบวงจรตามกระแส เนื่องจากโครงข่ายอันดับที่สามมีความแม่นยำ และ มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูง เป็นเครือข่ายที่ตอบสนองความถี่ได้ดี และ มีค่าความเพี้ยนต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับโครงข่ายอันดับที่สอง [5-9] ที่ผ่านมาจึงมีวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ใช้วงจร CDTA เป็นวงจรพื้นฐานนำเสนอไว้ใน [10-11] แต่อย่างไรก็ตาม วงจรที่นำเสนอดังกล่าวมีส่วนประกอบของอุปกรณ์ทั้งพาสซีพและแอ็กทีพที่มากเกินไป นอกจากนี้ยังคงใช้ประโยชน์จากวงจร CDTA ไม่เต็มความสามารถเช่นเดิม

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในโหมดกระแสที่ควบคุมค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยกระแสไบอัส วงจรที่ได้นำเสนอใช้วงจร MCCCFTA หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุ

แบบต่อลงกราวด์สามตัว วงจร MCCCFTA ได้ถูกออกแบบโดยนำข้อดีของวงจร CCCDTA [12] และ วงจร MCDTA [13] มารวมไว้ในวงจรเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถลดจำนวนตัวต้านทานลง และ ยังสามารถปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ได้อีกด้วย ดังนั้นวงจร MCCCFTA หนึ่งวงจร จึงมีตัวความต้านทานแฝงหนึ่งตัว และ ทรานส์คอนดักแตนซ์สองค่า จึงเพียงพอสำหรับนำมาออกแบบวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามโดยไม่ใช้ตัวต้านทาน ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัวและวงจร MCCCFTA หนึ่งวงจรเท่านั้น

2. วงจรที่นำเสนอ

สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า และ วงจรเสมือนของวงจร MCCCFTA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 (ก) และ (ข) ความสัมพันธ์ของกระแสสามารถแสดงได้คือ

$$\left.\begin{aligned} I_{z1} &= I_{z2} = \pm I_{zc} = I_f \\ I_{x1} &= \pm g_{m1} V_{z1} \\ I_{x2} &= \pm g_{m2} V_{z2} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

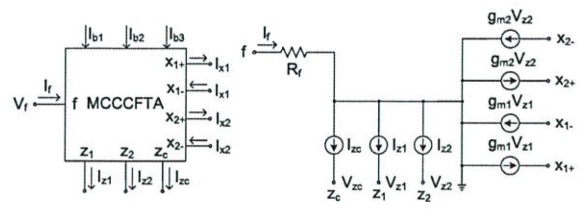
เมื่อ R_f คือค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว f ซึ่งได้แนวคิดมาจากวงจร CCCCTA ส่วน g_{m1} และ g_{m2} เป็นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ได้แนวคิดมาจากวงจร CCCFTA ดังนั้นวงจรที่ใช้ในบทความนี้จึงใช้ชื่อเป็น วงจร MCCCFTA ค่า z_1 และ x_1 เป็นขั้วที่มีอยู่เดิมของวงจร CFTA ขั้ว z_2 คือขั้วที่คัดลอกสัญญาณจากขั้ว z_1 ของวงจร CFTA ที่สามารถทำได้โดยการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสเข้าไปทางเอาท์พุทของวงจร CFTA [4] ทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m2} ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ได้กระแส I_{x2} ที่ขั้ว x_2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m2} ที่เพิ่มเข้ามาในวงจร MCCCFTA จะเป็นอิสระจาก g_{m1} ดังนั้น g_{m1} และ g_{m2} จึงสามารถควบคุมได้โดยอิสระจากกัน

วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 จากรูปวงจรที่นำเสนอทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัวเท่านั้น ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จะเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [14] สมการคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 2 จะสามารถเขียนได้คือ

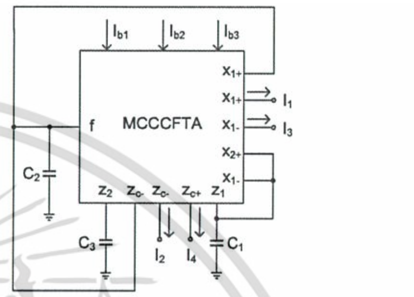
$$s^3 + \frac{g_{m1}}{C_1}s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_f}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2C_3R_f} = 0 \quad (2)$$

โดยใช้ทฤษฎีที่นำเสนอใน [5] ค่าเงื่อนไขของการออสซิลเลท (Condition of Oscillation: CO) และค่าความถี่ของการออสซิลเลท (Frequency of Oscillation: FO) สามารถกำหนดได้คือ

CO $$g_{m2} = \frac{g_{m1}C_3}{C_1} \quad (3)$$



รูปที่ 1 วงจร MCCCFTA (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรเสมือน



รูปที่ 2 วงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่นำเสนอ

FO $$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1C_2R_f}} \quad (4)$$

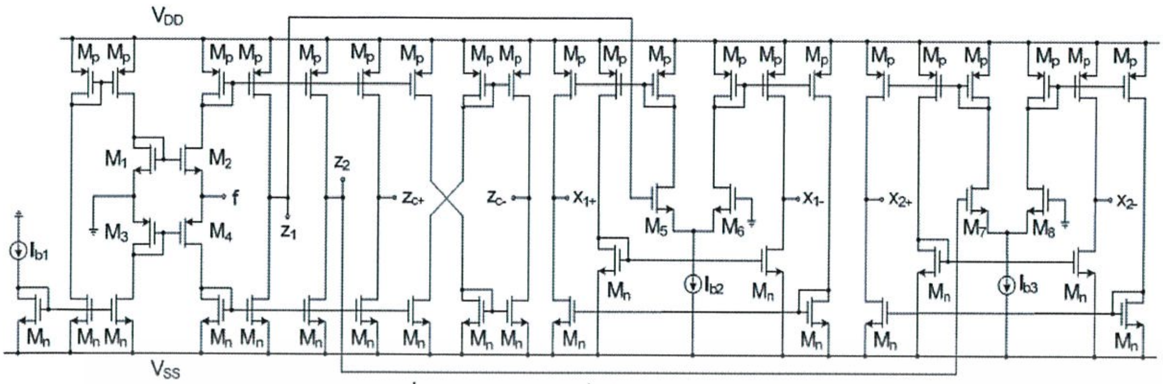
จากสมการที่ (3) และ (4) จะเห็นได้ว่า ค่า CO สามารถควบคุมได้ด้วย g_{m2} ส่วนค่า FO สามารถควบคุมได้ด้วย R_f ดังนั้นค่า CO และ ค่า FO จึงสามารถควบคุมให้อิสระจากกันได้ รูปที่ 3 แสดงวงจร MCCCFTA ที่สร้างจากเทคโนโลยีซีมอส สมมติว่าทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และ ทำงานในย่านอิ่มตัว ค่าความต้านทานที่ขั้ว f (R_f) สามารถกำหนดได้คือ

$$R_f \cong \frac{1}{\sqrt{8\mu C_{ox}(W/L)I_{b1}}} \quad (5)$$

เมื่อ μ คือค่าความคล่องตัวของพื้นผิวออกไซด์ C_{ox} คือค่าความจุไฟฟ้าที่ขาเกตต่อหน่วยพื้นที่ W และ L คือความกว้างและความยาวของแชนแนล จากสมการที่ (5) ค่าความต้านทาน R_f สามารถควบคุมได้ด้วยกระแส I_{b1} สมมติว่า M_7 และ M_8 ทำงานในย่านอิ่มตัวและมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m1} และ g_{m2} ของวงจร MCCCFTA จะสามารถเขียนได้

$$g_{m1} = \sqrt{\mu C_{ox}(W/L)I_{b2}} \quad (6)$$

$$g_{m2} = \sqrt{\mu C_{ox}(W/L)I_{b3}} \quad (7)$$



รูปที่ 3 วงจร MCCCFTA ที่สร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส

จากสมการที่ (6) และ (7) ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_{m1} และ g_{m2} จะสามารถควบคุมได้โดยการปรับกระแสไบอัส I_{b2} และ I_{b3} ตามลำดับ ดังนั้น ค่า CO และ ค่า FO จึงสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับกระแสไบอัสของ MCCCFTA จากรูปที่ 2 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_1 และ I_2 สามารถเขียนได้คือ

$$\frac{I_1}{I_2} = sC_2R_f \tag{8}$$

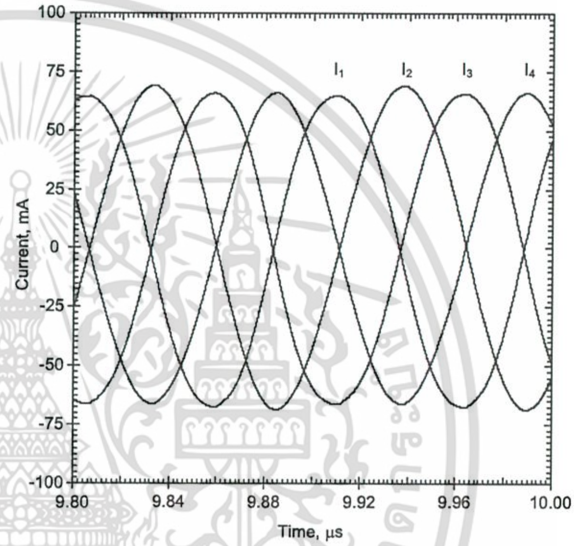
เมื่อความต่างเฟสของ I_1 และ I_2 คือ $\phi = \pi/2$ ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่าจะได้สัญญาณแบบควอดราเจอร์ที่เอาท์พุท I_1 และ I_2 เมื่อใช้วงจร MCCCFTA ที่มีเอาท์พุททั้งแบบบวกและแบบลบในวงจรเดียว ดังนั้นจะได้ว่า $I_1 = -I_3$ และ $I_2 = -I_4$ เมื่อวงจร MCCCFTA มีเอาท์พุทกระแสที่มีอิมพิแดนซ์สูงดังนั้นเอาท์พุทกระแสจึงสามารถนำมาต่อกับโหลดได้โดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ ความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟสามารถคำนวณได้คือ

$$S^{\omega_0}_{g_{m1}} = -S^{\omega_0}_{R_x} = -S^{\omega_0}_{C_1} = -S^{\omega_0}_{C_2} = \frac{1}{2} \tag{9}$$

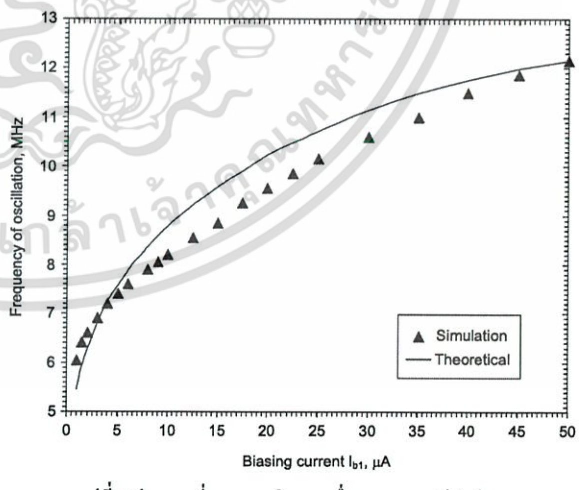
ค่าความไวของอุปกรณ์มีค่าไม่เกิน 0.5 ซึ่งแสดงได้ว่ามีค่าความไวต่ำ

3. ผลการจำลอง

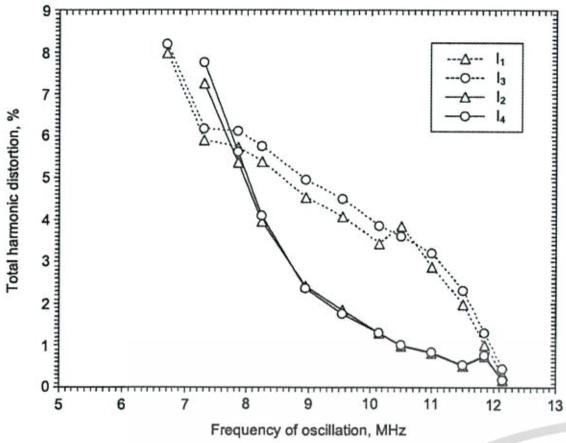
เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรควอดราเจอร์อันดับที่สามที่นำเสนอ วงจรในรูปที่ 2 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร MCCCFTA แสดงในรูปที่ 3 ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ที่ใช้จำลองคือขนาด 0.25μm TSMC อัตราส่วนของทรานซิสเตอร์สำหรับวงจร MCCCFTA ในรูปที่ 3 คือ W/L=2μm/0.5μm สำหรับ M_1-M_2 W/L=7μm/0.5μm สำหรับ M_3-M_4 W/L=5μm/0.5μm สำหรับ M5-M8 W/L=5μm/0.5μm สำหรับ M_n ทุกตัว และ W/L=15μm/0.5 μm สำหรับ M_p ทุกตัว กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน ±1V รูปที่ 4 แสดงรูปคลื่นกระแสเอาท์พุทวงจรเมื่อกำหนดค่า $C_1=C_2=C_3=5pF$ $I_{b1}=20$ μA $I_{b2}=80$ μA และ $I_{b3}=68$ μA กระแส I_{b3} ใช้ควบคุมค่า CO ให้ได้ตามสมการ (3) จากรูป



รูปที่ 4 สัญญาณกระแสเอาท์พุทของวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 5 ค่าความถี่การออสซิลเลทเมื่อกระแส I_{b1} มีค่าต่างๆ



รูปที่ 6 ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ที่ความถี่การออสซิลเลทค่าต่างๆ

ค่าความถี่การออสซิลเลทมีค่าเท่ากับ 9.55MHz และ ค่า THD ของ I_1 I_2 I_3 และ I_4 มีค่าเท่ากับ 4.07% 1.84% 4.59% และ 1.83% ตามลำดับ และ ใช้กำลังไฟฟ้า 1.76 mW รูปที่ 5 แสดงค่าความถี่การออสซิลเลทเมื่อปรับค่า I_{b1} จาก 1 ถึง 50 μA จากรูป ความถี่ที่ได้อยู่ช่วง 6 ถึง 12.15 MHz ส่วนค่าเปอร์เซ็นต์ THD ที่ความถี่ช่วง 6 ถึง 12.15 MHz แสดงได้ดังรูปที่ 7

4. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรควอดราเจอร์ออสซิลเลเตอร์อันดับที่สามที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร MCCCFTA วงจรที่นำเสนอใช้วงจร MCCCFTA หนึ่งวงจร และ ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สามตัว วงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณเอาท์พุทกระแสสี่เอาท์พุทที่มีเฟสแตกต่างกัน 90 องศา และ มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นกระแสเอาท์พุทจึงสามารถเชื่อมต่อกับโหลดโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ใดๆ ความถี่การออสซิลเลท และ เงื่อนไขการออสซิลเลทสามารถควบคุมให้อิสระจากกัน และได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร MCCCFTA ค่าความไวของอุปกรณ์แอ็กทีฟและพาสซีฟมีค่าต่ำ วงจรที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

5. เอกสารอ้างอิง

[1] D. Biolek, "CDTA-building block for current-mode analog signal processing," in Proceedings of European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD), 2003, pp. 397-400.

[2] A. U. Keskin and D. Biolek, "Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)," IEE Proceeding of Circuits Devices and Systems, vol. 153,pp.214-218, 2006.

[3] M. Kumngern and K. Dejhan, "Electronically tunable current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers," In Proceedings of 2009 IEEE Region 10 Conference (TENCON 2009), Singapore, 2009, pp. 1-4.

[4] D. Biolek, R. Senani, V. Biolkova, and Z. Kolka, "Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals," Radioengineering, vol. 17, pp. 15-32, 2008.

[5] P. Prommee and K. Dejhan, "An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier," International Journal of Electronics, vol.89, pp. 365-379, 2002.

[6] J.–W. Horng, C.–L. Hou, C.–M. Chang, W.–Y. Chung, H.–I.Tang, and Y.–I. Wen, "Quadrature oscillator using CCIIs," International Journal of Electronics, vol. 92, pp. 21-31, 2005.

[7] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Current controlled third order quadrature oscillator," IEE Proceeding of Circuits Devices and System, vol. 152, pp. 605-607, 2005.

[8] S. Maheshwari, "Current-mode third-order quadrature oscillator," IET Circuits, Devices and Systems, vol. 4, pp. 188–195, 2010.

[9] M. Kumngern and S. Junnapiya, "Current-mode third-order quadrature oscillator using minimum elements.," In Proceedings of International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI 2011), Indonesia, 2011, pp. 1-4.

[10] J.–W. Horng, "Current-mode third-order quadrature oscillator using CDTAs, Active and Passive Electronic Components, vol. 2009, Article ID 789171, doi:10.1155/2009/789171.

[11] J.–W. Horng, H. Lee, and J.–Y. Wu, "Electronically tunable third-order quadrature ocillator using CDTAs," Radioengineering, vol. 19, pp. 326-330, 2010.

[12] M. Siripruchyanun and W. Jaikla, "CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing," International Journal of Electronics and Communications, vol. 62, pp.277-287, 2007.

[13] Y. Li, "A modified CDTA (MCDTA) and its applications: desinging current-mode sixth-order elliptic band-pass filter," Circuits, Systems and Signal Processing, vol. 30, pp. 1383-1390, 2011.

[14] M. Bhusan and R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits," Electronics Letters, vol. 3, pp. 148-149, 1967.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอิทธิพล กันศิริ
วัน เดือน ปีเกิด	20 ตุลาคม พ.ศ.2530 ที่จังหวัดชัยนาท
ที่อยู่	19/12 ต.ในเมือง อ.เมือง จ.พิษณุโลก 65000
ประวัติการศึกษา	2553 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ.2552-ปัจจุบัน	ตำแหน่ง วิศวกร บริษัทบอมบาร์ดิเอร์ ทรานสปอร์เทชั่น ซิกแนล (ประเทศไทย) -Installation Test และ Commissioning งานเกี่ยวกับรถไฟและรถไฟฟ้าระบบในเมือง