โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรออปเปอร์เรชันแนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมปลิไฟเออร์

ELECTRONICALLY TUNABLE ALL-PASS NETWORK USING OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

กานต์ กาญจนรจิต

KARN KARNJANARAJIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรออปเปอร์เรชันแนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมปลิไฟเออร์

ELECTRONICALLY TUNABLE ALL-PASS NETWORK USING OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

กานต์ กาญจนรจิต

KARN KARNJANARAJIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL 2009-EN-M-010-122

ELECTRONICALLY TUNABLE ALL-PASS NETWORK USING OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

KARN KARNJANARAJIT

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2009

KMITL 2009-EN-M-010-122

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรออปเปอร์เรชันแนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมปลิไฟเออร์

Thesis Title Electronically Tunable all-pass Network using Operational Transconductance Amplifiers

นักศึกษา นายกานต์ กาญจนรจิต

รหัสประจำตัว 50060953

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.สมยศ จุณณะปิยะ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-010-122

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
ดร.สิรภพ	ตู้ประกาย	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิธรรม	
ดร.มนตรี	คำเงิน	
รศ.สมยศ	จุณณะปิยะ	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพุธที่ 19 สิงหาคม พ.ศ. 2552 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 19 สิงหาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรออปเปอร์เรชันแนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมปลิไฟเออร์
นักศึกษา	นายกานต์ กาญจนรจิต
รหัสนักศึกษา	50060953
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. สมยศ จุณณะปิยะ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรโอทีเออย่างง่ายสามวงจรและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์หนึ่งตัว ค่าความถี่ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจรโอทีเอ วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์หนึ่งตัวและไม่ใช้ตัวต้านทานทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำมาสร้างเป็นวงจรรวม โดยวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานสร้างเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง จำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSpice แสดงถึงความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้มีการวิเคราะห์ไว้

Thesis Title	Electronically tunable all-pass network using operational transconductance amplifiers
Student	Mr. Karn Karnjanarajit
Student ID.	50060953
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Somyot Chunnapiya

ABSTRACT

A new voltage-mode electronically tunable first-order all-pass filter using three simple operational transconductance amplifiers and one grounded capacitor is presented. The corner frequency can be controlled electronically by adjusting the bias current of the operational transconductance amplifier. Critical component matching conditions are not required in the design. The use of a grounded capacitor and without resistor makes the proposed circuits ideal for integrated circuit implementation. Using the proposed all-pass filter as a basic building block, a new quadrature oscillators and a new high-Q band-pass filter for analog signal processing are also included. PSPICE simulation results are incorporated to verify the theory.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะได้รับความอนุเคราะห์ในคำปรึกษาที่ดีมาโดยตลอดจากท่านอาจารย์ รศ. สมยศ จุณณะปิยะ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และอาจารย์ ดร.มนตรี คำเงิน ซึ่งคอยช่วยเหลือ ให้คำปรึกษา ตลอดจนคำแนะนำต่างๆในระหว่างเรียน ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงครับ

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านเป็นอย่างสูงที่ท่านทั้งหลายได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กระผมได้รับความรู้

ขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ รศ. ดร.สุรพันธ์ ยิ่มมั่น ภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือผู้ให้คำแนะนำ ปรึกษาในด้านต่างๆ

ขอขอบคุณพี่ลิง พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือทุกคนที่คอยเป็นห่วงและเป็นกำลังใจให้โดยตลอด

และสุดท้ายนี้กระผมขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และน้องๆ ที่ให้การอบรมสั่งสอนดูแลด้วยดี ให้การสนับสนุน และให้กำลังใจที่ดีเสมอมา

ด้วยความสำเร็จดั่งเช่นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กระผมขอมอบแก่ผู้มีพระคุณทุกท่านที่ได้ช่วยให้กระผมประสบความสำเร็จได้ด้วยดี และขอให้ทุกท่านประสบความสำเร็จในด้านต่างๆเช่นกัน

กานต์ กาญจนรจิต

สารบัญ

หน้า

สารบัญ(ต่อ)

สารบัญ(ต่อ)

สารบัญตาราง

สารบัญรูป

สารบัญรูป(ต่อ)

1.2 จุดมุ่งหมายของงานวิจัย

จากปัญหาดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร OTA สามวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์หนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และอุปกรณ์แอ็กทีพเท่านั้นทำให้เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงทำให้ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรย่อยในระบบต่างๆ ค่าความถี่ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสที่ไบอัสวงจร OTA คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถตรวจสอบได้โดยใช้โปรแกรม PSpice

1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและออกแบบโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ การนำวงจรดังกล่าวไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรต่างๆโดยได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน ประกอบด้วย

บทที่ 1 จะกล่าวถึงบทนำ ความเป็นมาของงานวิจัย จุดมุ่งหมายของงานวิจัย รายละเอียดและเนื้อหาโดยย่อในแต่ละบท และบทสรุป

บทที่ 2 กล่าวถึง เทคโนโลยีของซีมอส ทฤษฎีการทำงาน โครงสร้าง สัญลักษณ์และชนิดรวมถึงคุณสมบัติของมอสเฟท วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ และผลตอบสนองเชิงความถี่

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการของวงจรที่เกี่ยวข้องในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยกล่าวถึง วงจรขยายความนำถ่ายโอนหรือโอทีเอที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ วงจรบวกและลบสัญญาณที่สร้างจากวงจรโอทีเอ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง ซึ่งเป็นพื้นฐานในการออกแบบสร้างเป็นวงจรที่นำเสนอต่อไป

บทที่ 4 กล่าวถึง โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ โดยนำพื้นฐานของวงจรที่กล่าวมาในบทที่ 3 มาออกแบบโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ การวิเคราะห์ผลกรณีไม่เป็นอุดมคติ การจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจร

บทที่ 5 กล่าวถึง การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรต่างๆ โดยนำโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สร้างจากโอทีเอ มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง และการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผลการวิจัยต่างๆในวิทยานิพนธ์

1.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญ จุดมุ่งหมายของงานวิจัย รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ซึ่งประกอบด้วยเนื้อหาที่สำคัญ คือ ทฤษฎีและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ วงจรโอทีเอที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งนำมาสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ และการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice เพื่อแสดงคุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

บทที่ 2
ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟท

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัยในส่วนของเทคโนโลยีของซีมอสและทฤษฎีของมอสเฟท เนื้อหาในบทนี้ประกอบด้วย บทนำ เทคโนโลยีของมอส โครงสร้างของมอสเฟท สัญลักษณ์ของมอสเฟท หลักการพื้นฐานของมอสเฟท ชนิดของมอสเฟท แบบจำลองของมอสเฟท วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ ผลตอบสนองความถี่ และบทสรุป

2.1 บทนำ

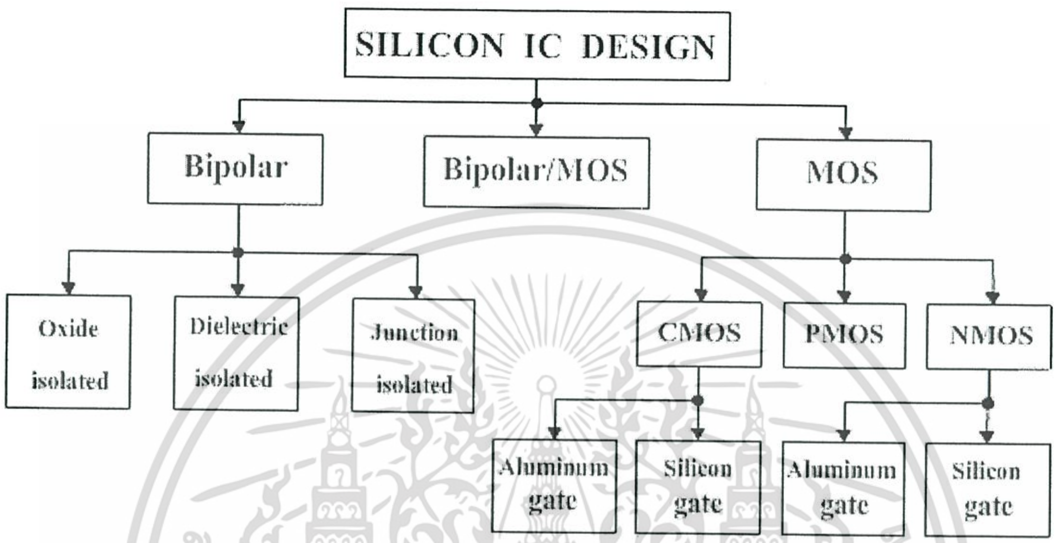
วิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิจัย และพัฒนาการออกแบบโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อาศัยหลักการทำงานของมอสเฟท เป็นหลัก ในการออกแบบวงจรได้จำลองการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ คือ โปรแกรม PSpice ซึ่งจะใช้เป็นข้อแสดงถึงสมรรถนะของวงจรที่เกิดขึ้นว่า มีคุณสมบัติเป็นไปตามหลักการที่ได้ออกแบบไว้หรือไม่

2.2 เทคโนโลยีของมอสเฟท

ในการพัฒนาการของเทคโนโลยี VLSI (Very Large Scale Integration) เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นเทคโนโลยีที่นิยมกันมาก เพราะมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆหลายประการ เช่น การสูญเสียของพลังงานที่ต่ำกว่า มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก การออกแบบง่าย ฯลฯ ซึ่งมีความต้องการมากในงานด้านการประมวลสัญญาณ แบบเป็นวงจรอยู่บนชิพเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งในวงจรอนาลอกก็เป็นบทบาทสำคัญของการผลิตไอซี โดยออกแบบเป็น VLSI ในการออกแบบ VLSI ในระบบที่เป็นวงจรอนาลอก ส่วนใหญ่ที่รู้จักก็คือ วงจรกรองสัญญาณ วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล และดิจิตอลเป็นอนาลอก วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) วงจรควบคุมอัตราการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) ฯลฯ

วิธีการออกแบบไอซีจะนิยมใช้เทคโนโลยีอยู่ 2 แบบ คือ แบบไบโพลาร์ (BJT) และมอส (MOS) โดยจะแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ดังรูปที่ 2.1 โดยทั้งหมดจะอยู่บนรากฐานของเทคโนโลยีวงจรรวมซิลิกอน (Silicon Integrate – Circuit Technology) เดิมการออกแบบวงจรรวมนั้นจะใช้เทคโนโลยีของไบโพลาร์ แต่ในปัจจุบันเทคโนโลยีของมอสได้เจริญเติบโตขึ้นอย่างมาก ทำให้สามารถบรรจุวงจรที่ถูกออกแบบไว้ให้มีความหนาแน่นมากขึ้น เช่นหน่วยความจำ (Memory)

หน่วยประมวลผล (Microprocessor) และจากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าในเทคโนโลยีวงจรรวมมีอุปกรณ์หลายชนิด แต่ในงานวิจัยนี้จะใช้อุปกรณ์มอสเฟทชนิดเอ็นฮานเมนท์ ในการออกแบบ ดังนั้นในบทนี้จะขออธิบายการทำงานของมอสเฟทชนิดเอ็นฮานเมนท์ และมอสเฟทชนิดดีเพลทชั่นต่อไป



รูปที่ 2.1 แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

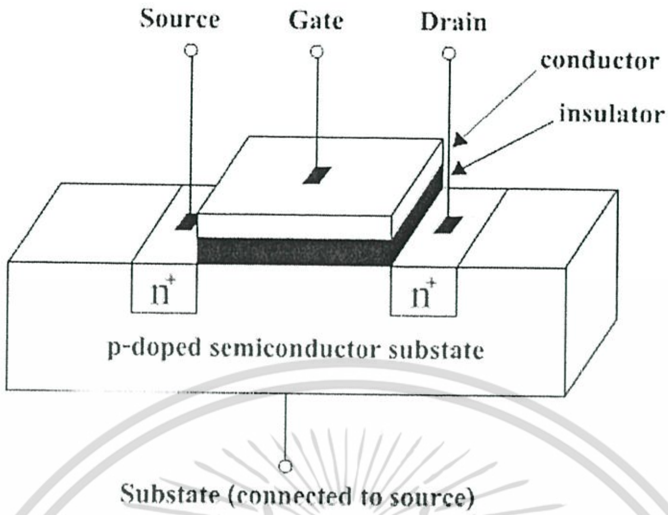
2.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟท

มอสเฟท (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor มีชื่อเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูเลทเตทเกทเฟท (Insulated Gate Field Effect Transistor) เขียนย่อว่า IGFET เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง ซึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันนี้มอสเฟทได้เริ่มเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีโครงสร้างง่าย ขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กทำให้ได้ปริมาณมาก ความต้านทานอินพุทสูง (High Input Impedance) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟทก็ยังมีข้อเสียเปรียบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ การทำงานที่กำลังต่ำ อัตราขยายต่ำ ความเร็วในการทำงานต่ำ

2.3.1 โครงสร้างของมอสเฟท

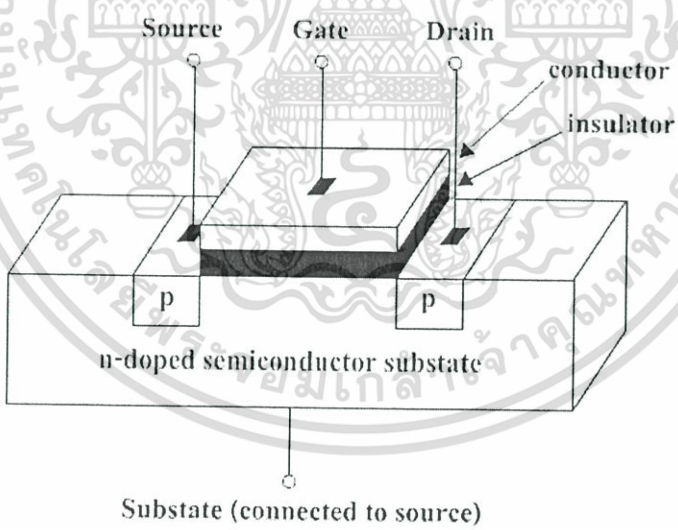
มอสเฟทแบ่งชนิดตามการทำงานได้ 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเมนท์ (Enhancement MOSFET) และดีเพลทชั่นมอสเฟส (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดนี้สามารถแบ่งออกได้อีก 2 ชนิด คือ P-Channel หรือเรียกว่า PMOS และ N-Channel หรือเรียกว่า NMOS โครงสร้างของ PMOS และ

NMOS มีโครงสร้างตรงข้ามกัน โครงสร้าง NMOS ได้แสดงในรูปที่ 2.2 ส่วนโครงสร้างของ PMOS แสดงไว้ในรูปที่ 2.3



(ก)

รูปที่ 2.2 โครงสร้างของ NMOS

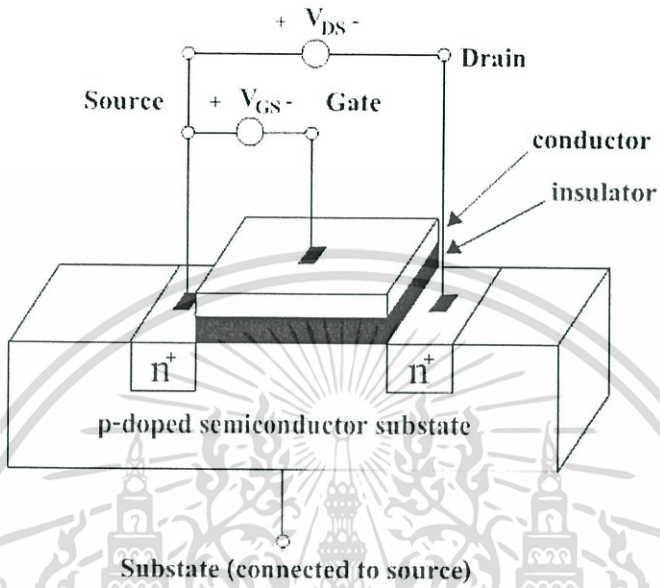


(ข)

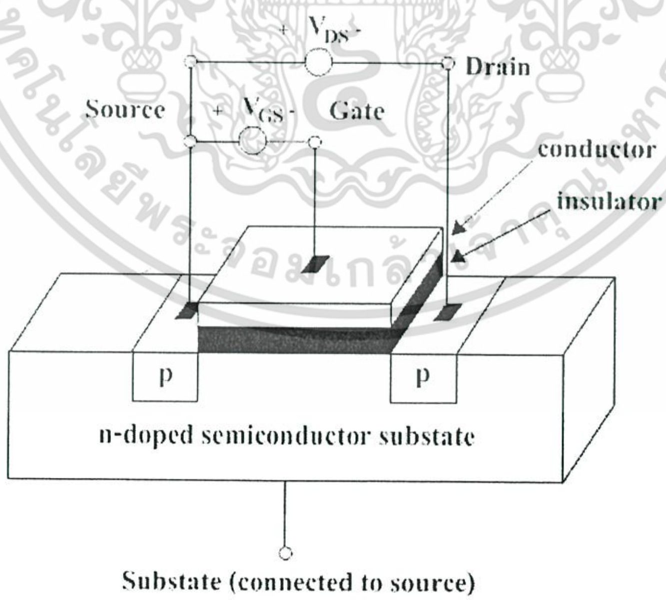
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของ PMOS

NMOS ประกอบด้วยส่วนฐานรองที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นนี้ถูกเรียกว่า ซอส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่าง ซอสกับเดรนจะมีแผ่นฟิล์มบางๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2)

ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์ จะมีโลหะซึ่งทำจาก โพลีซิลิกอน ส่วนนี้ถูกเรียกว่า เกท (Gate) แต่ถ้าส่วนของฐานรอง ทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-Type) และสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ถูกแพร่ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้จะเรียกว่า PMOS



(ก)



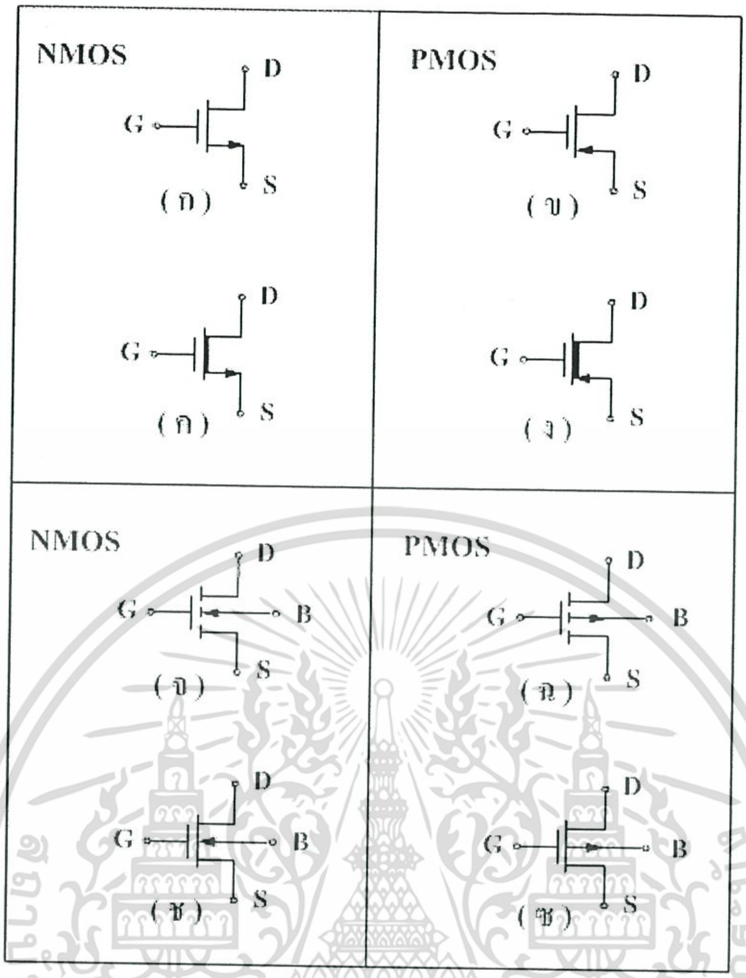
(ข)

รูปที่ 2.4 การไบอัส

รูปที่ 2.4 (ก) แสดงการไบอัสของ NMOS ขณะที่ให้แรงดัน $|V_G - V_T| > 0$ ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำอิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยในฐานรองชนิดพี (P-Type Substrate) เกิดเป็นแชนแนลขึ้น เมื่อให้ไบอัสที่ขั้วเดรนเป็นบวกเทียบกับซอส กระแสอิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนมากของซอสจะไหลไปยังเดรน เกิดเป็นกระแสเดรน ส่วนในรูปที่ 2.4 (ข) แสดงการไบอัสของ PMOS ซึ่งจะแตกต่างกับ NMOS ที่ขั้วของแรงดันไบอัส และทิศทางการไหลของกระแสเดรน อันเกิดจากการเคลื่อนที่ของโฮลซึ่งเป็นส่วนมากของซอสไหลไปยังเดรน

2.3.2 สัญลักษณ์ของมอสเฟท

สัญลักษณ์ของมอสเฟทสามารถบอกให้ทราบได้ว่า เป็นมอสเฟทชนิด N-Channel หรือ P-Channel โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกทแสดงว่าเป็น PMOS ถ้าหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกทแสดงว่าเป็น NMOS ถ้าหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น PMOS สัญลักษณ์ของมอสเฟทยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเฟทเป็นชนิดเอ็นฮานเมนท์มอสเฟท หรือ ดีเพลทชั่นมอสเฟท อีกด้วย ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ต่างๆ ของมอสเฟท

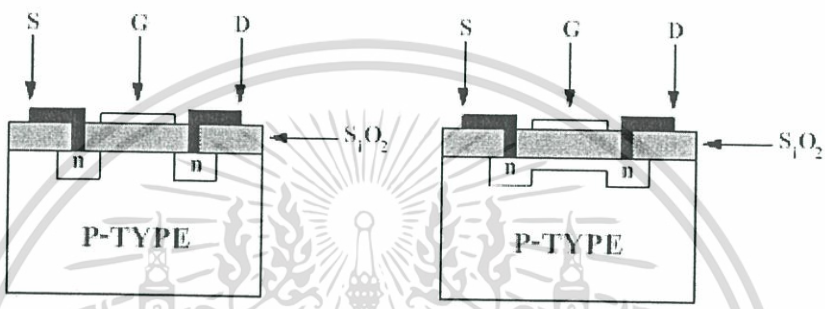
รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟทชนิดต่างๆ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ก. คือ Enhancement NMOS เมื่อโวลท์เตทระหว่างบอดี้และซอส (V_{BS}) เป็นศูนย์ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ข. คือ Enhancement PMOS เมื่อ ($V_{BS} = 0$) สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ค. คือ Depletion NMOS เมื่อ ($V_{BS} = 0$) สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 ง. คือ Depletion PMOS เมื่อ ($V_{BS} = 0$) สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.5 จ. – 2.5 ซ. แสดงสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS เหมือนรูปที่ 2.5 ก. – 2.5 ง. แต่แตกต่างกันตรงที่ ($V_{BS} \neq 0$)

2.3.3 ชนิดของมอสเฟท

มอสเฟทแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นฮานเมนท์โหมดมอสเฟท หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า E-MOSFET และดีเพลทชั่นโหมดมอสเฟท หรือเรียกว่า D-MOSFET ดีเพลทชั่นโหมดบางครั้งเรียกสั้นๆว่า D-MOSFET รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของมอสเฟทชนิด เอ็น-แชนแนลทั้ง 2 แบบ

มอสเฟทประเภทดีพลีชั่นหรือ ดีมอสเฟท (D-MOSFET) ซึ่งทั้ง 2 แบบสามารถที่จะทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดดีเพลทชั่น (Depletion Mode) และโหมดเอ็นฮานเมนท์ (Enhancement Mode) กล่าวคือ ถ้าจ่ายแรงดันลบให้กับดีมอสเฟทแชลแนล N จะทำงานในโหมดดีเพลทชั่น แต่ถ้าจ่ายแรงดันเป็นบวกจะทำงานในโหมดเอ็นฮานเมนท์ ส่วนดีมอสเฟทแชนแนล P ก็จะมีการทำงานคล้ายกันเมื่อได้รับแรงดันที่มีขั้วตรงกันข้ามกับแชนแนล N

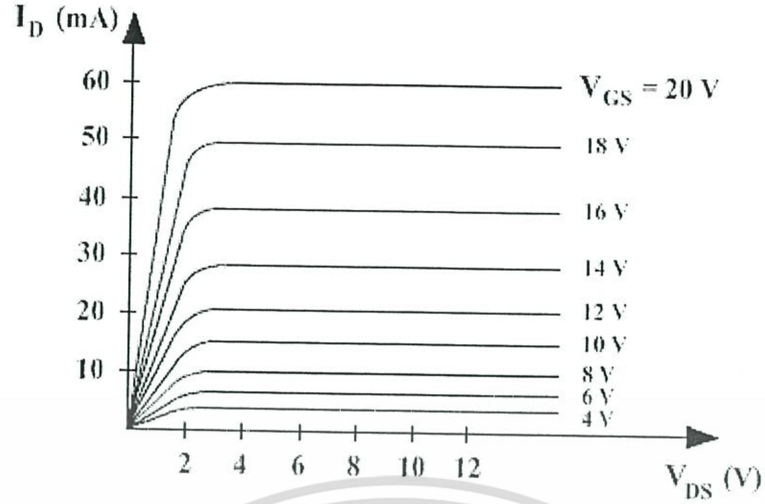
มอสเฟทประเทภเอ็นฮานเมนท์ หรือ อีมอสเฟท (E-MOSFET) จะมีโครงสร้างบางอย่างคล้ายกับมอสเฟทแบบดีเพลทชั่น แต่จะสามารถทำงานได้เฉพาะได้ในโหมดเอ็นฮานเมนท์เท่านั้น



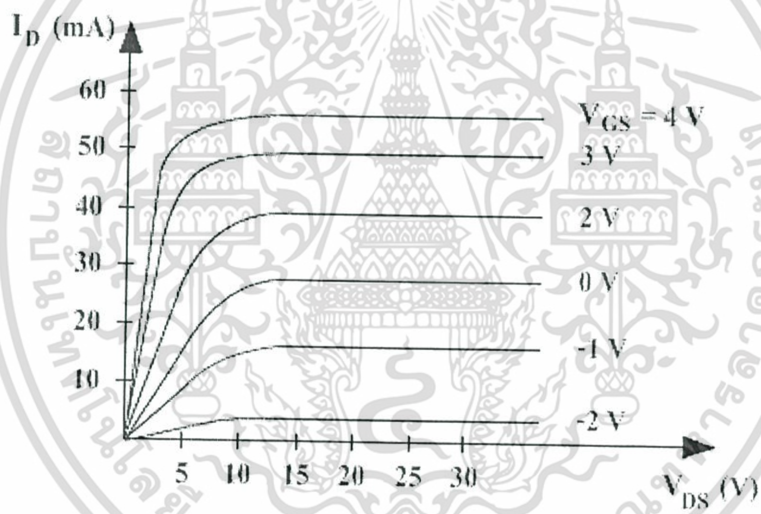
(ก) E – MOSFET (ข) D – MOSFET

รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสเฟทชนิดเอ็น- แชลแนล

จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของ D-MOSFET จะคล้ายกับ E-MOSFET จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่าง ซอสกับเดรนของ D-MOSFET มีการแพร่สารเอ็นอยู่ ดังนั้นจึงมีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อความต่างศักย์ที่เดรนเป็นบวกเทียบกับซอส และความต่างศักย์ระหว่างเกทกับซอสเป็นศูนย์ (V_{GS}=0) เมื่อ (V_{GS}) มีค่าเป็นลบ กระแสเดรนจะลดลง แต่ถ้า(V_{GS}) มีค่าเป็นบวกกระแสเดรนจะไหลเพิ่มขึ้น ส่วนการทำงานของ E-MOSFET จะไม่มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อความต่างศักย์ที่เดรนเป็นบวกเทียบกับซอส และความต่างศักย์ระหว่างเกทกับซอสเป็นศูนย์ ถ้าให้(V_{GS}) มีค่าเป็นบวก จะทำให้เกิดกระแสเดรนไหล ยิ่งให้(V_{GS}) มีค่าเป็นบวกมากขึ้น ก็จะทำให้กระแสเดรนไหลมาขึ้น รูปที่ 2.7 แสดงกราฟคุณสมบัติของ E-MOSFET และ D-MOSFET



(ก) E-MOSFET



(ข) D-MOSFET

รูปที่ 2.7 กราฟคุณสมบัติของมอสเฟทชนิดเอ็น- แชลแนล

2.3.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟท

การทำงานของมอสเฟทเป็นลักษณะใช้ศักดาไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส สมการของมอสเฟทถูกคิดขึ้นโดย Sah [11] และ Shichman and D.Hodges [12] เมื่อปี 1964 ดังสมการที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟท

$$I_D = \frac{K'W}{L}\left\{\left(V_{GS}-V_T\right) - \frac{V_{DS}}{2}\right\} V_{DS} \qquad ; V_{GS} \geq V_T \qquad (2.1)$$

โดยที่ K' คือ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_0 C_{OX}$

μ_0 คือ ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

C_{OX} คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกทอ๊อกไซด์ (Capacitance per Unit Area of the Gate Oxide)

W คือ ความกว้างของช่องนำ (Channel Width)

L คือ ความยาวของช่องนำ (Channel Length)

V_{GS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเกทกับซอส

V_T คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

V_{DS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอส

I_D คือ กระแสเดรน

มอสเฟทมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า $V_{GS} - V_T$ และค่า $|V_{GS}|-|V_T|$ เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสเฟทจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cut off)

$$I_D = 0 \qquad ;|V_{GS}|-|V_T| < 0 \tag{2.2}$$

ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนวงจรเปิด (Open Circuit) ถ้า $|V_{GS}|-|V_T| > 0$ และ $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}|-|V_T|$ แล้วมอสเฟทจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation)

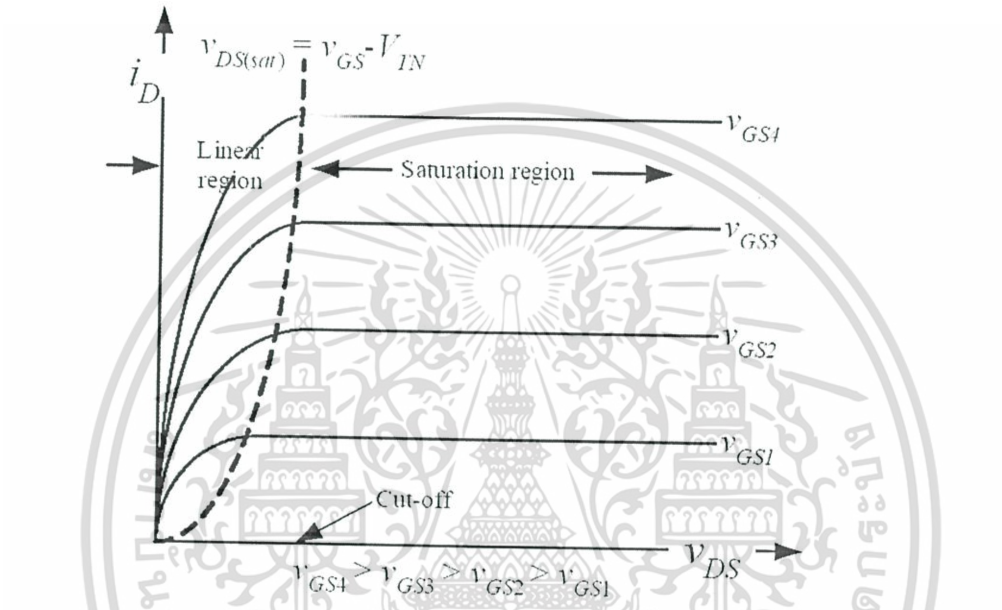
$$I_D = \frac{K'W}{L}\left\{\left(V_{GS}-V_T\right) - \frac{V_{DS}}{2}\right\} V_{DS} \tag{2.3}$$

ถ้า $|V_{GS}|-|V_T| > 0$ และ $|V_{DS}| \geq |V_{GS}|-|V_T|$ แล้วมอสเฟท จะทำงานในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation)

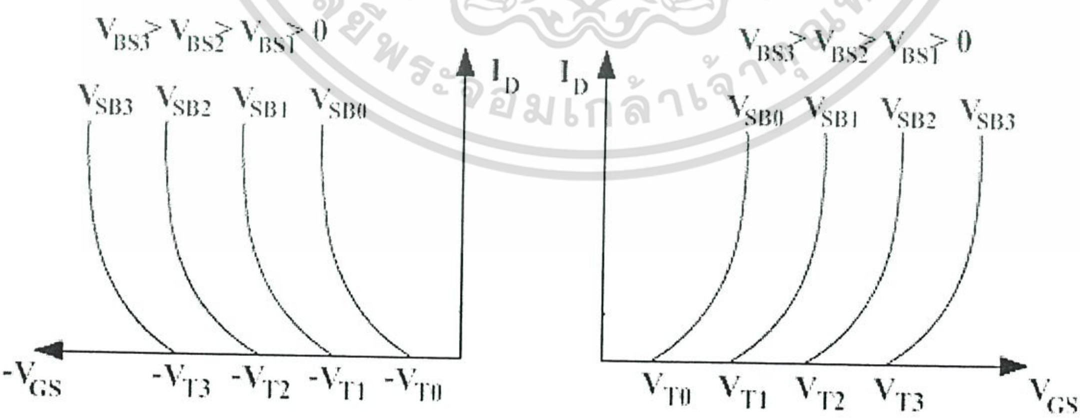
$$I_D = \frac{K'W}{2L}\left(V_{GS} - V_T\right)^2 \tag{2.4}$$

ในการทำงานของมอสเฟทนี้ได้กล่าวอย่างละเอียดอีกครั้ง ในหัวข้อของสมการไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

คุณสมบัติทางเอาท์พุทของมอสเฟท แสดงไว้ดังรูปที่ 2.8 โดยคุณสมบัติของมอสเฟทที่สำคัญอีกอย่างหนึ่ง คือ การแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS} โดยใช้สมการที่ 2.4 ดังรูปที่ 2.9 คุณสมบัติของมอสเฟทแบบนี้ถูกเรียกว่า ทรานสคอนดักแตนซ์ จากรูปที่ 2.9 เป็นการแสดงผลของศักดาระหว่างซอสกับบอดี้ (V_{SB}) ขณะที่ V_{SB} มีการเพิ่มขึ้น ค่าของแรงดันขีดเริ่ม V_T สำหรับมอสเฟทแบบเอ็น-แชลแนล จะเพิ่มขึ้น แต่สำหรับมอสเฟทแบบ พี-แชลแนล จะมีค่าลดลงเมื่อมีการเพิ่มของศักดาระหว่างบอดี้กับซอส (V_{SB})



รูปที่ 2.8 คุณสมบัติของมอสเฟท



(ก) พี-แชลแนลมอสเฟท

(ข) เอ็น-แชลแนลมอสเฟท

รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS}

2.3.5 สมการไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ช่วงต่างๆ

จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้กล่าวมาข้างต้น สามารถแบ่งการไบอัสมอสทรานซิสเตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง โดยจะอ้างอิงมอสทรานซิสเตอร์เอ็นฮานซ์เมนท์โหมดชนิดเอ็นแชนเนล (NMOS) และจะพิจารณาจากค่าแรงดัน (V_{GS} - V_T) และค่าแรงดัน V_{DS} เป็นหลัก

1. ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส (cut-off region) เป็นช่วงที่ทำการไบอัสแรงดันที่ขาเกทกับขาซอส V_{GS} มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม V_T มีผลทำให้กระแสเดรนเป็นศูนย์

$$I_D = 0 \quad ; \quad V_{GS} < V_T \tag{2.5}$$

2. ช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว (Nonsaturation Region) หรือช่วงไทรโอด (Triode Region) หรือช่วงเป็นเชิงเส้น (Linear Region) มีเงื่อนไขการไบอัสคือ แรงดัน $V_{GS} > V_T$ และขณะเดียวกัน $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{GS} > V_T \quad \text{(Induced Channel)} \tag{2.6}$$

และรักษาแรงดัน V_{DS} ให้มีค่าน้อยๆเพื่อให้ช่องทางเดินกระแสมีความต่อเนื่อง

$$V_{GS} - V_T = V_{DS} \tag{2.7}$$

ในย่านการทำงานจะสามารถประมาณได้ตามสมการที่ 2.8

$$I_D = K'\frac{W}{L}\left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right] \tag{2.8}$$

มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ

$$V_{GS} - V_T > 0 \tag{2.9}$$

$$0 < V_{DS} \ll (V_{GS} - V_T) \tag{2.10}$$

ถ้า V_{DS} มีค่าน้อยๆหรือไบอัสให้ $0 < V_{DS} << (V_{GS} - V_T)$ สามารถตัดเทอมของ $\frac{V_{DS}^2}{2}$ และเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_D = K'\frac{W}{L}(V_{GS} - V_T)V_{DS} \tag{2.11}$$

จากความสัมพันธ์อย่างเชิงเส้น สามารถแสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เป็นค่าความต้านทานที่มีความต้านทานเป็นเชิงเส้น R_{DS} ถูกควบคุมด้วยค่าแรงดันของ V_{GS}

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \cong \left[K'\frac{W}{L}(V_{GS} - V_T)\right]^{-1} \tag{2.12}$$

3. ช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) การทำงานในช่วงนี้จะให้แรงดันไบอัส $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ จะได้สมการกระแสเดรนเป็น

$$V_{GS} > V_T \qquad \text{(Induced Channel)} \tag{2.13}$$

หรือ

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \qquad \text{(Pinched Off Channel)} \tag{2.14}$$

การทำงานในย่านอิ่มตัว V_{GS} จะมีค่ามากกว่า V_T และแรงดันที่ขั้วเดรนเทียบกับขั้วเกทจะมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ขอบเขตย่านไทรโอดและย่านอิ่มตัวอธิบายได้ดังนี้

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \qquad \text{(Boundary)} \tag{2.15}$$

เมื่อแทนค่า V_{DS} ลงในสมการที่ 2.8 จะได้ความสัมพันธ์ในย่านอิ่มตัวคือ

$$I_{DS} = \frac{K'}{2}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_T)^2 \tag{2.16}$$

โดยที่มีช่วงขอบเขตการทำงานคือ $V_{GS} - V_T > 0$ และ $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T) > 0$

โดยที่ I_D คือ ค่ากระแสเดรน (Drain Current) (A)

V_{GS} คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกทกับซอส (Gate-Source Voltage) (V)

V_{DS} คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างซอสกับเดรน (Drain-Source Voltage) (V)

V_T คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) (V)

K' คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) โดยมีค่าเท่ากับ μC_{ox} (A/V^2)

μ คือ ค่าสภาพคล่องของตัวโฮลหรืออิเล็กตรอน(surface mobility of carrier) $(cm^2/V\text{-}s)$

C_{ox} คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกทออกไซด์ (Capacitance Per Unit Area of the Gate oxide) (F/cm^2)

W คือ ความกว้างของช่องทางเดินกระแส (Channel Width) (m)

L คือ ความยาวของช่องทางเดินกระแส(Channel Length) (m)

ดังนั้นสรุปได้ว่าสมการกระแสในช่วงอิ่มตัวคงที่(Saturation Region) ไม่ขึ้นกับค่าแรงดันระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอส V_{DS} แต่จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน$\left(V_{GS}-V_T\right)$ซึ่งทำให้สมการเป็นไปตามคุณสมบัติของสมการกำลังสอง (Square-Law Equation) โดยมีกราฟแสดงคุณสมบัติการถ่ายโอน (Transfer Characteristic) ที่ขอบเขตย่านไทรโอดและย่านอิ่มตัวถูกกำหนดด้วยสมการ $V_{DS} - V_{GS} - V_T$ เมื่อนำไปแทนค่าลงในสมการกระแสในย่าน Triode Region และSaturate Region จะได้ว่า

$$I_{DS} = \frac{K'}{2}\frac{W}{L} V_{DS}^{\ 2} \tag{2.17}$$

2.3.6 แบบจำลองของมอสเฟท

ในปัจจุบันได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป วิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่างๆกันอย่างกว้างขวาง โปรแกรม PSpice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [13], [14] เป็นโปรแกรมหนึ่งซึ่งถูกใช้อย่างมากและเป็นที่ยอมรับ ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkeley ที่รัฐแคลิฟอร์เนีย (California) ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม PSpice ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟทออกเป็น 3 รูปคือ LEVEL 1, LEVEL 2, LEVEL 3

LEVEL 1 เป็นแบบจำลองแบบพื้นฐาน ที่ใช้อ้างอิงเป็นสมการต่างๆ เหมาะสำหรับการคำนวณพื้นฐานทั่วไปที่ไม่ต้องการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาด(Error)ต่างๆ ซึ่งสามารถใช้สำหรับการทำงานของมอสเฟทแบบพื้นฐาน ที่มีความยาวของแชลแนลมากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges [12] ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah ด้วย

LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟท ที่มีความยาวของแชลแนลน้อยกว่า 10 ไมครอน ซึ่งเรียกว่า Short Channel Effect LEVEL 2 แตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชลแนล (Effect Channel Length) และประการที่สองคือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region)

LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟท ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง, การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้น และประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีความเหมาะสมใน LEVEL 3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัวและช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว

การเลือกชนิดของแบบจำลองสำหรับใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรนั้นโดยทั่วไปจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ตัวอย่างเช่น แบบจำลองในระดับหนึ่ง เหมาะสมในการใช้วิเคราะห์พื้นฐานโดยผู้ออกแบบ ให้ผลได้ไม่ถูกต้องนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับมอสเฟทที่มีขนาดเล็กเพราะโมเดลระดับนี้ ไม่รวมผลของปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับมอสเฟทขนาดเล็ก และผลของการนำกระแสในย่านที่ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม

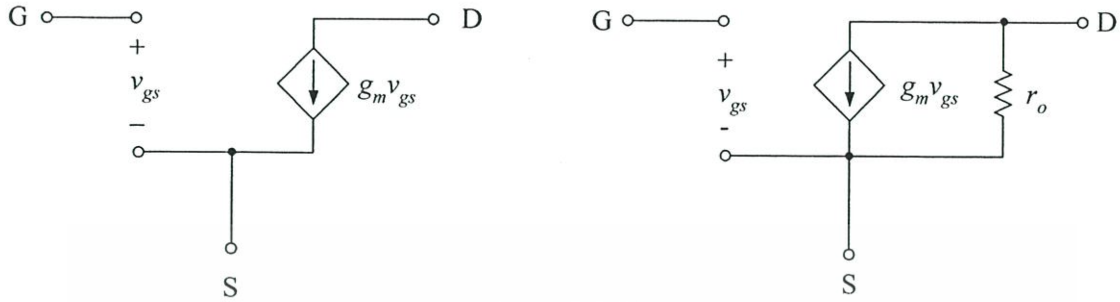
2.4 วงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์

วงจรสมมูล (Small-signal equivalent circuit) ของมอสทรานซิสเตอร์เป็นการแทนอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรไฟฟ้าเพื่อนำไปใช้การวิเคราะห์ผลตอบสนองหรือพฤติกรรมของสัญญาณขนาดเล็กโดยพิจารณาแยกกับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดใหญ่ซึ่งพิจารณาเป็นปริมาณทางไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งได้กล่าวก่อนหน้านี้ มอสทรานซิสเตอร์มีพฤติกรรมเป็นแรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (Voltage–controlled current source) โดยเป็นการให้สัญญาณ v_{gs} และทำให้เกิดกระแส $g_m v_{gs}$ ที่ปลายด้านเดรน ความต้านทานที่ทางอินพุทมีค่าสูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ความต้านทานที่ทางออก (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายด้านเดรน) มีค่าสูง ในการพิจารณาอย่างง่ายๆ จะสมมุติว่ามีค่าเป็นอนันต์ตามรูปที่ 2.10(ก) ข้อเสียของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูป 2.10(ก) คือจะเป็นการสมมุติว่ากระแสเดรนจะอยู่ในช่วงอิ่มตัวและไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน ซึ่งจากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้นพบว่าคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิ่มตัวนั้นจริงๆ แล้วขึ้นอยู่กับ V_{DS} ในลักษณะเชิงเส้น ทำให้แบบจำลองได้เปลี่ยนไปเป็นรูป 2.10(ข) โดยมีตัวต้านทาน r_O มาต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอสซึ่งมีค่าประมาณ

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \tag{2.18}$$

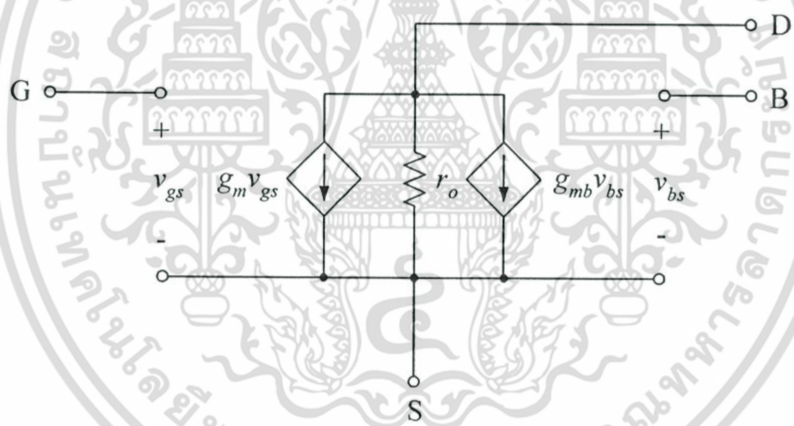
ขณะที่ $V_A=1/\lambda$ โดยทั่วไปค่า r_O อยู่ในช่วง 10 ถึง 1000 kΩ ค่า r_O ที่พิจารณาข้างต้นเป็นการพิจารณามอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่ทางออกมีค่ามาก (แชนแนลขาดออกจากกันระหว่างซอสและเดรน) แต่ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวนั้นค่าความต้านทานที่ทางออกจะมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{\partial V_{ds}}{\partial I_D} \cong \frac{1}{K\left(V_{GS}\text{-}V_T\text{-}V_{DS}\right)} \qquad (2.19)$$



(ก) (ข)

รูปที่ 2.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ (ก) ไม่พิจารณาผลของ λ ขณะทำงานในช่วงอิ่มตัว (ข) พิจารณาผลของ λ โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก



รูปที่ 2.11 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์กรณีที่ฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอส

เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กคือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m ซึ่งมีค่าคือ

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{gs}} \qquad (2.20)$$

ในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จากสมการ (2.20) จะได้

$$g_m = \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|}\left(1+\lambda V_{DS}\right) \cong \sqrt{\frac{2K'W}{L}|I_D|} \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.21) พบว่าค่าของ g_m ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน I_D เป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่และในกรณีที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะได้

$$g_m = \frac{K'W}{L}V_{DS}\left(1+\lambda V_{DS}\right) \cong \frac{K'W}{L}V_{DS} \quad (2.22)$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวถึงข้างต้นเป็นแบบจำลองที่ยังไม่พิจารณาผลของฐานรอง (Body effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองไม่ได้ต่ออยู่กับปลายด้านซอสและทำให้เกิด v_{bs} ขึ้น แสดงตามรูปที่ 2.11 สัญญาณ v_{bs} จะทำเกิดกระแสเดรน $g_m v_{bs}$ โดย g_{mb} เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่ฐานรอง

$$g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{sb}}\right| \begin{matrix} v_{gs} = \text{constant} \\ v_{ds} = \text{constant} \end{matrix} \quad (2.23)$$

กรณีมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัวจะได้

$$g_{mbs} = g_m \frac{\gamma}{2\left(2|\varphi_F|+V_{SB}\right)^{\frac{1}{2}}} = \eta g_m \quad (2.24)$$

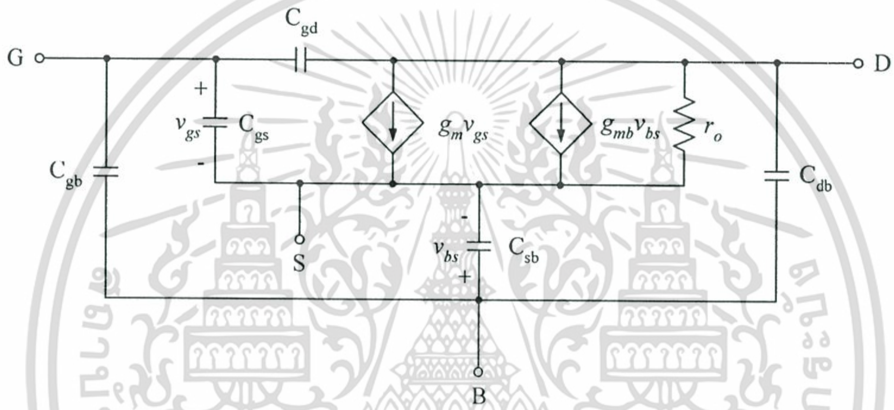
กรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวจะได้

$$g_{mbs} = \frac{K\,\gamma\,V_{DS}}{2\left(2|\varphi_F| + V_{SB}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.25)$$

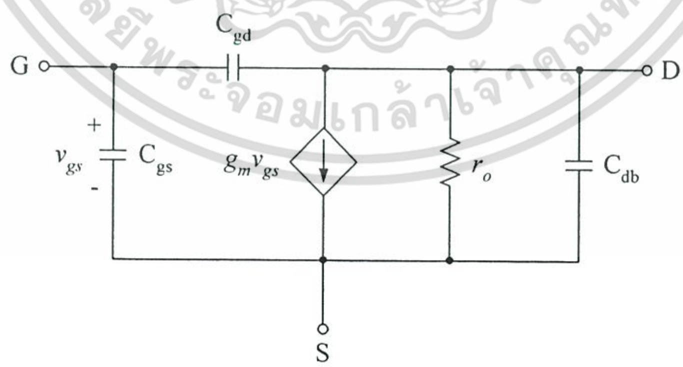
2.5 ผลตอบสนองความถี่

จากหัวข้อที่แล้วซึ่งได้กล่าวถึงวงจรสมมูลหรือแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสทรานซิสเตอร์ ในหัวข้อนี้จะได้เสนอถึงแบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้รวมเอาค่าความจุไฟฟ้ามาพิจารณาด้วย รูปที่ 2.12 (ก) แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ

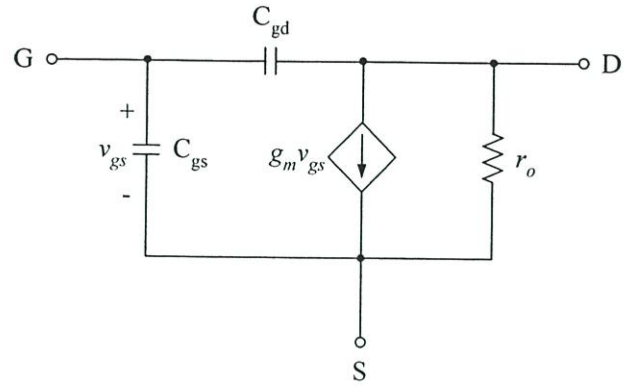
มอสทรานซิสเตอร์ซึ่งรวมค่าความจุไฟฟ้าจำนวนห้าตัวคือ C_{gs} C_{gd} C_{gb} C_{sb} และ C_{db} อย่างไรก็ตาม วงจรนี้ค่อนข้างยุ่งยากและซับซ้อนสำหรับการวิเคราะห์ด้วยมือแต่เหมาะสำหรับในหารวิเคราะห์การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ รูปที่ 2.12 (ข) แสดงวงจรสมมูลกรณีที่ซอสเชื่อมต่อกับฐานรอง ซึ่งวงจรที่ได้มีความสะดวกในการวิเคราะห์มากว่าวงจรในรูป 2.12 (ก) มากแต่อย่างไรก็ตามวงจรในรูป 2.12 (ค) คือวงจรที่เหมาะในการวิเคราะห์ด้วยมือมากที่สุดโดยพิจารณาค่าความจุ C_{db} มีค่าน้อยมากๆ ซึ่งจะทำให้วงจรที่วิเคราะห์ได้ง่ายมากขึ้น ค่าความจุทั้งห้าที่ได้กล่าวถึงข้างต้นมีเพียงค่าความจุที่เกทซอส (C_{gs}) เท่านั้นที่มีบทบาทสำคัญที่สุดในบรรดาค่าความจุทั้งห้าและเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์และพิจารณาที่ความถี่สูง ขณะที่ค่าความจุ C_{sb} และ C_{db} เป็นค่าความจุแฝงในย่านดีพลีชันระหว่างฐานรองกับซอสและฐานรองกับเดรนตามลำดับ และมีค่าเป็น



รูปที่ 2.12 (ก) แบบจำลองวงจรสมมูลของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง



รูปที่ 2.12 (ข) วงจรสมมูลสำหรับกรณีที่ซอสต่อกับฐานรอง



รูปที่ 2.12 (ค) วงจรสมมูลตามรูป (ข) กรณีที่ C_{db} มีค่าน้อยมากๆ

ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกทและฐานรอง (C_{gb}) เป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงของออกไซด์ (Parasitic oxide capacitance) ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างชิ้นสารทางด้านเกท (โลหะหรือโพลีซิลิกอน) กับฐานรอง โดยค่าความจุไฟฟ้า C_{gb} มีค่าคงที่ แต่จริงๆ แล้วค่าความจุไฟฟ้าแฝงชนิดนี้จะวางตัวตามแนวโพลีซิลิกอนและโลหะบนแผ่นชิพและจะถูกพิจารณาเฉพาะการจำลองและการคำนวณของวงจรและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่มีความถี่สูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ค่าโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับความหนาของออกไซด์และมีค่าอยู่ในช่วง 0.04 fF ถึง 0.15 fF ต่อตารางไมครอนของรอยต่อที่เลื่อมล้ำกัน ค่าความจุไฟฟ้า C_{gs} และ C_{gd} เกิดจากเกทกับซอสและเกทกับเดรน ตามลำดับ โดยที่ C_{OX} เป็นค่าความจุออกไซด์ต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่จากเกทถึงแชนแนล ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าทั้งหมดข้างใต้เกทมีค่าเท่ากับ $C_{OX}WL$ ซึ่งค่านี้เป็นค่าโดยแท้จริงของการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์และเป็นรูปแบบการใช้งานในการควบคุมให้เกิดการนำไฟฟ้าที่แชนแนลขณะที่ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว ค่าความจุไฟฟ้านี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนเท่าๆ กันระหว่างซอสและเดรนจะได้

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} WL \tag{2.26}$$

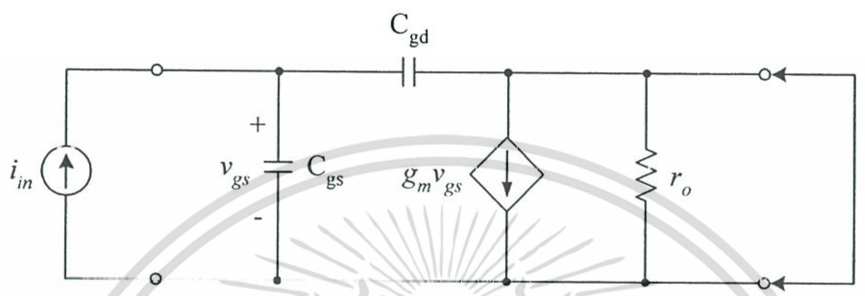
ขณะที่มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว แชนแนลจะหดแคบลงจนขาดออกที่ปลายด้านเดรน ซึ่งทำให้แรงดันเดรนมีผลเพียงเล็กน้อยต่อทั้งแชนแนลและประจุที่เกท ดังนั้นส่วนหนึ่งของค่า C_{gd} โดยทั่วไปแล้วมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการทำงานอิ่มตัว ขณะที่อีกส่วนซึ่งเกิดจากค่าความจุแฝงที่ออกไซด์ เนื่องจากบางส่วนของเกทซ้อนทับกับบางส่วนของเดรน โดยค่า C_{gd} มีค่าอยู่ในระดับ 1fF ถึง 10fF ในการคำนวณค่า C_{gs} ในช่วงอิ่มตัวเราจะต้องคำนวณค่าจำนวนประจุทั้งหมด Q_T ที่อยู่ในแชนแนล จะได้

$$Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox} \left(V_{GT} - V_T \right) \tag{2.27}$$

ดังนั้น

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{gs}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \tag{2.28}$$

นอกจากนี้ค่าความจุ C_{gs} ยังต้องการรวมกับส่วนที่เกิดจากค่าความจุออกไซด์เนื่องจากพื้นที่บางส่วนของเกทซ้อนทับพื้นที่บางส่วนของซอส



รูปที่ 2.13 การหาอัตราการขยายกระแสขณะปิดวงจร

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งสำหรับการทำงานที่ความถี่สูงของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็นวงจรขยายคือความถี่ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity-gain frequency) คือ f_T โดยมีนิยามว่าเป็นความถี่ที่อัตราขยายกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในรูปแบบวงจรคอมมอนซอสที่มีค่าเป็นหนึ่งขณะที่ปิดวงจร รูปที่ 2.13 แสดงแบบจำลองแบบ Hybrid-π ของมอสทรานซิสเตอร์ในลักษณะคอมมอนซอสระหว่างขั้วอินพุทและขั้วเอาท์พุท ในการหาอัตราการขยายกระแสขณะปิดวงจรจะต้องทำการป้อนกระแส i_i ที่อินพุทและที่เอาท์พุทปิดวงจร กระแสที่เอาท์พุทสามารถเขียนได้คือ

$$i_o = g_m v_{gs} - sC_{gd} v_{gs} \tag{2.29}$$

เนื่องจากค่า C_{gd} มีค่าน้อยมาก ทำให้พจน์หลังของสมการ (2.29) มีค่าน้อยมากๆ ดังนั้นสมการที่ (2.29) สามารถประมาณได้ คือ

$$i_o \cong g_m V_{gs} \tag{2.30}$$

จากรูปที่ 2.13 สามารถแสดงค่า v_{gs} ในพจน์ของกระแสอินพุท i_i ได้คือ

$$v_{gs} = \frac{i_i}{s\left(C_{gs} + C_{gd}\right)} \tag{2.31}$$

จากสมการ (2.30) และ (2.31) จะได้อัตราขยายกระแสขณะปิดวงจรได้เป็น

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m}{s\left(C_{gs} + C_{gd}\right)} \tag{2.32}$$

เมื่อ $s = j\omega$ จะได้อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่งที่ความถี่

$$\omega_T = g_m / \left(C_{gs} + C_{gd}\right) \tag{2.33}$$

ดังนั้นความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ค่า f_T คือ

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi\left(C_{gs} + C_{gd}\right)} \tag{2.34}$$

จากสมการที่ (2.34) จะเห็นว่าค่า f_T แปรผันตามค่า g_m และแปรผกผันกับค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวมอสทรานซิสเตอร์ เมื่อแทนค่า g_m ลงในสมการที่ (2.34) เราจะพบว่าค่า f_T จะขึ้นอยู่กับกระแสเดรน ซึ่งสามารถสรุปได้ว่ากระแสเดรนมีส่วนในการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูง โดยทั่วไปค่าของ f_T จะมีค่าอยู่ในช่วงประมาณ 100MHz สำหรับเทคโนโลยีแบบเก่า เช่น เทคโนโลยีซีมอสขนาด 5μm แต่ถ้าเป็นเทคโนโลยีความเร็วสูงที่ใหม่กว่า เช่น เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.8μm จะมีค่า f_T อยู่ในช่วงหลายๆ GHz

2.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง พื้นฐานการทำงานของมอสเฟท เทคโนโลยีซีมอส และทฤษฎีการทำงานของมอสเฟทในย่านต่างๆ โครงสร้างและสัญลักษณ์ ชนิดของมอสเฟท แบบจำลองของมอสเฟทที่ใช้กันในปัจจุบันรวมถึงที่ใช้ในโปรแกรม PSpice และมีสมการที่เกี่ยวข้องเพื่อช่วยการคำนวณวงจรต่างๆที่ประกอบขึ้นจากมอสเฟท ซึ่งมอสเฟทเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่งสามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้ด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแรงดันที่ขาเกท สามารถแบ่งตามชนิดของมอสเฟทได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟท และดีพลีชั่นมอสเฟท โดยแต่ละชนิดแบ่งออกเป็น PMOS และ NMOS ซึ่งการไบอัสจะมีลักษณะ

ตรงกันข้าม เมื่อพิจารณาสมการกระแสเดรนของมอสเฟทแบ่งเป็นย่านการทำงานขึ้นอยู่กับค่าของ V_{GS} - V_T ที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับมอสเฟท โดยจะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม V_T จึงจะสามารถควบคุมกระแสเอาต์พุตได้ สิ่งที่ได้กล่าวถึงทั้งหมดนี้เพื่อที่จะเป็นพื้นฐานในการนำเอาคุณสมบัติของมอสเฟทไปใช้ในการออกแบบวงจร เพื่อให้วงจรที่ทำการออกแบบนั้นเป็นไปตามทฤษฎี ถูกต้อง แม่นยำ โดยจะกล่าวในบทที่ 3 และบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 3
หลักการของวงจร

3.1 บทนำ

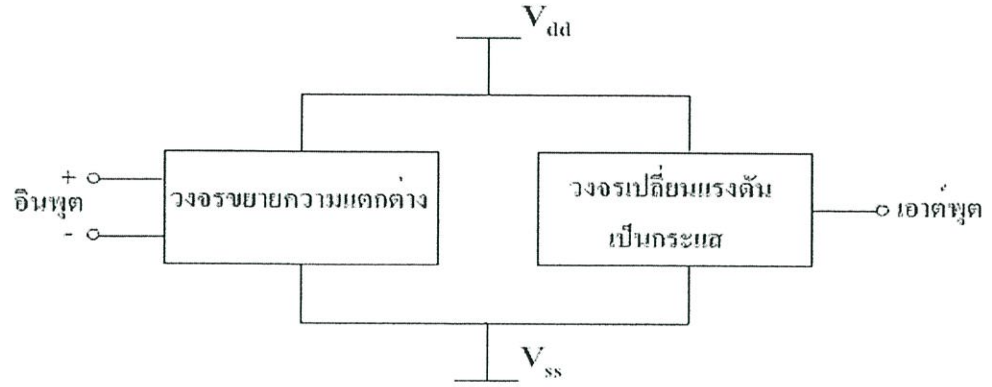
วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้โดยใช้โอทีเอแบบซีมอสในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบขึ้นจากวงจรย่อยที่เป็นวงจรพื้นฐานทั่วไป ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎี การทำงานของวงจรประกอบด้วยวงจรโอทีเอ รูปแบบของวงจรโอทีเออย่างง่าย การนำวงจรโอทีเอมาใช้งานสร้างเป็นวงจรบวกและลบสัญญาณ วงจรกรองความถี่ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงวงจรกรองผ่านทุกความถี่ วงจรควอเครเจอร์ออสซิเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง (High-Q band pass filter) เพื่อประกอบการพิจารณาในการออกแบบและศึกษาการทำงานของวงจรในบทต่อๆไป

3.2 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

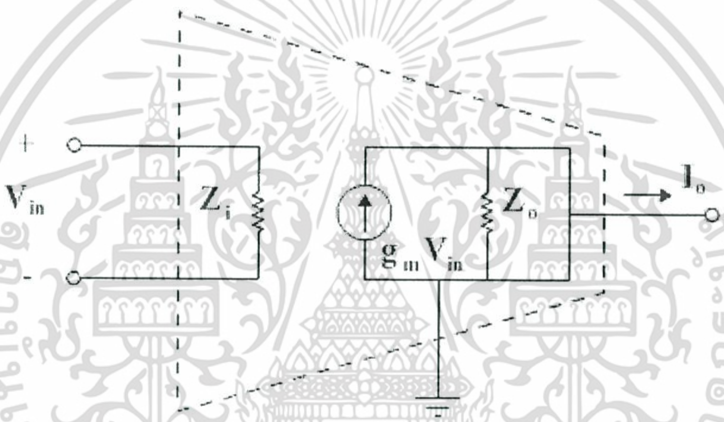
วงจรขยายความนำถ่ายโอน(Operational Transconductance Amplifier: OTA) หรือที่เรียกกันทั่วไปว่า “โอทีเอ (OTA)” เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ตัวหนึ่งที่มีผู้นิยมนำมาประยุกต์ใช้งานสร้างเป็นวงจรต่างๆอย่างกว้างขวาง เนื่องด้วยโอทีเอเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในรูปของสัญญาณจุดเข้าเป็นแรงดันและสัญญาณจุดออกอยู่ในรูปของกระแส และค่าความนำ (Transconductance) ของตัวโอทีเอเองที่สามารถแปรค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเป็นเหตุผลหนึ่งที่ทำให้โอทีเอได้รับความสนใจ โดยโอทีเอนั้นจะมีแบบทั้งที่เป็นไบโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ แต่สำหรับในหัวข้อนี้จะพิจารณาเฉพาะในส่วนของโอทีเอแบบพื้นฐานที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

3.2.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรโอทีเอเป็นวงจรขยายชนิดหนึ่งที่ทำงานในลักษณะที่สัญญาณแรงดันอินพุตควบคุมกระแสเอาต์พุต (Voltage Control Current Source : VCCS) มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance) และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) สูง โดยรูปที่ 3.1 จะแสดงบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมมูลทางอุดมคติ



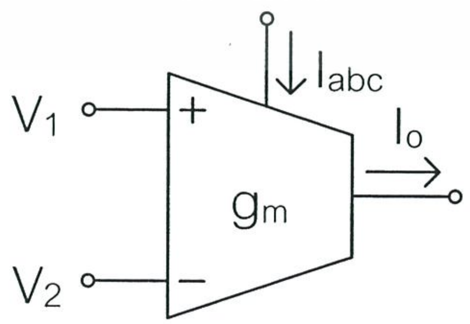
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลทางอุดมคติ

3.2.2 สัญลักษณ์ของวงจร OTA

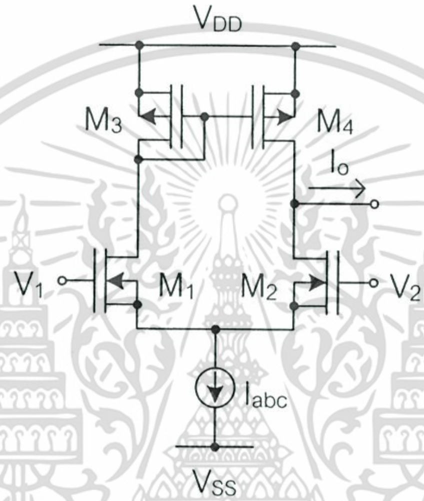
ส่วนในรูปที่ 3.3 แสดงสัญลักษณ์ของ OTA



รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์ของวงจร OTA

วงจรโอทีเอมีพื้นฐานมาจากวงจรขยายความแตกต่างและแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ดังรูปที่ 3.4 จากรูปจะมีมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอร์เรนเชียล ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วน M_3 และ M_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งให้อัตราส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่งโดยมีกระแส I_{abc} เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดัน V_{in} จะทำให้เกิดกระแสสะท้อนขึ้นที่ M_1 และ M_2 ตามลำดับ โดยมีกระแสเอาต์พุตมีค่า I_o

3.2.3 วงจร OTA ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.4 วงจร OTA อย่างง่ายสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$I_o = g_m\left(V_1 - V_2\right) \tag{3.1}$$

เมื่อ g_m คือ อัตราขยายความนำ ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวทำงานในช่วงอิ่มตัว ค่าอัตราขยายความนำ สามารถที่จะควบคุมค่าได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_{abc} สามารถเขียนได้คือ

$$g_m = \sqrt{\mu_0 C_{ox}\left(W/L\right) I_{abc}} \tag{3.2}$$

หรือ

$$g_m = \sqrt{K'\left(W/L\right) I_{abc}} \tag{3.3}$$

โดยที่ $K' = \mu_0 C_{ox}$

I_{abc} คือ กระแสไบอัสที่ให้กับวงจร

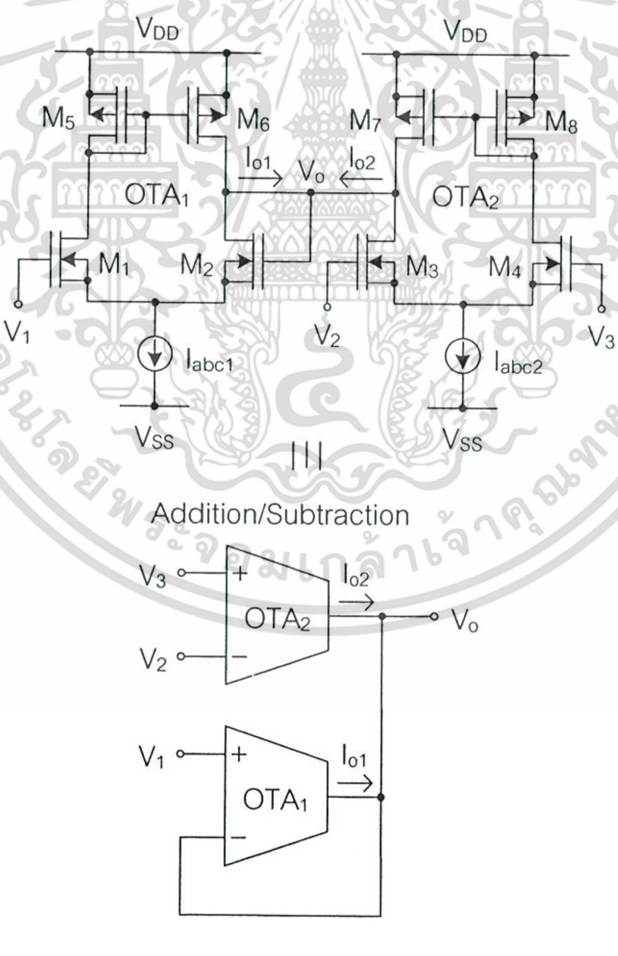
μ_0 คือ ความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน

C_{ox} คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกทออกไซด์

W และ L คือ ค่าความกว้างและความยาวของแชนแนลตามลำดับ

3.3 วงจรบวกและลบสัญญาณ

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรบวกและลบสัญญาณ วงจรนี้อาจเรียกว่าวงจรพูล (Pool circuit) อ้างอิงในบทความ[25]-[26] สมมติว่า nMOS ในรูปที่ 3.5 ถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงอิ่มตัวและกำหนดให้ $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และค่าแรงดันเทรชโฮลของ M_1 ถึง M_4 มีค่าเท่ากับ K และ V_{TH}



รูปที่ 3.5 วงจรบวกและลบสัญญาณ

กระแส I_{o1} และ I_{o2} ของวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3.5 สามารถเขียนได้ คือ

$$I_{o1} = K(V_1 - V_o)\sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_1 - V_o)^2} \quad (3.4)$$

$$I_{o2} = K(V_3 - V_2)\sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_3 - V_2)^2} \quad (3.5)$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตสามารถเขียนได้ คือ

$$V_o = V_1 - V_2 + V_3 \quad (3.6)$$

วงจรพูล หมายถึง วงจรที่ปริมาณกระแสไหลเข้าเท่ากับปริมาณกระแสไหลออกที่ตำแหน่งเอาต์พุต V_O ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.5 จะสามารถเรียกได้ว่าเป็นวงจรบวกและลบสัญญาณซึ่งกำหนดได้ดังสมการที่ (3.6)

3.4 วงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ เป็นวงจรไฟฟ้าประเภทหนึ่งที่ตอบสนองต่อสัญญาณที่เข้ามาในลักษณะที่ยอมเฉพาะสเปคตรัมของสัญญาณภายในช่วงที่กำหนดผ่านวงจรไปได้และกันสเปคตรัมของสัญญาณนอกเหนือจากช่วงที่กำหนดไม่ให้ผ่านวงจรไปได้ หรืออาจกล่าวได้ว่าเป็นวงจรแปลงสัญญาณอินพุต เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตตามที่ต้องการ สัญญาณเหล่านี้อาจจะถูกพิจารณาในโดเมนของเวลาหรือโดเมนของความถี่ สำหรับการพิจารณาตามโดเมนของความถี่นั้น วงจรกรองความถี่เป็นอุปกรณ์สำหรับเลือกความถี่ (Frequency selective device) ซึ่งยอมให้สัญญาณผ่านเฉพาะความถี่ที่ต้องการ และจะลดทอนสัญญาณที่ความถี่อื่นๆ

วงจรกรองความถี่อาจจะแบ่งตามกระบวนการ สัญญาณที่ใช้ คือ วงจรกรองความถี่ทางอนาลอก ที่ใช้กับกระบวนการของสัญญาณที่มีฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงต่อเนื่องกับเวลา (Continuous-Time Variable) และวงจรกรองความถี่ทางดิจิตอล ที่ใช้กับการประมวลสัญญาณเชิงตัวเลข ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง นอกจากนี้อาจจะแบ่งวงจรกรองความถี่ตามชนิดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้าง คือ วงจรกรองความถี่ชนิดพาสซีฟ และวงจรกรองความถี่ชนิดแอกทีฟ

วงจรกรองความถี่ที่ใช้สำหรับเลือกความถี่ โดยให้สัญญาณผ่านได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการซึ่งเรียกช่วงผ่านนี้ว่า ช่วงผ่านสัญญาณ (band pass) และในช่วงลดทอนสัญญาณที่อยู่นอกเหนือจาก

ช่วงความถี่ที่ต้องการ เราเรียกช่วงนี้ว่า ช่วงหยุดสัญญาณ (stop band) และความถี่ที่อยู่ระหว่างย่านผ่านสัญญาณและย่านหยุดสัญญาณ จะเรียกว่า ความถี่คัดออฟ (Cut off Frequency)

3.4.1 ชนิดของวงจรกรองผ่านความถี่ในอุดมคติ

ในทางอุดมคติช่วงผ่านจะมี $|T(s)| = 1$ ส่วนช่วงหยุดจะมี $|T(s)| = 0$ ด้วยรูปแบบของช่วงผ่านและช่วงหยุดนี้ จึงมีวงจรกรองความถี่พื้นฐานเกิดขึ้น 4 ชนิด คือ

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter)
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band pass filter)
4. วงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (Band stop filter)

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่ด้วยวงจร โอทีเอ ซึ่งเป็นวงจรกรองที่ให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านได้ ดังนั้นในบทนี้จึงขอกล่าวถึงเนื้อหาเกี่ยวกับวงจรกรองผ่านทุกความถี่

3.4.2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All pass Filter)

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ผ่าน(Allpass Filter) เป็นวงจรกรองที่สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านวงจรไปได้โดยผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ตลอด ไม่ขึ้นกับความถี่ รูปการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.6

รูปที่ 3.6 การตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ

3.4.3 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

สำหรับวงจรกรองผ่านทุกความถี่จะมีผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเป็นฟังก์ชันของความถี่ โดยผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสามารถวิเคราะห์จากฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ซึ่งเป็นฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรทั่วไปที่มีรูปสมการดังสมการที่ (3.7) เป็น

$$H(s) = \frac{K(s-z_1)(s-z_2)...(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)...(s-p_m)} = \frac{KP(s)}{Q(s)} \tag{3.7}$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่ z_i เป็นซีโร (zero) ตัวที่ i เมื่อ i = 1, 2, …, m และ p_i เป็นโพล (pole) ตัวที่ i เมื่อ i = 1, 2, …, n ถ้าแทน $s = j\omega$ ลงในสมการที่ (3.7) จะได้ว่า

$$H(j\omega) = \frac{K\,M_1M_2...M_m}{N_1N_2...N_n}\, e^{j(\alpha_1+\alpha_2+...+\alpha_m-\beta_1-\beta_2-...-\beta_n)} \tag{3.8}$$

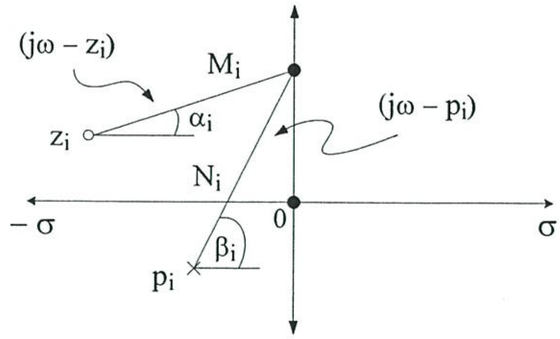
โดยในที่นี้เรากำหนดให้ $(j\omega - z_i) = M_i e^{j\alpha_i}$ เมื่อ i = 1, 2, … ,m และกำหนดให้ $(j\omega - p_i) = N_i e^{j\beta_i}$ เมื่อ i = 1, 2, … ,n

จากสมการที่ (3.8) อาจเขียนแยกผลตอบสนองทางขนาด $|H(j\omega)|$ และผลตอบสนองทางเฟส $\varphi(\omega)$ ออกได้เป็นดังสมการที่ (3.9) และสมการที่ (3.10) ตามลำดับ

$$|H(j\omega)| = \frac{K\,M_1M_2...M_m}{N_1N_2...N_n} \tag{3.9}$$

$$\varphi(\omega) = \angle H(j\omega) = \alpha_1 + \alpha_2 + ... + \alpha_m - \beta_1 - \beta_2 - ... - \beta_n \tag{3.10}$$

เมื่อแทน $(j\omega - z_i)$ ด้วยเวกเตอร์จาก Z_i ไปยัง $j\alpha$ ในระนาบเอส (s - plane) จะพบว่าความยาวของเวกเตอร์ $(j\omega - z_i)$ ก็คือขนาดของ M_i และทิศทางของเวกเตอร์จะแสดงเฟส α_i ในทำนองเดียวกัน เมื่อ $(j\omega - p_i)$ แทนด้วยเวกเตอร์จาก p_i ไปยัง $j\omega$ ก็จะได้ขนาดและเฟสดังแสดงในรูปที่ 3.7 ดังนั้น หากแทน $(j\omega - z_i)$ และ $(j\omega - p_i)$ ของ $H(j\omega)$ ด้วยเวกเตอร์ก็จะสามารถหา $|H(j\omega)|$ และ $\varphi(\omega)$ ได้จากสมการที่ (3.9) และ (3.10)



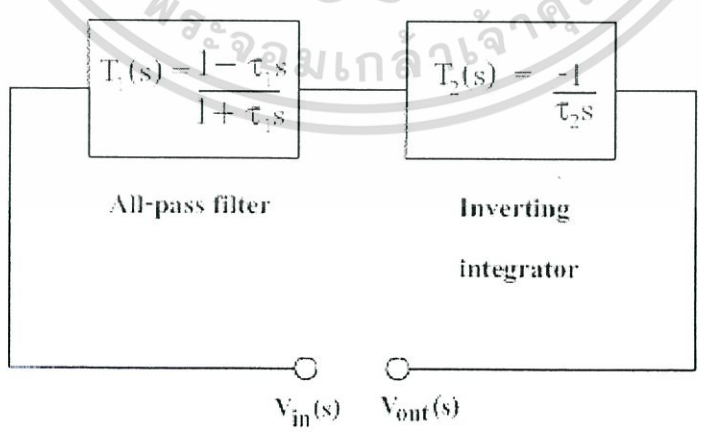
รูปที่ 3.7 เวกเตอร์ของซีโรและโพลในระนาบเอส

3.5 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์

วงจรออสซิเลเตอร์หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ เป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญในด้านการวัด ระบบเครื่องมือวัด การประมวลผลสัญญาณ ตลอดจนระบบอิเล็กทรอนิกส์และการสื่อสาร โดยเฉพาะวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) คือ วงจรที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ชนิดควอเดรเจอร์ที่มีเฟสต่างกัน 90° (ตั้งฉากกัน)

3.5.1 หลักการของวงจรออสซิเลเตอร์

หลักการทำงานของวงจรประกอบไปด้วย วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ อีกวงจรหนึ่งเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส ซึ่งแสดงแผนผังการทำงานในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แผนผังการออสซิเลต

โดยมีฟังก์ชั่นการถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = T_1(s)T_2(s) = \frac{s\tau_1 - 1}{s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2} \tag{3.11}$$

ในการทำงานเป็นวงจรออสซิเลเตอร์ ต้องกำหนดให้อัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) เท่ากับหนึ่ง นั่นคือ $V_{out}(s) = V_{in}(s)$ ดังนั้น

$$T_1(s)T_2(s) = \frac{s\tau_1 - 1}{s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2} = 1 \tag{3.12}$$

ดังนั้นสมการคุณสมบัติของการออสซิเลต

$$s^2\tau_1\tau_2 + s(\tau_2 - \tau_1) + 1 = 0 \tag{3.13}$$

เงื่อนไขของการออสซิเลต คือ $\tau_2 = \tau_1$

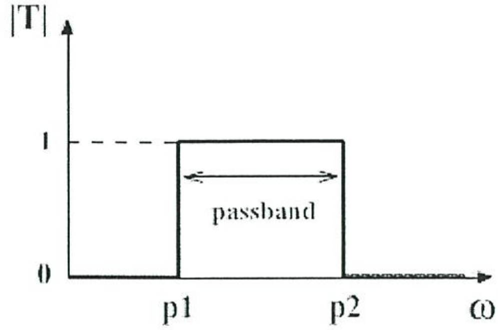
ดังนั้นความถี่ของการออสซิเลต คือ

$$\omega^2 = \frac{1}{\tau_1\tau_2} \tag{3.14}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}} \tag{3.15}$$

3.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง

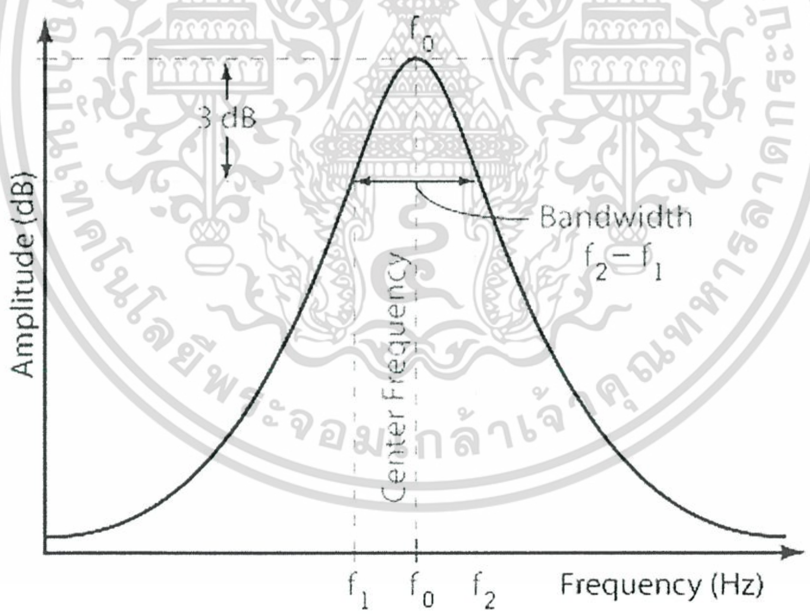
วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง(High-Q bandpass filter) เป็นวงจรกรองที่มีช่วงความถี่ที่เป็นแถบผ่านตั้งแต่ ω_{p1} ถึง ω_{p2} ส่วนช่วงความถี่อื่นนอกเหนือจากนี้จะเป็นแถบหยุด การตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.9 การตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางอุดมคติ

ในส่วนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 จากรูป ค่า Q (Quality factor) นั้น สามารถที่จะคำนวณได้จากสมการที่ 3.16

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{BW} \tag{3.16}$$



รูปที่ 3.10 การตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูงในทางอุดมคติ

3.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรที่ใช้ประกอบอยู่ในวิทยานิพนธ์ โดยกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของวงจรโอทีเอ รูปแบบของวงจรโอทีเออย่างง่าย วงจรบวกและลบสัญญาณที่สร้างจากโอทีเอ ทฤษฎีและการทำงานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง (High-Q bandpass filter) ซึ่งเป็นสิ่งที่จะช่วยในการพิจารณาการทำงานของวงจร ทำให้เกิดความเข้าใจในการทำงานของวงจรได้ง่ายยิ่งขึ้น ทั้งยังสามารถจะนำเอาความเข้าใจในวงจรเหล่านี้ไปปรับใช้ในวงจรอื่นๆได้อีกด้วย

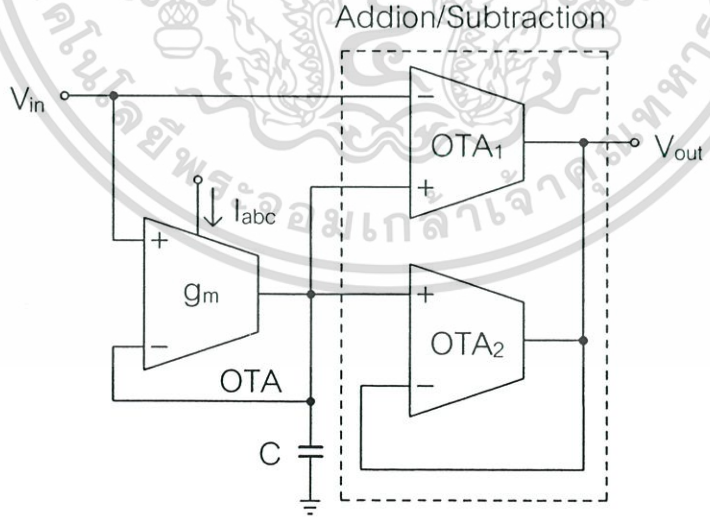
บทที่ 4
โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งสร้างจากวงจรอัตราขยายความนำถ่ายโอนหรือโอทีเออย่างง่าย โดยนำเอาทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 มาประกอบการออกแบบเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ การวิเคราะห์ผลกรณีไม่เป็นอุดมคติ การจำลองการทำงานและผลการทำงานของวงจรแสดงโดยโปรแกรม PSpice เพื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรและบทสรุป

4.2 โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ที่นำเสนอนั้น สามารถสร้างได้จากการนำวงจร OTA อย่างง่ายในรูปที่ 3.4 ต่อตัวเก็บประจุลงกราวด์หนึ่งตัวและต่อกับวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3.5 โดยวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ

4.2.1 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ

ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรสามารถกำหนดได้ คือ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m - sC}{g_m + sC} \tag{4.1}$$

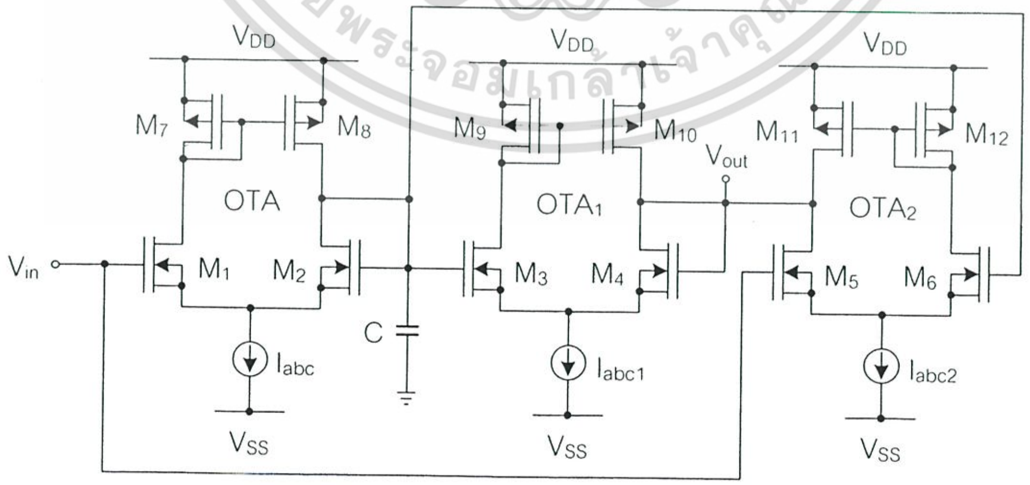
จากสมการที่ (4.1) ค่าความถี่เชิงมุม (ω_o) มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \tag{4.2}$$

และเฟสของสมการที่ (4.1) กำหนดได้คือ

$$\varphi = -2\tan^{-1}(\omega C / g_m) \tag{4.3}$$

จากสมการที่ (4.2) ค่าความถี่เชิงมุมสามารถปรับค่าได้โดย g_m ผ่านกระแสไบอัส I_{abc} ดังนั้นจึงเรียกว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และจากสมการที่ (4.3) สามารถแสดงได้ว่าวงจรสามารถเลื่อนเฟสจาก $-\pi$ ถึง 0 รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สมบูรณ์ที่มีค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันตามสมการที่ (4.1) จากรูปจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอใช้มอสทรานซิสเตอร์ 12 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่ายและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 1 ตัวเท่านั้นและวงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก



รูปที่ 4.2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอที่สมบูรณ์

4.3 ผลกรณีไม่เป็นอุดมคติ

ผลในกรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณ และคุณสมบัติของวงจรขยายความนำถ่ายโอนที่นำมาสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ โดยเมื่อพิจารณาผลกรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณ จากสมการที่ (3.6) สามารถเขียนได้เป็น

$$V_o = \beta_1 V_1 - \beta_2 V_2 + \beta_3 V_3 \tag{4.4}$$

เมื่อ $\beta_1(s) = \beta_1 = 1 - \varepsilon_{1v}$ และ $\varepsilon_{1v}(|\varepsilon_{1v}| << 1)$ แสดงค่า Voltage tracking error ระหว่างขั้ว V_1 และ V_0 ของวงจรบวกและลบสัญญาณ

$\beta_2(s) = \beta_2 = 1 - \varepsilon_{2v}$ และ $\varepsilon_{2v}(|\varepsilon_{2v}| << 1)$ แสดงค่า Voltage tracking error ระหว่างขั้ว V_2 และ V_0 ของวงจรบวกและลบสัญญาณ

$\beta_3(s) = \beta_3 = 1 - \varepsilon_{3v}$ และ $\varepsilon_{3v}(|\varepsilon_{3v}| << 1)$ แสดงค่า Voltage tracking error ระหว่างขั้ว V_3 และ V_0 ของวงจรบวกและลบสัญญาณ

พิจารณาผลกรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรขยายความนำถ่ายโอน ค่าความนำถ่ายโอน g_m อ้างอิงในบทความ [27] เขียนได้ คือ

$$g_m = \frac{g_m \omega_g}{s + \omega_g} \tag{4.5}$$

เมื่อ ω_g แสดงถึงโพลลำดับที่หนึ่งของวงจรขยายความนำถ่ายโอน อ้างอิงในบทความ [27] โดยค่าความนำถ่ายโอน สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$g_m \cong g_m(1 - \mu s) \tag{4.6}$$

เมื่อ $\mu = 1/\omega_g$

จากสมการที่ (4.4) และ (4.6) ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ คือ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m(1 - \mu s)(2\beta_1 - \beta_2 + 2\beta_3) - sC\beta_2}{g_m(1 - \mu s) + sC} \tag{4.7}$$

สมการที่ (4.7) เป็นผลกรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณและวงจรขยายความนำถ่ายโอนมีผลต่อคุณสมบัติวงจร

จากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรขยายความนำถ่ายโอน เมื่อทำงานในความถี่ที่ไม่สูงมาก เราสามารถพิจารณาตามเงื่อนไข คือ

$$\mu s << 1 \tag{4.8}$$

เมื่อพิจารณาวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3.5 โดยกำหนดให้อัตราส่วนของ M1 และ M2 เท่ากับ K+ΔK/2 และอัตราส่วนของ M3 และ M4 เท่ากับ K-ΔK/2 ถ้าแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง $I_{abc1} = I_{abc} + \Delta I/2$ และ $I_{abc2} = I_{abc} - \Delta I/2$ เขียนสมการเอาต์พุตใหม่ได้เป็น

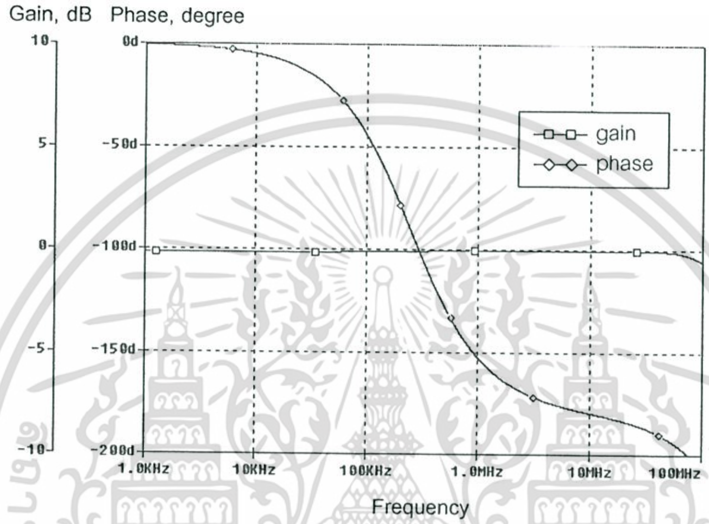
$$V_o = V_1 + (V_3 - V_2)\left(1 - \frac{\Delta I}{2I_{abc}} - \frac{\Delta K}{2K}\right) \tag{4.9}$$

สมการที่ (4.9) แสดงความสัมพันธ์ของแหล่งจ่ายกระแสตรงและอัตราส่วนค่า K ซึ่งเป็นสาเหตุของค่า voltage tracking error. เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า K จะส่งผลให้ความไม่เป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้น ความผิดพลาดที่เพิ่มขึ้นของวงจรบวกและลบสัญญาณสามารถเกิดได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส I_{abc} และค่า K

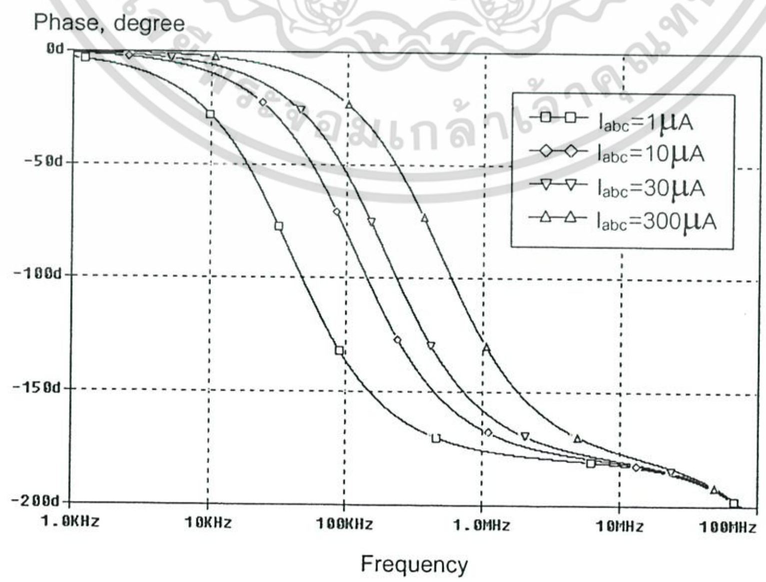
4.4 การทดลองและผลการทดลอง

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 4.2 ถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ 0.5μm จาก MOSIS ซึ่งค่าพารามิเตอร์นี้สามารถแสดงได้ในภาคผนวก ก สำหรับการออกแบบกำหนดค่า W/L ของ nMOS ทุกตัวเท่ากับ 2μm/2μm และ pMOS ทุกตัวเท่ากับ 40μm/2μm แหล่งจ่ายแรงดัน $V_{DD} = -V_{SS} = 3$ V กระแสไบอัส OTA_1 และ OTA_2 เท่ากับ 25 μA ค่าความจุ C เท่ากับ 50 pF และค่า I_{abc} เท่ากับ 50 μA (g_m=77.522 μs) จะได้ค่าความถี่ f_o = 246.76 kHz ที่ตำแหน่ง -90 องศาซึ่งเป็นค่าทางทฤษฎี รูปที่ 4.3 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่และเฟสของวงจรในรูปที่ 4.2 จากรูปที่ตำแหน่ง -90 องศา ค่า f_o มีค่าเท่ากับ 245.832 kHz ซึ่งผิดพลาดจากค่าทางทฤษฎีเล็กน้อย ผลที่เกิดขึ้นอาจจะมีสาเหตุมาจากผลกรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณที่ได้ละเลยไปในการหาค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน รูปที่ 4.4 แสดงการตอบสนองทางเฟสเมื่อทดลองเปลี่ยนค่ากระแส I_{abc} มีค่าเป็น 1 μA 10 μA 30 μA และ 300 μA และคงค่า C ไว้ที่ 50 pF จากรูปที่ 4.4 ที่ตำแหน่ง -90 องศาค่าความถี่ f_o มีค่าเป็น 39.836 kHz 119.193 kHz 196.27 kHz และ 494.099kHz ตามลำดับ ผลการจำลองนี้สามารถยืนยันสมการที่ (4.2) และ (4.3) และเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจรในรูปที่ 4.2 เพิ่มเติมจึงได้ทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $1.2V_{P-P}$

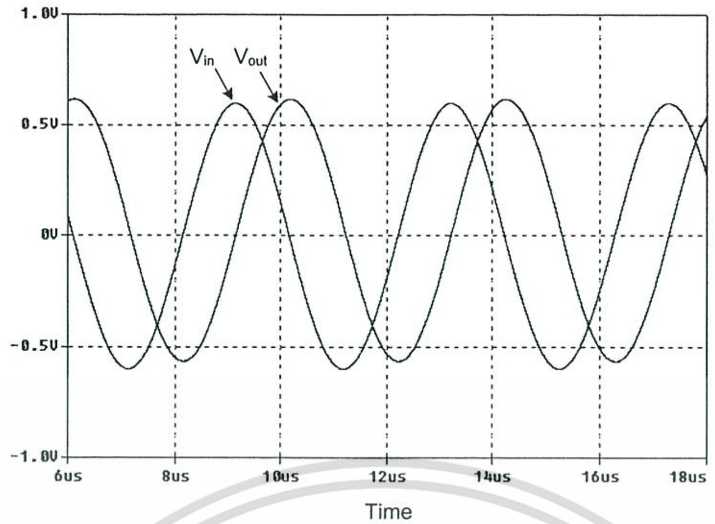
ความถี่ 245.832kHz เข้าที่อินพุตของวงจรในขณะที่คงค่า C และ I_{abc} ไว้ที่ 50 pF และ 50 μA ผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 ในรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตล้าหลังสัญญาณอินพุตอยู่ 90 องศา ส่วนรูปที่ 4.6 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ THD (Total Harmonic Distortion) ของวงจรที่แอมปลิจูด $1.2V_{P-P}$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 1% แต่อย่างไรก็ตามค่าเปอร์เซ็นต์ THD จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อแอมปลิจูดมีค่ามากกว่า $1.2V_{P-P}$



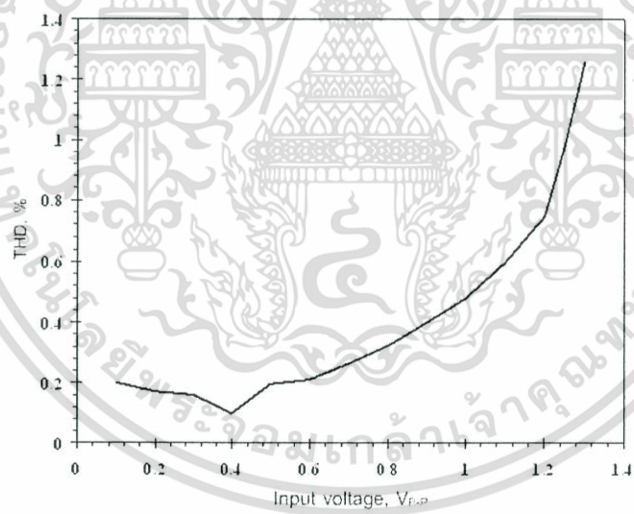
รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่



รูปที่ 4.4 การตอบสนองทางเฟสเมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} เป็นค่าต่างๆ



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณขนาด 1.2V_{P-P}ความถี่ 245.832kHz



รูปที่ 4.6 ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของวงจรเมื่อป้อนความถี่ 245.832 kHz และแอมปลิจูดขนาดต่างๆ

4.5 บทสรุป

โครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรโอทีเออย่างง่ายต่อกับวงจรบวกและลบสัญญาณ วงจรที่นำเสนอนี้สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว ทั้งหมด 12 ตัวต่อกับแหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่ายและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 1 ตัวเท่านั้น ทำให้เหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งเทคโนโลยีแบบไบโพล่าและแบบซีมอส ซึ่งวงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ผลของการจำลองการทำงานจะเห็นว่าค่าความถี่เชิงมุมสามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่าความนำถ่ายโอน g_m ผ่านกระแสไบอัส I_{abc} ของโอทีเอ เมื่อทำการป้อนอินพุตสัญญาณไซน์ เอาต์พุตที่ได้จะมีเฟสล้าหลังสัญญาณอินพุตอยู่ 90 องศา จำลองการทำงานของวงจรทั้งหมดด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ MOSIS 0.5 μm.

บทที่ 5
การประยุกต์ใช้งาน

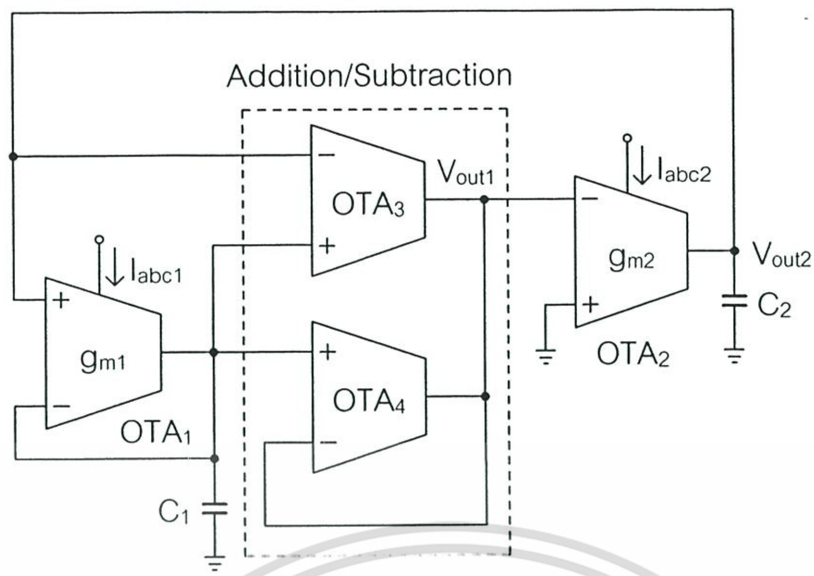
5.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการนำโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานต่างๆได้มากมายทั้งในระบบเครื่องมือวัด การประมวลผลสัญญาณ ตลอดจนระบบอิเล็กทรอนิกส์และระบบสื่อสาร โดยกล่าวถึงการนำโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง (High-Q band pass filter) เนื้อหากล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจร คุณสมบัติและเงื่อนไขของวงจร การจำลองและผลการจำลองการทำงานของวงจรทั้งสองโดยเนื้อหาต่างๆมีดังนี้

5.2 วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์

วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ได้ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง ทั้งในด้านการวัด ระบบเครื่องมือวัด การประมวลผลสัญญาณ ตลอดจนระบบอิเล็กทรอนิกส์และระบบสื่อสาร เช่น ในด้านการสื่อสาร ใช้เป็น quadrature mixers, single-sideband generators, direct-conversion receiver, หรือในด้านเครื่องมือวัดใน vector generators หรือ selective voltmeters

วงจรออสซิเลเตอร์นี้สร้างจากการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ลำดับที่หนึ่งต่อกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย (lossless integrator) โดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอในบทที่ 4 ดังรูป 4.1 มาต่อกับวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสียแบบกลับเฟส (inverting lossless integrator) ที่ประกอบขึ้นด้วย OTA_2 และ C_2 ทำให้ได้เป็นวงจรออสซิเลเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์

คุณสมบัติของวงจรออสซิเลเตอร์ในรูปที่ 5.1 สามารถเขียนเป็นสมการได้ คือ

$$s^2C_1C_2 + s\left(C_2g_{m1} - C_1g_{m2}\right) + g_{m1}g_{m2} = 0 \tag{5.1}$$

เงื่อนไขของการออสซิเลต และ ความถี่ของการออสซิเลต คือ

$$C_2g_{m1} = C_1g_{m2} \tag{5.2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{5.3}$$

ผลต่างเฟส φ ระหว่าง V_{out1} และ V_{out2} มีค่าเท่ากับ

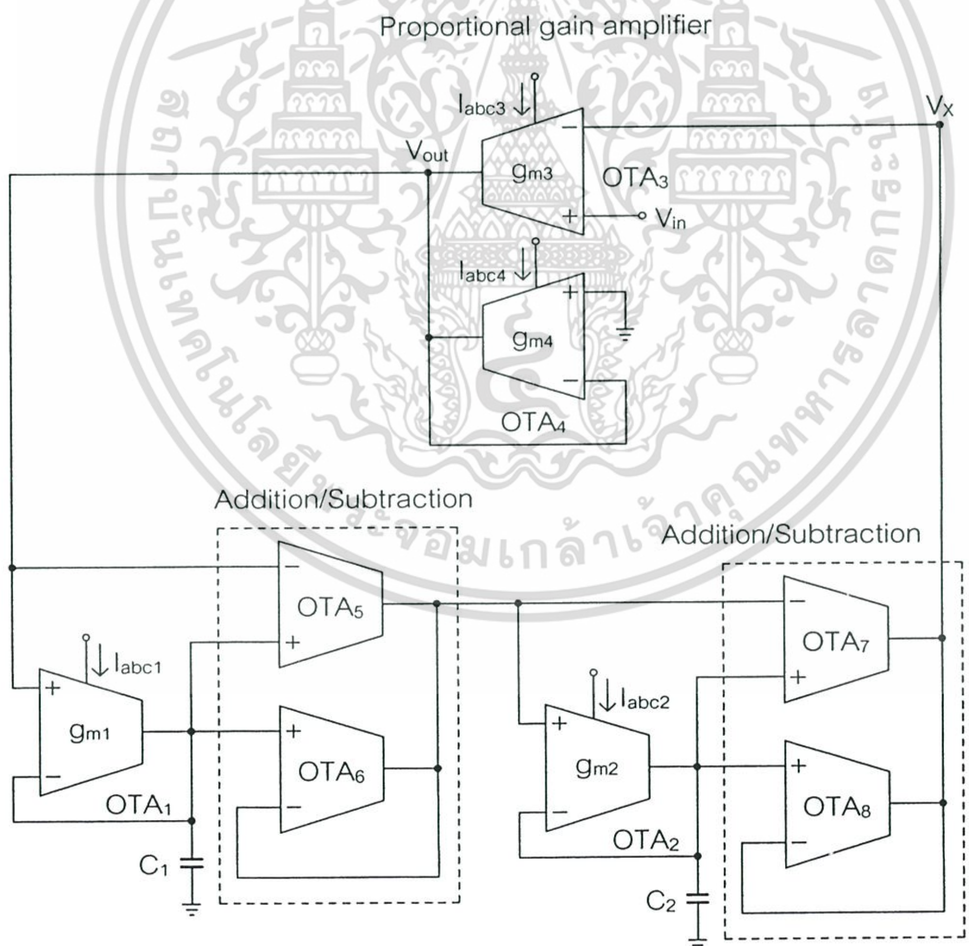
$$\varphi = -2\tan^{-1}\omega_0\left(\frac{C_2}{g_{m2}}\right) = -\frac{\pi}{2} \tag{5.4}$$

เพื่อแน่ใจว่าแรงดัน V_{out1} และ V_{out2} เป็นสัญญาณแบบควอเดรเจอร์สัญญาณมีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยให้ค่าความนำถ่ายโอน $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 5.2 และ 5.3 ทำให้เงื่อนไขของการออสซิเลตสามารถปรับค่าได้ด้วยตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ที่ C_1 และ C_2

และความถี่ของการออสซิเลตสามารถควบคุมได้โดยการปรับค่าความนำถ่ายโอน g_m ผ่านการปรับค่ากระแสที่ไบอัสให้กับ OTA

5.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง

ในการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง (High Q bandpass filter) ที่นำเสนอโดย Comer และ McDermid ซึ่งสร้างจากการนำโครงข่ายวงจรกรองผ่านทุกความถี่ลำดับที่หนึ่ง 2 วงจรและวงจรอัตราขยาย (Gain Amplifier) จากโครงสร้างลูปปิด โดยการใช้โครงข่ายวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอในบทที่ 4 และวงจรบวกและลบสัญญาณในบทที่ 3 สามารถสร้างเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูงสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 จากวงจรบวกและลบสัญญาณในบทที่ 3 ถ้า V_1 ต่อลงกราวด์ จะทำให้วงจรบวกและลบสัญญาณนี้จะกลายมาเป็นวงจรอัตราขยายแรงดัน ตามรูปที่ 5.2 โดยที่แรงดันอินพุต V_{in} และแรงดันเอาต์พุต V_x รวมกันโดยใช้วงจรอัตราขยายแรงดัน ซึ่งเกิดจาก OTA_3 และ OTA_4



รูปที่ 5.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง

แรงดันเอาต์พุตสามารถเขียนได้ คือ

$$V_{out} = \frac{g_{m3}}{g_{m4}} (V_{in} - V_x) \tag{5.5}$$

แรงดันเอาต์พุต V_{out} ถูกป้อนเป็นอินพุตของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้เป็นแรงดัน V_x โดยสามารถเขียนได้ คือ

$$V_x = \left(\frac{g_{m1} - sC_1}{g_{m1} + sC_1}\right)\left(\frac{g_{m2} - sC_2}{g_{m2} + sC_2}\right) V_{out} \tag{5.6}$$

แทนสมการที่ (5.6) ในสมการ (5.5) จะได้เป็น

$$V_{out} = k\left(V_{in} - \left(\frac{g_{m1} - sC_1}{g_{m1} + sC_1}\right)\left(\frac{g_{m2} - sC_2}{g_{m2} + sC_2}\right) V_{out}\right) \tag{5.7}$$

เมื่อ $k = g_{m3}/g_{m4}$ คือ สัดส่วนของอัตราขยาย ให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน สามารถเขียนได้ เป็น

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{k}{1+k}\right)\left(\frac{(1/\tau+s)^2}{s^2 + 2s(1-k)/\tau(1+k) + 1/\tau^2}\right) \tag{5.8}$$

เมื่อ $\tau = C/g_m$

ค่า quality factor (Q) ของ สมการที่ (5.8) คือ

$$Q = \frac{1}{2}\left(\frac{1+k}{1-k}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{g_{m4} + g_{m3}}{g_{m4} - g_{m3}}\right) \tag{5.9}$$

ดังนั้น สมการที่ (5.8) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{4}(2Q - 1)\left(\frac{\dfrac{(s + \omega_0)^2}{Q}}{s^2 + \dfrac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^{\ 2}}\right) \tag{5.10}$$

เมื่อ $\omega_0 = 1/\tau$

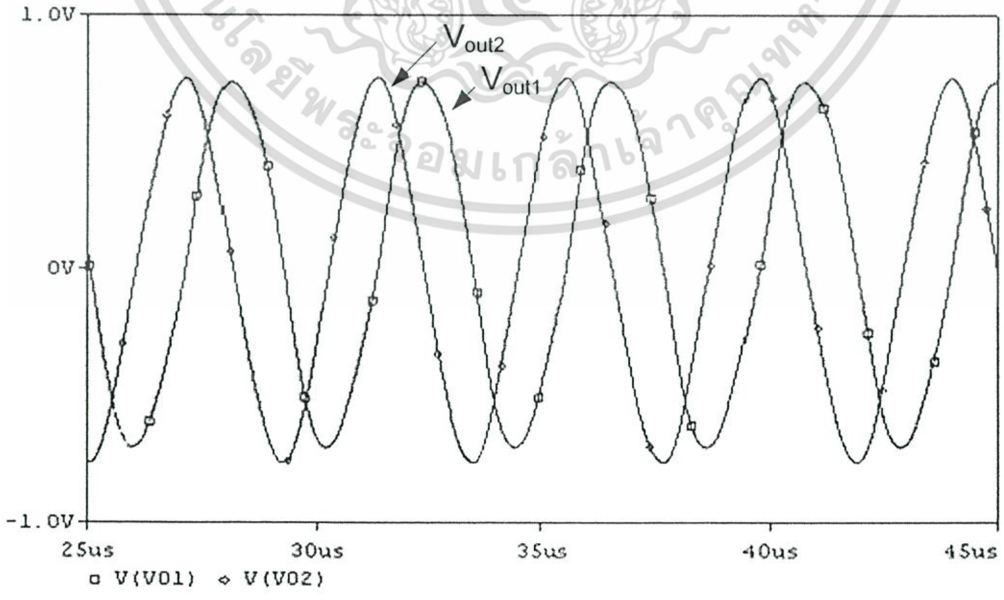
จากสมการที่ 5.10 แสดงค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่น ซึ่งมีรูปแบบต่างจากค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพียงเล็กน้อย เนื่องจากสมการมีซีโร่ 2 ตัว ซึ่งสอดคล้องกับค่าความถี่เชิงมุม ω_0 ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านในอุดมคติซึ่งมีซีโร่อยู่ 1 ตัว จากซีโร่ 2 ตัวที่เกิดขึ้นเป็นเพราะผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน อย่างไรก็ตามจากสมการนี้เราสามารถประมาณได้ว่าเป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

5.4 ผลการจำลองการทำงาน

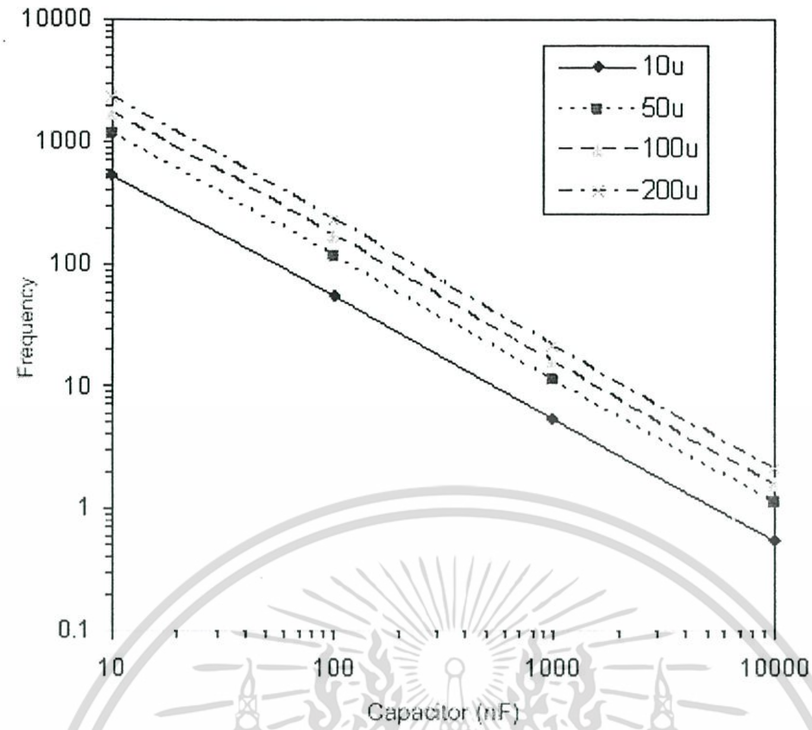
วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง ในรูปที่ 5.1 และรูปที่ 5.2 ถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ 0.5μm จาก MOSIS

5.4.1 การจำลองการทำงานของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์

จากโครงสร้างของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ในรูปที่ 5.1 เมื่อจำลองการทำงานโดยให้ $I_{abc1} = I_{abc2} = 50\ \mu A$, $C_1 = 50$ pF และ $C_2 = 50$ pF เมื่อกำหนดให้ค่า W/L ของ NMOS ของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย มีค่าเท่ากับ 3μm/2μm เพื่อให้เกิดการออสซิเลต กระแสไบอัสที่ให้กับ OTA_3 และ OTA_4 มีค่าเท่ากับ 25 μA เมื่อจำลองการทำงานของวงจรได้เอาต์พุตสัญญาณรูปคลื่นไซน์แสดงดังรูปที่ 5.3 ผลของการจำลองการทำงานแสดงค่าความถี่ที่ 240 kHz.



รูปที่ 5.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์

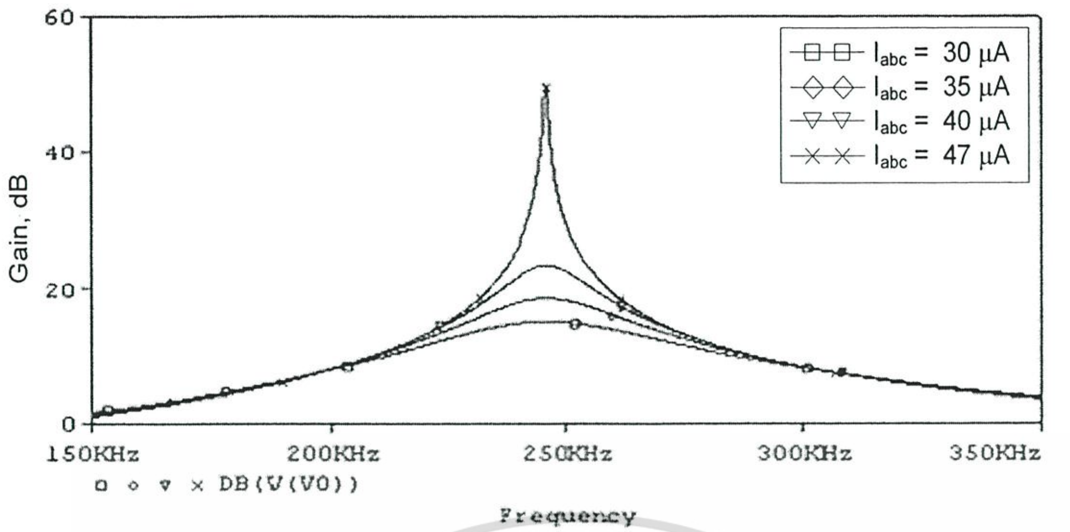


รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส

รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส I_{abc} และตัวเก็บประจุ C ที่มีผลต่อความถี่ของการออสซิเลต โดยสอดคล้องกับสมการที่ 5.3

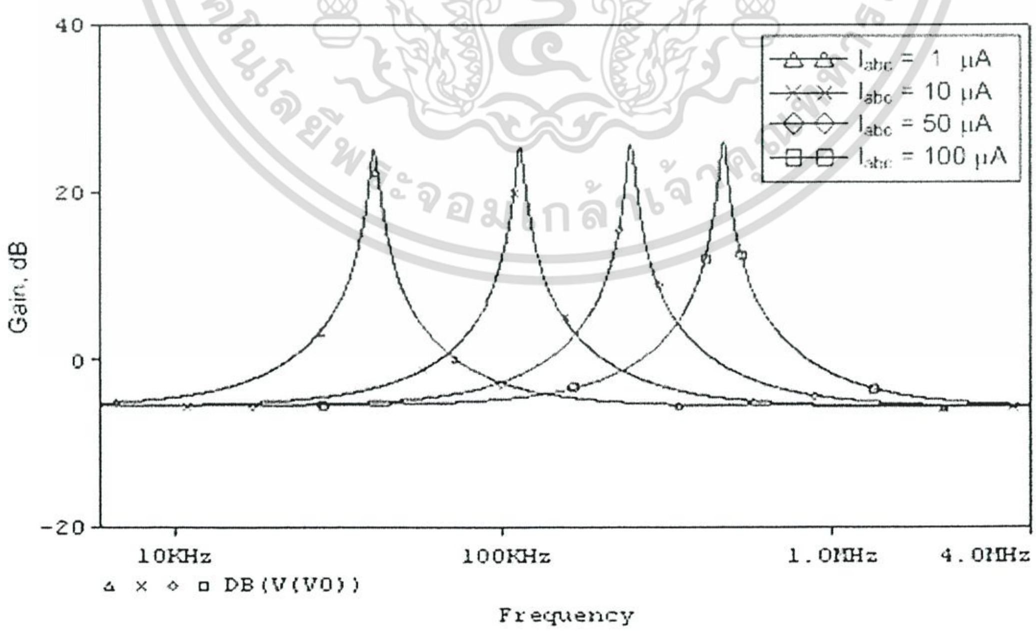
5.4.1 การจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง

จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูงในรูปที่ 5.2 สามารถจำลองการทำงานเพื่อแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงค่า Q เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 50$ pF , ขณะที่ค่ากระแสไบอัสที่ให้กับ OTA_5 ถึง OTA_8 มีค่า 25 μA ค่ากระแสไบอัส $I_{abc1} = I_{abc2} = 50$ μA ค่ากระแสไบอัสที่ I_{abc3} มีค่า 50 μA และค่าของ I_{abc4} เป็นค่าที่มีการเปลี่ยนแปลงเพื่อให้เห็นเปลี่ยนแปลงค่า Q สามารถแสดงได้ในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอเมื่อมีการเปลี่ยนค่า Q

จากรูปที่ 5.5 ค่า Q สามารถปรับได้โดยการปรับกระแสไบอัสที่ I_{abc4} เมื่อกำหนดให้กระแสไบอัส I_{abc3} มีค่าคงที่โดย I_{abc3} = 50 µA ในการจำลองการทำงานได้มีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบอัส I_{abc4} เป็น 30, 35, 40 และ 47 µA ตามลำดับ ที่ความถี่ 245.697 kHz. เพื่อแสดงให้เห็นการปรับค่าของ ω_0 เมื่อกระแสไบอัสค่า I_{abc4} = 50 µA ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} โดยที่ค่า $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$ เป็นค่า 1 µA , 10 µA , 50 µA และ 100 µA ตามลำดับ ค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2$ = 50 pF ทำให้ได้ค่าที่ความถี่เชิงมุมต่างๆแสดงดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 5.6 เราจะเห็นว่าค่าความถี่เชิงมุม ω_0 มีการเปลี่ยนแปลงจากค่าของกระแสไบอัส I_{abc} ซึ่งมีค่าคือ 40.182 kHz, 119.407 kHz, 246.054 kHz และ 443.639 kHz ตามลำดับ

5.5 บทสรุป

วงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูงที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ถูกออกแบบและสร้างโดยการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ ที่นำเสนอในบทที่ 4 มาประยุกต์ใช้งาน ในส่วนของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์(Quadrature Oscillator) เป็นการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่มาต่อคาสเคดกับ inverting lossless integrator ที่สร้างจากโอทีเอต่อกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์หนึ่งตัว เมื่อทดสอบการทำงานของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ ผลการทดลองโดยเมื่อวัดสัญญาณจากจุด V_{out1} และ V_{out2} จะได้สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง(High-Q band pass filter) นั้น ออกแบบโดยการนำวงจรกรองผ่านทุกความถี่ 2 วงจร มาต่อกับวงจรบวกและลบสัญญาณในบทที่ 3 ที่ประยุกต์โดยให้แหล่งจ่ายตัวหนึ่งต่อลงกราวด์ซึ่งเปรียบเสมือนวงจรอัตราขยายแรงดัน(voltage gain amplifier) เมื่อทำการทดสอบการทำงานของวงจร ผลการทดลองจะได้ผลตอบสนองเป็นแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง โดยที่ค่า Q สามารถปรับให้มีค่ามากหรือน้อยได้ ขึ้นอยู่กับการปรับค่ากระแสไบอัสที่ให้กับ OTA_3 หรือ OTA_4 และสามารถปรับค่าความถี่ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสที่ให้กับ OTA_1 และ OTA_2 และใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงานของวงจรทั้งหมด

บทที่ 6

บทสรุป

6.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรอัตราขยายความนำถ่ายโอนหรือโอทีเออย่างง่าย ซึ่งอาศัยการทำงานในช่วงอิ่มตัวของมอสทรานซิสเตอร์มาออกแบบ เมื่อจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่จะเห็นว่าค่าความถี่สามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่าความนำถ่ายโอน ผ่านกระแสไบอัสของโอทีเอ

จากวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอนั้น ได้มีการนำวงจรนี้ไปประยุกต์ใช้งาน โดยนำไปออกแบบเป็นวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง ผลการจำลองการทำงานของวงจรควอเดรเจอร์ออสซิเลเตอร์ จะได้สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ความถี่ในการออสซิเลตสามารถปรับได้โดยการปรับค่าความนำถ่ายโอนผ่านกระแสไบอัส และผลการจำลองการทำงานนำไปออกแบบเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูง สามารถปรับค่าได้โดยกระแสไบอัสที่ให้กับโอทีเอ ซึ่งตอบสนองต่อการเลื่อนเฟส เนื่องจากใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟจำนวนน้อยต่อกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ จึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ค่าความถี่เชิงมุมของวงจรปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับที่กระแส หรือแรงดันไบอัสของโอทีเอ ทฤษฎีและคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถยืนยันได้โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

บรรณานุกรม

[1] A. M. Soliman, **"Realization of operational amplifier all pass network,"** *Electronics Letters*, vol. 9, pp. 67-68, 1973.

[2] J. V. Vosper, **"Synthesis of first-order active-R allpass networks and their application in sinusoidal oscillator design,"** *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 53-55, 1991.

[3] R. Holzel, **"A simple wide-band sine wave quadrature oscillator,"** *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, pp. 758-760, 1993.

[4] D. T. Comer, D. J. Comer, and J. R. Gonzales, **"A high frequency integrable band pass filter configuration,"** *IEEE Transaction on Circuits and Systems–II*, vol. 44, pp. 856-861, 1997.

[5] M. Higashimura and Y. Fukui, "Realization of current mode all-pass networks using a current conveyor," *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. 37, pp. 660-661, 1990.

[6] R. Nandi, **"Novel current-mode all-pass phase shifter using a current conveyor,"** *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, pp. 553-555, 1992.

[7] A. M. Soliman, **"Generation of current conveyor based all-pass filters from op-amp based circuits,"** *IEEE Transaction on Circuits and Systems–II,* vol. 44, pp. 324-330, 1997.

[8] O. Cicekoglu, H. Kuntman, and S. Berk, **"All-pass using a single current conveyor,"** *International Journal of Electronics*, vol. 86, pp. 947-955, 1999.

[9] I. A. Khan and S. Maheshwari, **"Simple first-order section using a single CCII,"** *International Journal of Electronics*, vol. 87, pp. 303-306, 2000.

[10] J.-W. Horng, C.-L. Hou, C.-M. Chang, W.-Y. Chung, H.-L. Liu, and C.-T. Lin, **"High output impedance current-mode first-order allpass networks with four grounded components and two CCIIs,"** *International Journal of Electronics*, vol. 93, pp. 631-621, 2006.

[11] M. Higashimura, **"Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor,"** *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 1182-1183, 1991.

[12] S. Maheshwari and I. A. Khan, **"Novel first order all-pass sections using a single CCIII,"** *International Journal of Electronics*, vol. 88, pp. 773-778, 2001.

[13] S. Minaei and M. A. Ibrahim, **"General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC,"** *International Journal of Electronics*, vol. 92, pp. 347-356, 2005.

[14] J.-W. Horng, C.-L. Hou, C.-M. Chang, Y.-T. Lin, I.-C. Shiu, and W.-Y. Chiu, **"First-order allpass fiter and sinusoidal oscillators using DDCCs,"** *International Journal of Electronics*, vol. 93, pp. 457-466, 2006.

[15] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekoglu, and C. Acar, **"Current-mode all-pass filters using current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration,"** *IEEE Transaction on Circuits and Systems–II*, vol. 47, pp. 949-954, September 2000.

[16] C. Cakir, U. Cam, and O. Cicekoglu, **"Novel allpass filter configuration employing single OTRA,"** *IEEE Transaction on Circuits and Systems–II*, vol. 52, pp. 122-125, 2005.

[17] S. Maheshwari and I. A. Khan, **"Simple first-order translinear-C current-mode all-pass sections,"** *International Journal of Electronics*, vol. 90, pp. 79-85, 2003.

[18] N. Pandey and S. K. Paul, **"All-pass filters based on CCII- and CCCII-,"** *International Journal of Electronics*, vol. 91, pp. 485-489, 2004.

[19] S. Maheshwari, **"New voltage and current-mode APS using current controlled conveyor,"** *International Journal of Electronics*, vol. 91, pp. 735-743, 2005.

[20] S. Minaei and O. Cicekoglu, **"A resistorless realization of the first-order all-pass filter,"** *International Journal of Electronics*, vol. 93, pp. 177-183, 2006.

[21] P. Kumar, A. U. Keskin, and K. Pal, **"Wide-band resistorless all-pass sections with single element tuning,"** *International Journal of Electronics*, vol. 94, pp. 597-604, 2007.

[22] 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.

[23] **National Semiconductor Corporation**, *Linear Data Book*, 1980.

[24] C. Toumazou, J. Lidgey, and D. Haigh, ***Analogue IC design: the current-mode approach***, Peter Peregrinus, 1990.

[25] R. R. Torrance, T. R. Viswanathan, and J. V. Hanson, **"CMOS voltage to current transducers,"** *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, vol. CAS 32, pp. 1097 1104, 1985.

[26] S.-I. Liu and C.-C. Chang, **"CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits,"** *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1025-1029, 1995.

[27] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi, and Y. Fukui, **"Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop,"** *International Journal of Electronics*, vol. 88, pp. 1093-1102, 2001.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองบน PSpice

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ 0.5 μm ของ MOSIS

.MODEL CMOSN NMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 +XJ=0.200000U TPG=1 VTO=0.6684 DELTA=1.0700E+00 +LD=4.2030E-08 KP=1.7748E-04 UO=493.4 THETA=1.8120E-01 +RSH=1.6680E+01 GAMMA=0.5382 NSUB=1.1290E+17 +NFS=7.1500E+11 VMAX=2.7900E+05 ETA=1.8690E-02 +KAPPA=1.6100E-01 CGDO=4.0920E-10 CGSO=4.0920E-10 +CGBO=3.7765E-10 CJ=5.9000E-04 MJ=0.76700 CJSW=2.0000E-11 +MJSW=0.71000 PB=0.9900000
.MODEL CMOSP PMOS LEVEL=3 PHI=0.700000 TOX=9.6000E-09 +XJ=0.200000U TPG=-1 VTO=-0.9352 DELTA=1.2380E-02 +LD=5.2440E-08 KP=4.4927E-05 UO=124.9 THETA=5.7490E-02 +RSH=1.1660E+00 GAMMA=0.4551 NSUB=8.0710E+16 +NFS=5.9080E+11 VMAX=2.2960E+05 ETA=2.1930E-02 +KAPPA=9.3660E+00 CGDO=2.1260E-10 CGSO=2.1260E-10 +CGBO=3.6890E-10 CJ=9.3400E-04 MJ=0.48300 CJSW=2.5100E-10 +MJSW=0.21200 PB=0.930000

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย

Electronically Tunable Voltage-Mode All-Pass Filter Using Simple OTAs

กานต์ กาญจนรจิต มนตรี คำเงิน สมยศ จุณณะปิยะ

ภาควิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

E-mail: kkmontre@kmitl.ac.th, somyot@telecom.kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้วงจร OTA อย่างง่ายสามวงจรและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์หนึ่งตัว วงจรใช้อุปกรณ์เพียงตัวสำหรับปรับค่าความถี่เชิงมุมและค่าความถี่เชิงมุมสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร OTA วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และไม่ใช้ตัวต้านทานทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำมาสร้างเป็นวงจรรวม คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงได้โดยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice

Abstract

A new high input impedance voltage-mode electronically tunable first-order all-pass filter using three simple CMOS operational transconductance amplifiers (OTAs) and one grounded capacitor is presented. The realization of the all-pass filter provides a single element tuned the pole frequency. The corner frequency can be controlled electronically by adjusting the bias current of OTA. The use of a grounded capacitor and without resistor makes the proposed circuits ideal for integrated circuit implementation. The characteristics of the proposed circuit are simulated using PSpice to verify the theory.

1. บทนำ

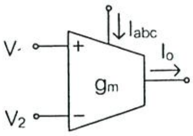
วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้มากมาย ตัวอย่างเช่น สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรกำเนิดสัญญาณ สร้างเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีค่า Q สูงหรือประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรมอดูเลททางเฟส ที่ผ่านมามีวงจรกรองผ่านทุกความถี่นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟที่แตกต่างกัน [1-21] ใน [1-4] นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ออปแอมป์ แต่เนื่องจากวงจรกรองที่ใช้ออปแอมป์เป็นพื้นฐานจะทำงานได้ที่ความถี่ที่จำกัด นอกจากนี้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ใช้ออปแอมป์ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแบบลอยตัวไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้นจึงได้มีการพยายามออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟแบบอื่นๆ เช่น ใช้วงจร CCII (Second-Generation Current Conveyor) [5-10] ใช้วงจร FTFN (Four Terminal Floating Nullor) [11] ใช้วงจร CCIII (Third-Generation Current Conveyor) [12] ใช้วงจร DVCC (Differential Voltage Current Conveyor) [13] ใช้วงจร DDCC (Differential Different Current Conveyor) [14] ใช้วงจร CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) [15] ใช้วงจร OTRA (Operational TRansresistance Amplifier) [16] ต่อร่วมกับอุปกรณ์ RC ทำให้วงจรเหล่านั้นยากต่อการปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์สามารถทำได้โดยใช้วงจร CCCII (Current Controlled Current Conveyor) เป็นอุปกรณ์พื้นฐาน [17-21] วงจรดังกล่าวใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้การสร้างการตอบสนองแบบผ่านทุกความถี่ของบางวงจรยังต้องการเงื่อนการสมพงษ์กันของอุปกรณ์ ตัวอย่างเช่น ต้องกำหนดให้ R_1 เท่ากับ R_2 [18] เป็นต้น

วงจร OTA เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพดีที่นิยมนำมาออกแบบเป็นวงจรประมวลผลต่างๆ วงจร OTA สามารถปรับค่าความนำได้ด้วยกระแสหรือแรงดัน นอกจากนี้วงจรที่ใช้ OTA เป็นอุปกรณ์พื้นฐานจะไม่ต้องการตัวต้านทาน

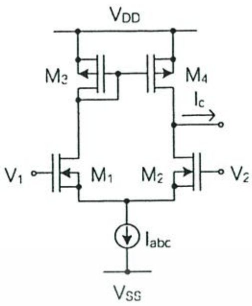
บทความนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ทำงานในแบบสัญญาณแรงดันโดยใช้วงจร OTA สามวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์หนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และอุปกรณ์แอ็กทีฟเท่านั้นทำให้เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม การสร้างการตอบสนองแบบผ่านทุกความถี่ไม่ต้องการเงื่อนไขใดๆ วงจรมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงทำให้ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรย่อยในระบบต่างๆ ความถี่เชิงมุมของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสไบอัสที่ไบอัสให้กับวงจร OTA

2. วงจร OTA

สัญลักษณ์ของวงจร OTA แสดงได้ดังรูปที่ 1 วงจร OTA เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานแบบแรงดังควบคุมแหล่งจ่ายกระแสโดยมีค่าอินพุทและเอาต์พุทอิมพีแดนซ์สูงมาก คุณสมบัติของวงจร OTA สามารถเขียนได้ดังสมการคือ



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจร OTA



รูปที่ 2 วงจร OTA อย่างง่ายสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

$$i_o = g_m(v_1 - v_2) \tag{1}$$

เมื่อ I_O คือกระแสเอาท์พุท g_m คืออัตราขยายความนำและ V_1 กับ V_2 คือแรงดันอินพุทของ OTA รูปที่ 2 แสดงวงจร OTA อย่างง่ายที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ วงจรใช้ทรานซิสเตอร์เพียงสี่ตัวต่อกับแหล่งจ่ายกระแสหนึ่งตัว ถ้ากำหนดทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวทำงานในช่วงอิ่มตัว ค่าอัตราขยายความนำสามารถกำหนดได้คือ

$$g_m = \sqrt{\mu_o C_{OX}(W/L) I_{abc}} \tag{2}$$

โดยที่ I_{abc} คือกระแสไบอัส μ_O คือความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน C_{ox} คือค่าความจุต่อพื้นที่ของเกทออกไซด์ W และ L คือค่าความกว้างและความยาวของแชนแนลตามลำดับ จากสมการที่ 2 ค่าอัตราขยายความนำ g_m จะเป็นสัดส่วนกับค่า I_{abc} ในแบบรากที่สอง

3. วงจรที่นำเสนอ

รูปที่ 3 แสดงวงจรบวกและลบสัญญาณ อ้างอิงใน [22-23] วงจรนี้อาจเรียกว่าวงจรพูล (Pool circuit) ถ้าสมมติว่า nMOS ในรูปที่ 3 ถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงอิ่มตัวและกำหนดให้ $I_{abc}=I_{abc1}=I_{abc2}$ ($g_m=g_{m1}=g_{m2}$) ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และค่าแรงดันแทรชโฮลของ M_1 ถึง M_4 เท่ากับ K และ V_{TH} กระแส I_{o1} และ I_{o2} ของวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3 สามารถเขียนได้คือ

$$I_{o1} = K(V_1 - V_o)\sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_1 - V_o)^2} \tag{3}$$

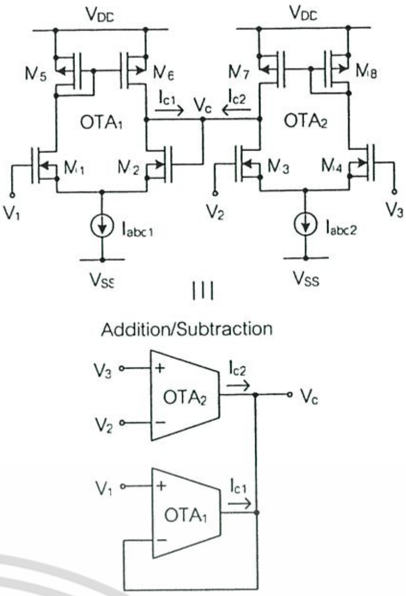
$$I_{o2} = K(V_3 - V_2)\sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_3 - V_2)^2} \tag{4}$$

ถ้ากำหนดให้ $R_L >> (1/g_m)$ แรงดันเอาท์พุทจะสามารถเขียนได้คือ [22-23]

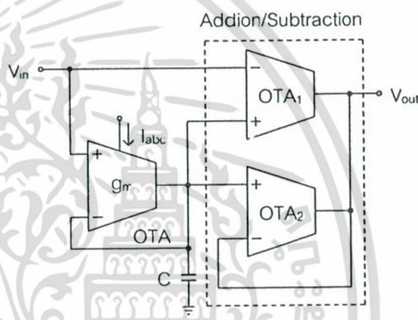
$$V_o = V_1 - V_2 + V_3 \tag{5}$$

โดยที่ R_L คือโหลดที่จะนำมาต่อที่ขั้ว V_O

วงจรพูล [22] หมายถึงปริมาณกระแสไหลเข้าเท่ากับปริมาณกระแสไหลออกที่ตำแหน่งเอาท์พุท V_O ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3 จะสามารถเรียกได้ว่าเป็นวงจรบวกและลบสัญญาณซึ่งกำหนดได้ดังสมการที่ (5)



รูปที่ 3 วงจรบวกและลบสัญญาณ



รูปที่ 4 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ

โดยใช้วงจร OTA อย่างง่ายในรูปที่ 2 และวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4 ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรสามารถกำหนดได้คือ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m - sC}{g_m + sC} \tag{6}$$

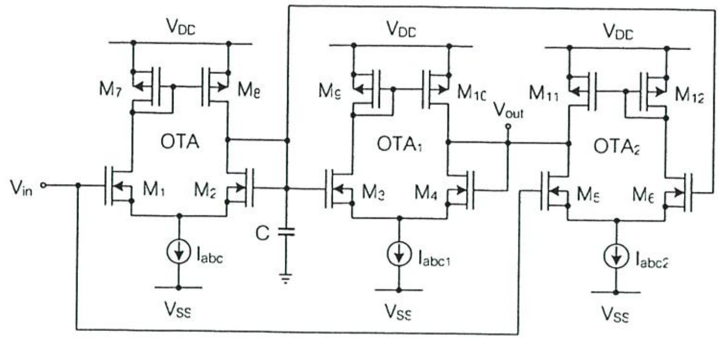
จากสมการที่ (6) ค่าความถี่เชิงมุม (ω_O) มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \tag{7}$$

และเฟสของสมการที่ (6) กำหนดได้คือ

$$\varphi = -2\tan^{-1}(\omega C/g_m) \tag{8}$$

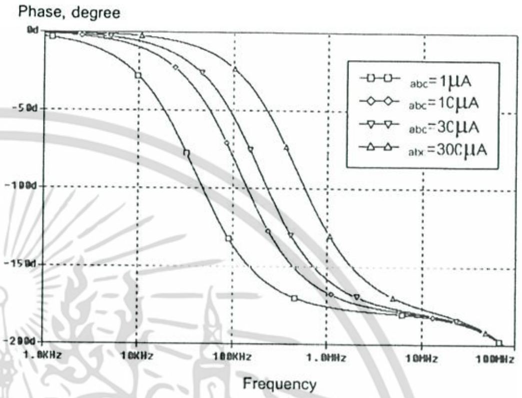
จากสมการที่ (7) ค่าความถี่เชิงมุมสามารถเปลี่ยนค่าได้โดยการปรับค่า g_m ผ่านกระแสไบอัส I_{abc} ดังนั้นจึงเรียกว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และจากสมการที่ (8) สามารถแสดงได้ว่าวงจรสามารถเลื่อนเฟสจาก $-\pi$ ถึง 0 รูปที่ 5 แสดงวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สมบูรณ์ที่มีค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันตามสมการที่ (6) จากรูปจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอใช้ทรานซิสเตอร์ 12 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่ายและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 1 ตัวเท่านั้นและวงจรมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก



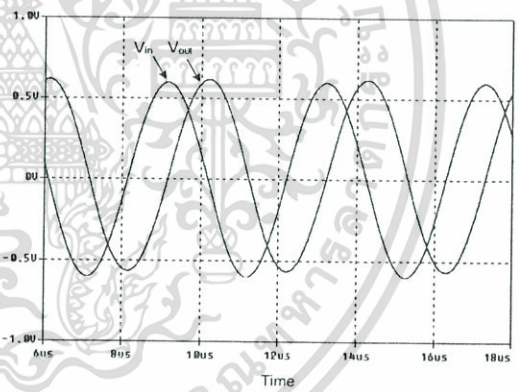
รูปที่ 5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอที่สมบูรณ์

4. การจำลองการทำงาน

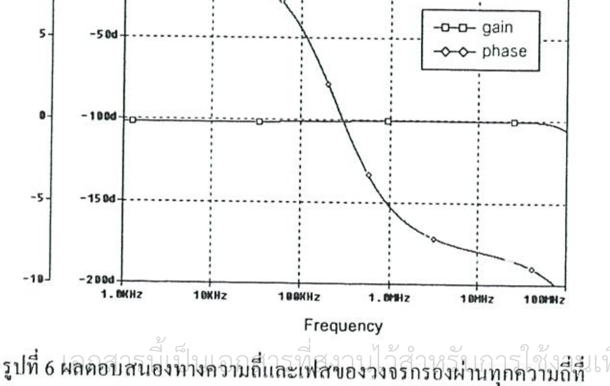
วงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 5 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ 0.5μm จาก MOSIS สำหรับตัวอย่างการออกแบบกำหนดค่า W/L ของ nMOS ทุกตัวเท่ากับ 2μm/2μm และ pMOS ทุกตัวเท่ากับ 40μm/2μm แหล่งจ่ายแรงดัน V_{DD}=-V_{SS}=3V กระแสไบอัส OTA_1 และ OTA_2 เท่ากับ 25μA ค่าความจุ C เท่ากับ 50pF และค่า I_{abc} เท่ากับ 50μA (g_m=77.52μS) จะได้ค่าความถี่ f_o=246.76kHz ที่ตำแหน่ง -90 องศาซึ่งเป็นค่าทางทฤษฎี รูปที่ 6 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่และเฟสของวงจรในรูปที่ 5 จากรูปที่ค่า -90 องศา ค่า f_o มีค่าเท่ากับ 245.83kHz ซึ่งผิดพลาดจากค่าทางทฤษฎีเล็กน้อย ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณที่ได้ละเลยไปในการหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน รูปที่ 7 แสดงการตอบสนองทางเฟสเมื่อทดลองเปลี่ยนค่ากระแส I_{abc} มีค่าเป็น 1μA 10μA 30μA และ 300μA และคงค่า C ไว้ที่ 50pF จากรูปที่ 7 ที่ -90 องศาค่าความถี่ f_o มีค่าเป็น 39.83 kHz 119.19 kHz 196.27kHz และ 494.09kHz ตามลำดับ ผลการจำลองนี้สามารถยืนยันสมการที่ (7) และ (8) เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจรในรูปที่ 5 เพิ่มเติม จึงได้ทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $1.2V_{p-p}$ ความถี่ 245.83kHz เข้าที่อินพุทของวงจรในขณะที่คงค่า C และ I_{abc} ไว้ที่ 50pF และ 50μA ผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 8 และ 9 จากรูปที่ 8 สัญญาณเอาท์พุทล้าหลังสัญญาณอินพุทอยู่ 90 องศา ส่วนรูปที่ 9 ค่า THD (Total Harmonic Distortion) ของวงจรที่แอมปลิจูด $1.2V_{p-p}$ มีค่าน้อยกว่า 1% แต่อย่างไรก็ตามค่าเปอร์เซ็นต์ THD จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อแอมปลิจูดมีค่ามากกว่า $1.2V_{p-p}$



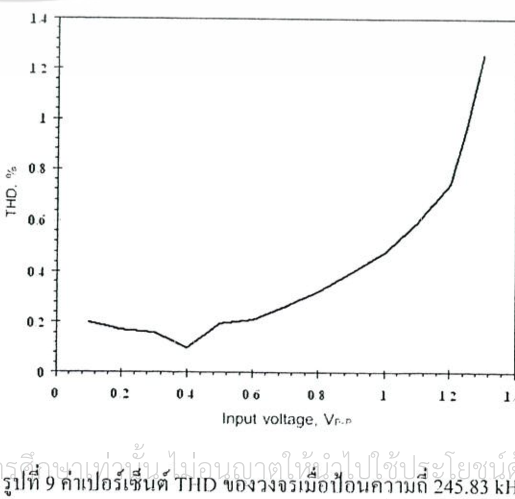
รูปที่ 7 การตอบสนองทางเฟสเมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} เป็นค่าต่างๆ



รูปที่ 8 รูปคลื่นอินพุทและเอาท์พุทเมื่อป้อนสัญญาณขนาด $1.2V_{p-p}$ ความถี่ 245.83kHz



รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอ



รูปที่ 9 ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของวงจรเมื่อป้อนความถี่ 245.83 kHz และแอมปลิจูดขนาดต่างๆ

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร OTA สามวงจร และตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์หนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอใช้เพียงอุปกรณ์แบบแอ็กทีฟและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ค่าความถี่ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยกระแสหรือแรงดันไบอัสที่ไบอัสให้กับวงจร OTA ค่าการตอบสนองแบบผ่านทุกความถี่สามารถสร้างได้โดยไม่ต้องใช้เงื่อนไขใดๆ ทฤษฎีและคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถยืนยันได้โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice จะสังเกตให้ว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอเหมาะกับโหลด (R_L) ที่มีค่าอิมพิแดนซ์สูง ในกรณีที่วงจรถูกต่อด้วยโหลดที่มีค่าอิมพิแดนซ์ต่ำ วงจรที่นำเสนออาจจะต้องการวงจรบัฟเฟอร์มาต่อทางเอาท์พุทก่อนที่จะนำโหลดมาต่อใช้งาน

เอกสารอ้างอิง

[1] A. M. Soliman, "Realization of operational amplifier all pass network," Electronics Letters, vol.9, pp.67-68, 1978.

[2] J. V. Vosper, "Synthesis of first-order active-R allpass networks and their application in sinusoidal oscillator design," Electronics Letters, vol.27, pp.53-55, 1991.

[3] R. Holzel, "A simple wide-band sine wave quadrature oscillator," IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol.42, pp.758-760, 1993.

[4] D. T. Comer, D. J. Comer, and J. R. Gonzales, "A high frequency integrable band pass filter configuration," IEEE Transaction on Circuits and Systems-II, vol.44, pp.856-861, 1997.

[5] M. Higashimura and Y. Fukui, "Realization of current mode all-pass networks using a current conveyor," IEEE Transaction on Circuits and Systems, vol.37, pp.660-661, 1990.

[6] R. Nandi, "Novel current-mode all-pass phase shifter using a current conveyor," IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol.41, pp. 553-555, 1992.

[7] A. M. Soliman, "Generation of current conveyor based all-pass filters from op-amp based circuits," IEEE Transaction on Circuits and Systems-II, vol.44, pp.324-330, 1997.

[8] O. Cicekoglu, H. Kuntman, and S. Berk, "All-pass using a single current conveyor," International Journal of Electronics, vol.86, pp.947-955, 1999.

[9] I. A. Khan and S. Maheshwari, "Simple first-order section using a single CCII," International Journal of Electronics, vol.87, pp.303-306, 2000.

[10] J.-W. Horng, C.-L. Hou, C.-M. Chang, W.-Y. Chung, H.-L. Liu, and C.-T. Lin, "High output impedance current-mode first-order allpass networks with four grounded components and two CCIIs," International Journal of Electronics, vol.93, pp.621-631, 2006.

[11] M. Higashimura, "Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor," Electronics Letters, vol.27, pp.1182-1183, 1991.

[12] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Novel first order all-pass sections using a single CCIII," International Journal of Electronics, vol.88, pp.773-778, 2001.

[13] S. Minaei and M. A. Ibrahim, "General configuration for realizing current-mode first-order all-pass filter using DVCC," International Journal of Electronics, vol. 92, pp.347-356, 2005.

[14] J.-W. Horng, C.-L. Hou, C.-M. Chang, Y.-T. Lin, I.-C. Shiu, and W.-Y. Chiu, "First-order allpass filter and sinusoidal oscillators using DDCCs," International Journal of Electronics, vol.93, pp.457-466, 2006.

[15] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekoglu, and C. Acar, "Current-mode all-pass filters unsing current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration," IEEE Transaction on Circuits and Systems-II, vol.47, pp.949-954, September 2000.

[16] C. Cakir, U. Cam, and O. Cicekoglu, "Novel allpass filter configuration employing single OTRA," IEEE Transaction on Circuits and Systems-II, vol.52, pp.122-125, 2005.

[17] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Simple first-order translinear-C Current-mode all-pass sections," International Journal of Electronics, vol.90, pp. 79-85, 2003.

[18] N. Pandey and S. K. Paul, "All-pass filters based on CCII- and CCCII-," International Journal of Electronics, vol.91, pp.485-489, 2004.

[19] S. Maheshwari, "New voltage and current-mode APS using current controlled conveyor," International Journal of Electronics, vol.91, pp. 735-743, 200.

[20] S. Minaei and O. Cicekoglu, "A resistorless realization of the first-order all-pass filter," International Journal of Electronics, vol.93, pp.177-183, 2006.

[21] P. Kumar, A. U. Keskin, and K. Pal, "Wide-band resistorless all-pass sections with single element tuning," International Journal of Electronics, vol.94, pp. 597-604, 2007.

[22] R. R. Torrance, T. R. Viswanathan, and J. V. Hanson, "CMOS voltage to current transducers," IEEE Transaction on Circuits and Systems, vol.CAS-32, pp.1097-1104, 1985.

[23] S.-I. Liu and C.-C. Chang, "CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.30, pp.1025-1029, 1995.

ประวัติผู้เขียน

นายกานต์ กาญจนรจิต เกิดเมื่อวันที่ 30 กันยายน พ.ศ. 2525 จังหวัดประจวบคีรีขันธ์ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2547 และได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2550