

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรง
ในรูปแบบวงจรซีมอสด้วยเทคโนโลยี 500 นาโนเมตร

A DESIGN OF FULLY INTEGRABLE PRECISION

500 nm CMOS FULL WAVE RECTIFIER



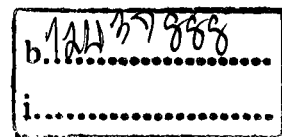
T123011

ปณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์ศิริ

PUNNAVICH PHATSORNSIRI

จน.
2/5257
2055

เลขหมู่.....**123011**
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....**18 ต.ค. 2555**



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2555

KMITL-2012-EN-M-010-046

A DESIGN OF FULLY INTEGRABLE PRECISION

500 nm CMOS FULL WAVE RECTIFIER

PUNNAVICH PHATSORNSIRI

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

2012

KMITL-2012-EN-M-010-046

COPYRIGHT 2012

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซีมอสด้วยเทคโนโลยี 500 นาโนเมตร

Thesis Title A Design of Fully Integrable Precision 500 nm CMOS Full Wave Rectifier

นักศึกษา นายปณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์ศิริ

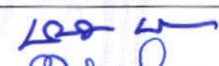

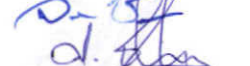
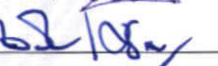

รหัสประจำตัว 53611440

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2012-EN-M-010-046

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
ดร.มนตรี	คำเงิน	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิชธรรม	
ผศ.ดร.ศรวัฒน์	ชีวปรีชา	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 18 พฤษภาคม พ.ศ. 2555 เวลา 14.00-16.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ห้อง E12-301

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.สุชชีวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
วันที่ 18 พฤษภาคม พ.ศ. 2555

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบ
วงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยี 500 นาโนเมตร

นักศึกษา

นายปณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์สิริ

รหัสประจำตัว

53611440

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ.

2555

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงและที่ความถี่สูงใน รูปแบบวงจรซิมอส โดยวงจรประกอบด้วย วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรเรียงกระแสความถี่เที่ยงตรงสูง และวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน โดยที่สัญญาณแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณ กระแสสองสัญญาณที่สมมาตรกันด้วยวงจรทรานส์คอนดักแทนซ์แบบเอาร์ทพุทคู่ สัญญาณกระแสทั้งสองจะถูก เรียงกระแสด้วยไดโอดที่ได้จากรอยต่อในโครงสร้างแบบซิมอส สัญญาณกระแสที่ผ่านการเรียงกระแสจะถูก นำมารวมกันและกลายเป็นแรงดันด้วยตัวต้านทานแบบมอส วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจร รวม เมื่อวงจรที่นำเสนอถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีซิมอส 500 นาโนเมตร สามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีและมีความเที่ยงตรงสูง

Thesis	A Design of Fully Integrable Precision 500 nm CMOS Full Wave Rectifier
Student	Mr. Punnavich Phatsornsiri
Student ID.	53611440
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2012
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis proposes a new high frequency and high precision full-wave rectifier, which is very suitable for CMOS technology implementation. The circuit comprises a voltage to current converter, precision full-wave rectifiers and a current to voltage converter. An input voltage signal is converted into two symmetrical current signals by using a dual-output operational transconductance amplifier. Two current signals will be rectified by using junction diodes and convert into output voltage by using a grounded MOS resistor. Simulated rectifier results based on a 500 nm CMOS technology demonstrates very high operating frequency and very precise rectification.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะได้รับความอนุเคราะห์ในคำปรึกษาที่ดีมาโดยตลอด จากท่านอาจารย์ รองศาสตราจารย์ ดร. กอบชัย เดชหาญ และ ดร. มนตรี คำเงิน และ รองศาสตราจารย์ สมยศ จุณณะปิยะ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พิพัฒน์ พรหมมี และ ดร. สิริภพ ตู้ประกาย และ คุณผาณิต ละมุล ที่ให้คำแนะนำและช่วยเหลือสนับสนุนที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างใจ และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ของข้าพเจ้าเป็นอย่างสูง ที่ได้เลี้ยงดู อบรมและสนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่างแก่ข้าพเจ้า รวมทั้งให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้าเสมอมา

ขอขอบพระคุณครูและอาจารย์ทุกท่านที่เคยสั่งสอนให้วิชาความรู้แก่ข้าพเจ้าในทุกระดับชั้น

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ทุกคนในภาคโทรคมนาคมที่เป็นกำลังใจให้กับข้าพเจ้าในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ปณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์ศิริ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ii
กิตติกรรมประกาศ.....	iii
สารบัญ.....	iv
สารบัญตาราง.....	vii
สารบัญรูป.....	viii
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	3
1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรถิศจี.....	4
2.2 เทคโนโลยีของมอส.....	4
2.3 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์.....	5
2.4 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....	6
2.5 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์.....	7
2.6 คุณสมบัติทางแรงดันกับกระแสของมอสทรานซิสเตอร์.....	9
2.6.1 การทำงานในช่วงคัทออฟ (Cutoff Region)	13
2.6.2 การทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear Region) หรือ (Triode Region)	13
2.6.3 การทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region)	13
2.7 แบบจำลองของมอสเฟต.....	17
2.8 บทสรุป.....	17
บทที่ 3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นทั่วไป.....	18
3.1 บทนำ.....	18
3.2 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบพื้นฐาน.....	20
3.3 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ใช้โอปแอมป์และตัวต้านทาน.....	22

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ใช้วงจรสายพานกระแสและไดโอด.....	28
3.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ.....	29
3.5.1 หลักการของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอแบบพื้นฐาน.....	29
3.5.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอ	
แบบที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิจ.....	32
3.6 บทสรุป.....	35
บทที่ 4 วงจรที่นำเสนอและผลการทํางานทั่วไป.....	36
4.1 บทนำ.....	36
4.2 รายละเอียดของวงจรที่นำเสนอ.....	36
4.2.1 วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส.....	36
4.2.2 วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง.....	38
4.2.3 วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน.....	39
4.3 กระบวนการทํางานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น.....	41
4.4 ผลการจำลองการทํางาน.....	43
4.5 บทสรุป.....	51
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งาน	52
5.1 บทนำ.....	52
5.2 วงจรแปลงสัญญาณค่า RMS เป็น สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง.....	52
5.3 การจำลองการทํางานวงจรแปลงสัญญาณค่า RMS	
เป็น สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงด้วยโปรแกรม PSICE.....	54
5.4 บทสรุป.....	60
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	61
6.1 บทสรุป.....	61
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	61
บรรณานุกรม.....	63
ภาคผนวก.....	65

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง.....	66
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	67
ประวัติผู้เขียน.....	82

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงการกำหนดค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์.....	43
4.2 เปรียบเทียบวงจรถูกนำเสนอและวงจรถูกนำเสนอในวารสารต่างๆ.....	51
5.1 แสดงการกำหนดค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์.....	55
5.2 แสดงแรงดันเฉลี่ยที่ได้จากรูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.8.....	59
6.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรถูกนำเสนอ.....	67

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม.....5
2.2	โครงสร้างของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์.....6
2.3	โครงสร้างของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน.....6
2.4	สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์.....7
2.5	แสดงการไบอัสเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์ ซึ่งทำให้เกิดย่านปลดพาหะ (Depletion Region).....7
2.6	แสดงการเกิด Inversion Layer ของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์.....8
2.7	แสดงภาพตัดขวางของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear region)9
2.8	แสดงส่วนทางเรขาคณิตบริเวณผิวของ Inversion Layer.....11
2.9	แสดงการเกิด Pinch-off.....12
2.10	คุณลักษณะ กระแสกับแรงดันพื้นฐานของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์.....15
2.11	กระแสเดรนของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ตามฟังก์ชันของแรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส.....15
2.12	กระแสเดรนและแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน.....16
2.13	กระแสเดรนและแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์.....16
3.1	วงจรรีเลย์กระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐาน.....19
3.2	วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นพื้นฐานใช้ออปแอมป์ 2 ตัว.....20
3.3	วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นพื้นฐานใช้ลูป้อนกลับ.....20
3.4	วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์.....21
3.5	ภาคเอาต์พุทของออปแอมป์แบบใช้งานโดยทั่วไป.....22
3.6	วงจรมตามแรงดันสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์.....23
3.7	วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นแบบใช้ออปแอมป์ 2 ตัว.....24
3.8	วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นแบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัว.....26
3.9	วงจรรีเลย์กระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้วงจรสายพานกระแสกับไดโอด.....28
3.10	วงจรรีเลย์กระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้วงจรมขยายความนำแบบพื้นฐาน.....29
3.11	วงจรรีเลย์กระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้โอทีเอที่มีการชดเชยอุณหภูมิ.....32
3.12	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_1 กับแรงดันอินพุท V_m33
3.13	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_2 กับแรงดันอินพุท V_m33
4.1 (ก)	สัญลักษณ์ของวงจรม DO-OTA (ข) โครงสร้างวงจรม DO-OTA.....37
4.2 (ก)	ภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ PMOS บนฐานรองชนิด p (ข) สัญลักษณ์.....38

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS และ PMOS บนฐานรองชนิด p.....	38
4.4 วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรงสูง.....	39
4.5 (ก) วงจรตัวต้านทานแบบมอส (ข) สัญลักษณ์ของตัวต้านทานแบบมอส.....	40
4.6 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น.....	41
4.7 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่นำเสนอ.....	42
4.8 คุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรง.....	44
4.9 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 100 MHz.....	45
4.10 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 200 MHz.....	45
4.11 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 300 MHz.....	46
4.12 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 400 MHz.....	46
4.13 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 500 MHz.....	47
4.14 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 600 MHz.....	47
4.15 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ความถี่ 600 MHz เมื่อกระแสไบอัส 1 mA.....	48
4.16 รูปคลื่นเอาต์พุทที่อุณหภูมิค่าต่างๆ.....	49
4.17 รูปคลื่นอินพุทและเอาต์พุทที่ขนาด $10\text{ mV}_{\text{peak}}$	50
4.18 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรียงกระแส.....	50
5.1 วงจรแปลงแรงดันค่า RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง.....	53
5.2 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 1 MHz.....	55
5.3 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 5 MHz.....	56
5.4 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 10 MHz.....	56
5.5 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 25 MHz.....	57
5.6 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 50 MHz.....	57
5.7 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 75 MHz.....	58
5.8 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 100 MHz.....	58
5.9 แสดงการหน่วงเวลาของวงจรในรูปที่ 5.1 โดยที่ตัวเก็บประจุมีค่าแตกต่างกัน.....	59

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ได้มีการวิวัฒนาการไปอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์หลายชนิดได้ถูกนำมาสร้างเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณต่างๆ อย่างมากมาย โดยเริ่มจากระบบสุญญากาศมาเป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่มีลักษณะเป็นดิสครีท (Discrete) และต่อมาเป็นรูปแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือที่เรียกว่า ไอซี (IC) และในการออกแบบวงจรได้มีการพัฒนาด้วยการนำเสนอการออกแบบวงจรด้วยหลักการใหม่ๆ ขึ้นมาอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย หรือออกแบบปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติ และมีประสิทธิภาพในการทำงานตลอดจนให้ค่าความละเอียดและความแม่นยำในการทำงานที่ดีขึ้น และมีผลตอบสนองต่อความถี่ที่ปฏิบัติงานสูงตาม ใช้อุปกรณ์ที่มีจำนวนน้อยที่สุด และใช้กำลังงานต่ำ เพื่อให้วงจรสามารถรองรับเทคโนโลยีของวงจรรวมขนาดใหญ่ (Very Large Scale Integration : VLSI)

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดที่ยังตรงเป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญสำหรับการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก เนื่องจากวงจรเรียงกระแสสัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าค่าแรงดันเทรสโพลด์ของไดโอด เนื่องจากไดโอดจะทำงานเมื่อมีแรงดันตกคร่อมไดโอด 0.3 โวลต์ สำหรับชนิดเยอมาเนียมและ ตกคร่อม 0.6 โวลต์ สำหรับชนิดซิลิคอน ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนางจรเรียงกระแสที่สามารถเรียงกระแสสัญญาณที่มีขนาดเล็กอย่างต่อเนื่อง [3]-[23] โดยวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในช่วงแรก ประกอบด้วย ออปแอมป์ (Operation Amplifier: Op-Amp) ต่อร่วมกับไดโอดและตัวต้านทานได้ถูกนำเสนอไว้ใน [7],[12],[13],[15],[16],[18],[19],[23] ซึ่งวงจรมีข้อจำกัดหลายอย่างคือ ระหว่างช่วงหยุดนำกระแสและช่วงหยุดนำกระแสและนำกระแสของไดโอด ออปแอมป์จะถูกจำกัดจากสัญญาณขนาดเล็ก dv/dt ผลคือจะเกิดความเพี้ยนที่บริเวณ จุดผ่านศูนย์ (zero crossing) ของสัญญาณอินพุท [13] นอกจากนี้วงจรเรียงกระแสที่ใช้ออปแอมป์ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้เนื่องจากถูกจำกัดจากค่า GBW ในตัวออปแอมป์เอง ยิ่งไปกว่านั้นวงจรเรียงกระแสที่ใช้ออปแอมป์และตัวต้านทานไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรสายพานกระแสเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติมีค่าอัตราการสลับสูง และมีแบนด์วิดท์กว้างเมื่อเปรียบเทียบกับออปแอมป์ ดังนั้นจึงทำให้วงจรสายพานกระแสได้รับความนิยมสำหรับวงจรรวมสมัยใหม่ ที่ผ่านมาวงจรสายพานกระแสได้ถูกนำมาสร้างวงจรเรียงกระแสดังนี้ วงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอด ตัวต้านทานและวงจรสายพานกระแสได้ถูกนำเสนอใน [2],[4],[10],[20] แต่ข้อเสียของวงจรเหล่านี้คือจะใช้ตัวต้านทานแบบลอยตัวและวงจรสายพานกระแสถึงสองวงจรจึงทำให้ไม่ค่อยเหมาะกับการนำไปสร้างเป็น

วงจรรวม วงจรเรียงกระแสด้วยเทคโนโลยีซีมอสทำงานในคลาส AB ได้ถูกนำเสนอใน [9] เนื่องจากวงจรสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ดังนั้นสัญญาณกระแสอินพุตจะต้องมีขนาดใหญ่กว่ากระแสไบอัสสี่เท่าเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาคุณสมบัติกำลังสองของมอส วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง โดยกำหนดให้วงจรทำงานในคลาส B ถูกนำเสนอใน [3] แต่ข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสที่ทำงานในคลาส B คือทำงานได้ที่ความถี่ไม่สูง วงจรออปเปอเรชันแนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟร์ (OTA) คือวงจรที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานในการสร้างบล็อกวงจรอนาล็อก ระบบที่ใช้วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์พื้นฐานจะสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และไม่ต้องการตัวต้านทาน ด้วยเหตุนี้วงจรต่างๆ ที่สร้างจากวงจรโอทีเอจึงเหมาะสำหรับการนำไปสร้างวงจรรวมเรียงกระแสครั้งคลื่นโดยใช้วงจรโอทีเอ [6] วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรโอทีเออาทพุทคู่ได้ถูกนำเสนอใน [11] บทความนำเสนอวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงที่ทำงานที่ความถี่สูงด้วยเทคโนโลยีซีมอสโดยพัฒนาต่อจากวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอในเอกสารอ้างอิง [1] ซึ่งมีโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอจะใช้วงจรโอทีเอแบบอาทพุทคู่หนึ่งวงจร ไดโอดแฝงที่ได้จากโครงสร้างซีมอสและตัวต้านทานแบบมอสหนึ่งตัว ดังนั้นจึงเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรที่เคยนำเสนอมา โดยวงจรที่นำเสนอมีความเที่ยงตรง และสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรรวมเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรมอสด้วยเทคโนโลยี 500 nm โดยโครงสร้างของวงจรมีส่วนประกอบสามส่วนดังนี้ คือ วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (V-I converter) วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง และ วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน (I-V converter) โดยวงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้

- 1) เพื่อศึกษาค้นคว้า วิจัยและพัฒนาวิธีการออกแบบวงจรรวมเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในรูปแบบใหม่ เพื่อช่วยขจัดปัญหาและข้อจำกัดที่เกิดขึ้นจากการออกแบบวงจรรวมเพื่อให้ได้วงจรรวมเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีคุณสมบัติที่ดีที่สุด
- 2) เพื่อที่จะสามารถนำเอาวงจรรวมที่ออกแบบดังกล่าวนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างง่าย
- 3) เพื่อที่จะลดขนาดวงจรมให้มีขนาดเล็ก เนื่องจากการออกแบบวงจรรวมดังกล่าวมีจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการออกแบบวงจรมที่มีจำนวนน้อย
- 4) วงจรมที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิที่ดีมาก
- 5) วงจรมที่นำเสนอเหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

1.3 ขอบเขตงานวิจัย

ขอบเขตของงานวิจัยของ การออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยี 500 nm ที่ทำงานในโหมดกระแสที่มีความง่ายไม่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์ที่มีจำนวนน้อยด้วยการใช้เทคโนโลยีซิมอสของ MIETEC ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีความนิยมในการออกแบบในปัจจุบัน และใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่มีขนาด ± 5 V โดยมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตที่มีค่าระหว่าง -500 mV ถึง 500 mV และ ช่วงการปฏิบัติงานที่มีอุณหภูมิตั้งแต่ 25, 50 และ 75 องศาเซลเซียสโดยจะทำการศึกษาและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและวิจัยเพื่อออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยีขนาด 500 nm โดยเนื้อหาจะแบ่งออกเป็น 6 บท

บทที่ 1 เป็นบทกล่าวนำของวิทยานิพนธ์ เพื่อให้ผู้อ่านได้ทราบถึง ความเป็นมาของปัญหา วัตถุประสงค์ และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงเทคโนโลยีซิมอส ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักในวิทยานิพนธ์ เพื่อให้ผู้อ่านได้ทราบถึง โครงสร้าง และหลักการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นทั่วไป เพื่อให้ผู้อ่านได้ทราบถึง หลักการทำงานของ วงจร โครงสร้างและคุณสมบัติต่างๆ ของวงจร รวมถึงการพิจารณาข้อดีและข้อเสียของการออกแบบวงจร ด้วยวิธีการนั้นๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยี 500 nm โดยจำลองเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

บทที่ 5 กล่าวถึงการนำวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยี 500 nm มาทำการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรแปลงสัญญาณค่า RMS (root-mean-square) เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงโดยจำลองเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุปและแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นส่วนของภาคผนวก ก โดยจะนำโค้ดของโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงาน และ บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

2.1 บทนำ

วงจรรวม (Integrated Circuit) หรือ IC โดยภายในบทนี้จะกล่าวถึง วงจรรวมที่อยู่ในลักษณะที่เป็น โมโนลิธิค (Monolithic) กล่าวคือ วงจรทั้งหมดประกอบด้วย ส่วนประกอบ (Component) ในรูปแบบทั้งแบบแอกทิฟ และ แพสซีฟ ที่อยู่บนสารกึ่งตัวนำเดียวกัน ซึ่งวงจรรวมนี้จะแบ่งได้สองประเภทคือ อนาล็อก กับ ดิจิตอล โดยภายในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นในเรื่องการออกแบบวงจรรวม

2.1.1 ข้อเปรียบเทียบระหว่างวงจรรวมกับวงจรดีสครีท

ในปัจจุบันได้มีการลงทุนและพัฒนาทางด้านอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ โดยเน้นในด้านการผลิตวงจรรวม มากกว่าการผลิตส่วนประกอบแบบดีสครีท เนื่องจากวงจรรวมมีข้อดีที่กว่าวงจรดีสครีทดังนี้

1. วงจรรวม สามารถผลิตวงจรต่างๆ เช่น วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น วงจรกรองความถี่ และวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น ได้ครั้งละหลายวงจรต่อการผลิตครั้งเดียว ดังนั้นจึงทำให้ต้นทุนการผลิตวงจรรวมมีราคาถูก

2. วงจรรวม มีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากส่วนประกอบภายในวงจรรวม เช่น ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะถูกสร้างขึ้นพร้อมๆ กันในกระบวนการผลิต ทำให้ค่าพารามิเตอร์ของส่วนประกอบต่างๆ นั้นมีค่าเท่ากันและมีคุณสมบัติ (Characteristics) ของส่วนประกอบเหล่านั้นมีความสมพงษ์กัน และมีคุณสมบัติทางภาวะแวดล้อมที่เหมือนกัน เช่น มีการเปลี่ยนแปลงผลตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง โดยที่เราสามารถสร้างวงจรที่มีความสลับซับซ้อนขึ้นมาได้ และไม่มีรอยบัดกรี ทำให้ลดผลกระทบที่เกิดขึ้นจากรอยบัดกรีได้ ซึ่งทำให้การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าการสร้างวงจรด้วยวงจรดีสครีท

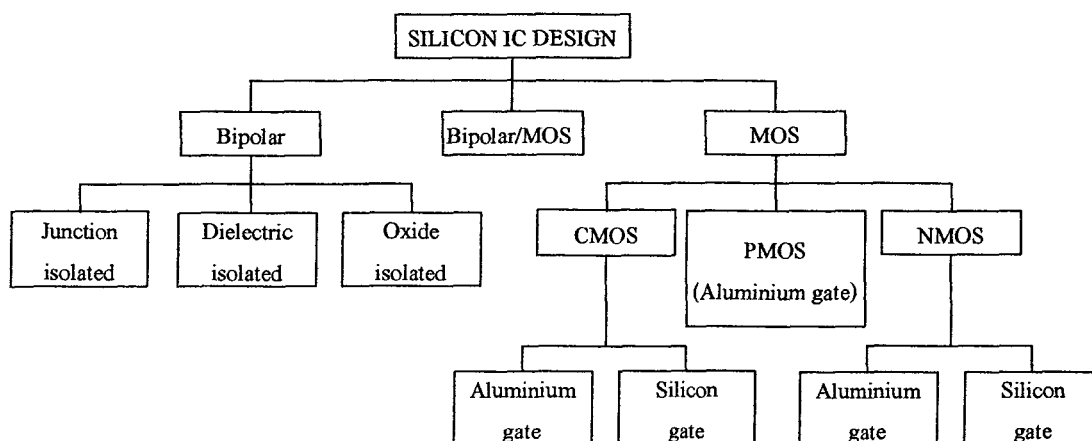
3. วงจรรวม สามารถแทนด้วยการทำงานในแต่ละบล็อกไดอะแกรมของระบบ ดังนั้นในการศึกษา หรือออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบันจะเน้นในเรื่องบล็อกไดอะแกรมเป็นหลัก จึงทำให้การพัฒนาและการใช้งานมีความสะดวกขึ้น เพราะสามารถใช้งานวงจรรวมแทนลงในบล็อกไดอะแกรมได้เลย โดยที่เราไม่จำเป็นต้องสร้างวงจรที่มีขนาดใหญ่หรือมีความยุ่งยาก เพื่อมาใช้ในการทำงานในบล็อกไดอะแกรมนั้นๆ ซึ่งทำให้ความยุ่งยากในการสร้างวงจรทั้งหมดลดลงได้อย่างมาก

4. วงจรรวมมีขนาดเล็กและเบากว่า แต่วงจรรวมยังมีข้อเสีย คือ ผู้ใช้ไม่สามารถปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ค่าความต้านทานภายในวงจรรวม ได้ง่ายเหมือนในวงจรดีสครีท แต่จะทำการปรับแต่งวงจรรวมด้วยแสงเลเซอร์ซึ่งทำให้ราคาต้นทุนในการผลิตมีราคาที่สูง และ วงจรรวมมีความยุ่งยาก สลับซับซ้อนและใช้เวลามากกว่าดีการออกแบบวงจรดีสครีท ซึ่งข้อเสียเหล่านี้จะมีผลไม่มากถ้ามีการผลิตวงจรรวมเป็นจำนวนมาก

2.2 เทคโนโลยีของมอส

ในการพัฒนาเทคโนโลยี VLSI เป็นการผลิตวงจรรวมที่เป็นเทคโนโลยีที่นิยมใช้กันมาก เนื่องจากมีข้อดีมากกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆ เช่น การสูญเสียของพลังงานที่ต่ำกว่า มีอินพุตอิมพี

แดนซ์สูงมาก และการออกแบบง่าย เป็นต้น ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับงานด้านการประมวลผลสัญญาณ (Signal Processing) แบบเป็นวงจรรวมอยู่บนชิพเดียว (Single Chip) การทำงานจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งในวงจรรวมเป็นส่วนใหญ่ที่สำคัญในการผลิตไอซีโดยออกแบบเป็น VLSI ด้วยการออกแบบ VLSI ในระบบที่เป็น วงจรรวมเป็นส่วนใหญ่เป็นที่รู้จักกันคือ วงจรกรองสัญญาณ วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล วงจรแปลงดิจิทัลเป็นอนาล็อก วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator) และวงจรรวมควบคุมอัตราการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control)



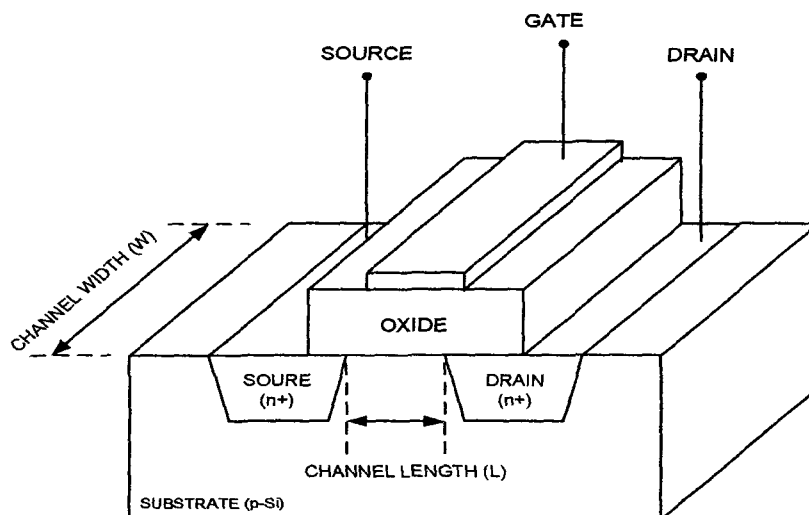
รูปที่ 2.1 แผนผังของเทคโนโลยีวงจรรวม

เทคโนโลยีที่นิยมใช้ในการออกแบบและผลิตวงจรรวม แบ่งได้ 2 แบบคือ แบบไบโพลาร์ (BJT) และ มอส (MOS) ซึ่งแบ่งเป็นส่วนต่างๆ ดังรูปที่ 2.1 โดยทั้งหมดจะสร้างขึ้นอยู่บนรากฐานของเทคโนโลยีวงจรรวมแบบซิลิกอน (Silicon Integrated-Circuit Technology) ในสมัยก่อนนิยมออกแบบวงจรโดยอาศัยเทคโนโลยีไบโพลาร์ ซึ่งปัจจุบันเทคโนโลยีของมอสได้มีการเจริญเติบโตและเป็นที่นิยมในการผลิต เนื่องจากเทคโนโลยีมอสสามารถบรรจุวงจรรวมที่ออกแบบไว้มีความหนาแน่นมากขึ้น เช่น หน่วยความจำ (Memory) หน่วยประมวลผล (Microprocessor)

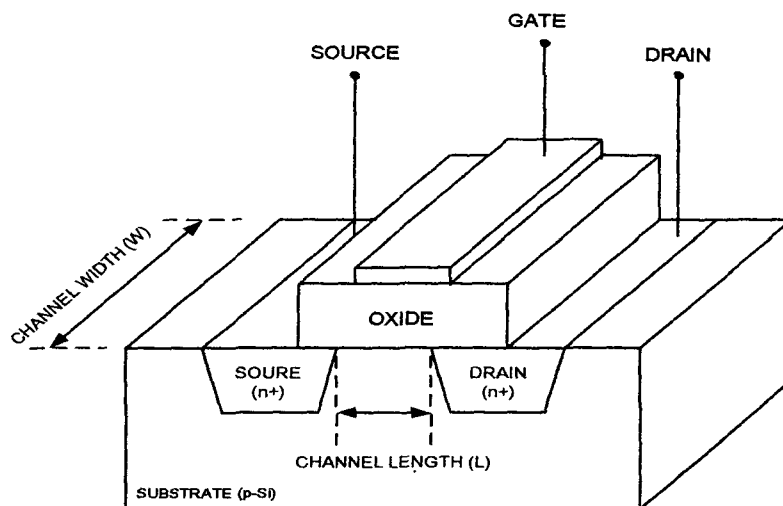
2.3 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งตามโครงสร้างได้เป็น 2 แบบคือ เอ็นมอสทรานซิสเตอร์ (N-Channel) และพีมอสทรานซิสเตอร์ (P-Channel) ในแต่ละชนิดยังสามารถแบ่งตามลักษณะการทำงานได้อีก 2 แบบคือ เอ็นฮานซ์เมนต์ทรานซิสเตอร์ (Enhancement) และดีพลีชันมอสทรานซิสเตอร์ (Depletion) โดยพิจารณาจากรูปที่ 2.2 แสดงถึงรายละเอียดโครงสร้างของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ ซึ่งจะเห็นการโดปสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (n^+ Region) อยู่ 2 ส่วน ในสารกึ่งตัวนำชนิดพี ในด้านซ้ายจะเรียกว่า ซอร์ส (Source) ในด้านขวาจะเรียกว่า เดรน (Drain) ส่วนบนของบริเวณการโดปสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นทั้งสองจุด จะถูกวางทับด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ จากนั้นวางทับด้วยโลหะ (หรือ โพลีซิลิกอน) จะเรียกว่า เกต (Gate) และตัวถังของอุปกรณ์ตัวนี้ จะเรียกว่า ซับสเตรท (Substrate) หรือ บัค (Bulk) สำหรับระยะห่างระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็น ซอร์ส และ เดรน จะ

เรียกว่า ความยาวของแชนแนล (Channel Length : L) และความกว้างระหว่าง ซอร์สและเดรน จะเรียกว่า ความกว้างของแชนแนล (Channel Width : W) ถ้าส่วนของฐานรองทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและสารกึ่งตัวนำชนิดพีถูกโด๊ปลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้ถูกเรียกว่าฟิโอมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ แต่จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่าง ซอร์ส กับ เดรน ของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชั่น จะมีการโด๊ปสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นดังรายละเอียดในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์

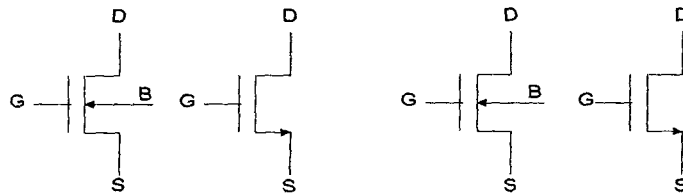


รูปที่ 2.3 โครงสร้างของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชั่น

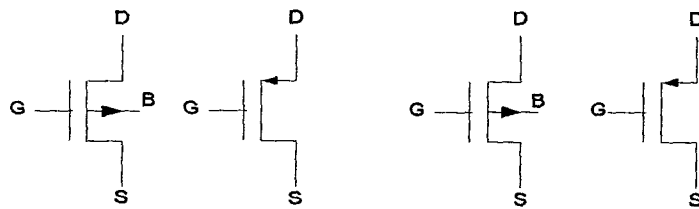
2.4 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์สามารถบอกได้ว่าเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นหรือชนิดพี โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอร์ส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น ฟิโอมอสทรานซิสเตอร์ แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น เอ็นมอสทรานซิสเตอร์ หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาฐานรอง

(Substrate) หรือบางที่เรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศร หันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น เอ็นมอสทรานซิสเตอร์ แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น พีมอสทรานซิสเตอร์ และสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสทรานซิสเตอร์เป็นแบบเอ็นฮานเมนท์หรือแบบดีฟลิชั่น ดังรูปที่ 2.4



ก. เอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ข. เอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชั่น

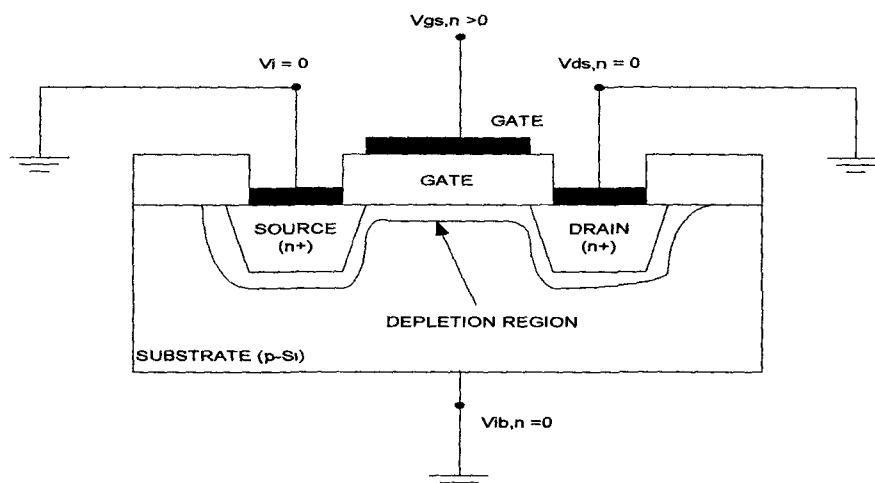


ค. พีมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ง. พีมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชั่น

รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

2.5 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

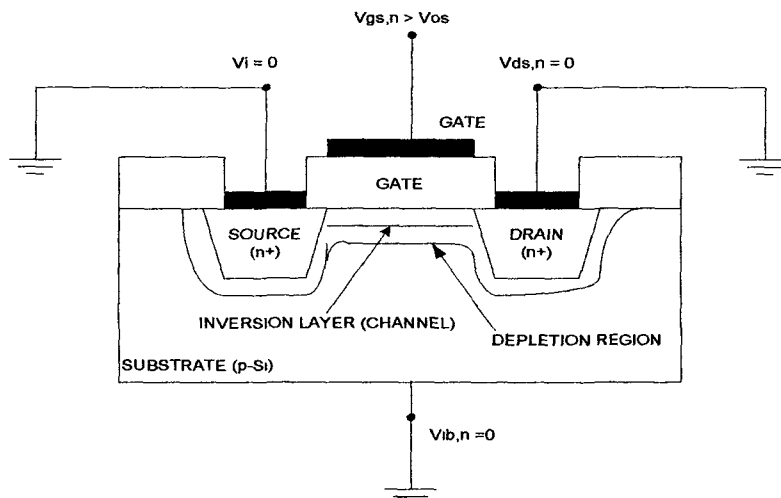
ถ้าพิจารณาโครงสร้างของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์จากรูปที่ 2.2 จะสามารถอธิบายการทำงานอย่างง่าย ๆ ของมอสทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในแชนแนลระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์จะถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้าที่ถูกสร้างขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันที่เกต และปริมาณกระแสที่ไหลในแชนแนลก็ถูกควบคุมโดยอาศัยแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สและแรงดันที่ฐานรอง อีกด้วย



รูปที่ 2.5 การไบอัสเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ซึ่งทำให้เกิดย่านปลอดพาหะ (Depletion Region)

การไบอัสอย่างง่ายให้กับเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์ ดังแสดงดังรูปที่ 2.5 โดยให้เดรน ชอร์ส และฐานรอง ($V_{sb,n}$) ถูกต่ออยู่กับกราวด์ และแรงดันที่มีศักย์บวกระหว่างเกตกับชอร์ส ($V_{gs,n}$) ซึ่งสามารถทำให้เกิดแชนแนลความนำขึ้นภายใต้เกต เมื่อแรงดันที่มีศักย์บวกระหว่างเกตกับชอร์สมีค่าน้อยๆ Majority Carrier (Hold) จะถูกผลักลงไปยังฐานรอง (Substrate) จะทำให้ผิวของฐานรอง P – Type เกิดย่านปลอดพาหะขึ้น และถ้าบริเวณผิวปราศจาก Mobile Carrier ใดๆ ค่าความนำไฟฟ้าระหว่างเดรนกับชอร์สจะไม่เกิดขึ้นด้วย

ถ้าทำการไบอัสที่เกตกับชอร์สด้วยแรงดันที่มีศักย์บวกมากขึ้น จนกระทั่งมากกว่าแรงดันค่าบวกค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า แรงดันเทรสโฮลด์ (V_{th}) ทำให้ศักย์บวกของเกตที่มากขึ้นนี้ จะดึงอิเล็กตรอนจำนวนมากจาก ฐานรอง P – Type มาใกล้บริเวณผิวสร้างเป็น N – Type Region ใกล้บริเวณผิวจะเรียกว่า Inversion Layer ดังแสดงรายละเอียดในรูปที่ 2.6 ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างเดรนกับชอร์สและจะทำหน้าที่เป็นช่องทางเดินกระแสระหว่างเดรนกับชอร์ส และปริมาณกระแสที่ไหลผ่านระหว่างเดรนกับชอร์สจะขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์ของแรงดันที่ไบอัสให้เดรนกับชอร์ส ดังนั้นถ้าให้แรงดันระหว่างเดรนกับชอร์สเป็นบวกเล็กน้อย ($V_{ds,n} > 0$) จะเกิดกระแสไหลจากเดรน ไปยังชอร์ส ถ้าเพิ่มให้แรงดันระหว่างเดรนกับชอร์สที่ค่าหนึ่ง ($V_{ds,n} = (V_{gs,n} - V_{th})$) จะทำให้กระแสเดรนจะไหลสูงสุดและจะคงที่ตลอดไปแม้มีการเพิ่มแรงดันระหว่างเดรนกับชอร์ส ($V_{ds,n}$) ขึ้นอีกก็ตาม



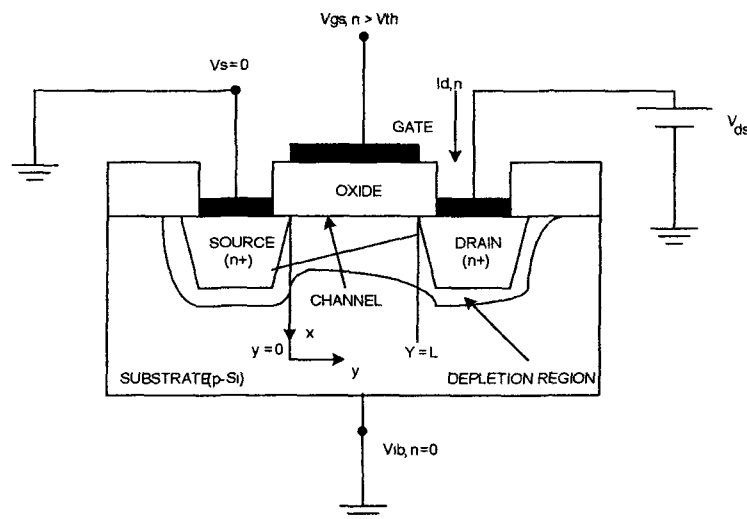
รูปที่ 2.6 การเกิด Inversion Layer ของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนต์

ส่วนการทำงานของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันนั้น จากโครงสร้างดังแสดงดังรูปที่ 2.3 จะเห็นได้ว่า เมื่อไบอัสแรงดันระหว่างเกตกับชอร์สเป็นศูนย์ จะทำให้แรงดันระหว่างเดรนกับชอร์สเป็นบวกค่าหนึ่ง จะมีกระแสเดรนไหลค่าหนึ่ง เนื่องจากแชนแนลได้ถูกสร้างไว้แล้ว เมื่อไบอัสแรงดันระหว่างเกตกับชอร์สมีค่าเป็นลบค่าน้อยๆ จะเกิดกระแสไฟฟ้าในออกไซด์มีทิศทางไปยังขาคเกต ผลที่ได้จะทำให้อิเล็กตรอนบริเวณใกล้ผิวในแชนแนลถูกผลักให้ลงมาในแชนแนลส่วนล่าง เป็นผลทำให้เกิดย่านปลอดพาหะ (Depletion Region) ใกล้บริเวณผิวภายในแชนแนลขึ้น ทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลลดลง ผลทำให้กระแสเดรนไหลน้อยลงและถ้าแรงดันระหว่างเกตกับชอร์สเป็นลบมาก

ขึ้น ทำให้ย่านปลอดพาหะแผ่กว้างเพิ่มขึ้นในแชนแนล จะทำให้สภาพความนำไฟฟ้าของแชนแนลลดลงไปอีก ทำให้กระแสเดรนไหลน้อยลงไปอีก และถ้าแรงดันเกตเป็นลบมากๆ ทำให้ย่านปลอดพาหะแผ่กว้างเต็มแชนแนล แชนแนลจะไม่นำกระแส ทำให้กระแสเดรนมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเรียกการทำงานแบบนี้ว่า การทำงานแบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode) สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันได้ดังรูปที่ 2.12 และกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานสม์นที่ 2.13

2.6 คุณสมบัติทางแรงดันกับกระแสของมอสทรานซิสเตอร์

การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ต้องการข้อกำหนดต่างๆ เพื่อให้ปัญหาต่างๆง่ายขึ้น ในการวิเคราะห์สำหรับการหาความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ในหัวข้อนี้ จะทำการวิเคราะห์ปัญหาการไหลของกระแสหนึ่งมิติ ทำให้ได้สมการกระแสที่เข้าใจได้ง่ายและสอดคล้องกับผลที่ได้จากการทดลอง



รูปที่ 2.7 ภาพตัดขวางของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear region)

เริ่มต้นด้วยการพิจารณารายละเอียดของภาพตัดขวางของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น ดังแสดงดังรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าซอร์สและซับสเตรดถูกต่อกับกราวด์ ($V_s = V_{sb,n} = 0$) ส่วนกระแสเดรน ($I_{d,n}$) จะถูกควบคุมจากภายนอกโดยแรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส ($V_{gs,n}$) และแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส ($V_{ds,n}$) ค่าแรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส จะถูกกำหนดให้มีความมากกว่าค่าแรงดันเทรชโฮลด์ (V_m) เพื่อสร้างค่าความนำไฟฟ้าให้เกิดขึ้นในแชนแนลระหว่างเดรนกับซอร์ส และกำหนดจุดพิกัดของโครงสร้างเป็นดังนี้ ทิศทาง x (x-direction) จะตั้งฉากไปกับพื้นผิวและชี้ลงไปพิกัดของโครงสร้างดังนี้ ทิศทาง x (x-direction) จะตั้งฉากไปกับพื้นผิวและชี้ไปยังซับสเตรด ส่วนทิศทาง y (y-direction) จะขนานไปกับพื้นผิวให้ $V_c(y)$ เป็นแรงดันแชนแนล กำหนดให้ค่าแรงดันเทรชโฮลด์มีค่าคงที่ตลอดแชนแนล ดังนั้นขอบเขตของแรงดันแชนแนลจะเป็นดังนี้

$$V_c(y = 0) = V_s = 0$$

$$V_c(y = L) = V_{ds,n} \quad (2.1)$$

นอกจากนั้นบริเวณแชนแนลระหว่างเดรนกับซอร์สจะถูกกำหนดให้มีค่าตรงข้ามกัน

$$V_{gs,n} \geq V_{th}$$

$$V_{gd,n} = V_{gs,n} - V_{ds,n} \geq V_{th} \quad (2.2)$$

เมื่อ $V_{gd,n}$ เป็นแรงดันระหว่างเกตและเดรน

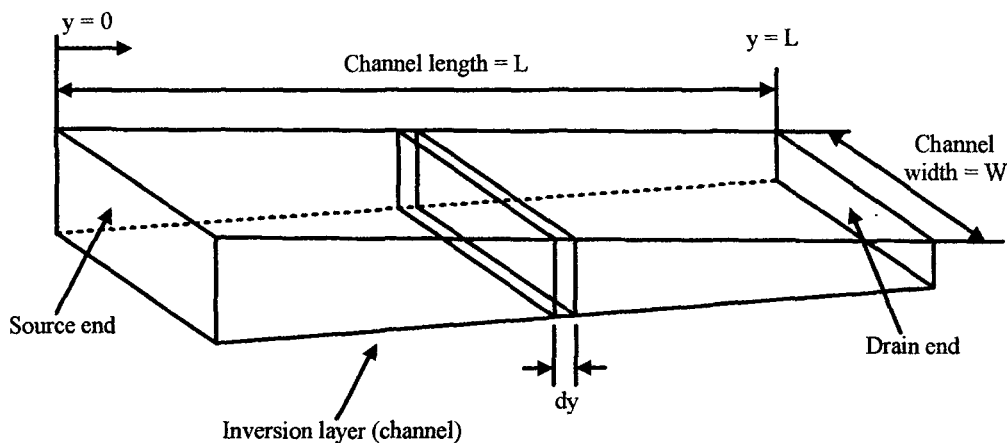
กระแสเดรนเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนภายในแชนแนลจากซอร์สไปยังเดรนภายใต้สนามไฟฟ้าที่ถูกสร้างขึ้น เมื่อการไหลของกระแสจะถูกกำหนดโดยจำนวนประจุของโมบายอิเล็กตรอน (Mobile electron) บนผิวของ *inversion layer* ดังนั้นจะพิจารณาในรายละเอียดของ *inversion layer* ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันในการไบอัส

ถ้า $Q_1(y)$ ให้เป็นโมบายอิเล็กตรอนรวมที่ประจุในผิวของ *Inversion layer* การประจุนี้สามารถแสดงในฟังก์ชันของแรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส ($V_{gs,n}$) และแรงดันแชนแนล ($V_c(y)$) ได้ดังนี้

$$Q_1(y) = -C_{ox} [V_{gs,n} - V_c(y) - V_{th}] \quad (2.3)$$

โดยที่ C_{ox} คือค่าความจุต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของชั้นออกไซด์ที่กั้นระหว่างเกตกับแชนแนล

รูปที่ 2.8 จะเป็นการแสดงพื้นผิวทางเรขาคณิตของ *inversion layer* และแสดงขนาดของตัวแปรต่างๆ ค่าความหนาของ *inversion* จะเป็นรูปลิ้ม โดยเริ่มจากซอร์สไปยังเดรน เนื่องจากแรงดันระหว่างเกตและแชนแนลทำให้ผิวของ *inversion layer* มีค่าน้อยลงที่จุดสิ้นสุดของเดรน



รูปที่ 2.8 ส่วนทางเรขาคณิตบริเวณผิวของ *Inversion Layer*

จากนั้นทำการพิจารณาการเพิ่มขึ้นของความต้านทาน (dR) ของการ differential ส่วนแชนแนลที่แสดงในรูปที่ 2.8 กำหนดให้โมบายอิเล็กตรอนใน inversion layer ทั้งหมดมีค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (μ_n) คงที่ การเพิ่มขึ้นของความต้านทานสามารถแสดงได้ดังนี้

$$dR = -\frac{dy}{W\mu_n Q_1(y)} \quad (2.4)$$

กระแสเดรนจะไหลระหว่างเดรนกับซอร์สในทิศทาง y ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดของรูปแบบการวิเคราะห์แบบหนึ่งมิติ ใช้กฎของโอห์มเพื่อหาแรงดันตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์สของ dy ในทิศทาง y จะได้ออกมาเป็น

$$dV_c = I_{d,n} dR = -\frac{I_{d,n}}{W\mu_n Q_1(y)} dy \quad (2.5)$$

ทำการอินทิเกรตสมการที่ (2.5) ไปตามความยาวของแชนแนลจาก $y = 0$ ไปยัง $y = L$ โดยใช้ขอบเขตที่กำหนดจากสมการที่ (2.1)

$$\int_0^L I_{d,n} dy = -W\mu_n \int_0^{V_{ds,n}} Q_1(y) dV_c \quad (2.6)$$

สมการด้านซ้ายมือจะเป็น $I_{d,n}L$ แทนค่า $Q_1(y)$ ด้วยสมการที่ (2.3) แล้วทำการอินทิเกรตดังนี้

$$I_{d,n}L = W\mu_n C_{ox} \int_0^{V_{ds,n}} (V_{gs,n} - V_c - V_{th}) dV_c \quad (2.7)$$

กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันแชนแนล (V_c) ในสมการที่ (2.7) ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของ y จะได้กระแสเดรนเป็นดังนี้

$$I_{d,n} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} [2(V_{gs,n} - V_{th})V_{ds,n} - V_{ds,n}^2] \quad (2.7)$$

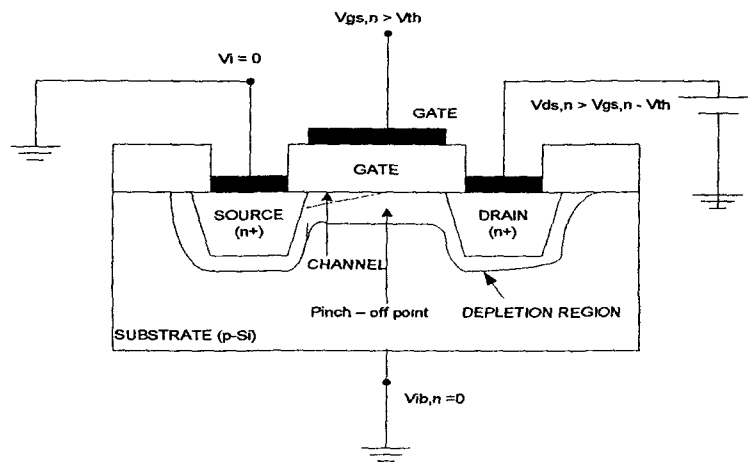
สมการที่ (2.8) เป็นการแสดงกระแสเดรนในรูปฟังก์ชัน second - order ของแรงดันจากภายนอกคือแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส ($V_{gs,n}$) และแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส ($V_{ds,n}$) สมการดังกล่าวเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear region) และสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_{d,n} = \frac{k_n}{2} [2(V_{gs,n} - V_{th})V_{ds,n} - V_{ds,n}^2] \quad (2.9)$$

เมื่อ $V_{gs,n} > V_{th}; 0 < V_{ds,n} < (V_{gs,n} - V_{th})$

$$k_n = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (3.9) เป็นการประมาณการที่ใช้ได้ดีในกรณีที่ $V_{ds,n} < (V_{gs,n} - V_{th})$ เท่านั้น เมื่อ $V_{ds,n} > (V_{gs,n} - V_{th})$ จะเกิดปรากฏการณ์อีกอย่างหนึ่งซึ่งแสดงในรูปที่ (3.8) แสดงถึงค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปภายในแชนแนล และปริมาณความเข้มข้นของประจุที่ค่อยๆ ลดลงเมื่อเข้าใกล้เดรน ถ้าเดรนมีแรงดันเท่ากับ $V_{ds,n} > (V_{gs,n} - V_{th})$ จะทำให้ inversion layer และความลึกของแชนแนลลดลง ซึ่งจะถูกเรียกว่า Pinch-off point จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation region)



รูปที่ 2.9 การเกิด Pinch-off

จากรูปที่ (2.9) ทำให้สามารถแสดงขอบเขตการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงอิ่มตัวได้เป็นดังนี้

$$V_{ds,n} \geq (V_{gs,n} - V_{th}) \quad (2.11)$$

ดังนั้นกระแสเดรนในช่วงการทำงานแบบอิ่มตัวสามารถหาได้โดยการแทนสมการที่ 2.11 ไปในสมการที่ (2.8) จะได้เป็น

$$I_{d,n} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} \left[2(V_{gs,n} - V_{th})(V_{gs,n} - V_{th}) - (V_{gs,n} - V_{th})^2 \right] \quad (2.12)$$

$$I_{d,n} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} \left[(V_{gs,n} - V_{th})^2 \right] \quad (2.13)$$

และสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{d,n} = \frac{k_n}{2} \left[(V_{gs,n} - V_{th})^2 \right] \quad (2.14)$$

เมื่อ $V_{gs,n} > V_{th}; 0 < V_{ds,n} < (V_{gs,n} - V_{th})$

จากรายละเอียดของคุณสมบัติทางแรงดันและกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ทำให้สามารถสรุปการจัดไบอัสการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ได้เป็น 3 ช่วง โดยการทำงานทั้งหมดจะอ้างอิงการไบอัสเอ็นมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์ ดังนี้

2.6.1 การทำงานในช่วงคัทออฟ (Cutoff Region)

เป็นการไบอัสให้แรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส ($V_{gs,n}$) มีค่าน้อยกว่าแรงดันเทรชโฮลด์ (V_{th}) ซึ่งจะเป็นผลทำให้ไม่มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอร์ส ดังนั้นสมการกระแสเดรนจะเป็นดังนี้

$$I_{d,n} = 0 ; V_{gs,n} < V_{th} \quad (2.15)$$

2.6.2 การทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) หรือช่วงเชิงเส้น (Linear Region) หรือ (Triode Region)

เป็นการไบอัสให้แรงดันระหว่างเกตและซอร์ส ($V_{gs,n}$) มีค่ามากกว่าแรงดันเทรชโฮลด์ $|V_{gs,n}| > V_{th}$ และขณะเดียวกันจะไบอัสให้แรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สมีค่าน้อยกว่าแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สลดด้วยแรงดันเทรชโฮลด์ ($V_{ds,n} < (V_{gs,n} - V_{th})$) จะทำให้มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอร์ส โดยสมการกระแสเดรนเป็นดังนี้

$$I_{d,n} = \frac{k_n}{2} \left[(V_{gs,n} - V_{th})^2 V_{ds,n} - V_{ds,n}^2 \right] \quad (2.16)$$

เมื่อ $V_{gs,n} > V_{th}; 0 < V_{ds,n} < (V_{gs,n} - V_{th})$

2.6.3 การทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region)

เป็นการไบอัสให้แรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส มีค่ามากกว่าแรงดันเทรชโฮลด์ $|V_{gs,n}| > V_{th}$ และขณะเดียวกันจะไบอัสให้ระหว่างเดรนกับซอร์สมากกว่าหรือเท่ากับแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สลดด้วยแรงดันเทรชโฮลด์ ($V_{ds,n} > (V_{gs,n} - V_{th})$)

$$I_{d,n} = \frac{k_n}{2} (V_{gs,n} - V_{th})^2 \quad (2.17)$$

เมื่อ $V_{gs,n} > V_{th}; 0 < (V_{gs,n} - V_{th}) < V_{ds,n}$

จะเห็นได้ว่าสมการกระแสเดรนในช่วงอิมิตัวที่ได้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดันที่เดรนกับซอร์ส ($V_{ds,n}$) แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สลบด้วยแรงดันเทรชโฮลด์ ($V_{gs,n} - V_{th}$) ซึ่งทำให้สมการเป็นไปตามคุณลักษณะของกฎสมการกำลังสอง (Square-Law Equation) นั้นเอง

ตัวแปรต่างๆที่แสดงในสมการทั้งหมดสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังนี้

$$k_n = \text{ค่าทรานสคอนดักแตนซ์(Transconductance) มีค่าเท่ากับ } (\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L}$$

$$\mu_n = \text{ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮลด์หรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)}$$

$$C_{ox} = \text{ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ เท่ากับ } \epsilon_{ox}/t_{ox}$$

$$\epsilon_{ox} = \text{ค่าคงที่ของ } SiO_2 = 3.97 \times 8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$$

$$t_{ox} = \text{ความหนาของเกตออกไซด์}$$

$$W = \text{ความกว้างของแชนแนล (Channel Width)}$$

$$L = \text{ความยาวของแชนแนล (Channel Length)}$$

$$V_{gs,n} = \text{ศักย์ไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส (Gate-Source Voltage)}$$

$$V_{gd,n} = \text{ศักย์ไฟฟ้าระหว่างเกตกับเดรน (Gate-Drain Voltage)}$$

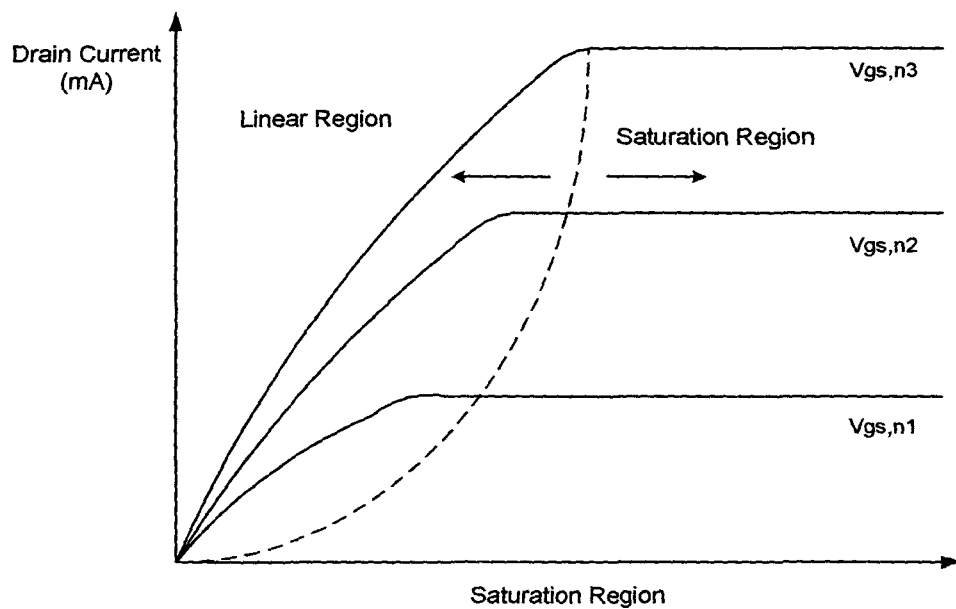
$$V_{ds,n} = \text{ศักย์ไฟฟ้าระหว่างเดรนกับซอร์ส (Drain-Source Voltage)}$$

$$V_{sb,n} = \text{ศักย์ไฟฟ้าซับสเตรต(Substrate Voltage)}$$

$$V_{tn} = \text{ศักย์ไฟฟ้าเริ่มต้นของเอ็นมอส (NMOS Threshold Voltage)}$$

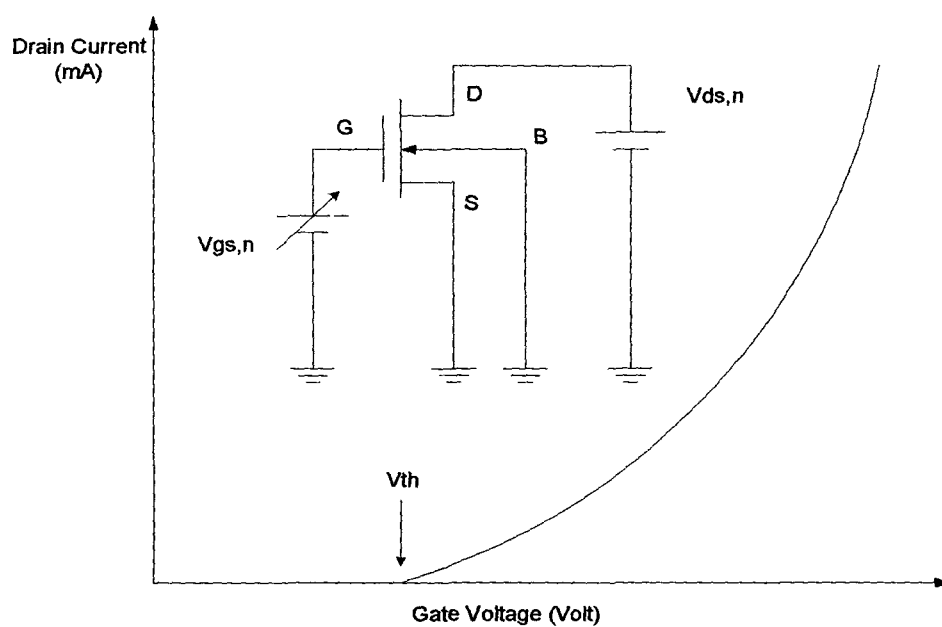
$$V_{tp} = \text{ศักย์ไฟฟ้าเริ่มต้นของพีมอส (PMOS Threshold Voltage)}$$

$$I_d = \text{กระแสเดรนเอ็นมอสทรานซิสเตอร์}$$

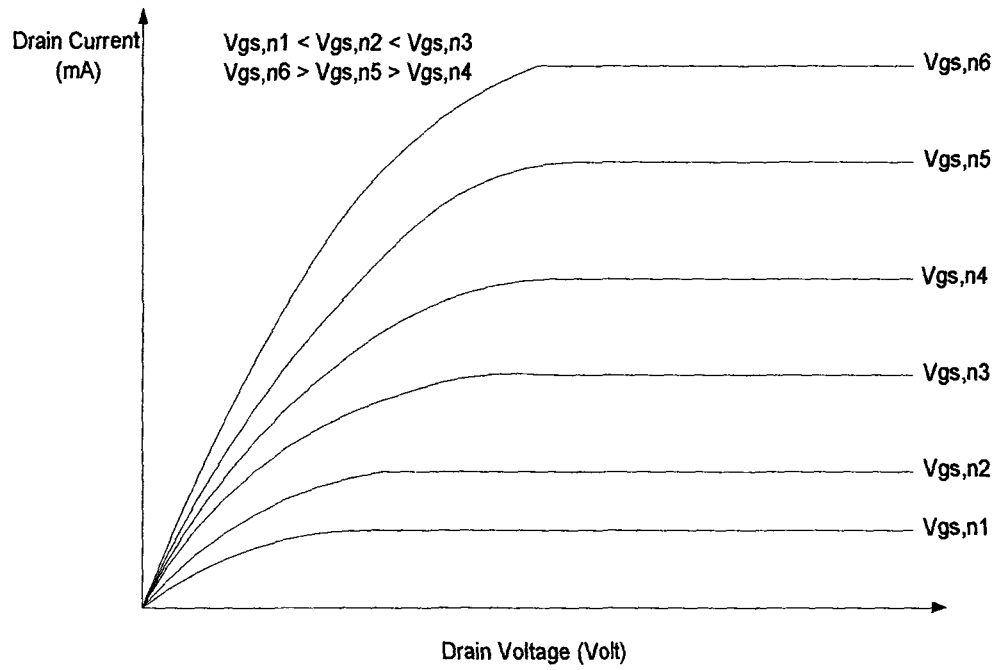


รูปที่ 2.10 คุณลักษณะ กระแสกับแรงดันพื้นฐานของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์

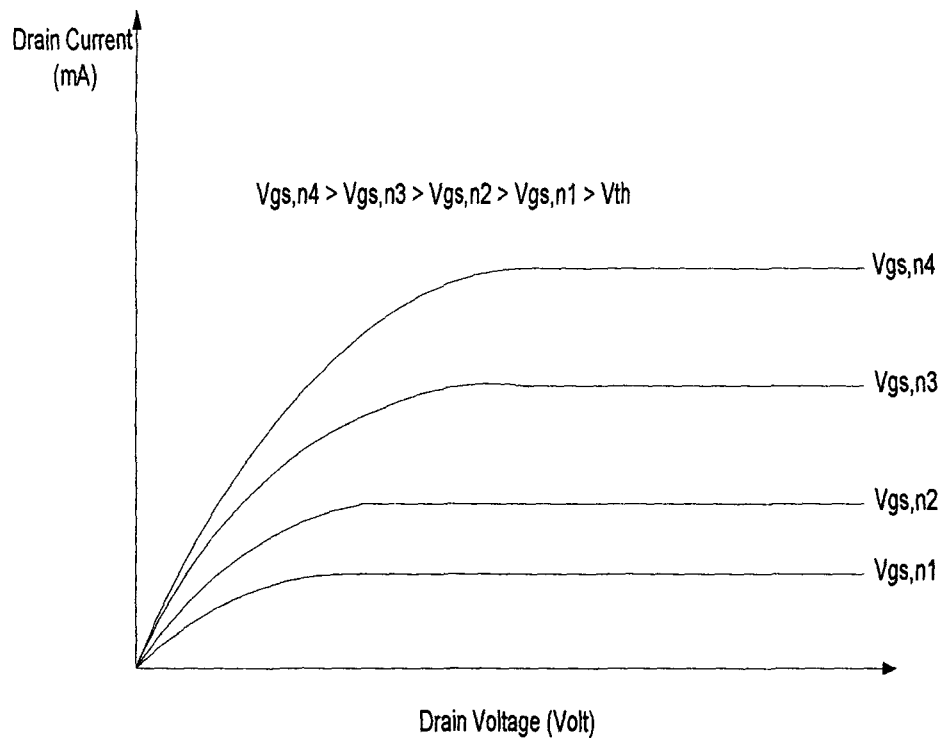
รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างคุณลักษณะกระแสเดรนเทียบกับแรงดันเดรนของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ โดยใช้สมการกระแสที่ 2.8 และสมการ 2.12 เส้นประพาราโบลาจะเป็นการแสดงความขอบเขตระหว่างช่วงเชิงเส้นและอิมิตัว คุณลักษณะของกระแสกับแรงดันของมอสทรานซิสเตอร์สามารถเขียนเทียบระหว่างกระแสเดรนและแรงดันที่เกต ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 กระแสเดรนของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ตามฟังก์ชันของแรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส



รูปที่ 2.12 กระแสเดรนและแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน



รูปที่ 2.13 กระแสเดรนและแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเมนท์

2.7 แบบจำลองของมอสเฟต

ปัจจุบันการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป ในการวิเคราะห์ ประมวลผล และการจำลองแบบการทำงานของวงจรถ่างๆ ด้วยโปรแกรม SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) เป็นโปรแกรมหนึ่งที่มีความนิยมในการใช้งาน โดยโปรแกรม SPICE ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัยแคลิฟอร์เนียที่เบร์คลีย์ (University of California, Berkley) ประเทศสหรัฐอเมริกา ภายในโปรแกรม SPICE แบ่งรูปการจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟตออกเป็น 3 ระดับ คือ LEVEL 1, LEVEL 2, LEVEL 3 ดังนี้

LEVEL 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐานที่มีความยาวของแชนแนลมากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges [8] ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปจนถึงโมเดลของ C.T.Sah [5] ด้วย

LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอน ซึ่งเรียกว่า Short Channel Effect LEVEL 2 ซึ่งมีความแตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการโดยประการแรก คือ วิธีคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effective Channel Length) และประการที่ 2 คือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อในช่วงอิมิตัว และช่วงนำกระแสไม่อิมิตัว

LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลองการสังเกต พฤติกรรมที่เกิดขึ้น และประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้มีความเหมาะสมในการทำงาน ซึ่งใน LEVEL 3 ได้มีการลดการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงนำกระแสไม่อิมิตัวลง

2.8 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง กระบวนการประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำแบบมอส อย่างพอสังเขป และการทำงานในย่านการทำงานต่างๆ ซึ่งทำให้ทราบว่าย่านการทำงานต่างๆ เกิดขึ้นได้อย่างไร และมีสมการที่เกี่ยวข้องเพื่อช่วยคำนวณในวงจรถ่างๆ ที่ประกอบขึ้นจากมอสเฟต ซึ่งอุปกรณ์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่ง ที่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้ด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแรงดันที่ขาเกต สามารถแบ่งตามชนิดของเฟตได้เป็น เอ็นฮานเม้นท์มอสเฟต และดีพลีชันมอสเฟต ซึ่งแต่ละชนิดจะแบ่งออกเป็น PMOS และ NMOS ซึ่งการไบอัสจะมีลักษณะตรงกันข้ามเมื่อพิจารณาจากสมการของกระแสเดรนของมอสเฟตนั้นๆ ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 4 ย่านการทำงาน โดยขึ้นอยู่กับค่าของ $(V_{gs,n} - V_{th})$ ที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับมอสเฟต ซึ่งจะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันเทรตโฮลด์ จึงสามารถควบคุมกระแสเอาท์พุทได้ โดยแรงดันเทรตโฮลด์นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยแรงดันระหว่าง ฆาซอร์ส กับ ฐานรอง (Substrate) และในส่วนสุดท้ายของบทนี้กล่าวถึงรูปแบบจำลองของการใช้โปรแกรมเลียนแบบการทำงาน PSPICE ในโมเดลต่างๆ ที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน เพื่อการวิเคราะห์วงจรถ่างๆ ที่ออกแบบ ว่ามีการทำงานเป็นอย่างไร และมีประสิทธิภาพพิดขนาดไหน

บทที่ 3

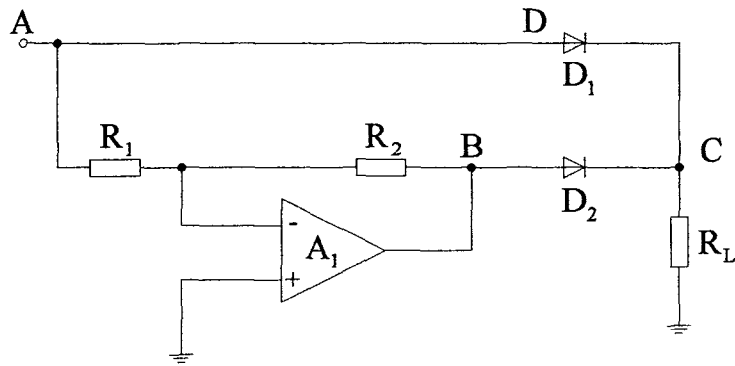
วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นทั่วไป

3.1 บทนำ

วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น เป็นวงจรที่มีความสำคัญในการประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก ซึ่งได้มีการพัฒนาการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นมาอย่างต่อเนื่อง โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อต้องการให้ได้วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีคุณสมบัติที่ดีที่สุด เช่น วงจรมีช่วงปฏิบัติการและผลตอบสนองความถี่ที่กว้าง โดยไม่มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณ ใช้อุปกรณ์ที่มีจำนวนน้อยที่สุด ซึ่งทำให้วงจรมีขนาดเล็กและราคาถูก เพื่อให้เหมาะสมที่จะนำมาสร้างวงจรรวมหรือนำไปใช้งานร่วมกับวงจรอื่นๆ การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นเริ่มต้นโดยการสร้างวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยออปแอมป์ ไดโอด และตัวต้านทานต่อร่วมกัน [7] และที่พัฒนาโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับไดโอดแบบบริดจ์ [15] ซึ่งถือว่าเป็นวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐาน โดยการสร้างวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐานมีข้อจำกัดคือ วงจรมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณค่อนข้างมาก และ ผลตอบสนองทางความถี่ที่แคบ จึงได้มีการพัฒนางจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวิธีการใหม่ๆ ขึ้นตามลำดับ เพื่อแก้ไขข้อจำกัดดังกล่าวและนำไปสู่จุดมุ่งหมายเพื่อให้ได้วงจรที่มีคุณสมบัติที่ดีที่สุด เช่น การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์ต่อร่วมกับตัวต้านทาน [19] ออกแบบโดยใช้หลักการของวงจรทรานซิสเตอร์รูป หรือ การออกแบบโดยใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแส (Current Conveyor) [20] และการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ [14] ซึ่งเป็นรายละเอียดหลักสำหรับการทำงานของวงจรในรูปแบบต่างๆ ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

3.2 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐาน

วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐานนี้ ประกอบด้วย ไดโอด ออปแอมป์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ทำงานในรูปแบบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเป็นสัญญาณแรงดันและตัวต้านทาน [7] โดยออปแอมป์และตัวต้านทานทำงานเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ดังรูปที่ 3.1

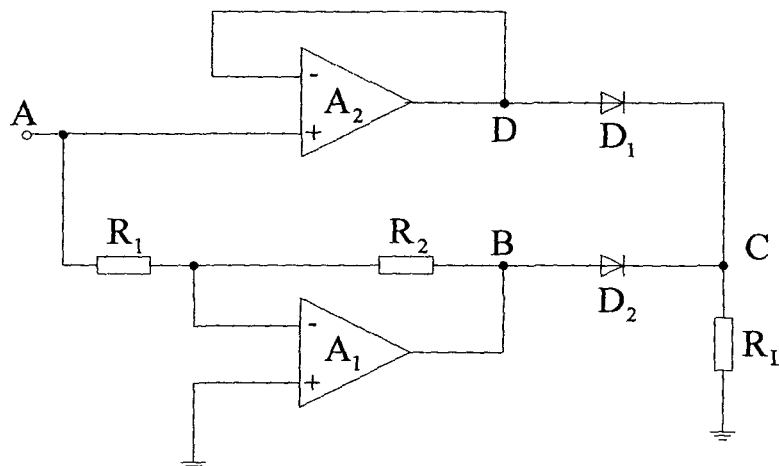


รูปที่ 3.1 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐาน

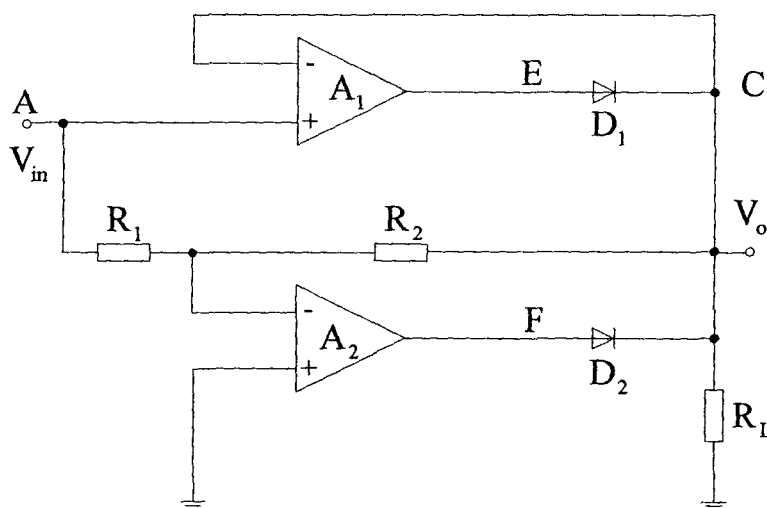
จากรูปที่ 3.1 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐาน ซึ่งประกอบด้วยไดโอด 2 ตัว คือ D_1 และ D_2 ต่อกับออปแอมป์ A_1 และตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ซึ่งมีการทำงานเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง โดยหลักการการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนแรงดันอินพุตที่มีค่ามากกว่าศูนย์เข้าที่จุด A ไดโอด D_1 จะรับแรงดันไบอัสแบบตรง (Forward Bias) เป็นผลทำให้ไดโอด D_1 นำสัญญาณกระแส ทำให้เกิดสัญญาณกระแสไหลผ่านไปอยู่ที่จุด C ขณะเดียวกันแรงดันที่เข้าจากจุด A ที่มีค่ามากกว่าศูนย์ไหลผ่านวงจรขยายแบบกลับเฟส ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์ A_1 และตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ซึ่งทำให้จุด B มีค่าแรงดันเป็นลบ ดังนั้นไดโอด D_2 จะได้รับแรงดันแบบไบอัสกลับ (Reverse Bias) ทำให้ไดโอด D_2 ไม่สามารถนำสัญญาณกระแส ซึ่งในทางตรงกันข้าม เมื่อป้อนแรงดันที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ไดโอด D_1 จะได้รับแรงดันแบบไบอัสกลับทำให้ไดโอด D_1 ไม่สามารถนำสัญญาณกระแสได้ แต่ในขณะที่ไดโอด D_2 สามารถนำสัญญาณกระแสได้เนื่องจากได้รับแรงดันไบอัสตรงจากวงจรขยายแบบกลับเฟส ทำให้ที่จุด B มีค่าแรงดันเป็นบวก เป็นผลทำให้ไดโอด D_2 นำสัญญาณกระแสไหลผ่านไปยังจุด C ดังนั้นสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_L จึงเป็นการเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น

เมื่อพิจารณาสมรรถนะของวงจรนี้ พบว่าวงจรจะมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณในช่วงสัญญาณตัดผ่านศูนย์ เนื่องจากไดโอดที่ใช้ในวงจรมีการทำงานช่วง “on” และ “off” นอกจากนี้วงจรยังมีค่าความต้านทานขาเข้า (Input Impedance) ต่ำ ซึ่งจำไม่สามารถทำงานได้ดีในช่วงสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก เนื่องจากไดโอดมีแรงดันตกคร่อมในช่วงไบอัสตรงที่ค่อนข้างสูง

จากรูปที่ 3.2 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัวเพื่อลดข้อจำกัดของค่าความต้านทานขาเข้าที่ต่ำกว่าวงจรแรก ด้วยการปรับปรุงวงจรเดิมให้ดีขึ้นโดยการเพิ่มออปแอมป์อีกหนึ่งตัว แต่หลักการการทำงานยังใช้หลักการแบบเดิม ทำให้วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัวนี้มีค่าความต้านทานขาเข้าสูงขึ้น แต่ยังมีข้อจำกัดที่ความผิดเพี้ยนของสัญญาณในช่วงสัญญาณตัดผ่านศูนย์เช่นเดิม

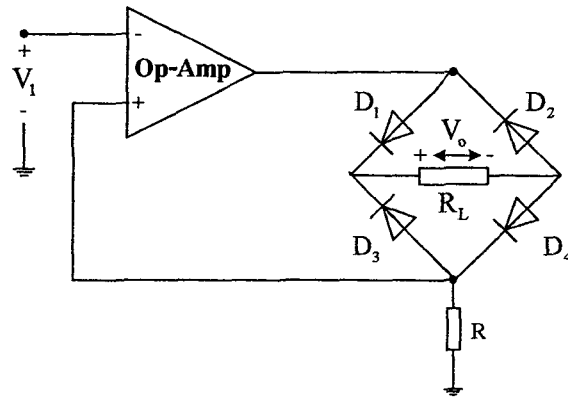


รูปที่ 3.2 วงจรเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นพื้นฐานใช้ออปแอมป์ 2 ตัว



รูปที่ 3.3 วงจรเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นพื้นฐานใช้ลูปป้อนกลับ

จากรูปที่ 3.3 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐานที่ใช้ลูปแบบป้อนกลับ (Feedback Loop) ซึ่งเป็นการพัฒนางจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐานที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัวให้ดีขึ้นกว่าเดิมคือนอกจากจะใช้ออปแอมป์ทั้ง 2 ตัวเพื่อทำให้ค่าความต้านทานขาเข้าสูงขึ้นแล้วยังใช้การป้อนกลับของสัญญาณแรงดัน เพื่อลดเวลาหน่วงที่เกิดขึ้นจากไดโอด ทำให้ลดปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณในช่วงสัญญาณตัดผ่านศูนย์ลงไปได้



รูปที่ 3.4 วงจรเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

จากรูปที่ 3.4 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นแบบพื้นฐานชนิดหนึ่งที่ใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับไดโอดแบบบริดจ์ [15] โดยหลักการทำงานของวงจรอธิบายไว้ดังนี้ เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันอินพุต V_1 ให้กับวงจร ถ้าแรงดันอินพุต V_1 มีค่ามากกว่าศูนย์ จะเกิดสัญญาณกระแสไหลออกจากขาที่เป็นจุดแกกของออปแอมป์ โดยจะไหลผ่านไดโอด D_1 ตัวต้านทาน R_L และไดโอด D_4 ตามลำดับ โดยค่าสัญญาณกระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับ V_o/R_L และถ้าแรงดันอินพุต V_1 มีค่าน้อยกว่าศูนย์จะเกิดสัญญาณกระแสไหลผ่านไดโอด D_3 และตัวต้านทาน R_L และไดโอด D_2 ตามลำดับ ซึ่งค่าสัญญาณกระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับ V_o/R_L ดังสมการ

$$I_o = \begin{cases} V_o/R_L & \text{โดยที่ } V_1 > 0 \\ V_o/R_L & \text{โดยที่ } V_1 < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

ซึ่งจะได้

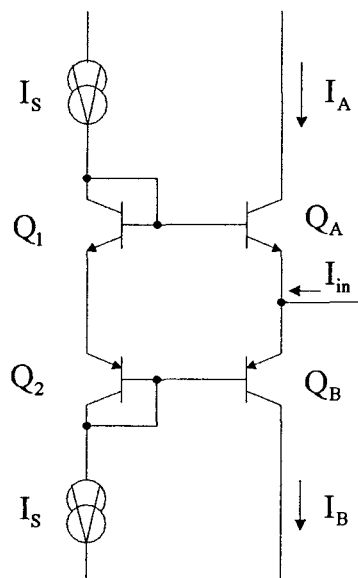
$$\begin{aligned} I_o &= |V_o/R_L| \\ &= |V_1/R_L| \end{aligned} \quad (3.2)$$

การออกแบบวิธีนี้จะเกิดความผิดพลาดของสัญญาณในช่วงสัญญาณตัดผ่านศูนย์ และ ค่าความต้านทาน R_L ที่ใช้วงจรไม่ได้ต่อเทียบกับกราวด์ทำให้การนำไปใช้งานทำได้ยาก อย่างไรก็ตามวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นพื้นฐานทั้ง 4 แบบที่กล่าวมาข้างต้นมีข้อจำกัดอยู่ที่ช่วงความถี่ในการปฏิบัติงานของผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) ซึ่งสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ไม่สูงมาก เนื่องจากตัวออปแอมป์มีผลตอบสนองความถี่ที่แคบ

3.3 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้โอปแอมป์และตัวต้านทาน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการกล่าวถึง การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับตัวต้านทาน [19] โดยได้นำสมการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นไว้ 2 แบบคือแบบที่ใช้โอปแอมป์ 2 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน และ แบบที่พัฒนาให้ดียิ่งขึ้นคือ แบบที่ใช้โอปแอมป์ 3 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน โดยหลักการออกแบบวงจรทั้ง 2 แบบ จะประกอบด้วย วงจรย่อย 2 ส่วนคือ วงจรตามสัญญาณแรงดัน (Voltage Follower) และวงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier) โดยสามารถอธิบายได้ดังนี้

โอปแอมป์แบบที่ใช้งานโดยทั่วไป เช่น โอปแอมป์เบอร์ LM741, LF351 หรือ LF441 ภาคเอาต์พุตจะใช้วงจรขยายแบบคลาส AB ดังรูปที่ 3.5



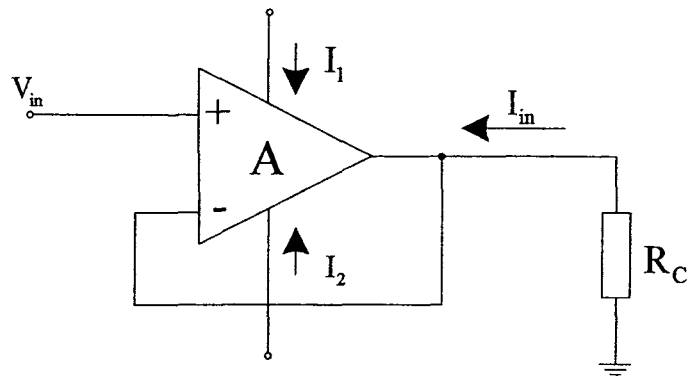
รูปที่ 3.5 ภาคเอาต์พุตของโอปแอมป์แบบใช้งานโดยทั่วไป

จากรูปที่ 3.5 จะได้ความสัมพันธ์ของสัญญาณกระแส I_A, I_B, I_S และสัญญาณกระแสสัญญาณอินพุต I_m ดังนี้

$$I_A = \left\{ (4I_S^2 + I_m^2)^{1/2} - I_m \right\} / 2 \quad (3.3)$$

$$I_B = \left\{ (4I_S^2 + I_m^2)^{1/2} - I_m \right\} / 2 \quad (3.4)$$

พิจารณาวงจรตามแรงดันสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์ ดังแสดงไว้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรตามแรงดันสัญญาณโดยใช้ออปแอมป์

จากรูปที่ 3.6 แรงดันสัญญาณ V_{in} จะถูกถ่ายทอดไปตกคร่อมความต้านทาน R_C เพื่อเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณสัญญาณกระแส I_{in} โดยที่ $I_{in} = V_{in}/R_C$ ซึ่งสัญญาณสัญญาณกระแส I_{in} นี้จะส่งผ่านไปยังขาจ่ายกำลังไฟบวก (+) และขาจ่ายกำลังไฟลบ (-) ดังนั้นจึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ของสัญญาณกระแส I_{in} , I_s , I_1 , I_2 ได้ดังนี้

$$I_1 \cong I^+ + I_s + I_A \quad (3.5)$$

$$I_2 \cong -I^- - I_s - I_B \quad (3.6)$$

โดยที่ I^+ และ I^- คือ สัญญาณกระแสคงที่ใช้สำหรับการไบอัสวงจร

I_A และ I_B คือ สัญญาณกระแสเอ๊าท์พุทของออปแอมป์

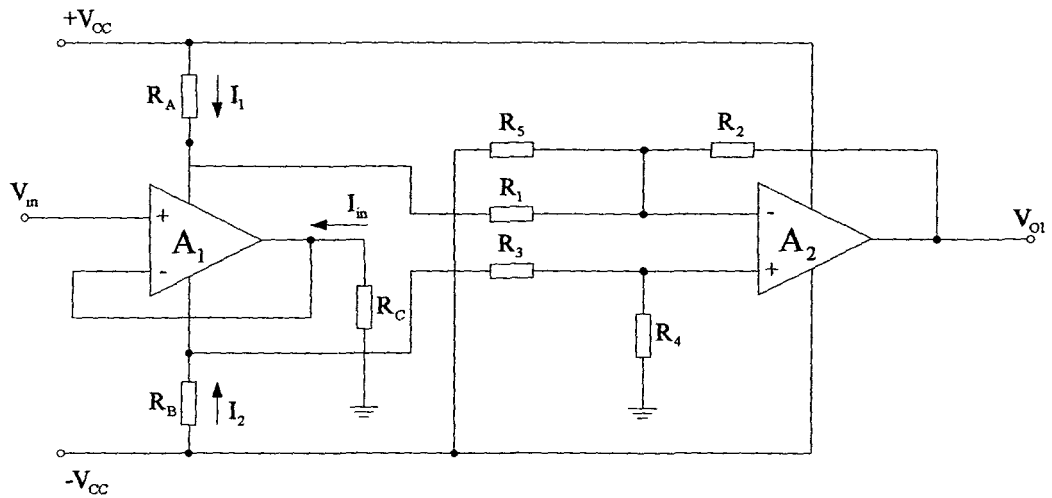
I_s คือ สัญญาณกระแสคงที่ใช้ในการไบอัสภายในของออปแอมป์ที่เอ๊าท์พุท

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะพบว่า สัญญาณสัญญาณกระแส I_A และ I_B มาจากสมการที่ (3.3) และ (3.4) ตามลำดับ จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) ถ้ากำหนดให้สัญญาณสัญญาณกระแสอินพุท I_{in} มีค่ามากกว่าสัญญาณกระแสไบอัส I_s มากๆ เป็นผลทำให้ Q_A และ Q_B ทำงานในลักษณะคลาส B นั้นหมายความว่า

$$I_A = -I_{in} \quad , \quad I_B = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad I_{in} < 0 \quad (3.7)$$

$$I_A = 0 \quad , \quad I_B = -I_{in} \quad \text{เมื่อ} \quad I_{in} > 0 \quad (3.8)$$

ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณสัญญาณกระแส I_A และ I_B ซึ่งเป็นสัญญาณครึ่งคลื่น (Half-wave Rectifier) ที่ถูกถ่ายทอดไปยังขาจ่ายกำลังไฟบวก และขาจ่ายกำลังไฟลบ ตามลำดับ เมื่อมารวมกัน จะได้สัญญาณสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นตามต้องการ



รูปที่ 3.7 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัว

จากรูปที่ 3.7 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอปแอมป์ 2 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน โดยโอปแอมป์ A_1 และตัวต้านทาน R_C ทำหน้าที่เสมือนวงจรตามสัญญาณแรงดัน และจากสมการที่ (3.3) ถึงสมการที่ (3.8) จะเห็นว่าสัญญาณสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 เป็นสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น ดังนั้นตัวต้านทาน R_A และ R_B จะเป็นตัวถ่ายทอดสัญญาณสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 เข้าสู่วงจรขยายผลต่าง ซึ่งจะได้สมการของสัญญาณเอาต์พุตของโอปแอมป์ A_2 เป็นดังนี้

$$V_{O1} = -(V_{CC} + I_2 R_B) R_2 / R_3 + (R_2 / R_5) V_{CC} - (V_{CC} - I_1 R_A) (R_2 / R_1) \quad (3.9)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_A = R_B$, $R_1 = R_3 = R$ และ $R_2 = mR$ โดยที่ m เป็นค่าอัตราขยายผลต่างสัญญาณแรงดันภายในวงจรขยายผลต่าง จากสมการที่ (3.9) จะได้

$$V_{O1} = -(2mV_{CC}) + (mV_{CC}R / R_5) - m(I_2 R_A - I_1 R_A) \quad (3.10)$$

แทนค่า I_1 และ I_2 จากสมการที่ (3.5) และสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.10) โดยที่

$$I^+ = I^- = I \quad \text{และ} \quad |I_A| = |I_B| = |V_{in}| / R \quad \text{จะได้ว่า}$$

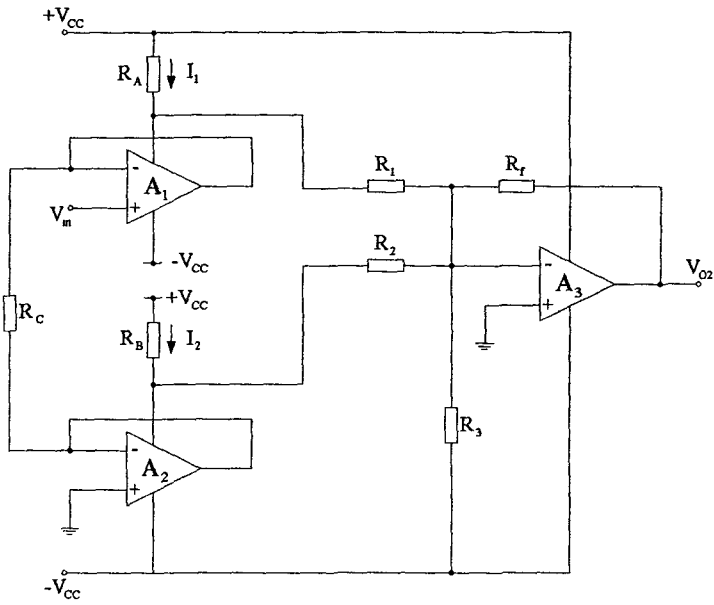
$$V_{o1} = \{2mR_A(I + I_s) - 2mV_{CC} + mV_{CC}R/R_s\} + mR_A|V_{in}|/R_C \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จะเห็นว่า $mR_A|V_{in}|/R_C$ เป็นสัญญาณสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น ส่วนเทอมที่อยู่ในวงเล็บปีกกาทั้งหมดต้องกำจัดทิ้ง เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าสัญญาณกระแสตรงมีค่าเป็น ศูนย์ โดยการปรับตัวต้านทาน R_s ให้มีค่าเท่ากับ $(R/2)/\{1-(R_A/V_{CC})(I+I_s)\}$ หรือประมาณ $R/2$ และยังต้องมีการปรับตัวต้านทานขาเข้าที่ขากลับเฟส (Inverting Input) ให้มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานขาเข้าที่ขาไม่กลับเฟส (Non-inverting Input) ของออปแอมป์ที่เกิดขึ้นในวงจรขยายผลต่าง ซึ่งวงจรจะใช้ R_4 เป็นตัวปรับค่าดังกล่าว ดังนั้น R_4 จึงต้องมีค่าที่มีความเที่ยงตรงสูงมาก เพื่อนำมาแก้ไขปัญหาดังกล่าวจึงได้ออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยการใช้ออปแอมป์ 3 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน ดังรูปที่ 3.8 โดยการทำงานของวงจรอธิบายดังนี้ ออปแอมป์ A_1 และ A_2 จะถูกต่อให้ทำงานเป็นวงจรตามสัญญาณแรงดัน เพื่อทำหน้าที่ในการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้เป็นสัญญาณสัญญาณกระแส I_{in} โดยที่ $I_{in} = V_{in}/R_C$ เมื่อ $I_{in} < 0$ ซึ่งเป็นสัญญาณสัญญาณกระแสอินพุทจะถูกถ่ายทอดไปยังขาจ่ายไฟบวกของออปแอมป์ A_1 และเมื่อ $I_{in} > 0$ สัญญาณสัญญาณกระแสอินพุทจะถูกถ่ายทอดไปยังขาจ่ายไฟบวกของออปแอมป์ A_2 ซึ่งความสัมพันธ์ของสัญญาณกระแส I_{in} , I_1 , I_2 และสัญญาณกระแสไบอัส I_s เป็นดังสมการที่(3.12) และ (3.13)

$$I_1 = I_1^+ + I_s + I_{A1} \quad (3.12)$$

$$I_2 \cong I_2^+ + I_s + I_{A2} \quad (3.13)$$

โดยที่ I_1^+ และ I_2^+ คือ สัญญาณกระแสคงที่สำหรับใช้ในการไบอัสวงจร
 I_{A1} และ I_{A2} คือ สัญญาณกระแสเอาท์พุทของออปแอมป์ที่ภาคเอาท์พุท
 I_s คือ สัญญาณกระแสคงที่สำหรับใช้ในการไบอัสภายในของออปแอมป์ที่เอาท์พุท



รูปที่ 3.8 วงจรเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นแบบใช้ออปแอมป์ 3 ตัว

ถ้าให้ $|I_{in}| \gg I_s$ แล้วจะได้

$$I_{A1} = |I_{in}|, \quad I_{A2} = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad I_{in} < 0 \quad (3.14)$$

$$I_{A1} = 0, \quad I_{A2} = |I_{in}| \quad \text{เมื่อ} \quad I_{in} > 0 \quad (3.15)$$

จะเห็นว่า ออปแอมป์ A_1 และ A_2 จะสลับกันทำงาน ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของออปแอมป์ A_2 เป็นดังสมการ (3.16)

$$\begin{aligned} V_{O2} &= -(V_{CC} - I_1 R_A)(R_f / R_1) - (V_{CC} - I_2 R_B)(R_f / R_2) + (V_{CC})R_f / R_3 \\ &= R_f V_{CC} \{ (I / R_3) - (I / R_2) - (I / R_1) \} + R_f \{ (I_1 R_A / R_1) + (I_2 R_B / R_2) \} \end{aligned} \quad (3.16)$$

แทนค่า I_1 และ I_2 จากสมการที่ (3.12) และสมการที่ (3.13) ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

$$\begin{aligned} V_{O2} &= R_f V_{CC} \{ (I / R_3) - (I / R_2) - (I / R_1) \} + R_f \{ (I_1^+ + I_s + I_{A1})(R_A / R_1) \} \\ &\quad + R_f \{ (I_2^+ + I_s + I_{A2})(R_B / R_2) \} \end{aligned} \quad (3.17)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_A = R_B, R_1 = R_2 = R$

และออปแอมป์ A_1 และ A_2 สมพงษ์กันทุกประการนั่นคือ

$$I_1^+ = I_2^+ = I \quad \text{และ} \quad |I_A| = |I_B| = |V_m / R_C|$$

ดังนั้นจะได้สมการที่ (3.18)

$$V_{O2} = \{2(R_A R_f / R)(I_Q + I_S) - 2V_{CC}(R_f / R) + V_{CC}(R_f / R_3)\} + R_A R_f |V_m| / (R_C R) \quad (3.18)$$

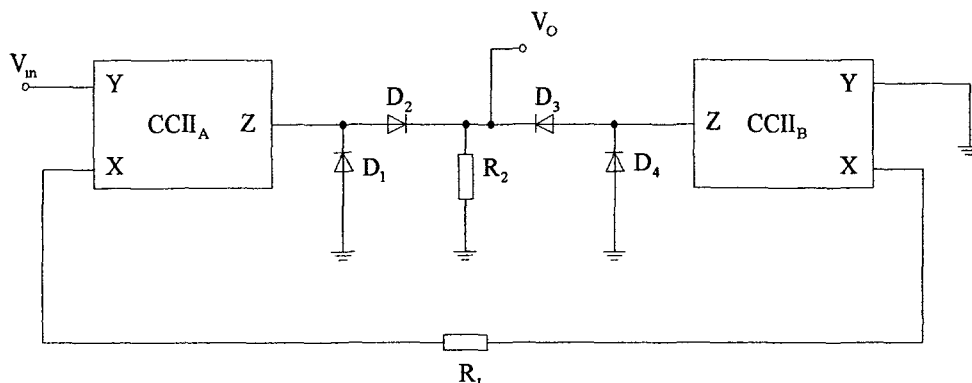
จากสมการที่ (3.18) จะพบว่า $R_A R_f |V_m| / (R_C R)$ คือ สมการของวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น ดังนั้นจึงต้องมีการกำจัดเทอมที่อยู่ภายในวงเล็บปีกกาทั้ง เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าสัญญาณกระแสตรงมีค่าเป็นศูนย์ด้วยการปรับตัวต้านทาน R_3 ให้มีค่าเท่ากับ $(R/2) / \{1 - (R_A / V_{CC})(I + I_S)\}$ หรือประมาณ $R/2$ ซึ่งวงจรนี้จะสามารถช่วยแก้ไข้ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัวได้

อย่างไรก็ตามการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์กับตัวต้านทานทั้ง 2 แบบ ยังมีข้อจำกัดอยู่มาก ซึ่งสามารถอธิบายเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1. การกำหนดค่าตัวต้านทานต่างๆ ต้องมีความเหมาะสม เช่น R_C จะต้องกำหนดให้มีค่าต่ำๆ แต่ต้องไม่ต่ำมากเกินไป หรือกำหนดค่าความต้านทาน R_1, R_2 และ R_3 ในวงจรแบบใช้ออปแอมป์ 2 ตัว และค่าความต้านทาน R_1, R_2 และ R_f ในวงจรแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัว เพื่อให้วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นมีอัตราขยายที่เหมาะสม
2. ค่าสัญญาณกระแส $|I_m|$ ที่ถูกถ่ายทอดมายังขาจ่ายไฟที่มีค่าสูง ดังนั้นจึงควรเลือกความต้านทาน R_A และ R_B ให้มีค่าต่ำๆ
3. ในการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าสัญญาณกระแสตรงให้มีค่าเป็นศูนย์ จะต้องเลือกค่าความต้านทานที่มีความเที่ยงตรงสูง หรือปรับค่าได้

สรุปว่า การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ออปแอมป์และตัวต้านทานทั้ง 2 แบบ คือ แบบที่ใช้ออปแอมป์ 2 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทาน และแบบที่ใช้ออปแอมป์ 3 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทานเป็นการนำเสนอการสร้างวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยการใช้หลักการใหม่ แต่ก็ยังมีข้อจำกัดค่อนข้างมาก โดยเฉพาะการกำหนดค่าความต้านทานของตัวต้านทานที่ใช้สำหรับวงจรที่ต้องอาศัยการกำหนดค่าที่เหมาะสมมากๆ หรือมีความเที่ยงตรงที่สูงมาก นอกจากนี้วงจรยังสามารถใช้งานในช่วงปฏิบัติการที่ไม่กว้างมากนัก และการใช้ออปแอมป์ก็ยังมีผลตอบสนองทางความถี่ที่ไม่สูงอีกด้วย เนื่องจากตัวออปแอมป์มีค่าตอบสนองทางความถี่ต่ำ

3.4 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสและไดโอด



รูปที่ 3.9 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสกับไดโอด

จากรูปที่ 3.9 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้คุณสมบัติของวงจรสายพานสัญญาณกระแส [20] ซึ่งใช้จำนวน 2 ตัวคือ $CCII_A$ และ $CCII_B$ ต่อกับไดโอด และแหล่งจ่ายไฟฟ้าสัญญาณกระแสตรง โดยวงจรสายพานสัญญาณกระแสทั้งสองจะทำหน้าที่แปลงแรงดันให้เป็นสัญญาณกระแสได้ดีกว่าออปแอมป์ เนื่องจากวงจรสายพานสัญญาณกระแสเป็นอุปกรณ์ที่มีค่าความต้านทานต่ำใกล้เคียงกับกราวด์ (Ground) มีขา X เป็นสัญญาณกระแสอินพุทหรือแรงดันเอาท์พุท มีขา Y จะเป็นแรงดันอินพุทที่มีค่าความต้านทานเข้าค่อนข้างสูง และขา Z จะเป็นเอาท์พุทของวงจรสายพานสัญญาณกระแสที่อยู่ในรูปของสัญญาณกระแส นอกจากนี้วงจรสายพานสัญญาณกระแสยังเป็นอุปกรณ์ที่มีช่วงปฏิบัติการทางความถี่ที่กว้างมากถึง 100 MHz หลักการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อป้อนแรงดันอินพุทที่มีค่ามากกว่าศูนย์ ($V_{in} > 0$) เข้าที่ขา Y หรือขาจุดเข้าของวงจรสายพานสัญญาณกระแส $CCII_A$ จะทำให้เกิดสัญญาณกระแสไหลออกจากขา Z ซึ่งเป็นขาเอาท์พุทของวงจรสายพานสัญญาณกระแส $CCII_A$ โดยจะมีขนาดเท่ากับ V_{in}/R_1 และจะไหลผ่านเข้าไปที่ขา Z ทำให้ไดโอด D_4 และ D_2 ทำงาน และจากการที่ไดโอด D_2 ทำงาน สัญญาณกระแสจากขา Z ของวงจรสายพานสัญญาณกระแส $CCII_A$ จะไหลผ่านไปยังตัวต้านทาน R_2 และกำหนดให้ $R_1=R_2$ ทำให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท $V_o = V_{in}$ ในทำนองเดียวกันเมื่อแรงดันอินพุทมีค่าน้อยกว่าศูนย์ ($V_{in} < 0$) ไดโอด D_3 และ D_1 จะทำงาน สัญญาณกระแสเอาท์พุทของวงจรสายพานสัญญาณกระแส $CCII_B$ จะไหลผ่านไปยังตัวต้านทาน R_2 ทำให้ได้แรงดันเอาท์พุทมีค่าเป็น $V_o = -V_{in}$ ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

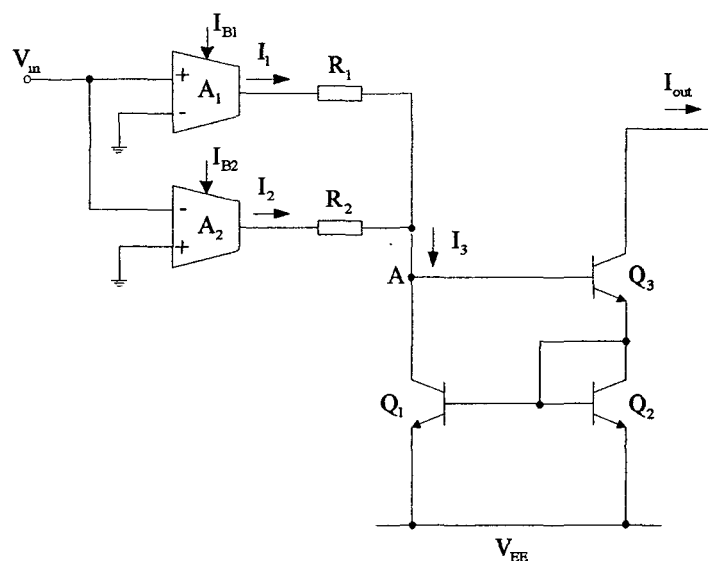
$$V_o = \begin{cases} -V_m & \text{โดยที่ } V_m < 0 \\ V_m & \text{โดยที่ } V_m > 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

จากการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสดังกล่าวนี้มีข้อดีคือ วงจรสายพานสัญญาณกระแสมีช่วงปฏิบัติการทางความถี่ที่กว้าง แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวิธีการใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสนี้จะทำให้เกิดช่วงเวลาหน่วงที่เกิดขึ้นจากไดโอด ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณในช่วงตัดผ่านศูนย์ และต้องใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสถึง 2 ชุด ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่และเป็นการสิ้นเปลือง

3.5 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ

ในหัวข้อนี้จะเป็นการกล่าวถึง การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้โอทีเอ ต่อกับตัวต้านทานและ วงจรสะท้อนสัญญาณกระแสแบบวิลสัน [14] โดยได้นำเสนอการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นไว้ 2 แบบ คือ วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายความนำแบบพื้นฐาน และวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายความนำที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

3.5.1 หลักการของวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอแบบพื้นฐาน



รูปที่ 3.10 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายความนำแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 3.10 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้โอทีเอแบบพื้นฐาน ซึ่งประกอบด้วยวงจรโอทีเอ 2 ตัว คือ A_1 และ A_2 รวมถึงวงจรสะท้อนสัญญาณกระแสแบบวิลสัน ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 3 ตัว คือ ทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 และ Q_3 ตามลำดับซึ่งทำหน้าที่สะท้อนสัญญาณกระแส โดยมีอัตราการส่งผ่านสัญญาณกระแสเท่ากับหนึ่ง และตัวต้านทาน 2 ตัว คือ R_1 และ R_2 ที่มีค่าสูง และกำหนดค่าความนำของโอทีเอ (g_m) ของ A_1 และ A_2 ให้มีค่าเท่ากัน และ V_{in} คือ สัญญาณแรงดันอินพุทที่ให้กับวงจร โดยการทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่ามากกว่าศูนย์เข้าไปในวงจร โดยแรงดันจะถูกป้อนเข้าที่ขา (+) ของโอทีเอ A_1 และที่ขา (-) ของโอทีเอ A_2 จะเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณกระแส I_1 ไหลออกผ่านตัวต้านทาน R_1 มายังจุด A และเกิดสัญญาณกระแส I_2 ไหลเข้าที่เอาต์พุทของโอทีเอ A_2 ซึ่งค่าของสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 เป็นดังสมการ

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{m1}V_{in} && \text{เมื่อ } V_{in} > 0 && (3.20) \\ &= \frac{I_{B1}}{2V_T}V_{in} \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} I_2 &= -g_{m2}V_{in} && \text{เมื่อ } V_{in} > 0 && (3.21) \\ &= -\frac{I_{B2}}{2V_T}V_{in} \end{aligned}$$

ในทางตรงข้าม เมื่อป้อนแรงดัน V_{in} ที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์ สมการของสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 จะเป็นดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} I_1 &= -g_{m1}V_{in} && \text{เมื่อ } V_{in} < 0 && (3.22) \\ &= -\frac{I_{B1}}{2V_T}V_{in} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_2 &= g_{m2}V_{in} && \text{เมื่อ } V_{in} < 0 && (3.23) \\ &= \frac{I_{B2}}{2V_T}V_{in} \end{aligned}$$

เมื่อ $V_{in} > 0$ สัญญาณสัญญาณกระแส I_1 จะไหลจากเอาต์พุทของโอทีเอ A_1 และสัญญาณสัญญาณกระแส I_2 จะไหลเข้ามายังเอาต์พุทของโอทีเอ A_2 แต่เนื่องจากวงจรสะท้อนสัญญาณกระแส Q_1 ถึง Q_3 ต่ออ้างอิงกับแหล่งจ่ายไฟ V_{EE} เป็นผลให้แรงดันที่จุด A มีค่าเท่ากับ $2V_{BE} + V_{EE}$ ประกอบกับตัวต้านทาน R_2 ที่มีค่าสูง เป็นผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุทของโอทีเอ A_2 มีค่าเป็นแรงดันลบที่ใกล้เคียงกับ V_{EE} ซึ่งจะทำให้วงจรสะท้อนสัญญาณกระแสภาคเอาต์พุทภายในโอทีเอ A_2 ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturate) และสัญญาณกระแส I_2 มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

ในทำนองเดียวกันเมื่อ $V_{in} < 0$ สัญญาณกระแส I_1 จะไหลจากเอาต์พุทของโอทีเอ A_1 และสัญญาณกระแส I_2 จะไหลออกจากเอาต์พุทของโอทีเอ A_2 และเนื่องจากวงจรสะท้อนสัญญาณกระแส Q_1 ถึง Q_3 ต่ออ้างอิงกับแหล่งจ่ายไฟ V_{EE} เป็นผลให้แรงดันที่จุด A มีค่าเท่ากับ $2V_{BE} + V_{EE}$ ประกอบกับตัวต้านทาน R_1 ที่มีค่าสูง จึงเป็นผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุทของโอทีเอ A_1 มีค่าเป็นแรงดันลบที่ใกล้เคียงกับ V_{EE} ซึ่งจะทำให้วงจรสะท้อนสัญญาณกระแสภาคเอาต์พุทภายในโอทีเอ A_1 ทำงานในช่วงอิ่มตัว และสัญญาณกระแส I_1 มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นสมการของสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 สามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ดังนี้

$$I_1 = \begin{cases} g_{m1}V_{in} = \left(\frac{I_{B1}}{2V_T}\right)V_{in} & \text{เมื่อ } V_{in} > 0 \\ 0 & \text{เมื่อ } V_{in} < 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

และ

$$I_2 = \begin{cases} 0 & \text{เมื่อ } V_{in} > 0 \\ g_{m2}V_{in} = \left(\frac{I_{B2}}{2V_T}\right)V_{in} & \text{เมื่อ } V_{in} < 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

เมื่อสัญญาณสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 จะไหลเข้าไปรวมกันยังจุด A ทำให้ได้สัญญาณกระแส I_3 ที่มีขนาดเท่ากับ สัญญาณกระแส $I_1 + I_2$ โดยสัญญาณกระแส I_3 นี้จะถูกวงจรสะท้อนสัญญาณกระแสจาก Q_1 ถึง Q_3 ซึ่งมีอัตราการส่งผ่านเท่ากับหนึ่ง และส่งผ่านไปเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุท I_{out} จะได้ความสัมพันธ์ของสัญญาณกระแสดังนี้

$$\begin{aligned} I_{out} &= -I_3 \\ &= -(I_1 + I_2) \end{aligned} \quad (3.26)$$

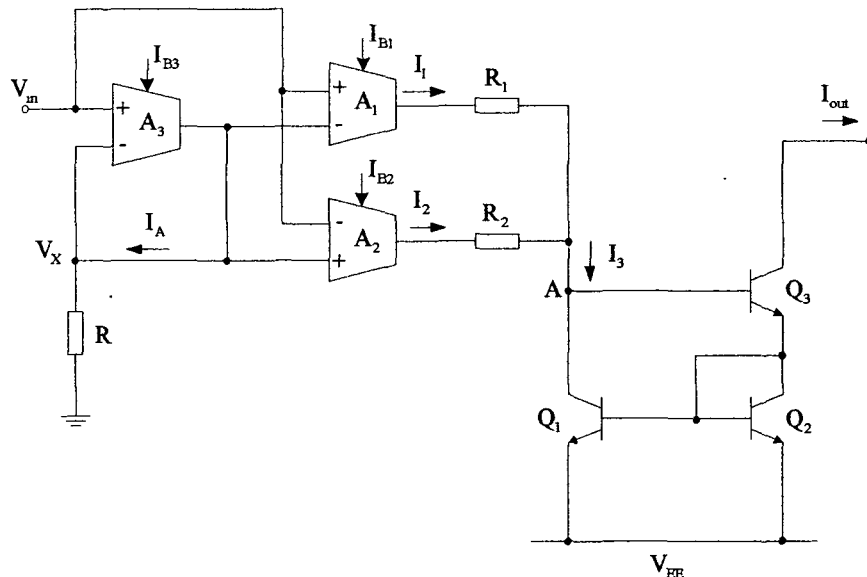
จากสมการที่ (3.24) สมการที่ (3.25) สมการที่ (3.26) และจากที่กำหนดให้ สัญญาณกระแสไบอัสของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากันคือ $I_{B1}=I_{B2}=I_B$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_{out} &= -g_m |V_{in}| \\ &= -\frac{I_{B1}}{2V_T} |V_{in}| \end{aligned} \quad (3.27)$$

ดังนั้นสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} ที่ได้จะเป็นการเรียงสัญญาณกระแสเต็มคลื่นของแรงดันอินพุต V_{in} และสมการที่ (3.27) ที่ได้จะเห็นว่า ค่า V_T ในสมการคือ ผลของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นของตัวโอทีเอ ซึ่งมีผลกระทบต่อสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ได้

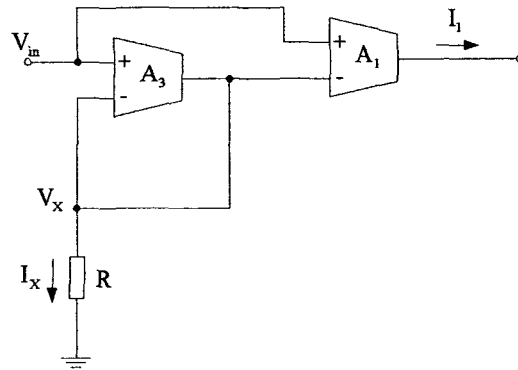
3.5.2 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอแบบที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

จากรูปที่ 3.11 แสดงวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยใช้โอทีเอเป็นการนำหลักการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นสัญญาณกระแสและวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นของสัญญาณขนาดเล็กแบบพื้นฐานมาใช้งานร่วมกัน เพื่อให้ได้วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีช่วงปฏิบัติการทางสัญญาณเข้าที่กว้างขึ้น และชดเชยผลของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นภายในวงจร ซึ่งเป็นตัวแปรหนึ่งที่ทำให้วงจรมีความผิดเพี้ยน โดยการทำงานของวงจรอธิบายได้ดังนี้ เมื่อมีการป้อนแรงดันอินพุต V_{in} เข้าไปในวงจร จะเป็นผลให้เกิดสัญญาณกระแส I_1 และ I_2 ที่เอาต์พุตของโอทีเอ A_1 และ A_2



รูปที่ 3.11 วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้โอทีเอที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส I_1 กับแรงดันอินพุต V_{in} ที่ได้จากรูปที่ 3.12

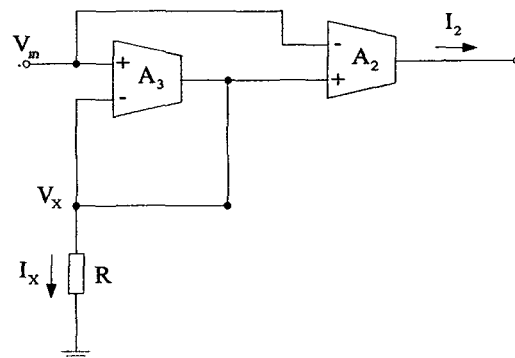


รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส I_1 กับแรงดันอินพุต V_{in}

จากรูปที่ 3.12 ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส I_1 กับแรงดันอินพุต V_{in} คือ วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นสัญญาณกระแส โดยความสัมพันธ์ของสัญญาณกระแส I_1 กับแรงดันอินพุต V_{in} สามารถหาได้ดังนี้ เมื่อ $V_{in} > 0$ โอตีเอ A_1 จะจ่ายสัญญาณกระแส I_1 โดยมีทิศทางไหลออกจากเอาต์พุตของโอตีเอ A_1 ในทางตรงกันข้ามถ้า $V_{in} < 0$ จะเกิดสัญญาณกระแส I_1 ไหลเข้าที่เอาต์พุตของโอตีเอ A_1 ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$I_1 = \begin{cases} \frac{I_{B1}}{I_{B3}} \left(\frac{V_{in}}{R} \right) & \text{เมื่อ } V_{in} > 0 \\ -\frac{I_{B1}}{I_{B3}} \left(\frac{V_{in}}{R} \right) & \text{เมื่อ } V_{in} < 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

โดยที่ I_{B1} และ I_{B3} คือ สัญญาณกระแสไบอัสของโอตีเอ A_1 และ A_3 ตามลำดับ ในทำนองเดียวกันเมื่อสลับขั้ว (+) และ (-) ของโอตีเอ A_1 ดังรูปที่ 3.13 .



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส I_2 กับแรงดันอินพุต V_{in}

จากรูปที่ 3.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแส I_2 กับแรงดันอินพุท V_{in} โดยความสัมพันธ์ของสัญญาณกระแส I_2 กับแรงดันอินพุท V_{in} สามารถหาได้ดังนี้ เมื่อ $V_{in} > 0$ จะเกิดสัญญาณกระแส I_2 ไหลเข้าที่เอาต์พุทของโอทีเอ A_2 ในทางตรงกันข้ามถ้า $V_{in} < 0$ โอทีเอ A_2 จะจ่ายสัญญาณกระแส I_2 โดยมีทิศทางไหลออกจากเอาต์พุทของโอทีเอ A_2 ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$I_2 = \begin{cases} -\frac{I_{B2}}{I_{B3}} \left(\frac{V_{in}}{R} \right) & \text{เมื่อ } V_{in} > 0 \\ \frac{I_{B2}}{I_{B3}} \left(\frac{V_{in}}{R} \right) & \text{เมื่อ } V_{in} < 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

โดยที่ I_{B2} และ I_{B3} คือ สัญญาณกระแสไบอัสของโอทีเอ A_2 และ A_3 ตามลำดับ

จากสมการที่ (3.28) และสมการที่ (3.29) จะพบว่า สัญญาณกระแส I_1 และ I_2 ได้ผลชดเชยของศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นที่เกิดขึ้นจากสมการที่ (3.27) ดังนั้นเมื่อพิจารณาสัญญาณกระแสเอาต์พุท I_{out} ของวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นตามหลักการของวงจรเรียงสัญญาณกระแสสำหรับสัญญาณขนาดเล็กแบบพื้นฐานดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแสเอาต์พุท I_{out} กับแรงดันอินพุท V_{in} ที่ป้อนเข้าไป โดยกำหนดให้ค่าสัญญาณกระแสไบอัสของโอทีเอ A_1 และ A_2 มีค่าเท่ากันคือ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ ดังนี้

$$\begin{aligned} I_{out} &= -(I_1 + I_2) \\ &= -\frac{I_B}{I_{B3}R} |V_{in}| \end{aligned} \quad (3.30)$$

ดังนั้นจะได้สัญญาณกระแสเอาต์พุท I_{out} ตามสมการที่ (3.30) เป็นการเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นของแรงดันอินพุท V_{in} ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{A_1}{R} |V_{in}| \quad (3.31)$$

โดยที่ A_1 คือ อัตราขยายสัญญาณกระแสที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วนของสัญญาณกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B3} และจากสมการ (3.31) จะเห็นว่า ค่าศักดาความร้อนที่เกิดขึ้นของตัวโอทีเอที่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรได้ถูกชดเชยไป

จากการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้ว มีข้อดี คือ วงจรมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิที่ดี และมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวิธีนี้มีผลตอบสนองความถี่ค่อนข้างแคบ โดยผลตอบสนองความถี่จะขึ้นอยู่กับวงจรขยายความนำเป็นหลัก

3.6 บทสรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึง วงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบทั่วไป ซึ่งสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของการออกแบบและการสร้างวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวิธีการต่างๆ ดังที่กล่าวมาในข้างต้นได้ดังนี้

1. การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นแบบพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์ร่วมกับไดโอดและตัวต้านทาน ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถออกแบบการใช้งานได้ง่าย แต่ยังมีข้อจำกัดคือ วงจรมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณค่อนข้างมาก และมีผลตอบสนองความถี่ที่แคบ

2. การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ทรานซิสเตอร์ร่วมกับตัวต้านทานสร้างสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่น โดยวิธีดังกล่าวมีข้อจำกัดอยู่ที่การใช้ตัวต้านทานภายในวงจร กล่าวคือจะต้องเลือกตัวต้านทานให้มีค่าที่มีความเหมาะสมหรือที่มีความเที่ยงตรงสูงมาก เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนต่ำ อีกทั้งวงจรยังสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ไม่สูงมากนัก

3. การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสต่อร่วมกับไดโอดและแหล่งจ่ายไฟฟ้าสัญญาณกระแสตรง การออกแบบวิธีนี้มีข้อดีคือ มีการทำงานที่เร็ว กล่าวคือสามารถลดช่วงเวลาหน่วงลงไปได้มาก และวงจรยังมีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่ที่กว้างมาก แต่อย่างไรก็ตามการสร้างวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นจำเป็นต้องใช้วงจรสายพานสัญญาณกระแสถึงสองชุด ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ซึ่งเป็นการสิ้นเปลือง

4. การออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้วงจรขยายความนำหรือโอทีเอ มีข้อดีคือ วงจรมีความเสถียรทางอุณหภูมิที่ดี และมีช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบวงจรเรียงสัญญาณกระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวิธีนี้ยังมีสัญญาณจุดเข้าอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดัน และเป็นการใช้อุปกรณ์ที่เป็นเทคโนโลยีประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เพียงอย่างเดียว

บทที่ 4

วงจรที่นำเสนอและผลการทำงาน

4.1 บทนำ

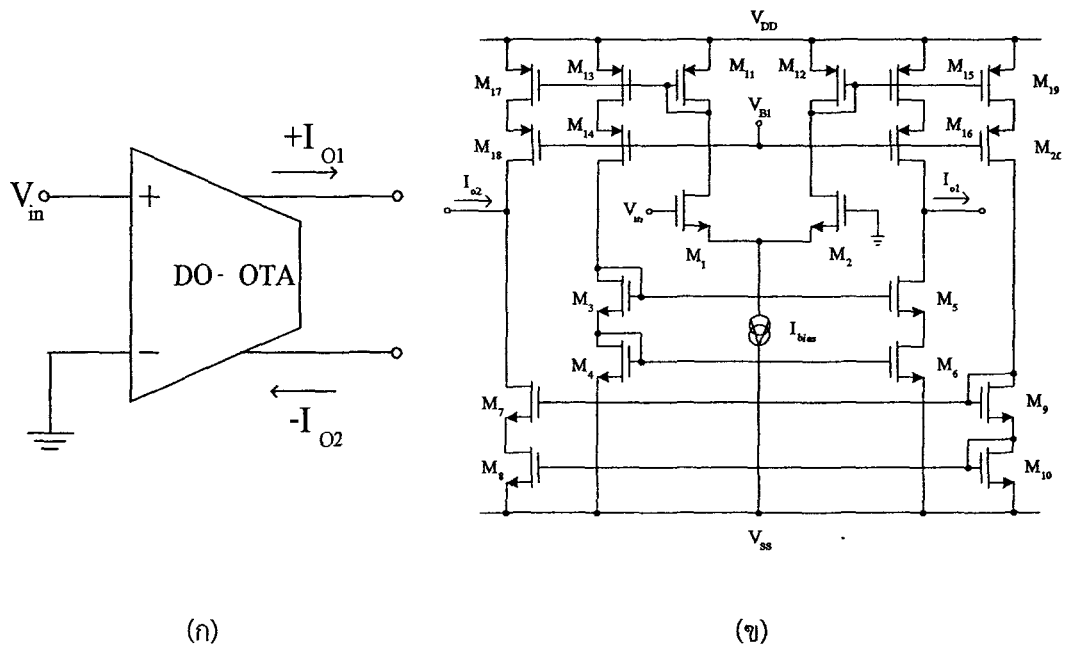
ภายในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยี 500 nm สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งในการพัฒนา โดยมีความแตกต่างจากวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยทั่วไป ดังที่กล่าวมาในบทที่ 3 เนื่องจากวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยใช้ซิมอสที่มีโครงสร้างเป็นวงจรโอทีเอแบบเอาท์พุทคู่หนึ่งวงจร ไดโอดแฝงซึ่งได้จากรอยต่อภายในโครงสร้างซิมอสและ ตัวต้านทานแบบมอส ซึ่งทั้งหมดนี้สร้างขึ้นด้วยการใช้เทคโนโลยีซิมอสขนาด 500 nm ด้วยพารามิเตอร์ของ MIETEC โดยจำลองการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้ความถี่สูงถึง 300 MHz โดยวงจรมีความเที่ยงตรงสูง ดังนั้นจึงเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรที่เคยนำเสนอมาในบทที่ 3

4.2 รายละเอียดของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยีขนาด 500 nm โดยประกอบด้วยวงจรทั้งหมด 3 ส่วนตามลำดับ ดังต่อไปนี้

4.2.1 วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส

โดยอาศัยวงจรทรานส์คอนดักแตนซ์แบบเอาท์พุทคู่ (DO-OTA) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันอินพุทเป็นสัญญาณกระแสสองสัญญาณที่สมมาตรกัน ซึ่งโดยทั่วไปวงจรที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแส จะใช้วงจรโอทีเอแบบเอาท์พุทเดี่ยว (Single-end-OTA) ในการทำงาน โดยอาศัยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น ซึ่งในวงจรถูกเสนอเป็นการพัฒนาจากวงจรโอทีเอเพิ่มขึ้นจากเดิมเป็น วงจรทรานส์คอนดักแตนซ์แบบเอาท์พุทคู่ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันอินพุทเป็นสัญญาณกระแสสองสัญญาณที่สมมาตรกันซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ดังรูปที่ 4.1(ก)



รูปที่ 4.1 (ก) สัญลักษณ์ของวงจร DO-OTA (ข) โครงสร้างวงจร DO-OTA

จากรูปที่ 4.1 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของวงจร DO-OTA ที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ โดยค่า $+I_o$ และ $-I_o$ คือ กระแสเอาต์พุตหัวบวกและลบที่มีความสมมาตรกัน V_m คือ แรงดันอินพุต โดยการออกแบบวงจร DO-OTA ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 20 ตัว แบ่งเป็น NMOS 10 ตัว PMOS 10 ตัว และใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ± 5 โวลต์ โดยโครงสร้างภายในวงจร DO-OTA แสดงดังรูปที่ 4.1 (ข) ซึ่งเป็นวงจรที่มีโครงสร้างที่สมมาตรกัน และภายในประกอบด้วย วงจรป้อนกลับแบบคอมมอนโหมด (Common-mode feedback) โดยสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดในวงจรทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว (Saturation region) กระแสเอาต์พุตที่ได้จากวงจร DO-OTA จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4.1) ดังนี้

$$I_o = \pm g_m (V_1 - V_2) \quad (4.1)$$

โดยที่ g_m คือ ค่าความนำของวงจรโอทีเอ V_1, V_2 คือ แรงดันอินพุต และ I_o คือ กระแสเอาต์พุต ซึ่งสามารถกำหนด ค่าความนำ โดยคำนวณได้จากสมการที่ (4.2) ดังนี้

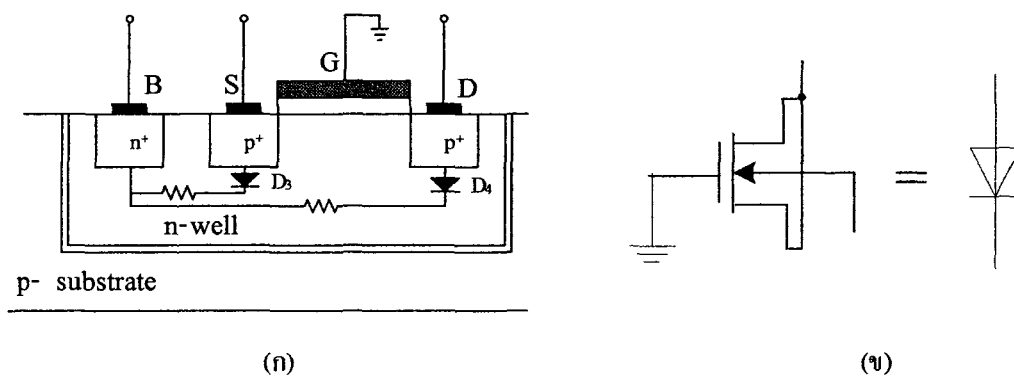
$$g_m = \sqrt{(\mu C_{ox} W / L)(I_{bias})} \quad (4.2)$$

โดย μ คือ ค่าสภาพความคล่องตัวของพาหะ C_{ox} คือ ค่าความจุไฟฟ้าของเกตต่อหน่วยพื้นที่ I_{bias} คือ กระแสไบอัส W และ L คือ ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของเกต ภายในมอสทรานซิสเตอร์ตามลำดับ

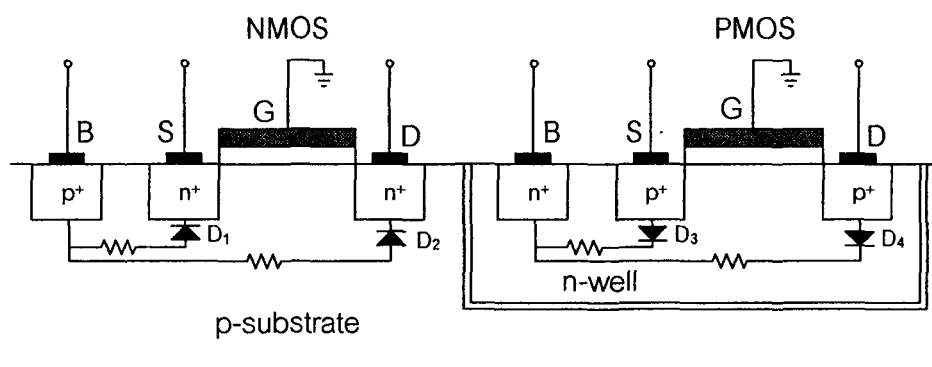
สัญญาณกระแสเอาต์พุตจากวงจร DO-OTA จะถูกทำการเรียงกระแสด้วยวงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรงสูง ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

4.2.2 วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง

วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง โดยอาศัยไดโอดที่ได้จากรอยต่อในโครงสร้างแบบซีมอส ดังรูปที่ 4.2(ก) แสดงรูปโครงสร้างภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ PMOS บนฐานรองชนิด p ด้วยการนำขาเดรน และขาซอร์ส ต่อร่วมกัน ซึ่งสามารถเทียบได้กับขาแอกโทดของไดโอด ส่วนที่ขา Bulk ของมอสทรานซิสเตอร์เทียบได้กับขาคาโทดของไดโอด โดยที่ขาเกตต่อลงกราวด์ ซึ่งได้แสดงสัญลักษณ์ไว้ดังรูปที่ 4.2(ข) ซึ่งเป็นส่วนประกอบภายในโครงสร้างซีมอสดังรูปที่ 4.3



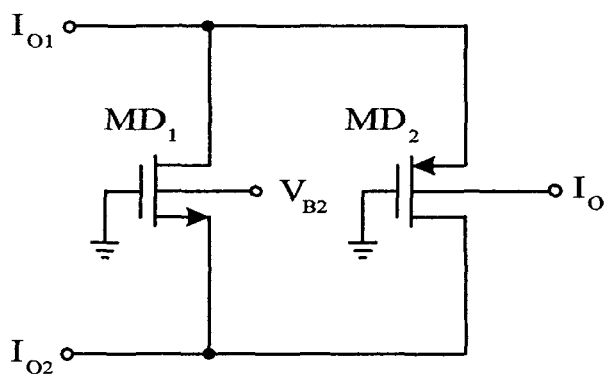
รูปที่ 4.2 (ก) ภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ PMOS บนฐานรองชนิด p (ข) สัญลักษณ์



รูปที่ 4.3 ภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS และ PMOS บนฐานรองชนิด p

โดยรูปที่ 4.3 แสดงภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ที่สร้างบนฐานรองชนิด p (p-substrate) ของเทคโนโลยีซีมอส ดังนั้น PMOS จึงถูกสร้างอยู่ในบ่อของ n-well

จากรูปที่ 4.4 ไดโอด D_1 และ D_2 เป็นไดโอดรอยต่อระหว่าง p-substrate และ n+-diffusion ส่วนไดโอด D_3 และ D_4 เป็นไดโอดของรอยต่อระหว่าง n-well และ p+-diffusion ไดโอด D_1 ถึง D_4 นี้จะถูกใช้เป็นตัวเรียงกระแสแบบความเที่ยงตรง โดยโครงสร้างวงจรรีเรียงกระแสเต็มคลื่นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



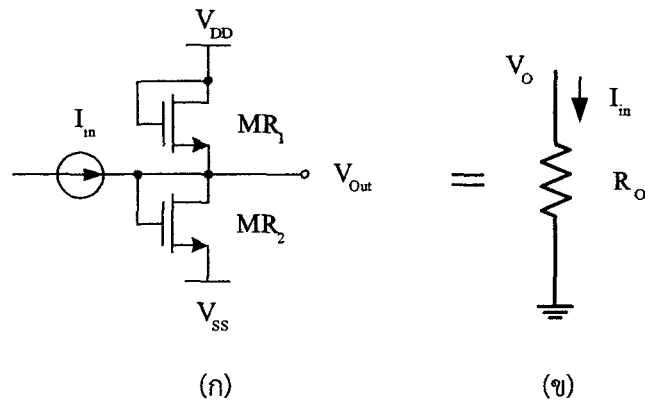
รูปที่ 4.4 วงจรรีเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรงสูง

จากรูปที่ 4.4 แสดงวงจรรีเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง ซึ่งภายในวงจรดังกล่าวแทนไดโอดจากรอยต่อในโครงสร้างแบบซีมอสรอยต่อ ด้วยมอสทรานซิสเตอร์คือ MD_1 และ MD_2 โดยทำงานในโหมดกระแส สัญญาณกระแสเอาท์พุทที่ได้จะนำไปแปลงเป็นสัญญาณแรงดันด้วยวงจรถแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

4.2.3 วงจรถแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน

วงจรถแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน เป็นวงจรส่วนสุดท้ายในวงจรรีเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ เนื่องจากสัญญาณแรงดันอินพุทถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสด้วยวงจรถแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน โดยใช่วงจรตัวต้านทานแบบมอส

ซึ่งวงจรถัวต้านทานแบบมอส ประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS 2 ตัวโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ± 5 โวลต์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรถแสดงดังรูปที่ 4.5 (ก) และ สัญลักษณ์ของวงจรถแสดงดังรูปที่ 4.5 (ข)



รูปที่ 4.5 (ก) วงจรตัวต้านทานแบบมอส (ข) สัญลักษณ์ของตัวต้านทานแบบมอส

จากรูปที่ 4.5 โดยการทำงานของวงจรตัวต้านทานแบบมอสจะสมมติว่า MR1 และ MR2 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ เมื่อกระแสอินพุตถูกป้อนเข้าที่โหนดอินพุต กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ MR1 และ MR2 สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_{D(MR1)} = \frac{K}{2}(V_{DD} - V_o - V_{TH})^2 \quad (4.3)$$

$$I_{D(MR2)} = \frac{K}{2}(V_o - V_{SS} - V_{TH})^2 \quad (4.4)$$

โดยที่ V_{TH} คือ ค่าแรงดันเทรชโฮล V_{DD} , V_{SS} คือ แหล่งจ่ายแรงดัน ($V_{DD} = |V_{SS}|$) V_o คือ ค่าแรงดันเอาต์พุต ซึ่งค่า K สามารถคำนวณได้สมการที่ (4.5) ดังนี้

$$K = \mu C_{ox}(W/L) \quad (4.5)$$

โดย μ คือ ค่าสภาพคล่องตัวของพาหะ C_{ox} คือ ค่าความจุไฟฟ้าของเกตต่อหน่วยพื้นที่ W และ L คือ ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของเกตภายในมอสทรานซิสเตอร์ตามลำดับ

เมื่อนำสมการที่ (4.3) และสมการที่ (4.4) มาหาความสัมพันธ์จะพบว่า $I_{D(MR1)} + I_{in} = I_{D(MR2)}$ ด้วยการใช้ความสัมพันธ์กำลังสองคือ $(a+b)^2 - (a-b)^2 = 4ab$ และทฤษฎี KCL ของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการ (4.6) ดังต่อไปนี้

$$V_O = \frac{I_{D(MR2)} - I_{D(MR1)}}{2K(V_{DD} - V_{TH})} = \frac{I_m}{2K(V_{DD} - V_{TH})} \quad (4.6)$$

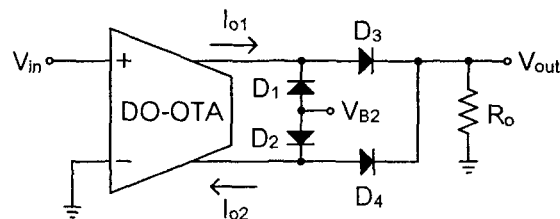
โดยค่า $V_{DD} - V_{TH} = -(V_{SS} + V_{TH})$ ดังนั้น $V_{DD} = -V_{SS}$ ค่าความต้านทานจะสามารถกำหนดได้ตามสมการ (4.7) ดังต่อไปนี้

$$R_O = \frac{1}{2K(V_{DD} - V_{TH})} \quad (4.7)$$

ดังนั้นการคำนวณหาค่าตัวต้านทานจากวงจรสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4.7) ซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์

4.3 กระบวนการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

โครงสร้างวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นวงจรที่มีการทำงานในโหมดกระแส ซึ่งภายในวงจรประกอบด้วยวงจรทั้งหมดสามวงจรตามที่ได้กล่าวมาจากหัวข้อที่ 4.2 เมื่อนำมาประกอบเข้าด้วยกันจะได้วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.6

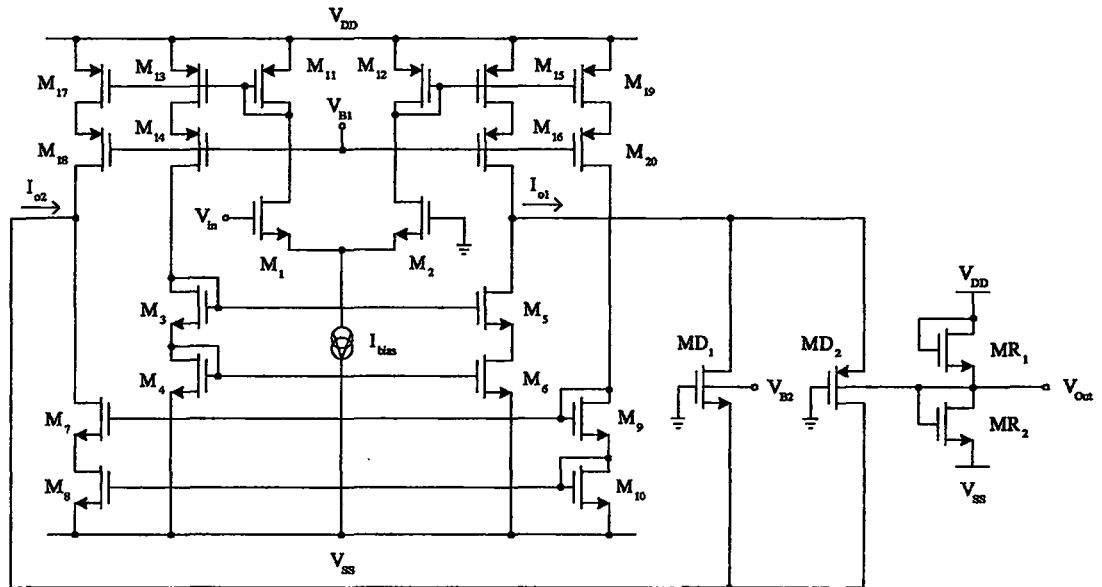


รูปที่ 4.6 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

จากรูปที่ 4.6 วงจรประกอบด้วยวงจรโอทีเอเอาต์พุตคู่ซึ่งทำหน้าที่สำหรับการแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส ส่วนไดโอดทั้งสี่ตัวทำหน้าที่ในการเรียงกระแสสัญญาณจากเอาต์พุตที่ได้จากวงจรโอทีเอและตัวต้านทานทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต โดยสัญญาณแรงดัน V_{B2} มีค่าประมาณเท่ากับแรงดันเทอร์สโวลต์ของ D_1 และ D_2 รวมกันเพื่อทำให้ D_1 และ D_2 นำกระแสตลอดเวลา [13]

โดยในรูปที่ 4.6 สร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีซีมอสที่มีขนาด 500 nm ประกอบด้วย NMOS จำนวน 13 ตัว และ PMOS จำนวน 11 ตัว แสดงไว้ในรูปที่ 4.7

รูปที่ 4.7 แสดงโครงสร้างวงจรรีจกรเรียงกระแสเต็มคลื่น ซึ่งประกอบด้วยวงจรถ่ายแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรรีจกรเรียงกระแสที่ยังตรงสูง และวงจรถ่ายแปลงกระแสเป็นแรงดัน ซึ่งสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีซีมอสทั้งหมดดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 วงจรรีจกรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่น่าเสนอ

รูปที่ 4.7 แสดงวงจรรีจกรเรียงกระแสที่สมบูรณ์ โดยมีคุณสมบัติการทำงานเหมือนกับวงจรรูปที่ 4.6 ซึ่งในรูปที่ 4.7 วงจรโอทีเอแบบเอ๊าท์พุทคู่ประกอบด้วย M_1 ถึง M_{20} และกระแสไบอัส I_{bias} ที่ทำงานเป็นวงจรถ่ายแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส โดยสัญญาณกระแสเอ๊าท์พุทของวงจรรีจกรโอทีเอสามารถกำหนดได้จากสมการที่ (4.8) ดังนี้

$$I_{o1} = -I_{o2} = g_m V_{in} \quad (4.8)$$

โดยที่ I_{o1} และ I_{o2} คือ กระแสเอ๊าท์พุท V_{in} คือ อินพุท และ g_m คือ ค่าความนำของวงจรรีจกรโอทีเอ สมมุติว่า M_1 และ M_2 ทำงานในช่วงอิมิตัวและมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน ทำให้สามารถกำหนดค่าความนำ ได้ดังสมการที่ (4.2) คือ $g_m = \sqrt{(\mu C_{ox} W / L)(I_{bias})}$

โดย μ คือ ค่าสภาพความคล่องตัวของพาหะ C_{ox} คือ ค่าความจุไฟฟ้าของเกตต่อหน่วยพื้นที่ I_{bias} คือ กระแสไบอัส W และ L คือ ค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของเกตภายในมอสทรานซิสเตอร์ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.6 ไดโอด D_1 ถึง D_4 ตามลำดับ ซึ่งเป็นไดโอดที่สร้างขึ้นมาจากรอยต่อในโครงสร้างซีมอส จะแทนด้วยมอสทรานซิสเตอร์ MD_1 และ MD_2 ในรูปที่ 4.7 โดยการทำงานของวงจรรีจกรเรียงกระแสที่น่าเสนอภายในวิทยานิพนธ์สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อมีสัญญาณอินพุทซิกบกก้อนเข้ามา D_2 และ D_3 จะนำกระแสส่วน D_1 และ D_4 จะหยุดนำกระแส เมื่อกระแสเอ๊าท์พุท I_{o1} จะไหลผ่าน D_3

และ ตัวต้านทาน R_o ทำให้ผลที่ได้คือ สัญญาณแรงดันซิกบวกรวมแรกที่เอาต์พุต V_{out} ซึ่งในขณะที่สัญญาณเอาต์พุต I_{o2} จะไหลผ่าน D_2 ลงกราวด์ ทำให้สัญญาณซิกลบไหลเข้ามาที่ D_1 และ D_4 จะทำการนำกระแส ส่วน D_3 และ D_2 จะหยุดนำกระแส เมื่อสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{o2} จะไหลผ่าน D_4 และตัวต้านทาน R_o และกลายเป็นสัญญาณซิกบวกรวมที่สองปรากฏทางเอาต์พุต V_{out} ส่วนกระแส I_{o1} จะไหลผ่าน D_1 ลงกราวด์ โดยการทำงานของวงจรถัดกล่าว ทำให้สามารถคำนวณความสัมพันธ์ของสัญญาณแรงดันอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต ได้จากสมการที่ (4.9) ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} V_{in} > 0: I_{o1} &= +g_m V_{in} \\ V_{in} < 0: I_{o2} &= -g_m V_{in} \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

เมื่อกำหนดให้ $R_o = 1/g_m$ โดยแทนค่าในสมการที่ (4.9) ทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุต และเอาต์พุตสามารถเขียนได้เป็นสมการที่ (4.10) ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} V_{in} > 0: V_{out} &= +V_{in} \\ V_{in} < 0: V_{out} &= -V_{in} \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

โดยตัวต้านทาน R_o สามารถสร้างขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์สองตัว สมมติว่า MR_1 และ MR_2 ทำงานในช่วงอิมิตัวและมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ ค่าความต้านทาน R_o สามารถกำหนดได้จากสมการที่ (4.7) ดังนี้ $R_o = \frac{1}{2K(V_{DD} - V_{TH})}$ โดยที่ $K = \mu_o C_{ox}(W/L)$ จากสมการที่ (4.5)

ดังนั้นสามารถแสดงได้ว่าวงจรถัดที่นำเสนอสามารถสร้างได้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

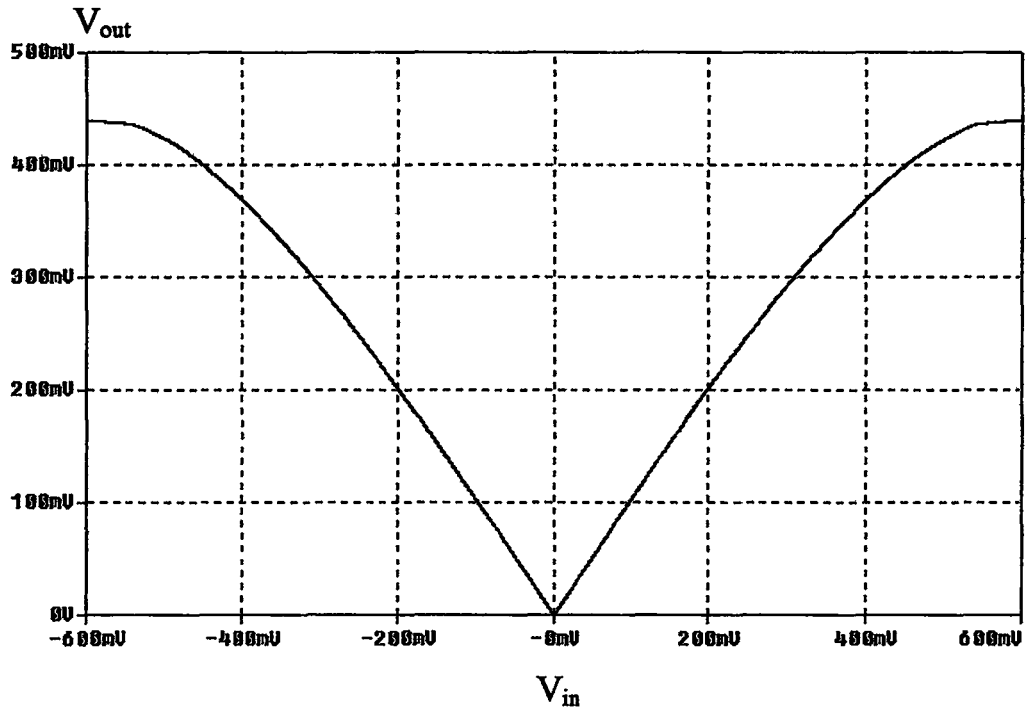
4.4 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรรีเลย์กระแสเต็มคลื่นในรูปที่ 4.7 โดยจะทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ด้วยเทคโนโลยีซีมอสขนาด 500 nm ของ MIETEC ซึ่งกำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{DD} = |V_{SS}| = 5V$ และแหล่งจ่ายกระแส I_{BIAS} เท่ากับ 500 μA ส่วนแรงดันคงที่ V_{B1} และ V_{B2} มีค่าเท่ากับ 2 V และ 0.9 V ตามลำดับ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงการกำหนดค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์

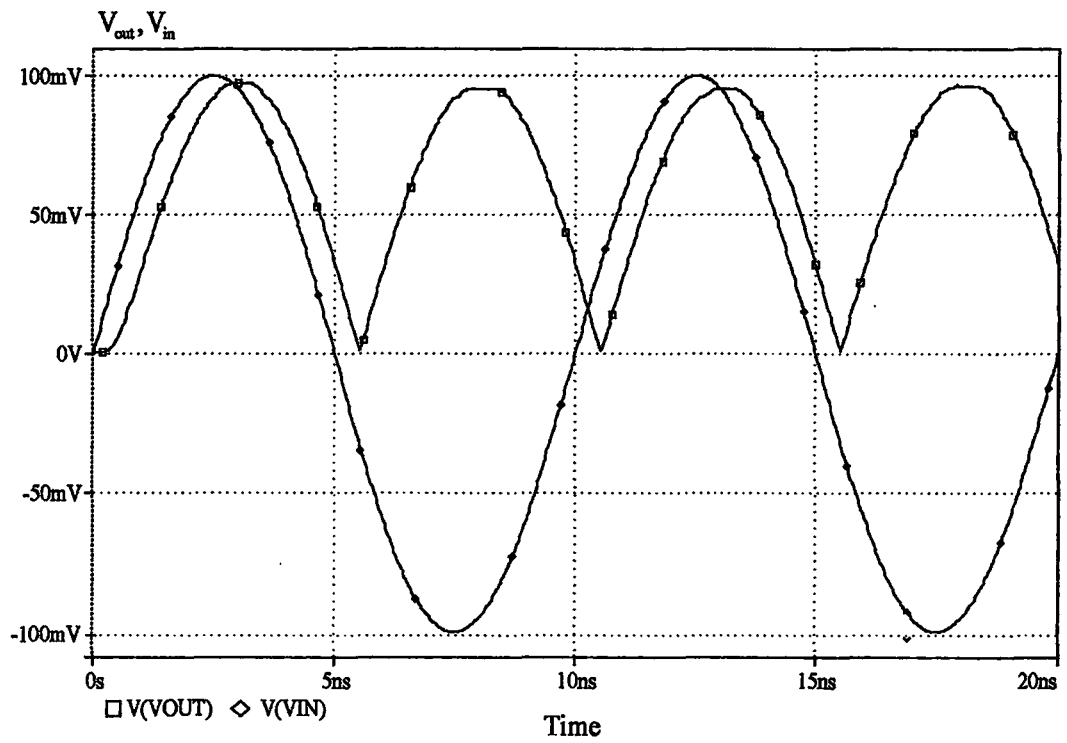
มอสทรานซิสเตอร์	ค่า W/L
M_1 ถึง M_{10}	25 $\mu m/1 \mu m$
M_{11} ถึง M_{20}	40 $\mu m/1 \mu m$
MR_1 และ MR_2	1 $\mu m/1 \mu m$
MD_1 และ MD_2	0.6 $\mu m/0.6 \mu m$

เมื่อทำการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่ออกแบบไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พบว่าวงจรที่ออกแบบมีคุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8

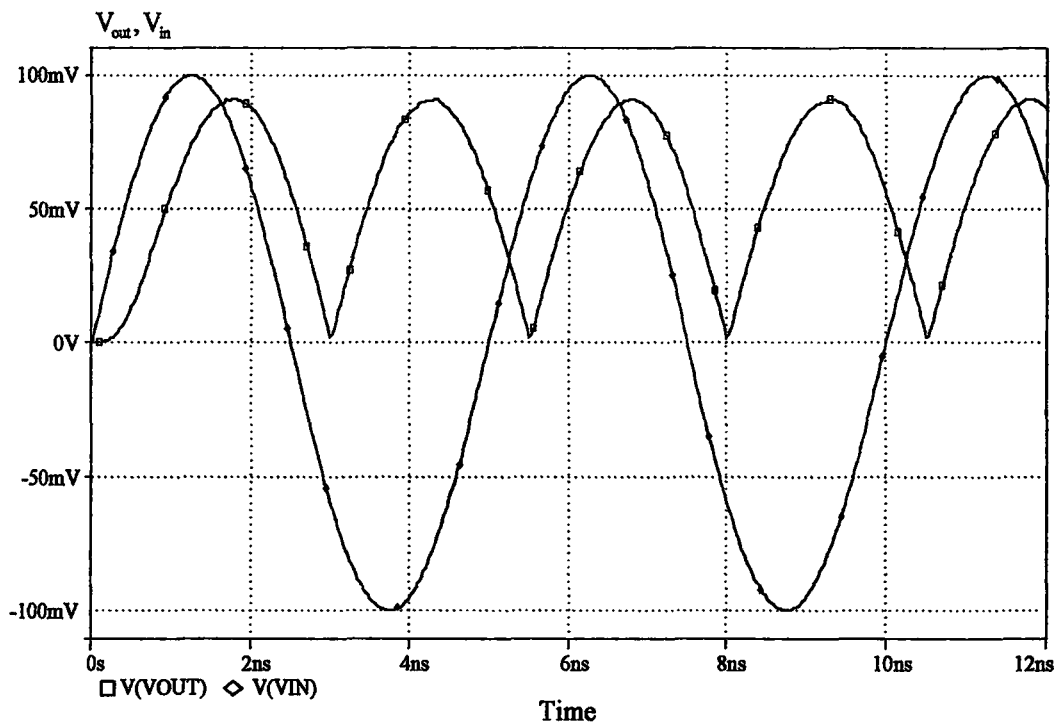


รูปที่ 4.8 คุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรง

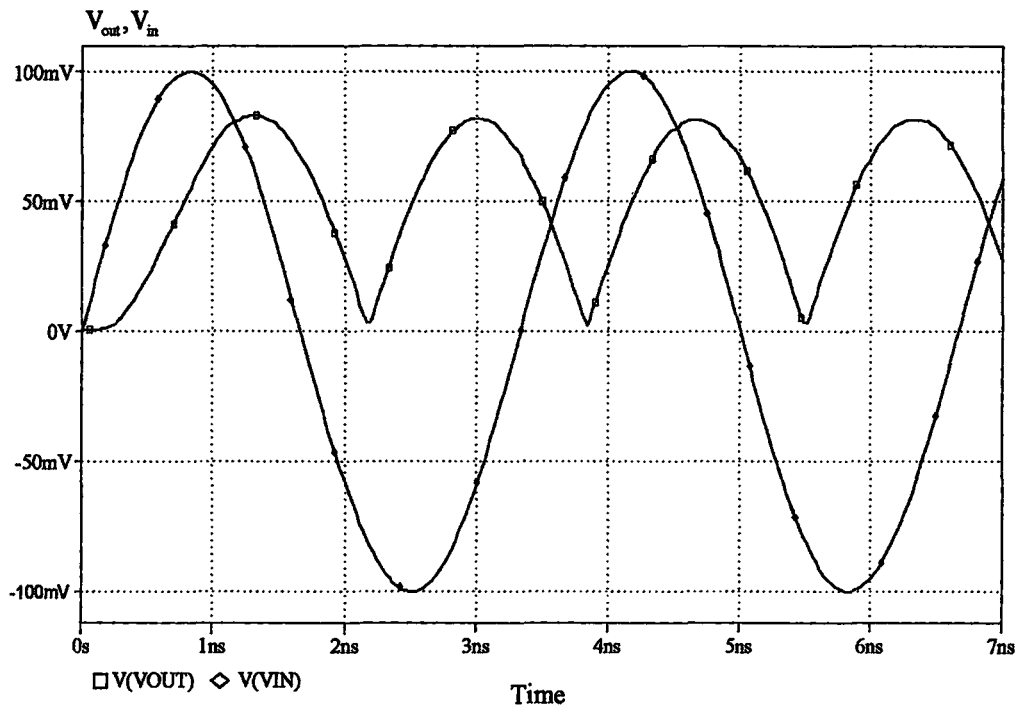
จากรูปที่ 4.8 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรพบว่า ช่วงปฏิบัติการทางอินพุทมีค่าประมาณ -500 mV ถึง 500 mV เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\text{ mV}_{\text{peak}}$ เข้าที่อินพุทของวงจร สัญญาณเอาต์พุทและอินพุทที่ความถี่ 100 MHz ถึง 600 MHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ถึง รูปที่ 4.14 ตามลำดับ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.9 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 100 MHz



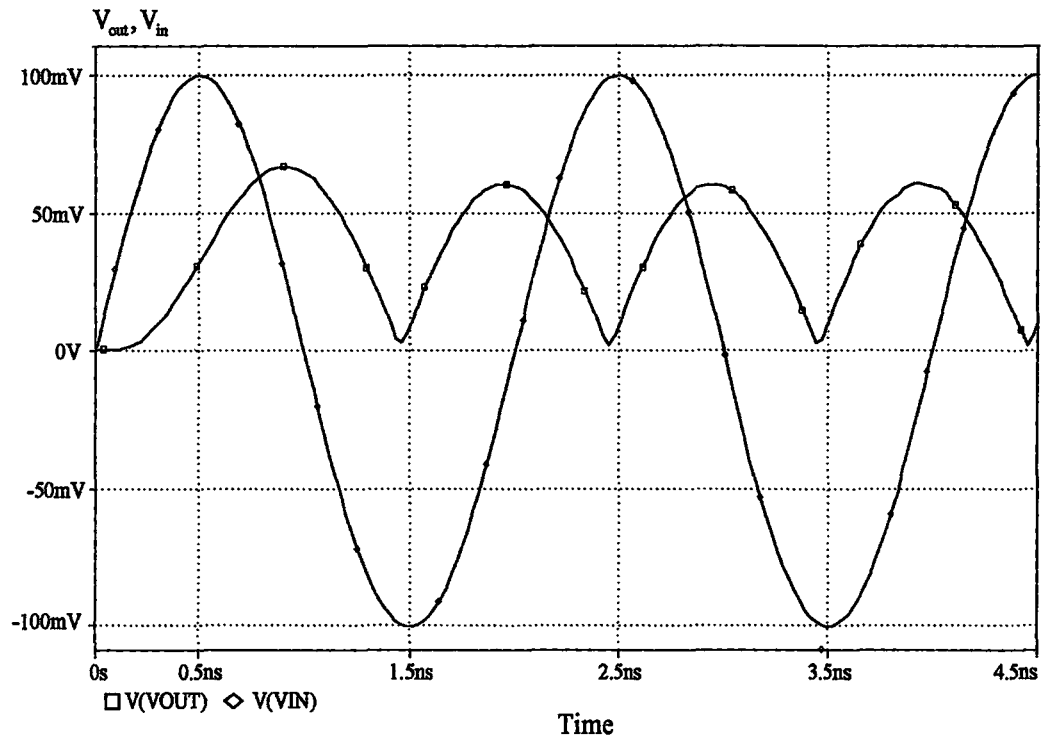
รูปที่ 4.10 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 200 MHz



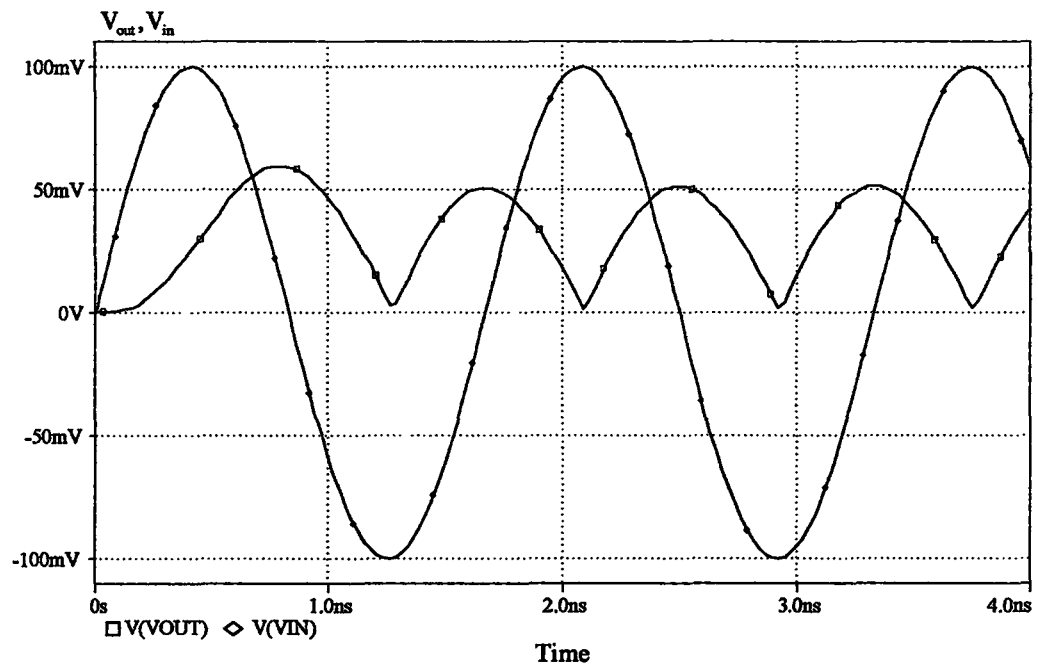
รูปที่ 4.11 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 300 MHz



รูปที่ 4.12 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 400 MHz



รูปที่ 4.13 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 500 MHz

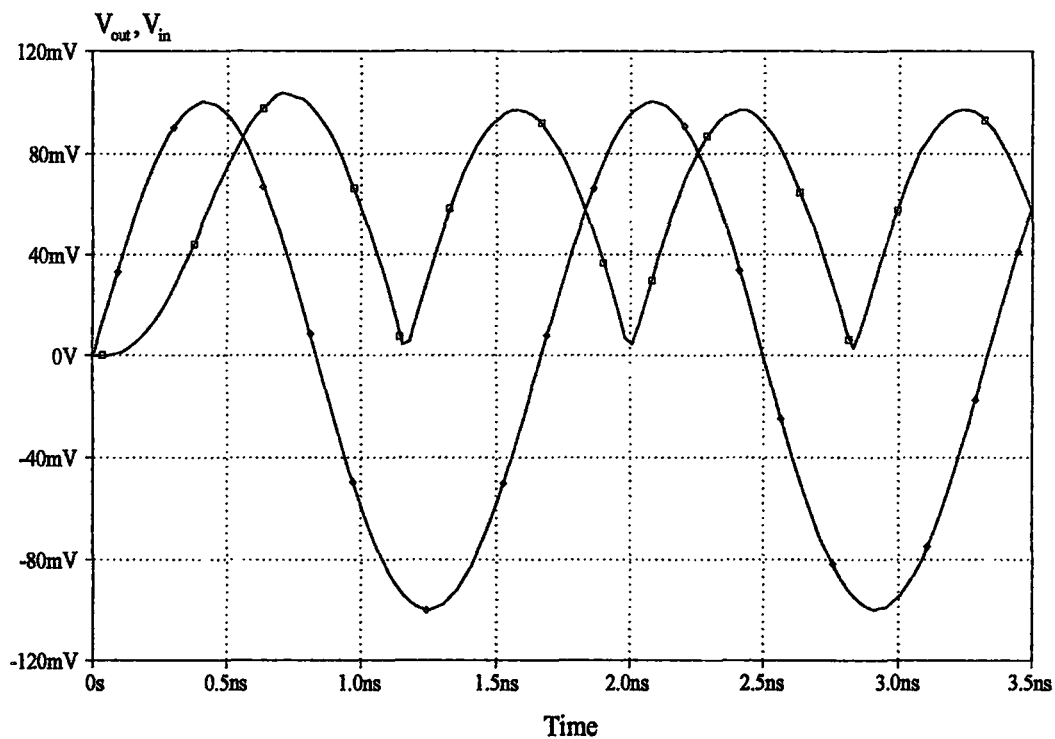


รูปที่ 4.14 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 600 MHz

จากรูปที่ 4.9 จนถึง รูปที่ 4.14 พบว่า ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ นั้น จะมีขนาดสัญญาณที่ถูกลดทอนลงไป ซึ่งเป็นผลมาจากอัตราขยายของวงจรเรียงกระแสจะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น โดยสามารถทำการชดเชยขนาดทางเอาต์พุตได้สองวิธี ดังนี้

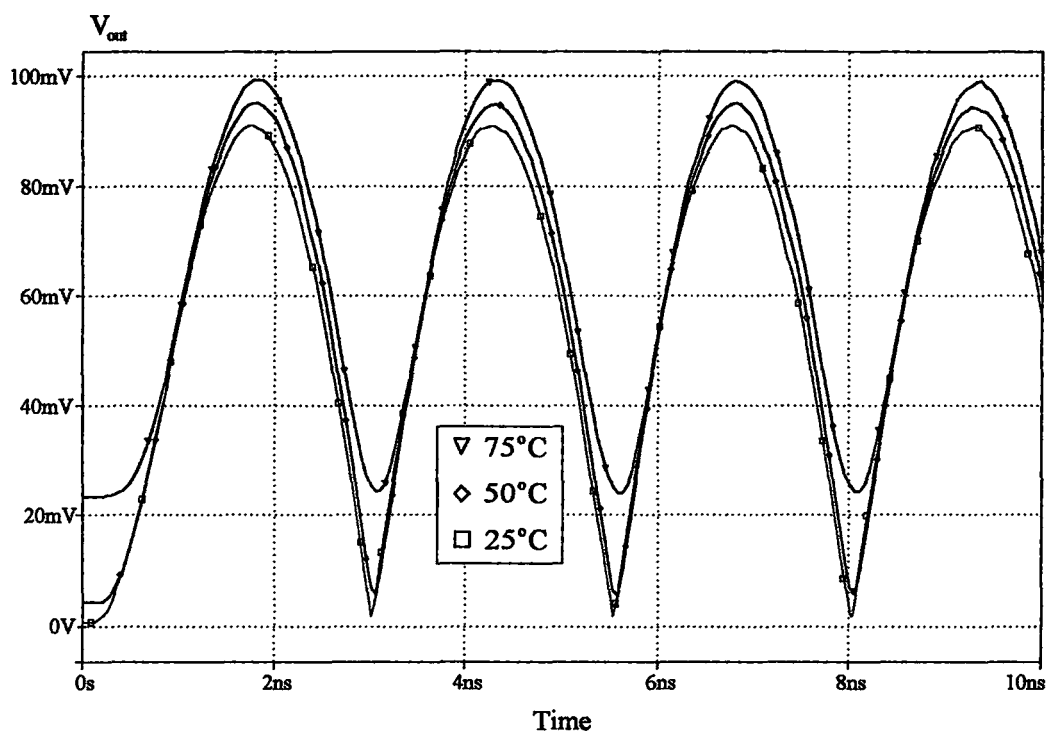
1. เพิ่มค่าความต้านทาน R_o ให้สูงขึ้นโดยการลดอัตราส่วน W/L ของ MR_1 และ MR_2 ลง

2. การเพิ่มค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรโอทีเอด้วยการเพิ่มกระแสไบอัส I_{bias} โดยจะทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด 100 mV_{peak} เข้าที่อินพุตของวงจร โดยกำหนดสัญญาณเอาต์พุตและอินพุตที่ความถี่ 600 MHz และ ทำการเพิ่มกระแสไบอัสเป็น 1 mA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.15 ดังนี้ ซึ่งจากรูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 600 MHz มีขนาดที่ใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่า 99.42 mV ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.2) ดังนี้ $g_m = \sqrt{(\mu C_{ox} W/L)(I_{bias})}$



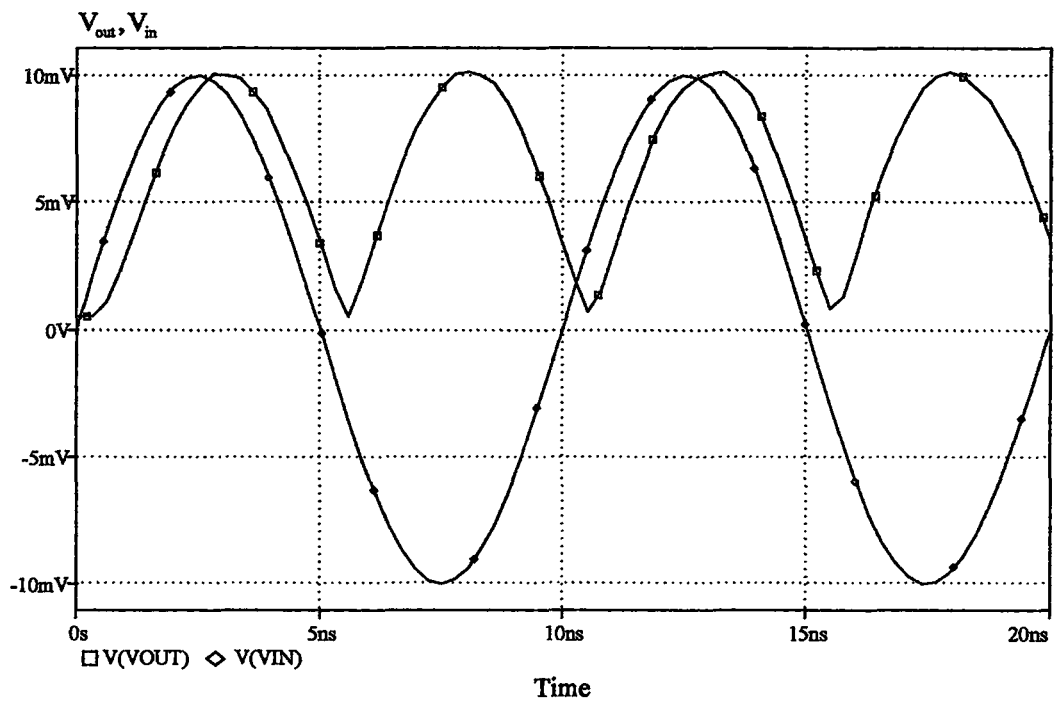
รูปที่ 4.15 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 600 MHz เมื่อกระแสไบอัส 1 mA

เมื่อทำการทดสอบประสิทธิภาพทางอุณหภูมิของวงจรที่ความถี่ 100 MHz ซึ่งทำการจำลองการทำงานโดยทดลองเปลี่ยนอุณหภูมิจาก 25°C ถึง 75°C ผลการจำลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.16



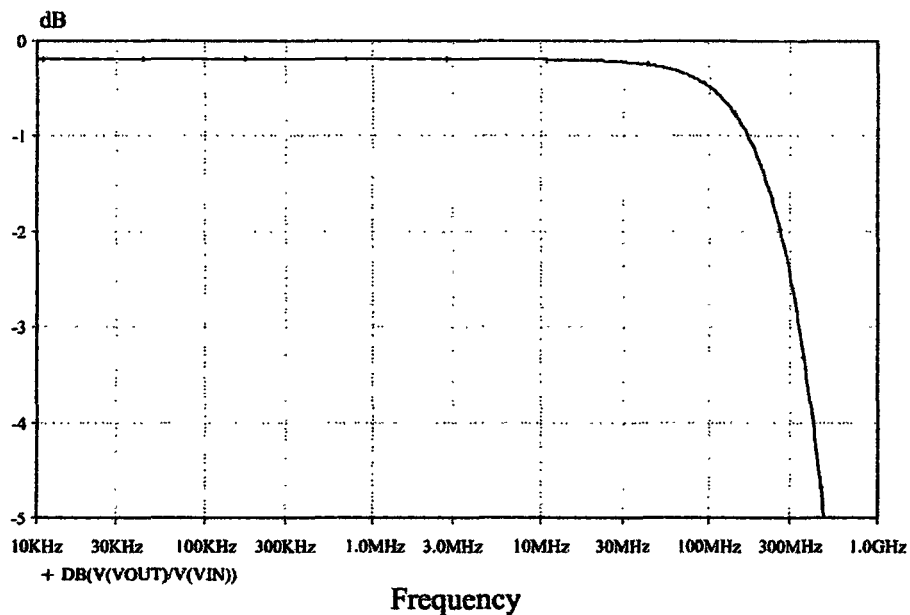
รูปที่ 4.16 รูปคลื่นเอาต์พุตที่อุณหภูมิค่าต่างๆ

จากผลการจำลองการทำงานสามารถสรุปได้ว่า วงจรสามารถเรียงกระแสได้ดีที่อุณหภูมิสูงถึง 75°C อย่างไรก็ตามถ้าอุณหภูมิสูงมากกว่านี้จะปรากฏสัญญาณ DC เกิดขึ้นมากทางเอาต์พุต เพื่อทดสอบความเที่ยงตรงของวงจร วงจรเรียงกระแสจะถูกจำลองที่ความถี่ 100 MHz อีกครั้งโดยลดขนาดสัญญาณอินพุตลงมาเป็น 10 mV_{peak} รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ขนาด $10\text{ mV}_{\text{peak}}$

จากรูปที่ 4.17 สามารถแสดงว่าวงจรที่นำเสนอสสามารถเรียงกระแสที่สัญญาณขนาดเล็กได้ถึง $10\text{ mV}_{\text{peak}}$ โดยการตอบสนองของความถี่ของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ มีช่วงความถี่ที่สามารถปฏิบัติงานได้ถึง 341 MHz แสดงดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรเรียงกระแส

สุดท้ายตารางการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอและวงจรที่นำเสนอในวารสารต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบวงจรที่นำเสนอและวงจรในวารสารต่างๆ

พารามิเตอร์	วงจรที่นำเสนอ	วงจรใน [3]	วงจรใน [11]
อุปกรณ์ส่วนประกอบ	มอส 24 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 1 แหล่ง	มอส 44 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 4 แหล่ง	มอส 26 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 1 แหล่ง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 5V$	$\pm 10V$	$\pm 5V$
ช่วงปฏิบัติงาน	-0.5V ถึง 0.5V	-0.2V ถึง 0.2V	-0.5V ถึง 0.5V
ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน	341 MHz	100 MHz	200 MHz
เหมาะกับการสร้าง IC	ใช่	ใช่	ใช่

4.5 บทสรุป

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงที่ทำงานที่ความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่นำเสนอภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นวงจรที่มีขนาดเล็ก อุปกรณ์น้อย ทำงานได้ในย่านความถี่สูง และเหมาะสำหรับการนำไปสร้างวงจรรวม และมีประสิทธิภาพการทำงานที่สูงตลอดจนมีความเที่ยงตรงในการทำงานที่ดี โดยไม่มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณในช่วงตัดผ่านศูนย์ และมีช่วงปฏิบัติงานในย่านกว้าง รวมทั้งมีผลตอบสนองต่อความถี่ในการปฏิบัติงานที่สูง การทดสอบสมรรถนะของวงจรเรียงกระแสที่พัฒนาขึ้น โดยเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบสามารถยืนยันถึง ช่วงปฏิบัติการ ความแม่นยำ และผลตอบสนองความถี่ของวงจร

บทที่ 5

การประยุกต์ใช้งาน

5.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยวงจรที่นำมาเป็นตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานในวิทยานิพนธ์นี้คือ วงจรแปลงสัญญาณค่า RMS (Root-Mean-Square) เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีเนื้อหา ดังนี้

5.2 วงจรแปลงสัญญาณค่า RMS เป็น สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่นำเสนอจะถูกนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง โดยสามารถคำนวณ ค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt \quad (5.1)$$

เมื่อ $v(t)$ คือ สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ T คือ คาบเวลาของสัญญาณ และ V_{avg} คือ ค่าเฉลี่ยของสัญญาณ $v(t)$ ที่ถูกเรียงกระแส โดยการทำงานของสมการที่ (5.1) มีขั้นตอนดังนี้ เมื่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ถูกเรียงกระแสถูกส่งเข้ามา จะนำมาผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่ง เพื่อให้ได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ โดยมีสมการดังนี้

$$v(t) = V_m \sin(2\pi ft) \quad (5.2)$$

โดยที่ V_m คือ ขนาดของสัญญาณ และ $f = \frac{1}{T}$ คือ ค่าความถี่ เมื่อแทนค่า $V(t)$ จากสมการที่ (5.2) ลงในสมการที่ (5.1) จะได้สมการดังนี้

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T |V_m \sin(2\pi ft)| dt$$

$$V_{avg} = \frac{2}{\pi} V_m = 0.637 V_m \quad (5.3)$$

เมื่อต้องการคำนวณหาค่า RMS ของสัญญาณไซน์ ได้จาก

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (5.4)$$

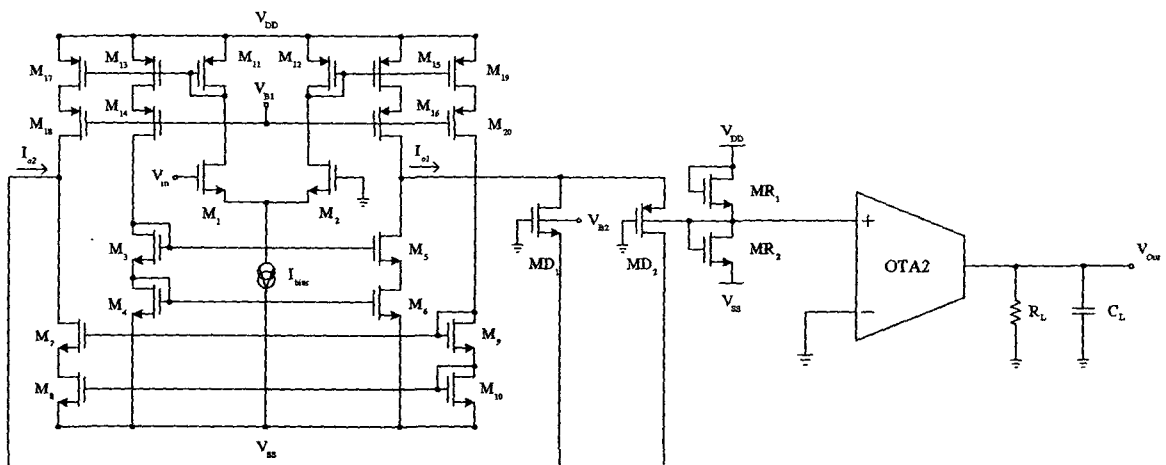
เมื่อแทนค่าสมการที่ (5.2) ลงในสมการที่ (5.4) จะได้

$$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_m = 0.707 V_m \quad (5.5)$$

เมื่อเปรียบเทียบระหว่างสมการที่ (5.3) และ สมการที่ (5.5) จะได้

$$\frac{V_{rms}}{V_{avg}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.111 \quad (5.6)$$

ดังนั้นจะได้ค่าที่ต้องการ เพื่อหาค่า V_{rms} จากสัญญาณ V_{avg} [2] ซึ่งจะเห็นได้หาค่า RMS สามารถหาค่าได้จากค่าเฉลี่ย จากหลักการที่กล่าวมา เมื่อใช้วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่นำเสนอ วงจรแปลงค่า RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรแปลงแรงดันค่า RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งสามารถกำหนดได้จาก R_L และ C_L แรงดัน V_{out} ของวงจรเรียงกระแสจะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสด้วย R_m โดยที่ R_m คือ ส่วนกลับของค่าความนำของวงจร OTA2 จากนั้นจะถูกส่งผ่านเพื่อกรองด้วยตัวเก็บประจุ C_L ซึ่งค่า V_{avg} สามารถกำหนดได้โดยเลือกค่า R_m และ R_L ให้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจากสมการที่ (5.5) ค่า V_{rms} จะสามารถกำหนดได้จากการกำหนดค่า $\frac{R_L}{R_m} = 1.11$ แต่สำหรับกรณีสัญญาณอินพุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแบบสมมาตรอัตราส่วนของสมการที่ (5.6) จะมีค่าเป็นหนึ่ง ดังนั้นในกรณีนี้เอาต์พุต V_{avg} จะกลายเป็นเอาต์พุตสัญญาณ RMS เพราะอัตราส่วน R_L และ R_m มีค่าเท่ากัน แต่ถ้ากำหนดค่า $\frac{R_L}{R_m} = 1.155$ เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 5.1 จะกลายเป็นค่า RMS ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมทันที

ซึ่งในการกำหนดค่า C_L ที่เหมาะสม ค่าความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากพอ เพื่อรักษาค่าการกระเพื่อม (Ripple) ทางเอาต์พุตให้มีค่าอยู่ในช่วงที่จำกัด ซึ่งสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$C_L \geq \frac{1}{4\pi f_{\min}} \quad (5.7)$$

เมื่อ f_{\min} คือ ความถี่ต่ำสุดของสัญญาณแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ค่า C_L มีความสำคัญในการกำหนดขนาดแรงดันกระเพื่อม (Ripple voltage) ซึ่งควรมีค่าไม่เกินกว่าที่ทอมด้านขวามือ ในสมการที่ (5.7) โดยมีข้อควรระวังคือ ถ้าเลือกใช้ C_L ที่มีค่ามาก ทำให้สามารถลดเปอร์เซ็นต์ริบเบิลได้ แต่จะทำให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณ เข้าสู่สภาวะคงตัวช้าตามไปด้วย

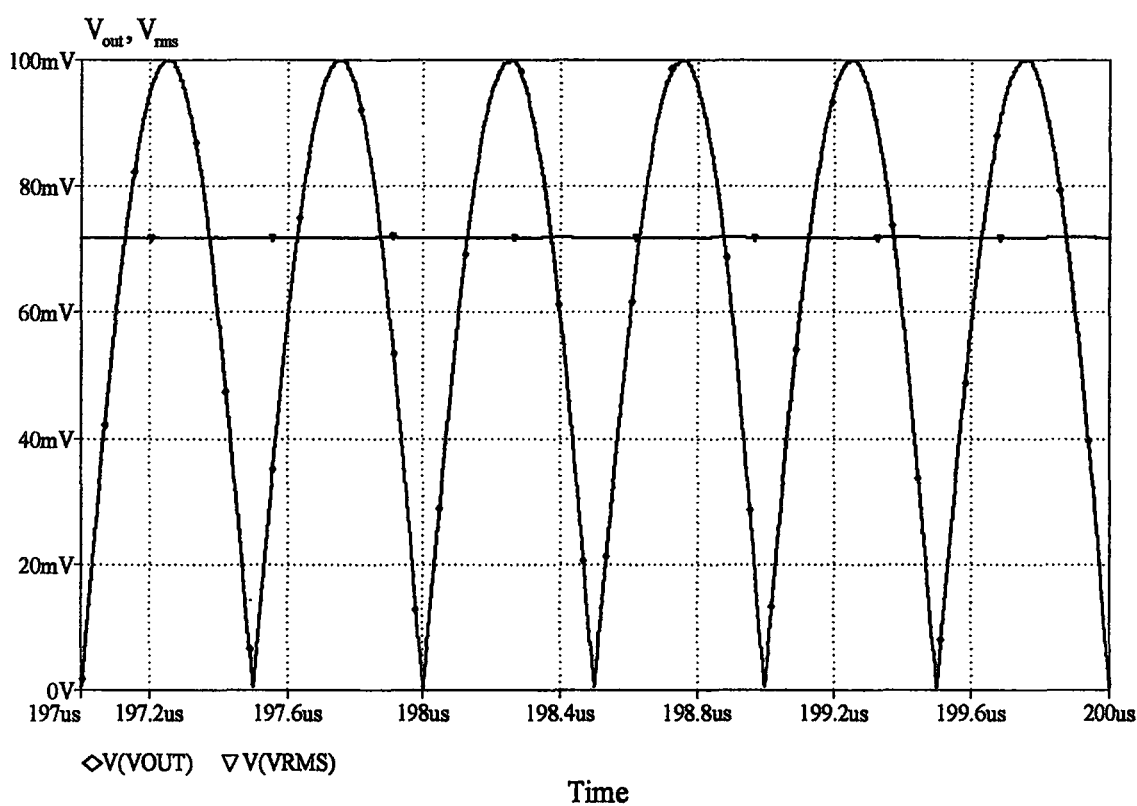
5.3 การจำลองการทำงานวงจรแปลงสัญญาณค่า RMS เป็น สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ด้วยโปรแกรม PSPICE

เพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานของวงจรภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบวงจรในรูปที่ 5.1 โดยใช้โมเดลพารามิเตอร์ขนาด 500 nm ของ MIETEC ซึ่งกำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{DD} = |V_{SS}| = 5$ V และแหล่งจ่ายกระแส I_{BIAS} เท่ากับ 500 μ A และ I_{BIAS1} เท่ากับ 510 μ A ส่วนแรงดันคงที่ V_{B1} และ V_{B2} มีค่าเท่ากับ 2 V และ 0.9 V ตามลำดับ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ดังตารางที่ 5.1

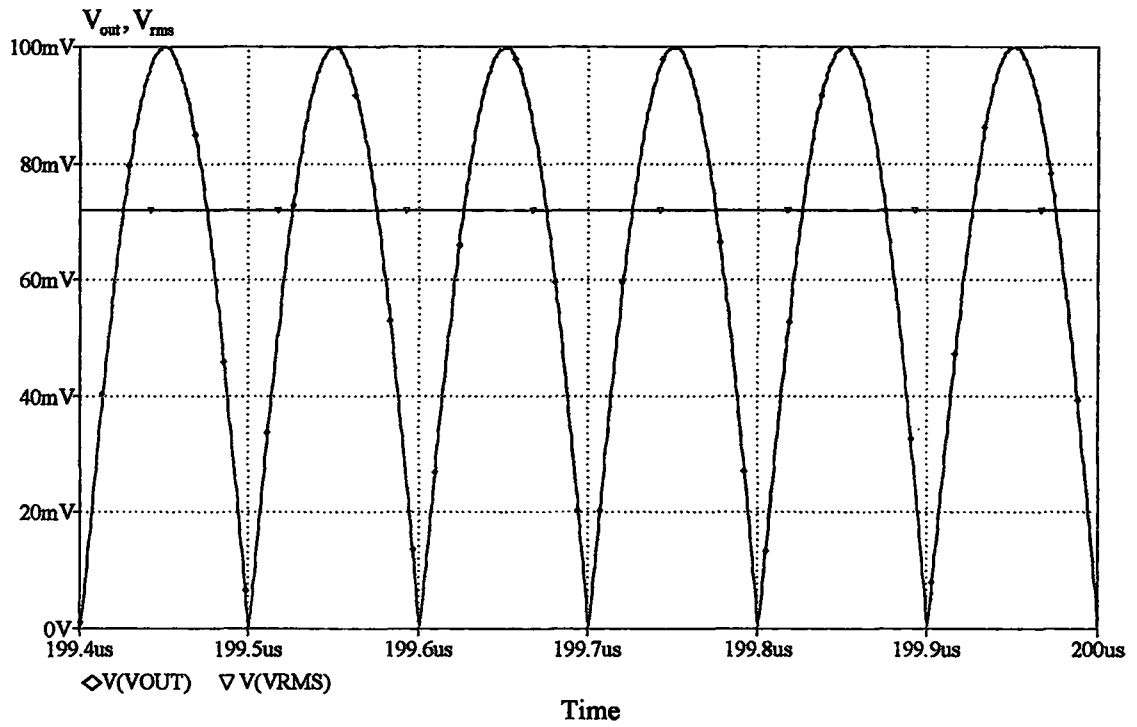
ตารางที่ 5.1 แสดงการกำหนดค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	ค่า W/L
M_1 ถึง M_{10} และ M_{21} ถึง M_{30}	$25 \mu\text{m}/1 \mu\text{m}$
M_{11} ถึง M_{20} และ M_{31} ถึง M_{40}	$40 \mu\text{m}/1 \mu\text{m}$
MR_1 และ MR_2	$1 \mu\text{m}/1 \mu\text{m}$
MD_1 และ MD_2	$0.6 \mu\text{m}/0.6 \mu\text{m}$

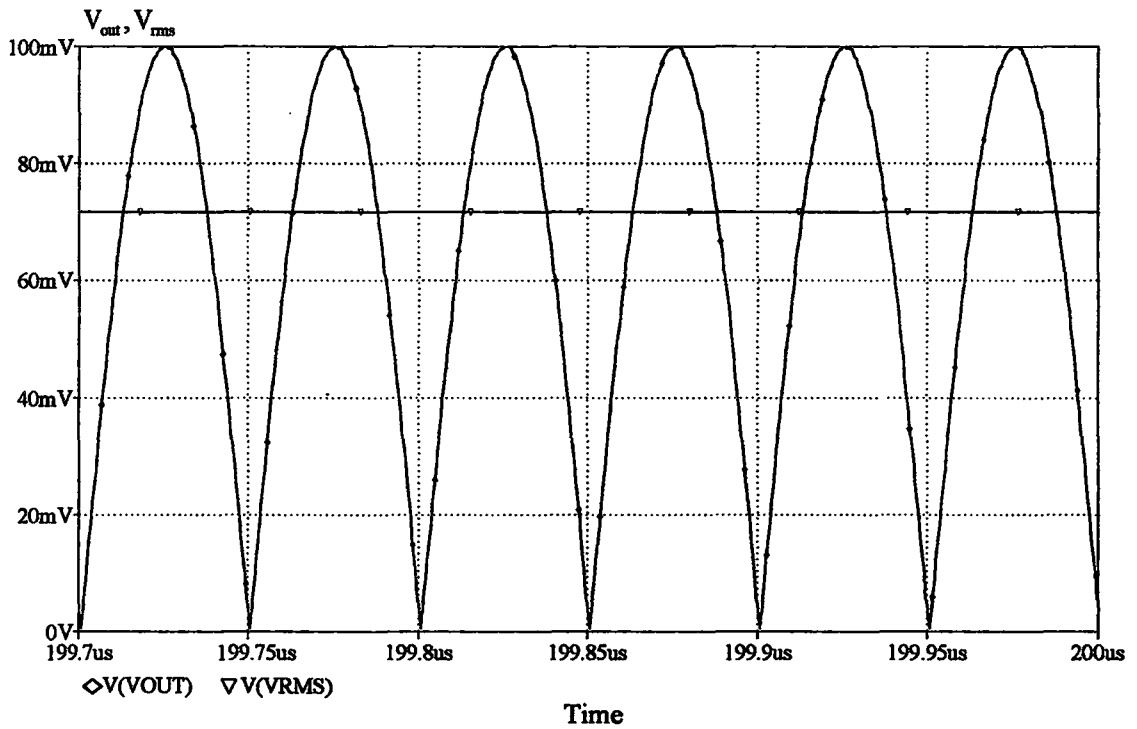
โดยใช้ค่า C_L เท่ากับ 50 nF และ $R_L = 800 \text{ โอห์ม}$ เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100 \text{ mV}_{\text{peak}}$ เข้าที่อินพุตของวงจรเรียงกระแสและความถี่เท่ากับ 1 MHz , 5 MHz , 10 MHz , 25 MHz , 50 MHz , 75 MHz และ 100 MHz ตามลำดับ โดยได้วัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ย ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.8 ตามลำดับ



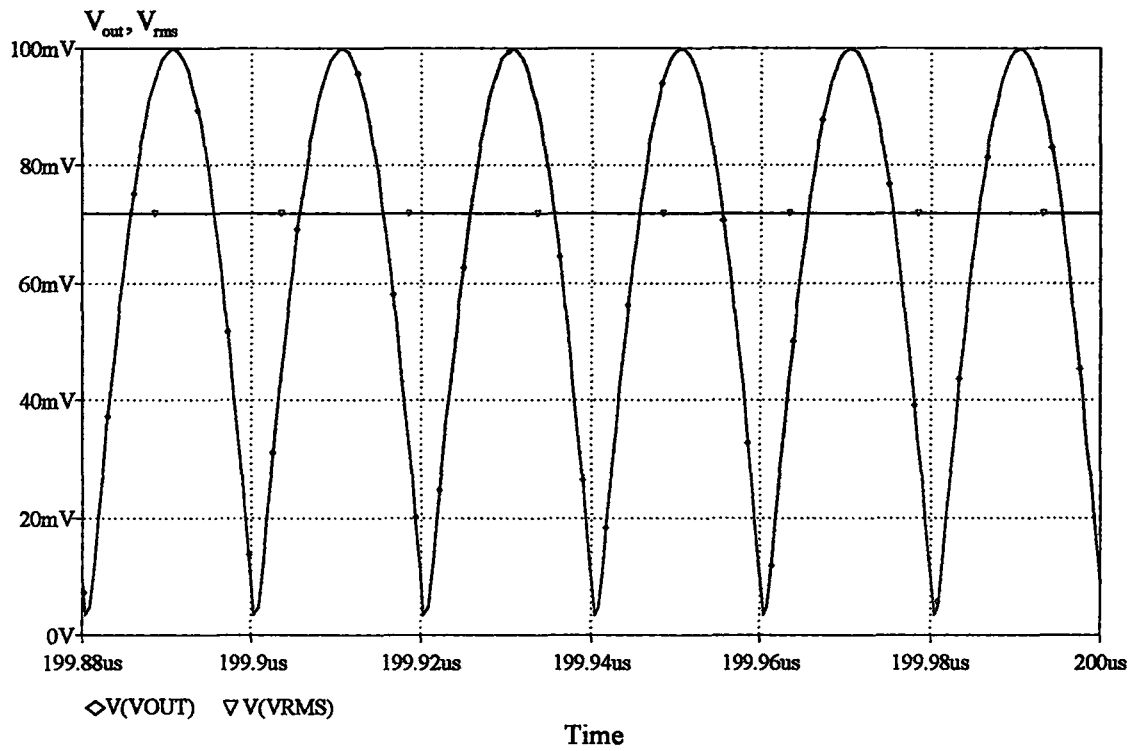
รูปที่ 5.2 รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 1 MHz



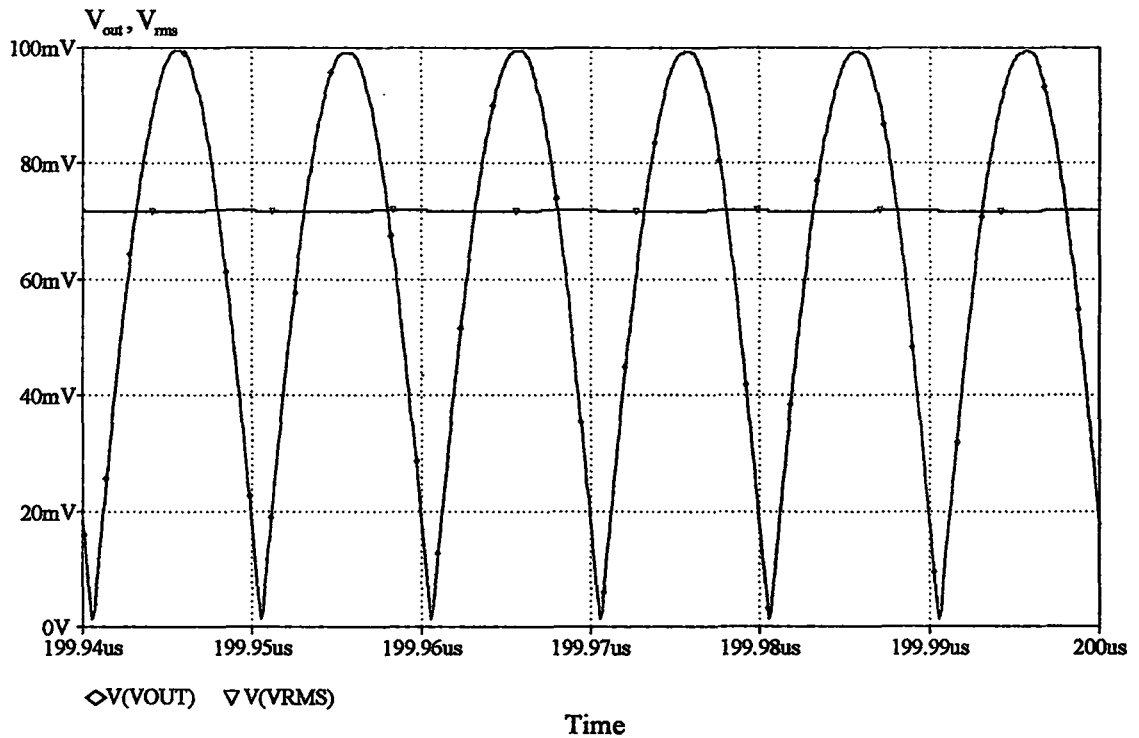
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นเอ๊าท์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 5 MHz



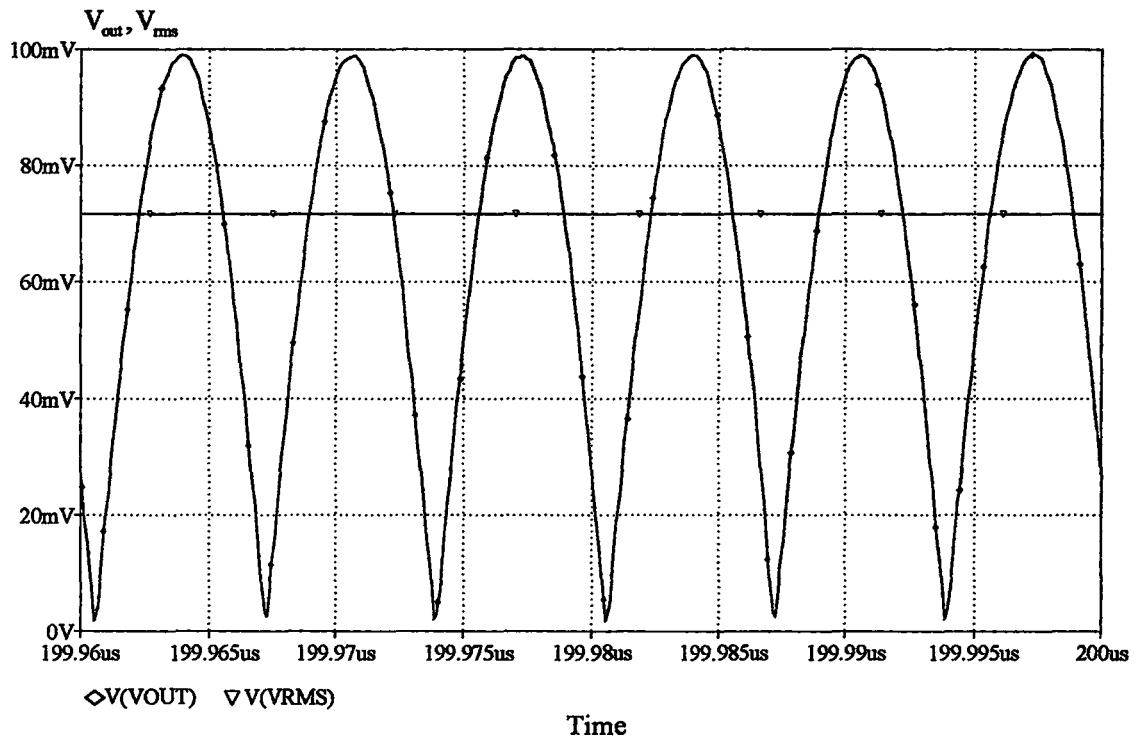
รูปที่ 5.4 รูปคลื่นเอ๊าท์พุทของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 10 MHz



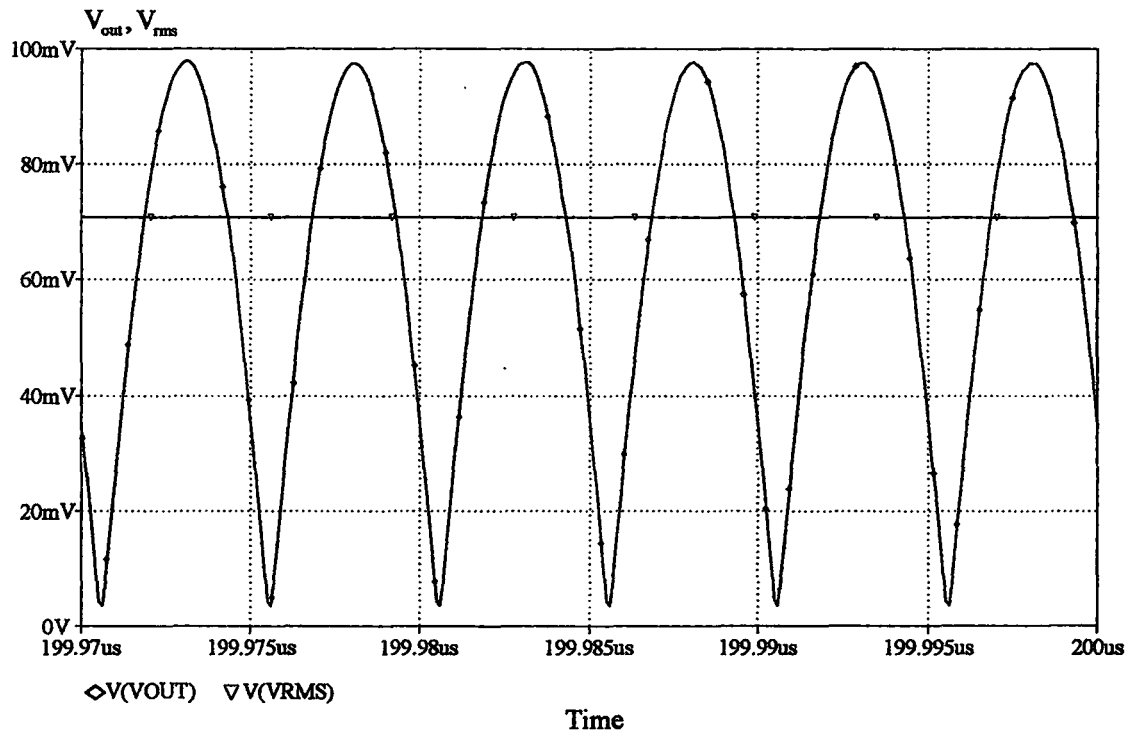
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 25 MHz



รูปที่ 5.6 รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 50 MHz



รูปที่ 5.7 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรโซแนนซ์และค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 75 MHz



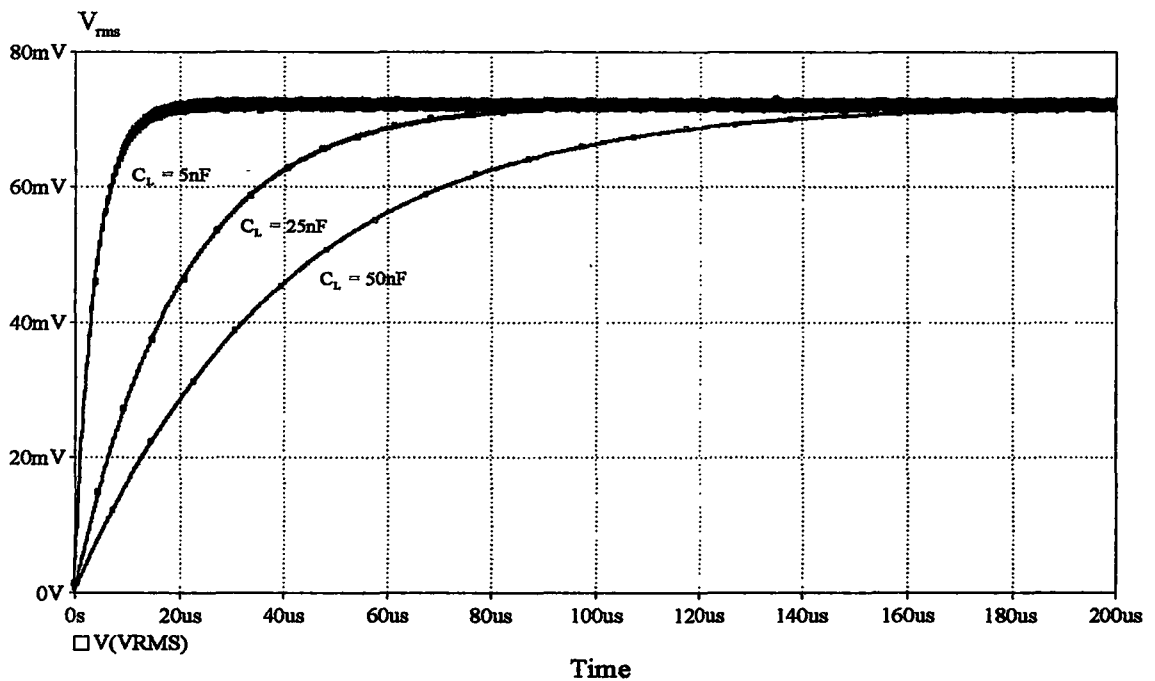
รูปที่ 5.8 รูปคลื่นเอาต์พุทของวงจรเรโซแนนซ์และค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 100 MHz

จากรูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.8 แสดงการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสและค่าแรงดันเฉลี่ยที่ความถี่ 1 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 25 MHz, 50 MHz, 75 MHz และ 100 MHz ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานที่ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 แสดงแรงดันเฉลี่ยที่ได้จากรูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.8

ความถี่ (MHz)	แรงดัน rms (mV)
1	71.953
5	71.855
10	71.882
25	71.929
50	71.876
75	71.831
100	70.926

และพิจารณาคคุณสมบัติการหน่วงเวลาของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อเปลี่ยนค่า C_L คือ 5 nF, 25 nF และ 50 nF ตามลำดับ โดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\text{mV}_{\text{peak}}$ เข้าที่อินพุตของวงจรเรียงกระแสและความถี่เท่ากับ 1 MHz พบว่าค่าเฉลี่ยของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงการหน่วงเวลาของวงจรในรูปที่ 5.1 โดยที่ตัวเก็บประจุมีค่าแตกต่างกัน

จากรูปที่ 5.9 พบว่าที่สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าหน่วงเวลาประมาณ 20 μs , 100 μs และ 180 μs ตามลำดับ โดยวัดค่าแรงดัน RMS ได้ 71.953 mV, 72.511 mV และ 73.292 mV ตามลำดับ ดังนั้น การเลือกใช้ค่า C_L ที่มีค่ามากในวงจร ทำให้สัญญาณรีเฟลมีค่าน้อย แต่ค่าการหน่วงเวลาจะมีค่ามากขึ้น ในทางตรงกันข้าม ถ้าเลือกให้ C_L ที่มีค่าน้อยในวงจร ทำให้สัญญาณรีเฟลมีค่ามาก แต่ค่าการหน่วงเวลาจะมีค่าน้อยลง ดังนั้นการเลือกใช้ค่า C_L จึงควรเลือกให้มีค่าที่เหมาะสมกับการนำวงจร

5.4 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการนำวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซิมอสด้วยเทคโนโลยี 500 nm โดยการนำมาประยุกต์สร้างเป็นวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็น สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่ง วงจรสามารถทำงานได้ดีสามารถยืนยันผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสำหรับการนำใช้งาน

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงที่ทำงานที่ความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่นำเสนอภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วย วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส วงจรเรียงกระแส และวงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน ซึ่งวงจรที่นำเสนอสามารถออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ได้ทั้งหมด และสามารถทำงานได้ที่แหล่งจ่ายแรงดัน 5 โวลต์ และวงจรมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตมีค่า -500 mV ถึง 500 mV และทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 341 MHz ซึ่งจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และเทคโนโลยีซีมอสขนาด 500 nm ของ MIETEC โดยประสิทธิภาพของวงจรสามารถทำงานดังนั้นก็เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ซึ่งคุณสมบัติของวงจรแสดงได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	วงจรที่นำเสนอ
เทคโนโลยี	500 nm CMOS
อุปกรณ์ส่วนประกอบ	มอส 24 ตัว
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 5V$
ช่วงปฏิบัติงาน	-0.5 V ถึง 0.5 V
ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน	341 MHz

6.2 ข้อเสนอแนะ

1. วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซีมอสด้วยเทคโนโลยีขนาด 500 nm โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำเน้นการนำเสนอเพื่อเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานหรือออกแบบวงจรต่างๆ ที่ใช้ในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า ซึ่งมีคุณสมบัติดังที่ได้กล่าวมาแล้ว วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรซีมอสด้วยเทคโนโลยีขนาด 500 nm นี้สามารถพัฒนาให้มีประสิทธิภาพการทำงานให้ดีขึ้นโดยการพัฒนาคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยการปรับกระแสไบอัส ให้มีค่าสูงขึ้น จะทำให้ค่าแรงดันเอาท์พุท มีขนาดใหญ่ขึ้น ในช่วงปฏิบัติงานที่ความถี่สูง

2. วงจรหาค่าเฉลี่ย ซึ่งเป็นการประยุกต์ใช้งานจากวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่นำเสนอ นั้น พบว่า ใช้หลักการในการประมาณให้วงจรทำงานจากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านให้เป็นวงจรหาค่าเฉลี่ย ซึ่งในอนาคตสามารถพัฒนาให้มีประสิทธิภาพให้ดีขึ้น โดยใช้วงจรรวมที่ไม่ต้องอาศัยการประมาณแต่อย่างใด จะทำให้วงจรทำงานแปลงสัญญาณ RMS ทำงานได้อย่างสมบูรณ์แบบขึ้น จึงเป็นแนวทางการศึกษาค้นคว้าและวิจัยต่อไป

บรรณานุกรม

- [1] มนตรี คำเงิน สุรพันธุ์ สุวรรณไพบูลย์ พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ “วงจรรีเลย์กระแสแบบเต็มคลื่นความถี่สูงและเที่ยงตรงสูงด้วยเทคโนโลยีซีมอส”, *วิศวกรรมลาดกระบัง*, ปีที่ 21, 2547 , หน้า 12-26.
- [2] มนตรี คำเงิน พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ “วงจรรีเลย์กระแสแบบเต็มคลื่นด้วยวงจรร DDCC”, *วิศวกรรมลาดกระบัง*, ปีที่ 25, 2551 , หน้า 19-24
- [3] A. Khan, M. A. El-Ela, M. A. Al-Turaigi, “Current-mode precision rectification” , **International Journal of Electronics**, vol. 79, no.6, 1995, pp. 853–859.
- [4] A. Monpapassorn, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, “A full-wave rectifier using a current conveyor and current mirrors”, **International Journal of Electronics**, vol. 88, no.7, 2001, pp. 751–758.
- [5] C. Toumazou, F. J. Lidgey, S. Chattong, “High frequency current conveyor precision full-wave rectifier”, **Electronics Letters**, vol. 30, no.10, 12 May 1994, pp. 745–746.
- [6] C.T.Sah, “Characteristic of Metal-Oxide-Semiconductor Transistor.”,**IEEE Trans. Electron Devices**, vol. ED-11,pp.324-345,July 1964
- [7] E. Sanchez-Sineccio, J. Ramirez-Angulo, B. Linares-Barranco, A. Rodriguez-vazquez, “Operational transconductance amplifier-based nonlinear function syntheses”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 24, no.6, Dec 1989, pp. 1576–1586.
- [8] J.G.Greme, G.E. Tobay and L.P. Huelsman, “Operation amplifiers, design and application.”:**McGraw-hill**,1971
- [9] H.Shichman and D. A. Hodges, “Modeling and Simulation of Insulated Gate Field Effect Transistor Switching Circuits”,**IEEE J. Solid State Circuits**, vol.SC3,pp.285-289,Sept. 1968
- [10] J. Ramirez-Angulo, “High frequency low voltage CMOS diode”, **Electronics Letters**, vol. 28, no.3, 30 Jan. 1992, pp. 298–299.
- [11] K. Hayatleh, S. Porta, F. J. Lidgey, “Temperature independent current conveyor precision ”, **Electronics Letters**, vol. 30, no.25, 8 Dec 1994, pp. 2091–2093.
- [12] M. Kumngern, K. Dejhan, “High frequency and high precision CMOS full-wave rectifier”, **International Journal of Electronics**, vol. 93, no.3, March 2006, pp. 185–199.
- [13] P. E. Allen, D. R. Holberg. **CMOS Analog circuit design.** , Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.
- [14] P. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer. **Analysis and design of analog integrated circuit.** , John Wiley & Sons, 2001.
- [15] V. Riewruja, A. Chaikla, N. Tammarugwattana and P. Julsereewong, “OTA-based precision full-wave rectifier”, **Proceeding of the 14 KACC’99**,October 1999,pp.E259-E261.
- [16] J.K Roberge, **Operation amplifiers:theory and practice.** , John Wiley & Sons,1975.
- [17] S. J. G. Gift, “A high-performance full-wave rectifier circuit”, **International Journal of Electronics**, vol. 87, no. 8, 2000, pp 925 – 930.

- [18] S. J. G. Gift, "New precision rectifier circuits with high accuracy and wide bandwidth", **International Journal of Electronics**, vol. 92, issue 10, 2005, pp. 601 – 617.
- [19] S. J. G. Gift, "Versatile precision full-wave rectifiers for instrumentation and measurements", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements**, vol. 56, no.5, Oct. 2007, pp. 1703–1709.
- [20] W.Surakumponorn, S. Jutaviriya and T. Apajinda, "Full-wave rectifiers using operational amplifiers and resistors", **International Journal of Electronics**, vol.66, no. 6, 1989, pp.913-916.
- [21] C.Toumazou, F.J. Lidgley and S.Chatrong, "High Frequency current conveyor precision full-wave rectifier", **Electronics Letters**, vol. 30, no.10, 1994, pp.745-746.
- [22] V. Surakumponorn, V. Riewruja, "Integrable CMOS sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier", **International Journal of Electronics**, vol. 73, no.3, 1992, pp. 627–632.
- [23] Z. Wang, "2-MOSFET transistor with extremely low distortion for output reaching supply voltage", **Electronics Letters**, vol. 26, no.13, 21 June 1990, pp. 951–952.
- [24] Z. Wang, "Full-wave precision rectification that is performed in current domain and very suitable for CMOS implementation", **IEEE Transactions on Circuit and Systems–I**, vol. 39, no.6, Jun 1992, pp. 456–462.
- [25] Z. Wang, "Novel pseudo RMS current convertor for sinusoidal signals using a CMOS precision current rectifier", **IEEE Transaction on Circuit and Systems-I**, vol.39, no.4, August 1990, pp. 456–462.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

ก.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ 500 nm MIETEC

MODEL NMOS

```
.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL=3 UO=460.5 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.62
JS=1.08E-6 +XJ=0.15U RS=417 RSH=2.73 LD=0.04U VMAX=130E3 NSUB=1.71E17
+PB=0.761 ETA=0.00 THETA=0.129 PHI=0.905 GAMMA=0.69 KAPPA=0.10
+CJ=76.4E-5 MJ=0.357 CJSW=5.68E-10 MJSW=0.302 CGSO=1.38E-10 +CGDO=1.38E-
10 CGBO=3.45E-10 KF=3.07E-28 AF=1 WD=0.11U DELTA=0.42 +NFS=1.2E11
DELL=0U LIS=2 ISTMP=10 TT=0.1E-9)
```

MODEL PMOS

```
.MODEL CMOSP PMOS (LEVEL=3 UO=100 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=-0.58 JS=0.38E-
6 +XJ=0.10U RS=886 RSH=1.81 LD=0.03U VMAX=113E3 NSUB=2.08E17 +PB=0.911
ETA=00 THETA=0.120 PHI=0.905 GAMMA=0.76 KAPPA=2
+CJ=85E-5 MJ=0.429 CJSW=4.67E-10 MJSW=0.631 CGSO=1.38E-10 +CGDO=1.38E-10
CGBO=3.45E-10 KF=1.08E-29 AF=1 WD=0.14U
+DELTA=0.81 NFS=0.52E11 DELL=0U LIS=2 ISTMP=10 TT=0.1E-9)
```

ภาคผนวก ข
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. ปิณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์สิริ มนตรีคำเงิน และ กอบชัยเดชหาญ “ วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิด
เที่ยงตรงในรูปแบบวงจรรวมซีมอส ” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 28, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2554
(Ladkrabang Engineering Journal, vol.28, no.1, March 2011)
2. ปิณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์สิริ มนตรี คำเงิน และ กอบชัย เดชหาญ “ วงจรรากที่สองที่ทำงานใน
โหมดกระแสโดยใช้วงจร CCDVCC “ วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 28, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2554
(Ladkrabang Engineering Journal, vol.28, no.2, June 2011)



วิศวกรรมลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีที่ 28 ฉบับที่ 1

ปีกลบ 2554

วิศวกรรมโทรคมนาคม

1. วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรรวมซีมอส
บัณฑิตวิชญ์ ภักดิ์สรณศิริ มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ 1
2. วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ใหม่ตระกูลแอสโดยใช้ CCCCTA เพียงตัวเดียว
ผาณิต ละมุล มนตรี คำเงิน ภักดิ์พงษ์ ผาสุกกิจ กอบชัย เดชหาญ 7

วิศวกรรมไฟฟ้า

3. การพัฒนาต้นแบบวงจรต้นเบิ้ลอินพุทผลิตเปิดเอาต์พุทแบบรวมวงจรรักษาแบนด์เดอรั
ปรัชญา สัตยารักษ์ กุศลมาลย์ เฉลิมยานนท์ ณัฏฐา จินดาเพชร 13

วิศวกรรมเครื่องกล

4. การศึกษาสมรรถนะทางความร้อนของปล่องหลังคาโซลาร์เซลล์ระบายอากาศแบบธรรมชาติ
ร่วมกับพัดลมกระแสตรงภายใต้สภาวะอากาศของกรุงเทพมหานคร
ปวีดา จันทพงษ์ 19

วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

5. การตอบสนองทางแสงของตัวตรวจจับแสงโครงสร้าง MSM ที่ใช้อินเดียมทินออกไซด์เป็นขั้ว
โลหะโปร่งใส
สุรศักดิ์ เนียมเจริญ 25
6. ผลกระทบของการฉายรังสีเอ็กซ์โดยตรงต่อลักษณะสมบัติของไดโอดชนิดรอยต่อพี-เอ็น
สุรดา เอื้อมานะพงษ์ อิศระ ศรีอนชัย สุรศักดิ์ เนียมเจริญ อัมพร โพธิ์ไย 31

วิศวกรรมอุตสาหกรรม

7. การศึกษากิจกรรมโซ่อุปทานแบบยืดหยุ่นต่อสมรรถนะขององค์กร : กรณีศึกษากลุ่มผู้ผลิต
ชิ้นส่วนยานยนต์ไทย
ทศพล เกียรติเจริญผล ธนพล ประเสริฐผล 37
8. การลดพฤติกรรมเสี่ยงของพนักงานด้วยหลักพฤติกรรมความปลอดภัย กรณีศึกษา โรงงานผลิต
อะไหล่และประกอบนาฬิกา
ศิริพร เข้มทอง สติธิพร ทิมพัสกุล 43
9. การศึกษาความเป็นไปได้ในการจัดตั้งโรงงานผลิตด้านกะลามะพร้าวอัดแห้งในจังหวัด
ประจวบคีรีขันธ์
รักษ์ นวามิ สติธิพร ทิมพัสกุล 49

วิศวกรรมเคมี

10. การสร้างแบบจำลองศึกษาการระบายอากาศภายในโรงงานอุตสาหกรรมผลิตฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์
อัศววิชญ์ เมื่อนาโพธิ์ สุรัตน์ อารีรัตน์ 55

วงจรรีเอียงกระแสเต็มคลื่นชนิดเที่ยงตรงในรูปแบบวงจรรวมซีมอส

Fully Integrable Precision CMOS Full-Wave Rectifier

ปณณวิชญ์ กัทธิสรณ์ศิริ มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรีเอียงกระแสเต็มคลื่นทำงานที่ความถี่สูงและความเที่ยงตรงสูงโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส วงจรประกอบไปด้วย วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรรีเอียงกระแสความถี่สูงและวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน โดยที่สัญญาณแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าตัววงจรจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณกระแสสองสัญญาณที่สมมาตรกันด้วยวงจรรานส์คอนดักแตนซ์แบบเอาต์พุตคู่ สัญญาณกระแสทั้งสองจะถูกรีเอียงกระแสด้วยไดโอดที่ได้จากรอยต่อในโครงสร้างแบบซีมอส สัญญาณกระแสที่ผ่านการรีเอียงกระแสจะถูกนำมารวมกันและกลายเป็นแรงดันด้วยตัวต้านทานแบบมอส วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เมื่อวงจรที่นำเสนอถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.5 μm สามารถแสดงได้ว่าวงจรถูกนำเสนอสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีและมีความเที่ยงตรง

คำสำคัญ : วงจรรีเอียงกระแสเต็มคลื่น วงจรโหมครกระแส วงจรรานส์คอนดักแตนซ์เอมพลิไฟเออร์

Abstract

This paper presents a new high frequency and high precision full-wave rectifier, which is very suitable for CMOS technology implementation. The circuit comprises a voltage to current converter, precision full-wave rectifiers and a current to voltage converter. An input voltage signal is converted into two symmetrical current signals by using a dual-output operational transconductance amplifier. Two current signals will be rectified by using junction diodes and convert into output voltage by using a grounded MOS resistor. Simulated rectifier results based on a 0.5 μm CMOS technology demonstrates very high operating frequency and very precise rectification.

Key words : full-wave rectifier, current-mode circuit, operational transconductance amplifier .

1. บทนำ

วงจรรีเอียงกระแสแบบเที่ยงตรงเป็นวงจรที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ในเครื่องมือวัดไฟฟ้ากระแสสลับ ยกตัวอย่างเช่น เป็นตัวตรวจจับขนาดสัญญาณ สร้างสัญญาณกำลังสองของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมประยุกต์ใช้ในแปลงการสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง วงจรรีเอียงกระแสแบบเที่ยงตรงเป็นวงจร

ที่ออกแบบเพื่อรีเอียงกระแสสัญญาณที่มีขนาดเล็กซึ่งไดโอดไม่สามารถทำงานได้ เช่น สัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าค่าแรงดันเทอร์สโตนิกซ์ของไดโอดเพราะไดโอดจะทำงานได้ต้องมีแรงดันคร่อมตัวมัน 0.3 โวลต์สำหรับชนิดเอามาเนียมและตกคร่อม 0.6 โวลต์สำหรับชนิดซิลิคอน ดังนั้นที่ผ่านมามีวงจรรีเอียงกระแสที่สามารถรีเอียงกระแสสัญญาณขนาดเล็กได้เผยแพร่ไว้ในวารสาร

ต่างๆ มากมาย [1]-[13] วงจรเรียงกระแสประกอบด้วย ออปแอมป์ ไดโอดและตัวต้านทานได้ถูกนำเสนอไว้ใน [1]-[5] แต่ปัญหาสำคัญของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ ออปแอมป์และไดโอดคือระหว่างช่วงหยุดนำกระแสและนำกระแสของไดโอด ออปแอมป์จะถูกจำกัดจากสัญญาณขนาดเล็ก dv/dt ผลคือจะเกิดความเพี้ยนที่บริเวณ zero crossing ของสัญญาณอินพุต [6] นอกจากนี้วงจรเรียงกระแสที่ใช้ ออปแอมป์ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เนื่องจากถูกจำกัดจากค่า GBW ในตัวออปแอมป์เอง ยิ่งไปกว่านั้นวงจรเรียงกระแสที่ใช้ ออปแอมป์และตัวต้านทานไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรสายพานกระแสเป็นวงจรที่มีคุณสมบัติมีค่าอัตราการสลับสูงและมีแบนด์วิดท์กว้างเมื่อเปรียบเทียบกับออปแอมป์ ดังนั้นจึงทำให้วงจรสายพานกระแสได้รับความนิยมสำหรับวงจรรวมสมัยใหม่ ที่ผ่านมาวงจรสายพานกระแสได้ถูกนำมาสร้างวงจรเรียงกระแสด้วย วงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดตัวต้านทานและวงจรสายพานกระแสได้ถูกนำเสนอใน [6]-[8] แต่ข้อเสียของวงจรเหล่านี้คือจะใช้ตัวต้านทานแบบลอยตัวและวงจรสายพานกระแสถึงสองวงจรจึงทำให้ไม่ค้อยเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรเรียงกระแสด้วยเทคโนโลยีซีมอสทำงานในคลาส AB ได้ถูกนำเสนอใน [9]-[11] เนื่องจากวงจรสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ดังนั้นสัญญาณกระแสอินพุตจะต้องมีขนาดใหญ่กว่ากระแสไบอัสสี่เท่าเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาคุณสมบัติกำลังสองของมอส วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรง โดยกำหนดให้วงจรทำงานในคลาส B ถูกนำเสนอใน [12] แต่ข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสที่ทำงานในคลาส B คือทำงานได้ที่ความถี่ไม่สูง

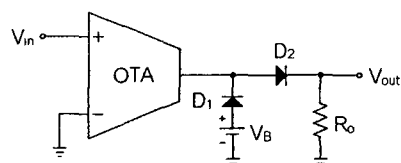
วงจรออปเปอเรชันแนลทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟเลอร์หรือเรียกย่อๆ ว่า “โอทีเอ” คือวงจรที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานในการสร้างบล็อกวงจรอนาล็อก ระบบที่ใช้วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์พื้นฐานจะสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์และไม่ต้องการตัวต้านทาน ด้วยเหตุนี้วงจรต่างๆ ที่สร้างจากวงจรโอทีเอจึงเหมาะสำหรับการนำไปสร้างวงจรรวมรูปที่ 1 แสดงวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นโดยใช้วงจรโอทีเอ

[13] วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยใช้วงจรโอทีเอเอาท์พุทคู่ได้ถูกนำเสนอใน [14] วงจรสามารถทำงานได้ที่ความถี่ 200MHz

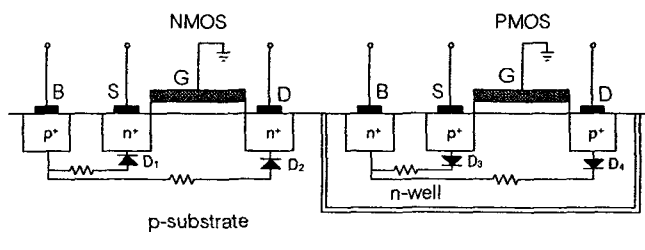
บทความนำเสนอวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงที่ทำงานที่ความถี่สูงด้วยเทคโนโลยีซีมอสโดยพัฒนาต่อจากวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอใน [15] โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอจะใช้วงจรโอทีเอแบบเอาท์พุทคู่หนึ่งวงจร ไดโอดแฝงที่ได้จากโครงสร้างซีมอสและตัวต้านทานแบบมอสหนึ่งตัว ดังนั้นจึงเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรที่เขื่อนำเสนอมา วงจรที่นำเสนอมีความเที่ยงตรง จากการจำลองการทำงานวงจรสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 300MHz

2. วงจรที่นำเสนอ

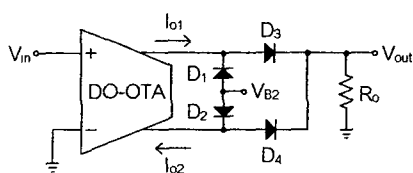
รูปที่ 2 แสดงภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ NMOS และ PMOS ที่สร้างบนฐานรองชนิด p (p-substrate) ของเทคโนโลยีซีมอส ดังนั้น PMOS จึงถูกสร้างอยู่ในบ่อของ n-well จากรูปที่ 2 ไดโอด D_1 และ D_2 เป็นไดโอดรอยต่อระหว่าง p-substrate และ n+ diffusion ส่วนไดโอด D_3 และ D_2 เป็นไดโอดของรอยต่อระหว่าง n-well และ p+ diffusion ไดโอด D_1 ถึง D_4 นี้จะถูกใช้เป็นตัวเรียงกระแสแบบความเที่ยงตรง วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่นำเสนอจะพัฒนามาจากวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นที่แสดงในรูปที่ 1 ดังนั้นโครงสร้างวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3 ซึ่งเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสจากรูปที่ 3 วงจรประกอบด้วยวงจรโอทีเอเอาท์พุทคู่ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันเป็นกระแส ไดโอดทั้งสองตัวจะเรียงกระแสสัญญาณจากเอาท์พุทวงจรโอทีเอและตัวต้านทานจะแปลงกระแสเป็นแรงดันเอาท์พุท แรงดัน V_{B2} มีค่าประมาณเท่ากับแรงดันเทอร์สโวลต์ของ D_1 และ D_2 รวมกันเพื่อให้ D_1 และ D_2 นำกระแสตลอดเวลา [6]



รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น



รูปที่ 2 ภาพหน้าตัดของทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS และ PMOS บนฐานรองชนิด p



รูปที่ 3 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น

รูปที่ 4 แสดงวงจรเรียงกระแสที่มีคุณสมบัติการทำงานที่เหมือนกับวงจรในรูปที่ 3 จากรูปที่ 4 วงจรโอทีเอประกอบด้วย M_1 ถึง M_{20} และกระแสไบอัส I_{BIAS} ที่ทำงานเป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส โดยกระแสเอาต์พุตของวงจรโอทีเอสามารถกำหนดได้คือ

$$I_{o1} = -I_{o2} = g_m V_{in} \quad (1)$$

โดยที่ I_{o1} และ I_{o2} คือกระแสเอาต์พุต V_1 และ V_2 คืออินพุตและ g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรโอทีเอ สมมุติว่า M_1 และ M_2 ทำงานในช่วงอิมิตัวและมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ g_m สามารถกำหนดได้คือ

$$g_m = \sqrt{(\mu C_{ox} W/L) I_{abc}} \quad (2)$$

โดยที่ μ คือค่าสภาพคล่องตัวของพาหะ C_{ox} คือค่าความจุไฟฟ้าของเกตต่อหน่วยพื้นที่ W และ L คือค่าความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ตามลำดับ I_{o1} และ I_{o2} คือกระแสเอาต์พุต ไคโอด D_1 ถึง D_4 ตามลำดับในรูปที่ 3 จะถูกแทนด้วยไคโอดในรูปที่ 2 การทำงานของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อมีสัญญาณอินพุตซิกบวกร้อนเข้ามา D_2 และ D_3 จะนำกระแสส่วน D_1 และ D_4 จะหยุดนำกระแส กระแสเอาต์พุต I_{o1} จะไหลผ่าน D_3 และ ตัวต้านทาน R_o ผลที่ได้คือแรงดันซิกบวกร้อนที่เอาต์พุต V_{out} ในขณะที่เอาต์พุต

I_{o2} จะไหลผ่าน D_2 ลงกราวด์ ต่อมาเมื่อสัญญาณซิกลบไหลเข้ามา D_1 และ D_4 จะนำกระแสส่วน D_3 และ D_2 จะหยุดนำกระแส กระแส I_{o2} จะไหลผ่าน D_4 และตัวต้านทาน R_o และกลายเป็นสัญญาณซิกบวกร้อนที่สองปรากฏทางเอาต์พุต V_{out} ส่วนกระแส I_{o1} จะไหลผ่าน D_1 ลงกราวด์ จากการทำงานดังกล่าวความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตสามารถเขียนดังนี้

$$\left. \begin{aligned} V_{in} > 0 : I_{o1} &= +g_m V_{in} \\ V_{in} < 0 : I_{o2} &= -g_m V_{in} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_o = 1/g_m$ ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตสามารถเขียนได้คือ

$$\left. \begin{aligned} V_{in} > 0 : V_{out} &= +V_{in} \\ V_{in} < 0 : V_{out} &= -V_{in} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

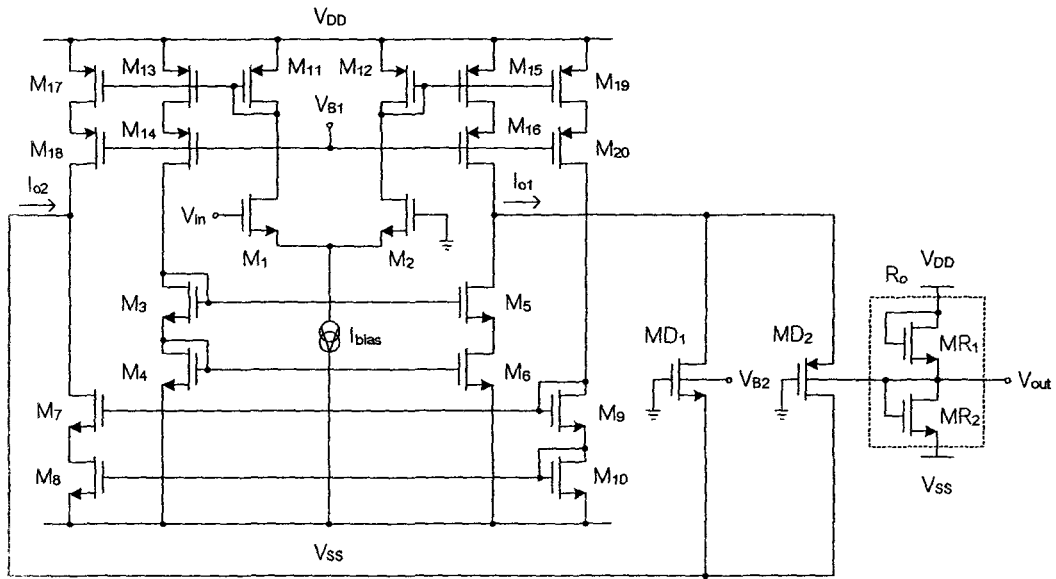
ตัวต้านทาน R_o สามารถสร้างขึ้นจากมอสทรานซิสเตอร์สองตัว สมมุติว่า MR_1 และ MR_2 ทำงานในช่วงอิมิตัวและมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ ค่าความต้านทาน R_o สามารถกำหนดได้คือ [16]

$$R_o = \frac{1}{2K(V_{DD} - V_{TH})} \quad (5)$$

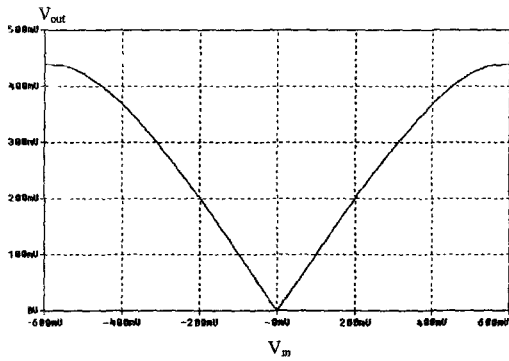
โดยที่ $K = \mu C_{ox} (W/L)$ V_{TH} คือค่าแรงดันเทรชโฮล V_{DD} คือแหล่งจ่ายแรงดัน ($V_{DD} = |V_{SS}|$) ดังนั้นสามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสร้างได้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดซึ่งเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมอย่างยิ่ง

3. ผลการทดลอง

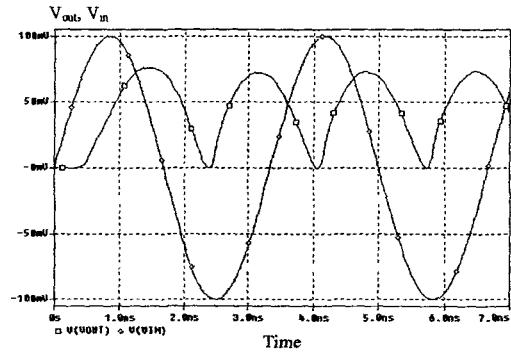
วงจรเรียงกระแสในรูปที่ 4 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาด $0.5 \mu m$ ของ MEITEC แสดงดังตารางที่ 1



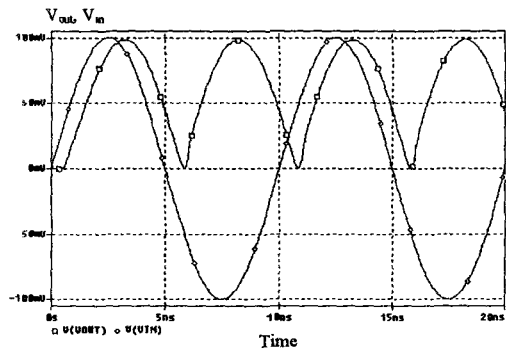
รูปที่ 4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่นำเสนองาน



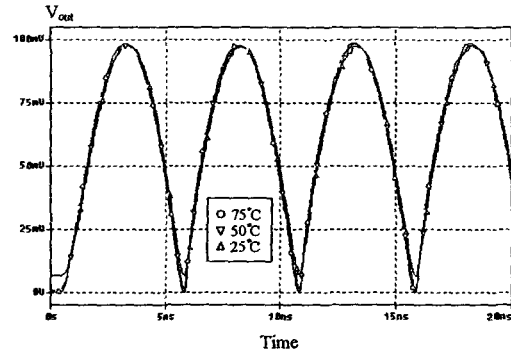
รูปที่ 5 คุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรง



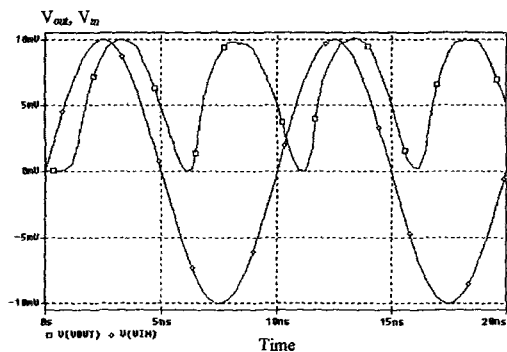
รูปที่ 7 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 300MHz



รูปที่ 6 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 100MHz



รูปที่ 8 รูปคลื่นเอาต์พุตที่อุณหภูมิค่าต่างๆ

รูปที่ 9 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตที่ขนาด $10\text{mV}_{\text{peak}}$ ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ $0.5\mu\text{m}$ ของ MIETECT

MODEL NMOS LEVEL=3 UO=460.5 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.62 JS=1.08E-6 XJ=0.15U RS=417 RSH=2.73 LD=0.04U VMAX=130E3 NSUB=1.71E17 PB=0.761 ETA=0.00 THETA=0.129 PHI=0.905 GAMMA=0.69 KAPPA=0.10 CJ=76.4E-5 MJ=0.357 CJSW=5.68E-10 MJSW=0.302 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10 KF=3.07E-28 AF=1 WD=0.11U DELTA=0.42 NFS=1.2E11
MODEL PMOS LEVEL=3 UO=100 TOX=1.0E-8 TPG=1 VTO=0.58 JS=0.38E-6 XJ=0.10U RS=886 RSH=1.81 LD=0.03U VMAX=113E3 NSUB=2.08E17 PB=0.911 ETA=0.00 THETA=0.120 PHI=0.905 GAMMA=0.76 KAPPA=2 CJ=85E-5 MJ=0.429 CJSW=4.67E-10 MJSW=0.631 CGSO=1.38E-10 CGDO=1.38E-10 CGBO=3.45E-10 KF=1.08E-29 AF=1 WD=0.14U DELTA=0.81 NFS=0.52E11

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบวงจรที่นำเสนองานและวงจรในวารสาร

พารามิเตอร์	วงจรที่นำเสนอ	วงจรใน [12]	วงจรใน [14]
มอส	24 ตัว	44 ตัว	26 ตัว
แหล่งจ่าย	กระแส	แหล่งจ่าย	แหล่งจ่าย
อุปกรณ์	กระแส	กระแส	กระแส
ส่วนประกอบ	แหล่ง	แหล่ง	แหล่ง
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 5\text{V}$	$\pm 1.2\text{V}$	$\pm 5\text{V}$
ช่วงปฏิบัติงาน	-0.5V ถึง 0.5V	-0.2V ถึง 0.2V	-0.5V ถึง 0.5V
ช่วงความถี่ปฏิบัติงาน	300MHz	100MHz	200MHz
เหมาะกับการสร้าง IC	ใช่	ใช่	ใช่

กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{DD}=|V_{SS}|=5\text{V}$ แหล่งจ่ายกระแส I_{BIAS} เท่ากับ $500\ \mu\text{A}$ ส่วนแรงดันลงที่ V_{B1} และ V_{B2} มีค่าเท่ากับ 2 โวลต์ และ 0.9 โวลต์ ตามลำดับ สำหรับทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_{10} มีค่า W/L เท่ากับ $25\ \mu\text{m}/1\ \mu\text{m}$ M_{11} ถึง M_{20} มีค่า W/L เท่ากับ $40\ \mu\text{m}/1\ \mu\text{m}$ MR_1 และ MR_2 มีค่า W/L เท่ากับ $1\ \mu\text{m}/1\ \mu\text{m}$ ส่วน MD_1 และ MD_2 มีค่า W/L เท่ากับ $0.6\ \mu\text{m}/0.6\ \mu\text{m}$ คุณสมบัติทางไฟฟ้า

กระแสตรงของวงจรที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5 จากรูปช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตมีค่าประมาณ -500mV ถึง 500mV เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด $100\text{mV}_{\text{peak}}$ เข้าที่อินพุตของวงจร สัญญาณเอาต์พุตและอินพุตที่มีความถี่ 100MHz และ 300MHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6 และ 7 ตามลำดับ จากรูปขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ลดทอนลงไปเป็นผลมาจากอัตราขยายของวงจรเรียงกระแสแสดงลงเมื่อความถี่สูงขึ้น การชดเชยขนาดทางเอาต์พุตสามารถทำได้สองวิธี วิธีแรกคือเพิ่มค่าความต้านทาน R_o ให้สูงขึ้นโดยการลดอัตราส่วน W/L ของ MR_1 และ MR_2 ลง วิธีที่สองคือการเพิ่มค่าทรานซิสคอนดักแตนซ์ของวงจรโอทีเอด้วยการเพิ่มกระแสไบอัส I_{BIAS} ต่อมาที่ความถี่ 100 MHz ได้จำลองการทำงานเพื่อทดสอบประสิทธิภาพทางอุณหภูมิของวงจร โดยการทดลองเปลี่ยนอุณหภูมิจาก 25°C ถึง 75°C ผลการจำลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 8 จากผลการจำลองการทำงานสามารถสรุปได้ว่าวงจรสามารถเรียงกระแสได้ดีที่อุณหภูมิสูงถึง 75°C อย่างไรก็ตามถ้าอุณหภูมิสูงมากกว่นี้จะปรากฏสัญญาณ DC เกิดขึ้นมากทางเอาต์พุต เพื่อทดสอบความเที่ยงตรงของวงจร วงจรเรียงกระแสจะถูกจำลองที่ความถี่ 100 MHz อีกครั้งโดยลดขนาดสัญญาณอินพุตลงมาเป็น $10\text{mV}_{\text{peak}}$ รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 9 ซึ่งสามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถเรียงกระแสที่สัญญาณขนาดเล็กถึง $10\text{mV}_{\text{peak}}$ ได้สุดท้ายตารางการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอและวงจรที่นำเสนอในวารสารต่างๆ แสดงดังตารางที่ 2

4. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงที่ทำงานที่ความถี่สูงโดยใช้เทคโนโลยีซิลิคอนวงจรที่นำเสนอสามารถออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ได้ทั้งหมด ดังนั้นจึงเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเรียงกระแสที่ได้เคยนำเสนอมาก่อนหน้านี้ วงจรที่นำเสนอจะใช้จำนวนทรานซิสเตอร์น้อยกว่าและทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า เมื่อจำลองการ

ทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 5V$ และเทคโนโลยีซีมอสขนาด $0.5\mu m$ ของ MIETEC สามารถแสดงได้ว่าช่วงปฏิบัติการทางอินพุตมีค่า $-500mV$ ถึง $500mV$ และทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง $300MHz$ ซึ่งสูงกว่าวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอนี้ [15]

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] P. E. Allen, D. R. Holberg, CMOS Analog circuit design, Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.
- [2] Z. Wang, "Full-wave precision rectification that is performed in current domain and very suitable for CMOS implementation," IEEE Transactions on Circuit and Systems-I, vol. 39, pp. 456-462, 1992.
- [3] S. J. G. Gift, "A high-performance full-wave rectifier circuit," International Journal of Electronics, vol. 89, pp. 467-476, 2000.
- [4] P. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, Analysis and design of analog integrated circuit, John Wiley & Sons, 2001.
- [5] S. J. G. Gift, "Versatile precision full-wave rectifiers for instrumentation and measurements," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 56, pp. 1703-1709, 2007.
- [6] C. Toumazou, F. J. Lidgley, S. Chattong, "High frequency current conveyor precision full-wave rectifier," Electronics Letters, vol. 30, pp. 745-746, 1994.
- [7] A. A. Khan, M. A. El-Ela, M. A. Al-Turaigi, "Current-mode precision rectification," International Journal of Electronics, vol. 79, pp. 853-859, 1995.
- [8] K. Hayatleh, S. Porta, F. J. Lidgley, "Temperature independent current conveyor," Electronics Letters, vol. 30, pp. 2091-2093, 1995.
- [9] J. Ramirez-Angulo, "High frequency low voltage CMOS diode," Electronics Letters, vol. 28, pp. 298-299, 1992.
- [10] V. Surakumpontorn, V. Riewruja, "Integrable CMOS sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier," International Journal of Electronics, vol. 73, pp. 627-632, 1992.
- [11] S. J. G. Gift, "New precision rectifier circuits with high accuracy and wide bandwidth," International Journal of Electronics, vol. 73, pp. 627-632, 1992.
- [12] A. Monpapassorn, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, "A full-wave rectifier using a current conveyor and current mirrors," International Journal of Electronics, vol. 88, pp. 751-758, 2001.
- [13] E. Sanchez-Sineccio, J. Ramirez-Angulo, B. Linares-Barranco, A. Rodriguez-vazquez, "Operational transconductance amplifier-based nonlinear function syntheses," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 24, pp. 1576-1586, 1989.
- [14] M. Kumngern, K. Dejhan, "High frequency and high precision CMOS full-wave rectifier," International Journal of Electronics, vol. 93, pp. 185-199, 2006.
- [15] มนตรี คำเงิน สุรพันธุ์ สุวรรณไพบุลย์ พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เศษหาญ "วงจรรีเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นความถี่สูงและเที่ยงตรงสูงด้วยเทคโนโลยีซีมอส," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 21, หน้า 12-26, 2547.
- [16] Z. Wang, "2-MOSFET transistor with extremely low distortion for output reaching supply voltage," Electronics Letters, vol. 26, pp. 951-952, 1990.



วิศวกรรมลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีที่ 28 ฉบับที่ 2

มิถุนายน 2554

วิศวกรรมโทรคมนาคม

1. วงจรรากที่สองที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCDVCC 1
บัณฑิตวิบูลย์ ภัทร์สรณศิริ มนตรี คำเงิน กอบชัย เศษหาญ

วิศวกรรมเครื่องกล

2. การศึกษาทดสอบสมรรถนะของปล่องจระจกระบายอากาศแบบธรรมชาติที่ติดตั้งมาเนลิตเซลล์
 แสงอาทิตย์ร่วมกับพัดลมกระแสตรงภายใต้สภาวะอากาศของกรุงเทพมหานคร 7
บริดา จันทพงษ์

วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

3. เทคนิคการตรวจสอบฟิล์มบางของสารหล่อลื่นที่เป็นเบื่อนบนหัวบันทึกสไลด์ของฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์
 ด้วยการใช้เครื่องวัดความหนาฟิล์ม 13
นัฐกานต์ ไพฑูริย์ ศิริเศษ บุญแสง

วิศวกรรมคอมพิวเตอร์

4. การใช้เทคนิคเหมืองข้อมูลทำนายความเสียหายด้านคอมพิวเตอร์ 19
โชติกา รรอนานวงศ์ ศำรณ สุนติ แผ่นกิต ศิริสุข
5. การจำแนกความคิดเห็นโดยใช้การลดคุณลักษณะร่วมกับการกำหนดค่าน้ำหนักดัชนีของคำ 25
นิเวศ จิระวิจิตรชัย

วิศวกรรมอุตสาหกรรม

6. ระบบการขายในรูปแบบให้บริการผลิตภัณฑ์ : ธุรกิจแนวคิดใหม่เพื่อลดปัญหาสิ่งแวดล้อม 31
พิลดา หวังพานิช
7. A Study of Integrated Model for Process Control and Adjustment Under Linear Trend
 Condition 37
Chumpol Yuangyai Piraya Kaewsuan

วิศวกรรมเคมี

8. ไฮโดรเจน พลังงานยั่งยืนแห่งอนาคต 43
วลัยรัตน์ จันทธัมพร

วงจรรากที่สองที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCDVCC

Current-Mode Square-Rooting Circuit Using CCDVCC

ปัทมวิษณุ กัทรุสรณ์ศิริ มนตรี คำเงิน กอบชัย เสงฆาญ

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรากที่สองโดยใช้วงจร CCDVCC กระแสเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนแบบรากที่สองกับสัญญาณอินพุต วงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติ คือ วงจรที่มีความง่าย มีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตที่กว้าง มีเสถียรภาพทางอุณหภูมิและมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง โครงสร้างที่นำเสนอเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วยเทคโนโลยีซีมอส วงจรรากที่สองที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการจำลองการทำงานแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอมีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตประมาณ 0.5mA และ ที่ -3dB วัตต์ค่าความถี่ได้ 230MHz เมื่อใช้แหล่งจ่าย $\pm 2.5V$

คำสำคัญ: วงจรรากที่สอง วงจรสายพานกระแสชนิดแรงดันอินพุตแตกต่างที่ควบคุมด้วยกระแส วงจร โหมดกระแส

Abstract

This paper presents a new simple current-mode CMOS square-rooting circuit using current-controlled current conveyor (CCDVCC). The input signal of the circuit is a current and output is the current proportional to the square root of input current. The circuit exhibits simple configuration, wide dynamic range, good temperature stability and wide bandwidth. The proposed structure is suitable for integrated circuit implementation in CMOS technology. The simulation results demonstrate the performance of the proposed circuit. From simulation results, the input range 0.5mA and the bandwidth 230MHz at -3dB can be shown.

Keywords: Square-rooting circuit, Current-controlled voltage current conveyor, Current-mode circuit

1. บทนำ

วงจรรายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสเป็นวงจรรูปแบบที่มีประสิทธิภาพดี มีแบนด์วิดท์ที่กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง และวงจรมีความง่ายและใช้กำลังงานต่ำ [1] ดังนั้นจึงเป็นวงจรรูปแบบที่ได้รับความนิยมนำมาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณที่ทำงานในโหมดแรงดันหรือโหมดกระแสกันมาก ต่อมาวงจรรายพานกระแสได้ถูกพัฒนาและนำเสนอโดยเรียกว่า วงจรรายพานกระแสชนิดแรงดัน

อินพุตแตกต่าง ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่า “วงจรรูปแบบ DVCC” [2] โดยเป็นการนำข้อดีของวงจรรายพานกระแส [4] และวงจรรายพานกระแส [5] มารวมกัน เช่น มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและมีฟังก์ชันอินพุตหลากหลาย

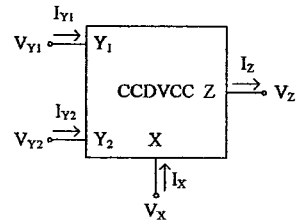
วงจรรากที่สองสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ในระบบการวัดและระบบเครื่องมือวัด ยกตัวอย่างเช่น นำมาสร้างเป็นวงจรรูปแบบสัญญาณสำหรับเครื่องมือวัดของไหลที่มีระดับความดันที่แตกต่างกันหรือหาค่า RMS จากรูป

คลื่นสัญญาณใดๆ [6] ปกติวงจรรากที่สองสามารถสร้างได้โดยใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทิฟ เช่น ใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรถวลสัญญาณที่ต่อเป็นวงจรถวลสองและตัวต้านทาน [7] ใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับอุปกรณ์ไบโพลาร์เป็นวงจรถวลแบบ Log และ Antilog [8] ใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับมอสที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว [9] ใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรถวลพหุนามกระแส [10] หรือใช้โอปแอมป์ต่อร่วมกับวงจรถวลพหุนามกระแสที่แรงดันอินพุตแตกต่างกัน [11] แต่ข้อเสียของวงจรรากที่สองที่ใช้โอปแอมป์เป็นอุปกรณ์พื้นฐานคือมีข้อจำกัดทางด้านการทำงานที่ความถี่สูงซึ่งมีสาเหตุจากโอปแอมป์มีค่า GBW ที่จำกัด นอกจากการใช้โอปแอมป์แล้ว บางวงจรมักใช้ตัวต้านทานจำนวนมากซึ่งทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

วงจรถวลสัญญาณโหมดกระแสเป็นวงจรมีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้าง มีแบนด์วิดท์กว้าง ค่าอัตราการใช้สัญญาณสูงและใช้กำลังต่ำ ที่ผ่านมาวงจรรากที่สองโหมดกระแสทำงานในคลาส AB ได้ถูกนำเสนอใน [12] โดยเป็นวงจรมีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเที่ยงตรงสูงและเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เมื่อเร็วๆ นี้มีการนำเสนอวงจรรากที่สองโหมดกระแส 2 วงจร วงจรแรกใช้วงจร CCCII และตัวต้านทาน [13], [14] วงจรที่สองใช้วงจร OTA 4 วงจร [15] โดยวงจรถวลนั้นเป็นวงจรมีแบนด์วิดท์กว้างและมีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้าง แต่มีข้อเสียคือ เป็นวงจรมีขั้วช้อน ต้องใช้เงื่อนไขความสัมพันธ์กันของอุปกรณ์หรือกระแสในการสร้างสัญญาณรากที่สองและโครงสร้างของวงจรมีความเหมาะสมกับการนำไปสร้างด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น

บทความนี้แนะนำเสนองจรรากที่สองที่ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้วงจร CCDVCC วงจรรากที่สองที่นำเสนอใช้วงจร CCDVCC หนึ่งวงจรและมอสทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว อินพุตและเอาต์พุตของวงจรรากที่สองอยู่ในรูปกระแส วงจรที่นำเสนอมีข้อดีคือ มีช่วงความถี่ปฏิบัติการกว้าง ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิค่อนข้างดี โครงสร้างของวงจรถวลที่นำเสนอเหมาะสำหรับนำไปสร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส

2. วงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจร CCDVCC

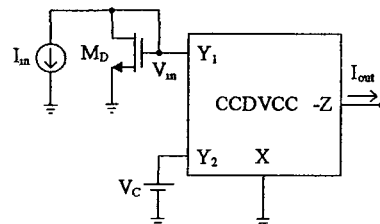
รูปที่ 1 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร CCDVCC ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจร CCDVCC สามารถแสดงได้คือ

$$\begin{pmatrix} V_X \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 & R_x \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_X \\ I_{Y1} \\ I_{Y2} \\ I_Z \end{pmatrix} \quad (1)$$

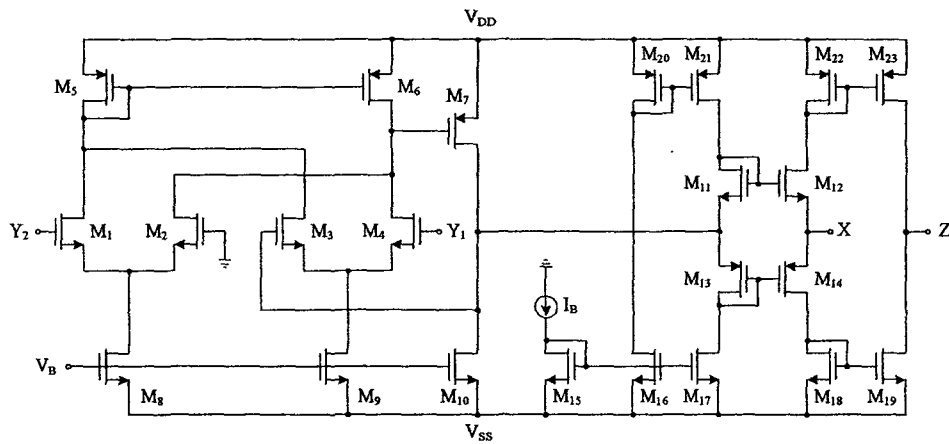
โดยที่ R_x คือค่าความต้านทานภายในที่ขั้ว X โดยการต่อขั้ว Y_3 ของวงจร CCDVCC ใน [16] วงจร CCDVCC ที่สร้างจากเทคโนโลยีซีมอสแสดงได้ดังรูปที่ 2 สมมติว่าทรานซิสเตอร์ M_{11} ถึง M_{14} มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการและทำงานในช่วงอิ่มตัว ความต้านทานที่ขั้ว X สามารถกำหนดได้คือ

$$R_x \cong \frac{1}{\sqrt{8K_T I_B}} \quad (2)$$

เมื่อ $K_T = K_{12} = K_{14} = \mu C_{ox} W/L$ โดยที่ K_{12} และ K_{14} คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ M_{12} และ M_{14} ตามลำดับ μ คือค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน C_{ox} คือ ความจุไฟฟ้าต่อหน่วยพื้นที่ของเกตและออกไซด์ ส่วน W/L คือ ความกว้างและความยาวของแชนแนล



รูปที่ 2 วงจรรากที่สองที่นำเสนอ



รูปที่ 3 วงจร CCDVCC ที่สร้างจากซีมอส

วงจรรากที่สองที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 3 จากวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรประกอบด้วยวงจร CCDVCC หนึ่งวงจรและมอสทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว สมมติให้ทรานซิสเตอร์ M_D ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว ถ้าไม่คิดค่า λ ของทรานซิสเตอร์ ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันและกระแสของทรานซิสเตอร์ M_D สามารถแสดงได้คือ [17]

$$I_{in} = K_D (V_{in} - V_{Tn})^2 \quad (3.1)$$

หรือ

$$V_{in} = \sqrt{\frac{I_{in}}{K_D}} + V_{Tn} \quad (3.2)$$

เมื่อ $K_D = \mu C_{ox} W/L$ และ V_{Tn} คือแรงดันแทรชโวลของทรานซิสเตอร์ M_D ถ้ากำหนดให้ $V_C = V_{Tn}$ และ $K_D = K_T$ เมื่อใช้สมการที่ (1)-(3) กระแสเอาต์พุตของวงจรรากที่สองที่นำเสนอสามารถแสดงได้คือ

$$I_{out} = \sqrt{8I_B} \sqrt{I_{in}} \quad (4)$$

โดยที่ V_C คือค่าแรงดันอิสระจากภายนอก จากสมการที่ (4) กระแส I_{out} เป็นกระแสเอาต์พุตแบบรากที่สองกับสัญญาณอินพุตและมีอัตราขยายคือ $(8I_B)^{1/2}$ จากสมการที่ (4) จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตเป็นอิสระจากอุณหภูมิ นอกจากนี้ช่วงกระแส I_{out} มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นจึงสามารถเชื่อมต่อกับโหลดได้โดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ใดๆ และโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วยเทคโนโลยีซีมอส เมื่อ

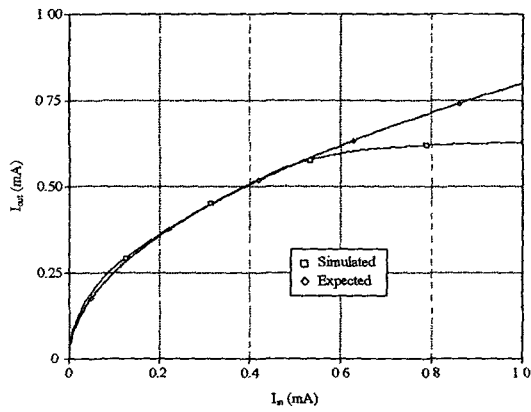
เปรียบเทียบกับวงจรที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้ วงจรที่นำเสนอจะมีโครงสร้างที่ง่ายกว่าและเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วยเทคโนโลยีซีมอสมากกว่า

3. การจำลองการทำงาน

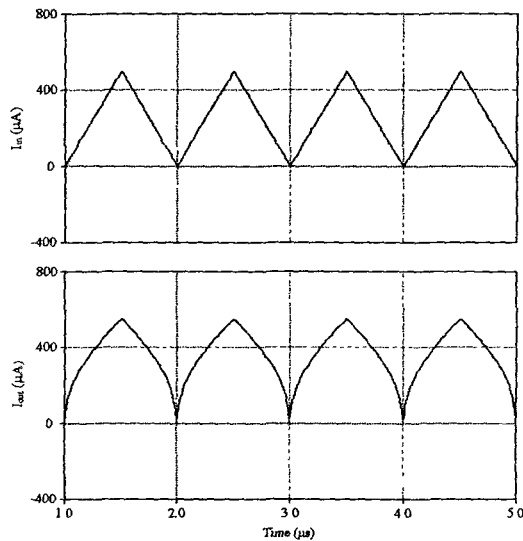
วงจรรากที่สองที่นำเสนอจะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้พารามิเตอร์ซีมอส TSMC $0.25\mu\text{m}$ วงจร CCDVCC กำหนดค่า W/L ดังตารางที่ 1 โดยใช้แหล่งจ่าย $\pm 2.5\text{V}$ แรงดัน V_B เท่ากับ -1.6V แรงดัน V_C เท่ากับ 0.35V ($V_C = V_{Tn}$) ค่า W/L ของทรานซิสเตอร์ M_D เท่ากับ $4\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ และกระแสไบอัส I_B เท่ากับ $80\mu\text{A}$ รูปที่ 4 แสดงการจำลองการทำงานคุณสมบัติการส่งผ่านไฟฟ้ากระแสตรง ด้วยกระแสอินพุตของวงจรรากที่สองที่นำเสนอ กราฟที่ได้จากการจำลองจะเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากสมการที่ (4) จากผลการจำลองการทำงานแสดงได้ว่าวงจรรากที่สองที่นำเสนอมีช่วงการทำงานประมาณ 0.5mA โดยที่ 0.5mA ค่าที่ได้จากการจำลองและค่าที่ได้จากสมการที่ (4) แตกต่างกัน $0.1\mu\text{A}$

ตารางที่ 1 ค่า W/L ของทรานซิสเตอร์ในวงจร CCDVCC

มอสทรานซิสเตอร์	$W/L(\mu\text{m}/\mu\text{m})$
M_1-M_4	1/0.25
M_5-M_7	5/0.25
M_8-M_{10}	3/0.25
$M_{11}, M_{12}, M_{15}-M_{19}$	2/0.5
$M_{13}, M_{14}, M_{20}-M_{23}$	7/0.5



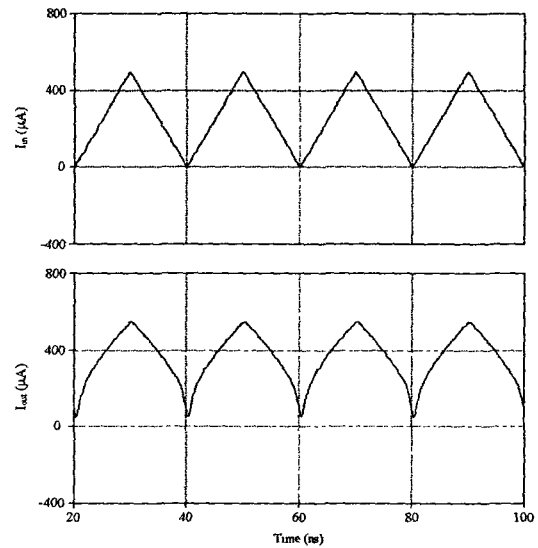
รูปที่ 4 ผลการจำลองทาง DC ของวงจรที่นำเสนอ



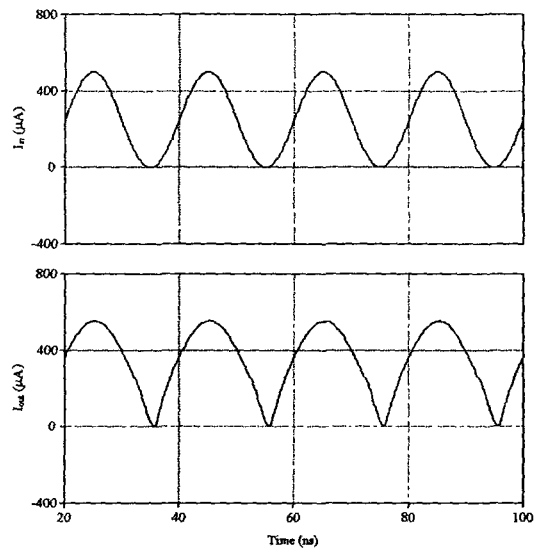
รูปที่ 5 การทำงานของวงจรเมื่ออินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 1 MHz

รูปที่ 5 แสดงการทำงานของวงจรที่สองที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมขนาด 0.5mA_{p-p} ความถี่ 1MHz ต่อมาเมื่อเพิ่มความถี่เป็น 50MHz รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6 และที่ความถี่ 50MHz ได้ทดลองเปลี่ยนเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7 และรูปที่ 8 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอที่อุณหภูมิ 25°C 75°C และ 100°C เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขนาด 0.5mA_{p-p} เข้าที่อินพุตของวงจร พบว่าขนาดกระแสเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเพียงเล็กน้อย ซึ่งเป็นผลมาจากค่า K_D ของทรานซิสเตอร์ M_D และ K_T ของทรานซิสเตอร์ $M_{11}-M_{14}$ ที่

ไม่สมพียงกัน ซึ่งขนาดสัญญาณเอาต์พุตที่อุณหภูมิค่าต่างๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่รูปที่ 9 จากรูปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจาก 0°C ถึง 100°C ขนาดสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุด 0.2% จากวงจรที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด 0.5mA_{p-p} เข้าที่อินพุต I_{in} ในขณะที่ความถี่เพิ่มขึ้นที่ -3dB วงจรที่สองที่นำเสนอวัดค่าความถี่ได้ 230MHz และใช้กำลังไฟฟ้าคือ 5.7mW



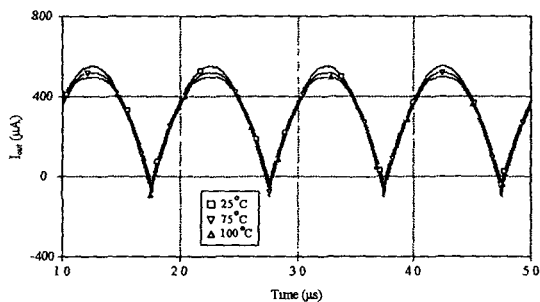
รูปที่ 6 การทำงานของวงจรเมื่ออินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 50 MHz



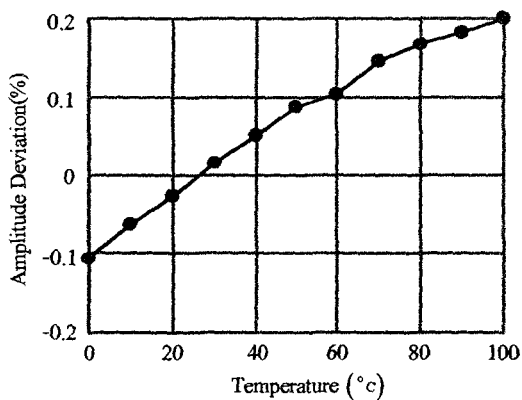
รูปที่ 7 การทำงานของวงจรเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 50 MHz

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอกับวงจรในวารสารต่างๆ

พารามิเตอร์	วงจรที่นำเสนอ	วงจรใน [13]	วงจรใน [15]
ส่วนประกอบ	วงจร CCDVCC 1 วงจร มอส 1 ตัว (ใช้ MOS ทั้งหมด 24 ตัว) แหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่งจ่าย แหล่งจ่ายกระแส 1 แหล่งจ่าย	วงจร CCCII 2 วงจร ตัวต้านทานแบบ BJT 1 ตัว (ใช้ BJT ทั้งหมด 41 ตัว) แหล่งจ่ายกระแส 2 แหล่งจ่าย	วงจร OTA 4 ตัว (CA3280) ตัวต้านทาน 1 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่าย
แหล่งจ่ายแรงดัน	$\pm 2.5V$	$\pm 2.5V$	-
ช่วงปฏิบัติงาน	+0.5mA	+2mA	+4V
การใช้กำลังงาน	5mW	5.05mW	-
เหมาะกับ CMOS	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่



รูปที่ 8 สัญญาณเอาต์พุตที่อุณหภูมิ 25°C 75°C และ 100°C เมื่ออินพุตเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 1MHz



รูปที่ 9 อัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดกระแสเอาต์พุตเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจาก 0°C - 100°C

4. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรรากที่สองแบบใหม่ที่สร้างด้วยวงจร CCDVCC หนึ่งวงจรและมอสหนึ่งตัว วงจรรากที่สองที่นำเสนอทำงานในโหมดกระแสซึ่งเป็นวงจรที่มีแบนด์วิดท์กว้างและเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมด้วยเทคโนโลยีซีมอส การจำลองการทำงานของวงจรสามารถแสดงได้ว่าวงจรมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตกว้างถึง 0.5mA และมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Fabre, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," Electronics Letters, vol. 31, pp. 1727-1728, 1995.
- [2] W. Chiu, S.-I. Liu, H.-W. Tsao, and J.-J. Chen, "CMOS differential difference current conveyors and their applications," IEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems, vol. 143, pp. 91-96, 1996.
- [3] H. O. Elwan, S. A. Mahmoud, and A. M. Soliman, "CMOS voltage controlled floating resistor," International Journal of Electronics, pp. 81, pp. 571-576, 1996.

- [4] A. S. Sedra and K. C. Smith, "A second-generation current-conveyor and its applications," *IEEE Transaction*, vol. CT-17, pp. 132-134, 1970.
- [5] E. Sackinger and W. Guggenbühl, "A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 22, 287-294, 1987.
- [6] E. O. Doebelin, *Measurement Systems: Application and Design*, McGraw Hill, New York, 2004.
- [7] P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS Analog circuit design*, Oxford University Press, New York, 2002.
- [8] J. Millman and A. Grabel, *Microelectronics*, McGraw-Hill, New York, 1992.
- [9] I. M. Filanovsky and H. P. Baltès, "Simple CMOS analog square-rooting and squaring circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I; Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, pp. 312-315, 1992.
- [10] S.-I. Liu, "Square-rooting and vector summation circuits using current conveyors," *IEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems*, vol. 142, pp. 223-226, 1995.
- [11] W. Chiu, S.-I. Liu, H.-W. Tsao, and J.-J. Chen, "CMOS differential difference current conveyors and their applications," *IEE Proceeding of Circuits, Devices, System*, vol. 143, pp. 91-96, 1996.
- [12] V. Riewruja, K. Anuntahirunrat, and W. Surakamponorn, "A class AB CMOS square-rooting circuit," *International Journal of Electronics*, vol. 85, pp. 55-60, 1998.
- [13] C. Netbut, M. Kumngern, P. Prommee, and K. Dejhan, "New simple square-rooting circuits based on translinear current conveyors," *ECTI-EEC Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, vol. 5, pp. 10-17, 2007.
- [14] K. Dejhan and C. Netbut, "New simple square-rooting circuits based on translinear current conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 94, pp. 707-723, 2007.
- [15] V. Riewruja, "Simple square-rooting circuit using OTAs," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 1000-1002, 2008.
- [16] P. Prommee and M. Somdunyanok, "CMOS-based current-controlled DDCC and its applications to capacitance multiplier and universal filter," *International Journal Electronics and Communications*, vol. 65, pp. 1-8, 2011.
- [17] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*, McGraw-Hill, New York, 2001.

ประวัติผู้เขียน

นายปณณวิชญ์ ภัทร์สรณ์สิริ เกิดเมื่อวันที่ 7 ตุลาคม พ.ศ.2530 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษา ระดับมัธยมศึกษาจากโรงเรียน เซนต์คาเบรียล และ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2552 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2553