

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรวมซีมอสสำหรับอ่านค่าจากแอมเพอโรเมตริกเซนเซอร์ที่ใช้กำลังงานต่ำ
และมีความแม่นยำสูง

LOW-POWER HIGH-ACCURACY CMOS READOUT CIRCUIT FOR
AMPEROMETRIC SENSOR



T148830

รุ่งตระกูล ตระกูลวัฒนา

RUNGTRAKOOL TRAKOOLWATTANA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 148830
รับเดือนปี 23 พ.ศ. 2560

b. 00266906
j.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2560

KMITL-2017-EN-M-040-039

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW-POWER HIGH-ACCURACY CMOS READOUT CIRCUIT FOR
AMPEROMETRIC SENSOR



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2017
KMUTL-2017-EN-M-040-039

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

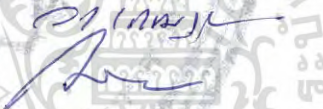
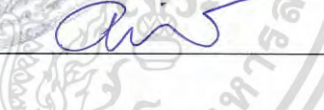
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วจรรวมซีมอสสำหรับอ่านค่าจากแอมเพอโรเมตริกเซนเซอร์ที่ใช้กำลังงานต่ำ
และมีความแม่นยำสูง
Thesis Title Low-Power High-Accuracy CMOS Readout Circuit for Amperometric Sensor
นักศึกษา นายรุ่งตระกูล ตระกูลวัฒนา
รหัสประจำตัว 55611108
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อภินันท์ ธนชยานนท์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-M-040-039

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.อภิศักดิ์	วรพิเชฐ	
ศ.ดร.วรากร	เกษมสุวรรณ	
ผศ.ดร.กลิน	วิเชียรชม	
ดร.เมธา	คงพูน	
รศ.ดร.อภินันท์	ธนชยานนท์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 13 มิถุนายน พ.ศ. 2560 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา **ฉบับตีพิมพ์** คณะวิศวกรรมศาสตร์ โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ **วันที่ 13 มิถุนายน พ.ศ. 2560** นี้ที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรวมซีมอสสำหรับอ่านค่าจากแอมเพอโรแมทริกเซนเซอร์ที่ใช้กำลังงานต่ำและมีความแม่นยำสูง
นักศึกษา	นายรุ่งตระกูล ตระกูลวัฒนา
รหัสประจำตัว	55611108
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.อภิวัฒน์ ธนชยานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรรวมซีมอสสำหรับอ่านค่าจากแอมเพอโรแมทริกเซนเซอร์ทั้งชนิดแรงดันเอาต์พุตและชนิดดิจิตอลเอาต์พุต โดยมุ่งเน้นทางด้านการกินกำลังงานต่ำและมีความแม่นยำสูง ในการออกแบบใช้เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรรวมซีมอสสำหรับอ่านค่าจากแอมเพอโรแมทริกเซนเซอร์ชนิดแรงดันเอาต์พุต สามารถทำงานได้ดีที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ โดยใช้เทคนิคการทำงานของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม และเทคนิคการไบอัสบอดี นอกจากนี้ยังได้ประยุกต์เทคนิคการป้อนกลับแบบลบ โดยทำงานร่วมกับวงจรถยายทรานส์อิมพีแดนซ์ เพื่อทำการแปลงกระแสเป็นแรงดันเอาต์พุตและในขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่รักษาแรงดัน ΔV_{DS} ของวงจรถ่ายกระแสแบบแคสโคด เพื่อเพิ่มความแม่นยำในการสะท้อนกระแส ผลจากการจำลองการทำงานแสดงว่าวงจรมีค่าความผิดพลาดสูงสุด 0.05% และมีความเป็นเชิงเส้น $R^2=0.99996$ วงจรกินกำลังงานสูงสุด 12.3 ไมโครวัตต์ ที่ค่ากระแส 6 ไมโครแอมป์ วงจรรวมซีมอสสำหรับอ่านค่าจากแอมเพอโรแมทริกเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอล สามารถแปลงสัญญาณดิจิตอลมีความละเอียดประมาณ 12.5 บิต ซึ่งสามารถครอบคลุมการแปลงสัญญาณอินพุตที่มีช่วงกว้าง 75 dB และกินกำลังงานต่ำ โดยใช้เทคนิคเทคนิคการแปลงสัญญาณออกเป็นสองช่วง คือ การแปลงสัญญาณแบบหยาบและการแปลงสัญญาณแบบละเอียด การแปลงสัญญาณแบบหยาบใช้เทคนิคการแปลงกระแสเป็นสัญญาณความถี่ และการแปลงสัญญาณแบบละเอียดใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบความชันเดี่ยว วงจรนับแบบซิงโครนัสชนิดกินกำลังงานต่ำถูกนำมาใช้ร่วมกับวงจรถ่ายสัญญาณเพื่อลดการกินกำลังงานของวงจร ผลจากการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายที่แรงดันไฟเลี้ยง 1.5 โวลต์ ที่ความถี่การสุ่มสัญญาณ 0.5 กิโลเฮิร์ตซ์ มีค่าความเป็นเชิงเส้นสูงโดยมีค่า DNL และ INL ในช่วง ± 0.8 LSB และกินกำลังงานเฉลี่ย 40 ไมโครวัตต์ ที่ค่ากระแส 6 ไมโครแอมป์

Thesis	Low-Power High-Accuracy CMOS Readout Circuit for Amperometric Sensor
Student	Mr.Rungtrakool Trakoolwattana
Student ID.	55611108
Degree	Master of Engineering
Program	Electronics Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Apinunt Thanachayanont

Abstract

This thesis describes the design of a CMOS readout circuit for amperometric sensor that gives both analog and digital output. A high accuracy current-mode technique is realised by using a wide swing current mirror with negative feedback loops. Low power dissipation is achieved by sharing operational amplifiers for two negative feedback loops simultaneously, thus the number of operational amplifiers is reduced to two. Bulk-driven input technique is used to allow operational amplifier to operate with low power dissipation and low power supply voltage. Simulation results show that the circuit exhibits the maximum error of 0.05% and an output linear regression of $R^2=0.99996$, while the circuit operates under a single 1-V power supply voltage. The maximum power dissipation is 12.3 μW with the maximum sensor current of 6 μA . The combination of current-to-frequency and the single slope analog-to-digital converter (ADC) is used to achieve an input dynamic range of 75 dB. Low Power dissipation is achieved by low-power synchronous counter. The ADC can generate 12.5 bit and operates with 0.5-kS/s sampling rate. The ADC achieves DNL and INL of ± 0.8 LSB. The average power dissipation is 40 μW with the maximum sensor current of 6 μA .

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดีด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์และขอขอบคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ดร. กสิน วิเชียรชม ที่เอื้ออำนวยการใช้เครื่องมือวัดผล ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัย Pervasive Integrated Circuits and System on Chip (Picasso) ที่ได้สนับสนุนเครื่องมือตลอดจนข้อมูล และหนังสือต่างๆ ที่ใช้ทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่คอยให้คำแนะนำต่างๆ และเป็นกำลังใจให้เสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และญาติพี่น้องของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

รุ่งตระกูล ตระกูลวัฒนา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 ความมุ่งหมายและจุดประสงค์ของการศึกษา	3
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย	4
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 กลูโคสเซนเซอร์และวงจรต่อรวม	5
2.1 ที่มาและความสำคัญของกลูโคสเซนเซอร์.....	5
2.2 กลูโคสเซนเซอร์ชนิดปฏิกิริยาเคมี (Electrochemical Glucose Sensor)	6
2.3 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์	10
2.3.1 ส่วนไบอัสแรงดันให้กับเซนเซอร์ (Potentiostats).....	10
2.3.2 ส่วนวัดกระแสจากกลูโคสเซนเซอร์ (Current measurement).....	11
2.3.3 งานวิจัยที่ถูกพัฒนา (วงจรแปลงสัญญาณแบบแรงดัน Current-to-Voltage)	16
2.3.4 งานวิจัยที่ถูกพัฒนา (วงจรแปลงสัญญาณแบบความถี่ Current-to-Frequency)	18
2.3.5 งานวิจัยที่ถูกพัฒนา (วงจรแปลงสัญญาณแบบดิจิตอล Analog-to-Digital Converter)	22
2.4 สรุปลงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์.....	28
บทที่ 3 พื้นฐานวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าและวงจรแปลงสัญญาณ	29
3.1 บทนำ	29
3.2 การทำงานของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion region)	29
3.3 การทำงานของมอสเฟตโดยไบอัสบอดี้ (Bulk-Driven Technique)	33
3.4 วงจรขยาย (Op-Amp)	36
3.4.1 ชนิดของวงจรขยาย.....	36
3.4.2 วงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier).....	37
3.5 วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat Circuits)	41
3.6 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror).....	43
3.7 วงจรแปลงสัญญาณ (ADC converter)	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.7.1 วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold).....	45
3.7.2 วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดี่ยว (Single-Slope ADC).....	46
3.7.3 วงจรนับ (Counter).....	48
บทที่ 4 การออกแบบและผลการทดลองของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน.....	50
4.1 บทนำ.....	50
4.2 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์.....	50
4.3 กัลโคสเซนเซอร์.....	51
4.4 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน.....	52
4.4.1 ผลจำลองการทำงานของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน.....	62
4.4.2 ผังภูมิกายภาพ (Layout) และผลการทดลอง.....	67
บทที่ 5 การออกแบบและผลการทดลองของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์ชนิดดิจิทัลเอาต์พุต.....	74
5.1 บทนำ.....	74
5.2 กัลโคสเซนเซอร์.....	74
5.3 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัล.....	75
5.4 ผลจำลองการทำงานของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกัลโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัล.....	90
บทที่ 6 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	96
6.1 บทสรุปผลการวิจัย.....	96
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	96
เอกสารอ้างอิง.....	98
ภาคผนวก.....	101
งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	101
ประวัติผู้เขียน.....	106

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงเกณฑ์การวินิจฉัยโรคเบาหวานขององค์การอนามัยโลก.....	9
2.2 ตารางแสดงประสิทธิภาพของกลูโคสเซนเซอร์	9
2.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของงานวิจัยที่ได้กล่าวมาข้างต้น	28
4.1 ประสิทธิภาพการทำงานของแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์.....	51
4.2 ขนาด W/L ของทรานที่ใช้ในการออกแบบ	61
4.3 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอกับงานวิจัยอื่นๆ	66
5.1 ประสิทธิภาพการทำงานของแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์.....	75
5.2 ขนาด W/L ของทรานที่ใช้ในการออกแบบ	89
5.3 การกินกำลังงานของวงจรแปลงกระแสเป็นดิจิทัลที่นำเสนอ	89
5.4 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอกับงานวิจัยอื่นๆ	95



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 อุปกรณ์ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดประเภท Non-Invasive method.....	1
1.2 อุปกรณ์ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดประเภท Invasive method.....	2
1.3 ระบบการตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือด (Glucose system monitoring).....	3
1.4 โครงสร้างการทำงานของวงจรรภาครับด้านหน้า.....	3
2.1 ขั้วไฟฟ้าของกลูโคสเซนเซอร์.....	5
2.2 หลักการทำงานของ Potentiometric Glucose sensor.....	7
2.3 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์.....	8
2.4 แบบจำลองวงจรทางไฟฟ้าของแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ในรูปแบบ RC โมเดล.....	8
2.5 ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตกับระดับน้ำตาลในเลือด.....	9
2.6 โครงสร้างหลักการทำงานของวงจรรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์..	10
2.7 โครงสร้างกราวด์ขั้ว WE.....	11
2.8 โครงสร้างกราวด์ขั้ว CE.....	11
2.9 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแบบกราวด์ขั้ว WE.....	12
2.10 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ (a) ชนิดพื้นฐานออกซิเจน (O_2 -based) (b) ชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based).....	12
2.11 โครงสร้างวงจรมอนิเตอร์อินสตรูเมนต์ชัน (Instrumentation amplifier).....	13
2.12 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 2 ขา.....	14
2.13 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา.....	14
2.14 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์ที่ถูกพัฒนาทางด้านเสถียรภาพ.....	15
2.15 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based).....	15
2.16 วงจรรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ที่มีความแม่นยำสูง.....	16
2.17 วงจรรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา.....	18
2.18 โครงสร้างวงจรไบอัสแรงดัน (Potentiostat).....	19
2.19 วงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่สำหรับการมอดูเลชันแบบ ASK.....	20
2.20 วงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่สำหรับการมอดูเลชันแบบ FSK.....	21
2.21 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบความชันคู่(Dual-slope ADC).....	22
2.22 แผนผังแสดงการทำงานของวงจร (Timing Diagram).....	23
2.23 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล.....	24
2.24 แผนผังแสดงการทำงานของวงจร (Timing Diagram).....	24
2.25 วงจรแปลงกระแสเป็นความถี่.....	25
2.26 วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบความชันเดี่ยว (Single-Slope ADC).....	26
2.27 วงจรแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่า (Delta-Sigma ADC).....	27
2.28 แผนผังการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่า (Block diagram).....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D กับแรงดัน V_{DS} ในย่านต่ำกว่าแรงแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion).....	30
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\sqrt{I_D}$ กับแรงดัน V_{GS}	31
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D กับแรงดัน V_{GS} ในระนาบที่ล็อกการิทึม.....	31
3.4 ค่าประสิทธิภาพของ g_m ต่อ I_D กับแรงดัน $V_{GS} - V_t$	32
3.5 ก. โครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาบอดี้ (Bulk-Driven differential pair) และ ข. โครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาเกต (Gate-Driven differential pair)	33
3.6 การทำงานของการไบอัสแรงดันที่ขาบอดี้ (Bulk-Driven) กับ (Gate-Driven)	34
3.7 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS	35
3.8 โครงสร้างสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS (Small-signal Model)	35
3.9 ก. วงจรเสมือนของวงจรขยายแรงดัน ข. วงจรเสมือนของวงจรขยายกระแส ค. วงจรเสมือน ของวงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ ง. วงจรเสมือนของวงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์	36
3.10 ก. สัญญาณลักษณะของวงจรขยาย และ ข. วงจรเสมือนของวงจรขยาย.....	38
3.11 วงจรขยายที่มีการป้อนกลับแบบลบ.....	38
3.12 ก. วงจรขยายแบบธรรมดา และ ข. วงจรขยายแบบผลต่าง	39
3.13 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก	39
3.14 วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat)	41
3.15 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Small-signal)	41
3.16 โครงสร้างของระบบการป้อนกลับแบบลบ	42
3.17 วงจรสะท้อนกระแส.....	44
3.18 พื้นฐานการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ.....	45
3.19 พื้นฐานวงจรสุ่มและคงค่า.....	45
3.20 วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC)	46
3.21 ลูกคลื่นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Timing Diagram)	47
3.22 วงจรนับแบบอะซิงโครนัส 3 บิต.....	48
3.23 ลูกคลื่นการทำงานของวงจรมับ (Timing Diagram)	48
3.24 วงจรนับแบบซิงโครนัส 3 บิต.....	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 โครงสร้างการทำงานของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์	50
4.2 แอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ในรูปแบบของวงจรตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	51
4.3 วงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน	52
4.4 วงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันที่นำเสนอ	53
4.5 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรถ่วงคัมคักยีไฟฟ้าที่นำเสนอ (Potentiostat small-signal)	54
4.6 วงจรสะท้อนกระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำ (Wide-Swing Cascode Current Mirror)	56
4.7 Composite transistor	57
4.8 วงจรขยายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค (Bulk-driven Folded-cascode Two-stage Operational Amplifier)	58
4.9 ผลจำลองการทำงานของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค (Bulk-driven Folded-cascode Two-stage Operational Amplifier)	58
4.10 วงจรขยายผลต่างแบบ 2 ภาค (Two-Stage Differential Amplifier)	59
4.11 ผลจำลองการทำงานของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค (Two-Stage Differential Amplifier)	60
4.12 วงจรสร้างแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงที่แปรผันกับอุณหภูมิ (PTAT)	60
4.13 ผลจำลองการทำงานของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค (Bulk-driven Folded-cascode Two-stage Operational Amplifier) ที่แปรผันกับอุณหภูมิ (PTAT)	61
4.14 ค่ากระแส I_{F1} เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลง	62
4.15 ความแม่นยำในการรักษาแรงดัน V_{RE}/V_{REF}	63
4.16 ความแม่นยำและความเป็นเชิงเส้นของวงจรถ่ายคาสโคด	63
4.17 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1}	64
4.18 สัญญาณรบกวนของวงจรถ่ายคาสโคดที่ความถี่ 1Hz – 100kHz	65
4.19 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ภายใต้ความผันแปรของอุณหภูมิ (Temperature Variation) และกระบวนการผลิต (Process Variation)	65
4.20 %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ค่ากระแส 10 nA ภายใต้ความผันแปรสุ่มและความไม่สมพงษ์ (Device Mismatches Variation)	66
4.21 ก. ผังภูมิกายภาพของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคโดยทั่วไป ข. ผังภูมิกายภาพของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคที่ใช้เทคนิค Common Centroid และ Multi-Fingered Gates	67
4.22 ผังภูมิกายภาพของวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน	68
4.23 ชิพวงจรถ่ายคาสโคดแบบพับ 2 ภาคสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันในแพ็คเกจ LCC44	69
4.24 วงจรที่ใช้ในการทดสอบชิพ	69
4.25 วงจรที่ใช้ในการทดสอบชิพ (Test Bench)	70
4.26 ผลการจำลองการทำงานแสดงค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF} ก. ผังภูมิกายภาพ และ ข. ชิพ (Chip)	71
4.27 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ก. ผังภูมิกายภาพ และ ข. ชิพ (Chip)	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.28 ค่าแรงดัน V_{OUT} ของวงจรถยาย A_2 ที่ค่า R_{WE} 100k Ω	73
5.1 แอมเพอร์โรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ในรูปแบบของวงจรตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	74
5.2 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอร์โรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอล	75
5.3 โครงสร้างการทำงานของวงจรภาครับด้านหน้า สำหรับแอมเพอร์โรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอลที่นำเสนอ.....	77
5.4 วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) สำหรับวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอร์โรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอล	77
5.5 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่นำเสนอ (Potentiostat small-signal).....	78
5.6 วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) โหมดกระแส	79
5.7 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอล (ADC Convertor).....	80
5.8 ลูกคลื่นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอล (Timing Diagram).....	81
5.9 โครงสร้างการทำงานในช่วง P_1	81
5.10 โครงสร้างการทำงานในช่วง P_2	82
5.11 การทำงานของวงจรของวงจรแปลงกระแสเป็นสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุต (ที่ $I_{F1} = 190nA$)	84
5.12 โครงสร้างของวงจรมับแบบซิงโครนัสทั่วไป.....	85
5.13 โครงสร้างของวงจรมับแบบซิงโครนัสของ Young.....	85
5.14 ก. โครงสร้างของวงจร LCG_L และ ข. โครงสร้างของวงจร LCG_H	86
5.15 วงจรฟลิปฟล็อปแบบ CCFF (Conditional-Capture Flip-Flop).....	87
5.16 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณหลายภาค (Multi-Stage Comparator).....	88
5.17 ผลจำลองการทำงานวงจรเปรียบเทียบสัญญาณหลายภาค (Multi-Stage Comparator).....	88
5.18 ผลจำลองการทำงานความเร็วในการตอบสนองสัญญาณเอาต์พุต V_{out} เมื่อสัญญาณ V_{in} มีค่ามากกว่าสัญญาณ V_{ref}	89
5.19 ผลจำลองการทำงานของวงจรมับแบบซิงโครนัส (Synchronous Counter).....	90
5.20 ค่ากระแส I_{F1} เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลง.....	91
5.21 ค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF}	91
5.22 ความแม่นยำและความเป็นเชิงเส้นของวงจรสะท้อนกระแส	92
5.23 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1}	92
5.24 %ความผิดพลาดของวงจรมับและคงค่า(Sample and Hold).....	93
5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับดิจิตอลเอาต์พุต.....	94
5.26 ค่า Differential nonlinearity (DNL)	94
5.27 ค่า Integral nonlinearity (INL)	95

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

เนื่องจากสภาพสังคมในปัจจุบันทำให้ผู้คนส่วนใหญ่มีภาระหน้าที่การทำงานที่ค่อนข้างหนัก จนทำให้สุขภาพทรุดโทรมประกอบกับอาหารการกินที่มีส่วนประกอบจำพวกแป้งและน้ำตาลเป็นจำนวนมาก ทำให้มีโอกาสเป็นโรคภัยไข้เจ็บได้ง่าย เช่น โรคเบาหวาน หากผู้ป่วยมีอาการกำเริบและไม่ได้รับการรักษาทันท่วงทีอาจทำให้สูญเสียอวัยวะหรืออาจเกิดอันตรายถึงขั้นเสียชีวิตได้ เพราะฉะนั้นหากมีเครื่องมือหรืออุปกรณ์พกพาที่สามารถตรวจวัดสัญญาณทางชีวภาพของร่างกาย เช่น ค่าระดับน้ำตาลในเลือดได้ ก็จะยิ่งเป็นประโยชน์ต่อผู้ป่วยมากยิ่งขึ้น ผู้ป่วยสามารถรู้ค่าระดับน้ำตาลในเลือดของตนเองได้ตลอดเวลา โดยที่ไม่ต้องไปพบแพทย์ที่โรงพยาบาลเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือด ทำให้สามารถกั้นยาระงับอาการเบื้องต้นได้ทันท่วงที

กลูโคสเซนเซอร์จึงมีบทบาทสำคัญในการช่วยให้ผู้ป่วยรู้ระดับน้ำตาลในเลือดของตนเอง ทำให้สามารถรับการรักษาและป้องกันได้ทัน โดยปรกติการตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดทำได้โดยการเจาะเลือด โดยต้องเดินทางไปโรงพยาบาลซึ่งอาจไม่สะดวกสบายและใช้เวลานาน ในกรณีที่ผู้ป่วยเบาหวานที่เกิดอาการกำเริบขึ้น ผู้ป่วยอาจไม่รู้ตัว ทำให้เกิดโรคแทรกซ้อนที่รุนแรงกลูโคสเซนเซอร์ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลภายในเลือด สำหรับผู้ที่มีความผิดปกติและมีความเสี่ยงเกี่ยวกับการควบคุมระดับน้ำตาลภายในเลือด ซึ่งกลูโคสเซนเซอร์ถูกแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลักตามลักษณะการทำงาน [1] คือ

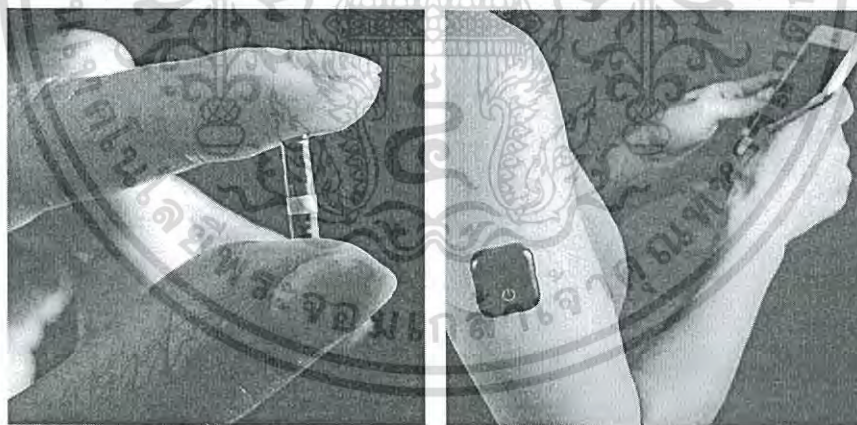
1. Non-Invasive method จะเป็นลักษณะกลูโคสเซนเซอร์จะอยู่ภายนอกร่างกายโดยจะใช้หลักการของการยิงแสงหรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านชั้นผิวหนังเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดภายในร่างกาย ข้อดีของวิธีการนี้คือไม่ต้องฝังเซนเซอร์เข้าไปในร่างกาย จึงทำให้ไม่เสี่ยงต่อการระคายเคืองผิวหนังหรือการติดเชื้อ ข้อเสียคือความแม่นยำของข้อมูลต่ำ เนื่องจากปัจจัยหลายอย่างเช่น ความหนาของชั้นผิวหนัง โครงสร้างของเนื้อเยื่อ เป็นต้น จึงทำให้วิธีการนี้ไม่ค่อยได้รับความนิยมมากนัก เซนเซอร์ที่ใช้ในกระบวนการนี้ได้แก่ Near-infrared LED, ไมโครเวฟเซนเซอร์ เป็นต้น รูปที่ 1.1 แสดงตัวอย่างอุปกรณ์ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดโดยใช้กลูโคสเซนเซอร์ประเภท Non-Invasive method



รูปที่ 1.1 อุปกรณ์ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดประเภท Non-Invasive method [26]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนักผู้จัดทำเห็นว่าไม่เหมาะสมในการนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Invasive method จะเป็นลักษณะการฝังกลูโคสเซนเซอร์เข้าไปในร่างกายเพื่อเฝ้าสังเกตการเปลี่ยนแปลงของระดับน้ำตาลในเลือด และส่งผ่านข้อมูลแบบไร้สายผ่านทางผิวหนัง ข้อดีของกระบวนการนี้คือ ข้อมูลที่ได้จะมีความแม่นยำสูงเนื่องจากตัวเซนเซอร์สัมผัสกับเลือดโดยตรง ข้อเสียคือในกระบวนการฝังกลูโคสเซนเซอร์เข้าไปในร่างกาย อาจทำให้เกิดการระคายเคืองผิวหนังและเกิดการติดเชื้อได้ เซนเซอร์ที่ใช้ในกระบวนการนี้ได้แก่ กลูโคสเซนเซอร์ชนิดปฏิกิริยาเคมี (Electrochemical Glucose sensor) กลูโคสเซนเซอร์ชนิดตรวจจับคลื่นที่พื้นผิว (Surface-acoustic wave: SAW) กลูโคสเซนเซอร์ชนิดเพียโซ (Piezoelectric Glucose Sensor) และกลูโคสเซนเซอร์ชนิดคลื่นแสง (Optical sensors) เป็นต้น โดยกลูโคสเซนเซอร์ชนิดตรวจจับคลื่นเสียงที่ผิว และกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเพียโซ มีหลักการการทำงานที่คล้ายกันซึ่งจะใช้ทรานสดิวเซอร์รับข้อมูลการเปลี่ยนแปลงของระดับน้ำตาลแล้วแปลงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าและถูกนำไปใช้ประมวลผลเพื่อหาระดับน้ำตาลในเลือด ในงานวิจัย [2] สามารถวัดระดับน้ำตาลได้ในช่วง 1-10 มิลลิโมล ซึ่งเป็นช่วงที่แคบ โดยปกติแล้วระดับน้ำตาลในเลือดในสภาวะปกติจะอยู่ในช่วง 0-8 มิลลิโมล และในสภาวะผิดปกติหรือในผู้ป่วยโรคเบาหวานจะอยู่ในช่วง 0-30 มิลลิโมล ซึ่งน้อยกว่าในสภาวะปกติถึง 3 เท่า โดยในปัจจุบันกลูโคสเซนเซอร์ชนิดตรวจจับคลื่นเสียงที่ผิวและกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเพียโซ ยังคงอยู่ในช่วงของการพัฒนา รูปที่ 1.2 แสดงตัวอย่างอุปกรณ์ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดโดยใช้กลูโคสเซนเซอร์ประเภท Invasive method ซึ่งกลูโคสเซนเซอร์และวงจรภาครับด้านหน้าถูกบรรจุลงในแคปซูลและฝังเข้าไปในร่างกาย วงจรด้านในจะส่งผ่านข้อมูลแบบไร้สายผ่านทางชั้นผิวหนังไปยังวงจรภาครับด้านนอกเพื่อทำการแปลงข้อมูลและประมวลผล ซึ่งอาจจะแสดงผลระดับน้ำตาลในเลือดผ่านทางจอสมาร์ตโฟนโดยการเชื่อมต่อสัญญาณบลูทูธ (Bluetooth)



รูปที่ 1.2 อุปกรณ์ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดประเภท Invasive method [26]

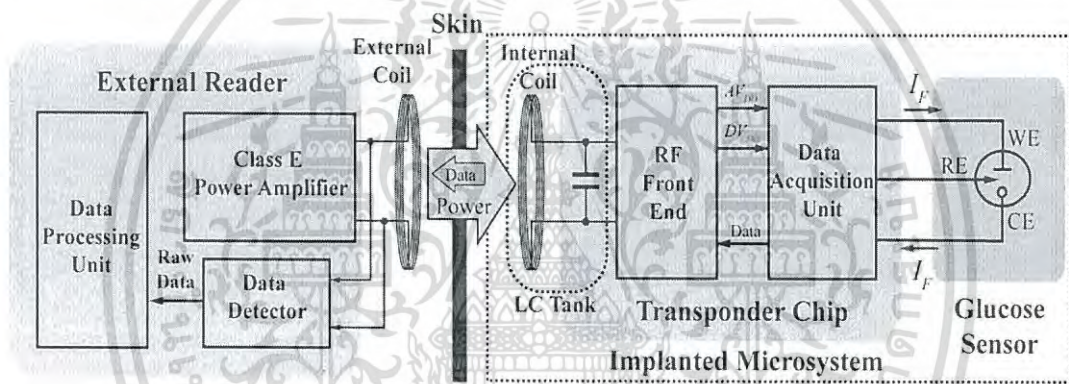
วงจรภาครับด้านหน้าเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง วงจรจำพวกนี้จะถูกฝังไว้ภายในร่างกายเพื่อให้หน้าสัมผัสเซนเซอร์สัมผัสกับของเหลวภายในร่างกายอย่างเช่นเลือดโดยตรง ทำให้ค่าที่วัดได้ค่อนข้างมีความแม่นยำ ปัญหาที่สำคัญในการออกแบบวงจรคือเรื่องของการกินกำลังงานและความแม่นยำ การที่วงจรถูกฝังเข้าไปในร่างกายผู้ป่วยทำให้ผู้ออกแบบต้องคำนึงถึงเพื่อออกแบบวงจรให้มีการกินกำลังงานต่ำเพราะไม่สามารถเปลี่ยนแบตเตอรี่ได้บ่อย ในการฝังอุปกรณ์แต่ละครั้งต้องมีกระบวนการเจาะผ่านชั้นผิวหนังของผู้ป่วยซึ่งอาจเสี่ยงต่อการติดเชื้อได้ และในการที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

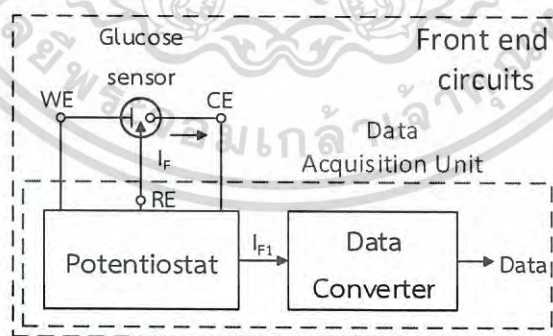
วงจรถูกมองว่ามีความสำคัญที่จะส่งผลกระทบต่อความแม่นยำของวงจรถูกอีกเช่นกัน ผู้เขียนจึงมีความคิดว่าการพัฒนาวงจรถูกด้านหน้าเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดให้กินกำลังงานต่ำและมีความแม่นยำสูงในขณะเดียวกัน จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ป่วยที่มีปัญหาการควบคุมระดับน้ำตาลในเลือด

1.2 ความมุ่งหมายและจุดประสงค์ของการศึกษา

งานวิจัยนี้มุ่งเน้นในการออกแบบวงจรถูกด้านหน้าเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดให้มีการกินกำลังงานต่ำและมีความแม่นยำสูงในเวลาเดียวกัน สำหรับแอมเพอร์โรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา (Amperometric Glucose sensor) ซึ่งเป็นกลูโคสเซนเซอร์ชนิดปฏิกิริยาเคมี ประเภท Invasive method วงจรถูกด้านหน้าเป็นส่วนหนึ่งของระบบการตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือด (Glucose system monitoring) [3] แสดงในรูปที่ 1.3 วงจรถูกด้านหน้าประกอบด้วยในส่วนของกลูโคสเซนเซอร์ วงจรถูกควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) และส่วนของการแปลงสัญญาณ (Data Converter) ซึ่งแสดงในรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.3 ระบบการตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือด (Glucose system monitoring) [3]



รูปที่ 1.4 โครงสร้างของวงจรถูกด้านหน้า [3]

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

กลูโคสเซนเซอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ให้สัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของกระแส ผู้เขียนออกแบบวงจรถูกด้านหน้าเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือด โดยใช้วงจรถูกควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) ที่มีอัตราขยายสูงและสามารถทำงานได้ดีภายใต้แรงดันต่ำ เพื่อให้อิสระแรงดันให้กับกลูโคสเซนเซอร์และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งผ่านกระแสด้วยวงจรถ่ายโอนกระแสแบบแคสโคดที่สะท้อนกระแสได้ดีภายใต้แรงดันต่ำ ในส่วนของวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดันใช้วงจรถ่ายโอนสโตนิตซ์แปลงค่ากระแสเป็นแรงดันเอาต์พุตและในขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่ควบคุมแรงดัน V_{DS} ของวงจรถ่ายโอนกระแสให้มีค่าใกล้เคียงกันเพื่อลดผลของการมอดูเลชันของช่องนำกระแส (Channel-length Modulation) โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบ นอกจากนี้ยังออกแบบวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่แปลงกระแสจากกลุโคสเซนเซอร์ที่มีเอาต์พุตเป็นดิจิตอล โดยใช้เทคนิคการแปลงกระแสเป็นความถี่ (I to F Converter) ผสมกับเทคนิคการแปลงสัญญาณดิจิตอลแบบความชันเดียว (Single-slope ADC) ซึ่งทำให้ได้รับสัญญาณเอาต์พุตดิจิตอลที่มีช่วงกว้าง

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าเพื่อตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดสำหรับแอมเพอร์โรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา ที่มีความแม่นยำสูงและกินกำลังงานต่ำ โดยวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่มีสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นแบบแรงดันใช้ไฟเลี้ยง 1 โวลต์ กินกำลังงานน้อยกว่า 50 μW โดยสัญญาณเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นกับสัญญาณอินพุต และวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่มีสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นแบบดิจิตอล กินกำลังงานน้อยกว่า 100 μW และสัญญาณเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นกับสัญญาณอินพุต

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท ประกอบด้วย

- บทที่ 1 กล่าวถึงที่มาและความสำคัญของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนในการศึกษา
- บทที่ 2 กล่าวถึงการทำงานของกลุโคสเซนเซอร์ ตลอดจนวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่ถูกพัฒนา
- บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องสำหรับงานวิจัย
- บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบแรงดัน
- บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบวงจรถ่ายโอนทางด้านหน้าที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบดิจิตอล
- บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

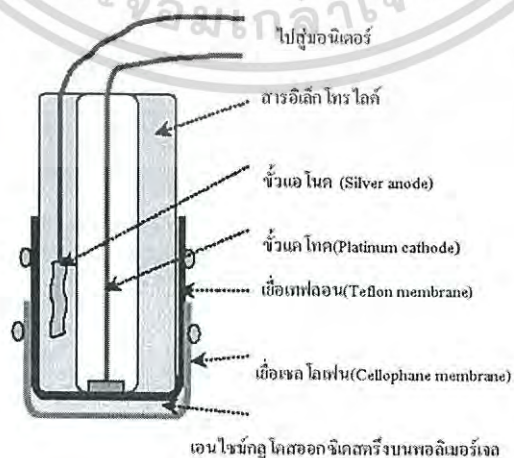
บทที่ 2

กลูโคสเซนเซอร์และวงจรต่อร่วม

2.1 ที่มาและความสำคัญของกลูโคสเซนเซอร์

ตลอดระยะเวลากว่า 40 ปี กลูโคสเซนเซอร์ถูกสร้างและพัฒนาอย่างต่อเนื่องทั้งในด้านความน่าเชื่อถือ ระยะเวลาในการตอบสนอง และความแม่นยำ ทำให้ในปัจจุบันกลูโคสเซนเซอร์มีประสิทธิภาพดีและมีราคาถูก กลูโคสเซนเซอร์ถูกสร้างโดยนักวิทยาศาสตร์ชาวอเมริกันชื่อ Clark และ Lyons ในปี 1960s โดยอาศัยการทำงานของเอนไซม์เพื่อตรวจวัดระดับออกซิเจนที่เอนไซม์นั้นใช้ไป โดยใช้อิเล็กโทรดแพลทินัม (platinum electrode) เอนไซม์แต่ละชนิดจะมีความจำเพาะเจาะจงกับสารเคมีตั้งต้นหรือซับสเตรท (substrate) ในการเปลี่ยนสารตั้งต้นไปเป็นสารผลิตภัณฑ์ในสิ่งมีชีวิต จำเป็นต้องอาศัยเอนไซม์เพื่อมาลดพลังงานกระตุ้นลงในตอนแรกเอนไซม์เมื่ออยู่ในสภาวะที่เหมาะสมสำหรับทำงานแล้วก็จะจับกับซับสเตรท หลังจากที่เอนไซม์จับกับซับสเตรทแล้วเกิดการเปลี่ยนซับสเตรทไปเป็นผลิตภัณฑ์และได้เอนไซม์ซึ่งอยู่ในอีกสภาวะหนึ่งซึ่งไม่เหมาะที่จะจับกับซับสเตรท ก็จะต้องมีการถ่ายโอนพลังงานบางชนิดให้เอนไซม์เพื่อให้เอนไซม์กลับมาสู่สภาวะที่เหมาะสมสำหรับการทำงานใหม่ วิธีการอย่างหนึ่งคือการถ่ายโอนอิเล็กตรอน เราสามารถนำเอนไซม์มาทำปฏิกิริยากับซับสเตรทตัวใหม่ได้โดยการถ่ายโอนอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นในระบบนั้น เมื่อเอนไซม์อยู่ในสภาวะเหมาะสมที่จะกระตุ้นซับสเตรทอันใหม่มันก็สามารถทำงานได้ต่อไป ในการทำงานของเอนไซม์กับซับสเตรทต้องใช้แก๊สบางชนิดหรือ อากาศน้ำ ซึ่งการใช้แก๊สเหล่านี้จะขึ้นกับปริมาณซับสเตรทที่เอนไซม์ทำปฏิกิริยาด้วย จากหลักการนี้ ถ้าเรามีเซนเซอร์ที่สามารถวัดปริมาณแก๊สที่เอนไซม์ใช้ไปเราก็สามารถที่จะรู้ปริมาณสารเคมีที่เราต้องการวัดได้

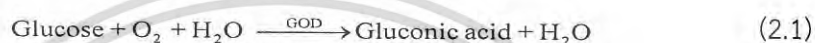
ในการวัดปริมาณกลูโคสในเลือดของ ตามวิธีของ Clark เขาได้ใช้เอนไซม์ชนิดหนึ่งเรียกว่า เอนไซม์กลูโคสออกซิเดส (glucose oxidase) หรือใช้ตัวย่อ GOD เนื่องจากเอนไซม์กลูโคสออกซิเดส จะมีความจำเพาะเฉพาะกับกลูโคสเท่านั้น เพราะฉะนั้นปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นก็เป็นผลมาจากเอนไซม์กลูโคสออกซิเดสทำกับกลูโคส อิเล็กโทรดที่ใช้มีลักษณะเป็นดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ขั้วไฟฟ้าของกลูโคสเซนเซอร์ [24]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการตรวจวัดกลูโคสของ Clark เริ่มต้นจากเมื่อกลูโคสแทรกผ่านเยื่อเซลโลเฟนเข้ามาทำปฏิกิริยากับ เอนไซม์กลูโคสออกซิเดส กลูโคสจะกลายเป็นกรดกลูโคนิก ส่วนเอนไซม์กลูโคสออกซิเดสเมื่อถูก ออกซิไดซ์ด้วยกลูโคสจะให้ 2 อิเล็กตรอนและ 2 โปรตอนแล้วเปลี่ยนไปอยู่ในอีกรูปหนึ่ง ต่อมา ออกซิเจนที่ละลายอยู่ในสารละลายจะแทรกผ่านเยื่อเพฟลอนรับเอา 2 อิเล็กตรอนและ 2 โปรตอน กลายเป็นแก๊สไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ที่ชีวบวกเกิดเป็นสัญญาณไฟฟ้า ส่วนกลูโคสตัวใหม่ก็สามารถ เกิดการเปลี่ยนแปลงได้อีกเช่นเดียวกันเรื่อยไป เมื่อนำอิเล็กโทรดไปวัดสารตัวอย่างเพื่อหาปริมาณ กลูโคส ปริมาณออกซิเจนที่ใช้ไปจะสัมพันธ์กับปริมาณของเอนไซม์ที่จับกับกลูโคส ดังนั้นปริมาณ กลูโคสที่มีอยู่ก็สามารถวัดได้โดยการวัดปริมาณแก๊สออกซิเจนที่เอนไซม์ใช้ไปนั่นเอง สมการที่ (2.1) แสดงปฏิกิริยารวมที่เกิดขึ้นทั้งหมด



โดยมีตัวเร่งปฏิกิริยา คือ เอนไซม์กลูโคสออกซิเดส และที่ชีวบวกจะเกิดปฏิกิริยาไฟฟ้าเคมีดังสมการที่ (2.2)



จากสมการ จะพบว่า ออกซิเจนมีเลขออกซิเดชันเปลี่ยนจาก 0 เป็น -1 นั่นแสดงว่าที่อิเล็กโทรด มีการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าเคมีเกิดขึ้น จากการเปลี่ยนแปลงนี้ทำให้เราสามารถวัดปริมาณ กระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นหรือปริมาณศักย์ไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงได้ ถ้าเป็นการวัดกระแส ทรานดิวเซอร์ของ เซนเซอร์ชนิดนี้ก็จะ เป็น Amperometric transducer แต่ถ้าเป็นการวัดความต่างศักย์ก็จะเป็น Potentiometric transducer

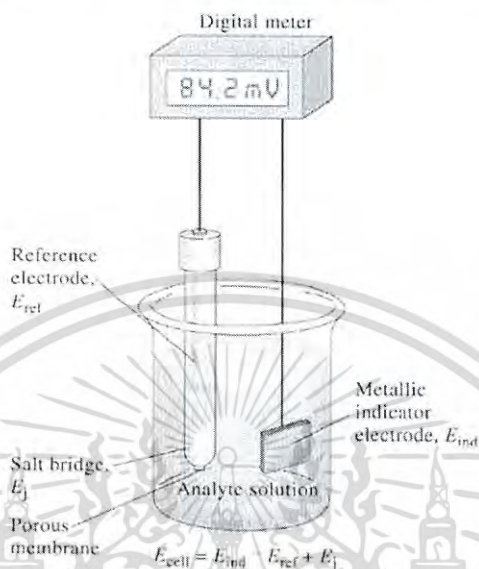
2.2 กลูโคสเซนเซอร์ชนิดปฏิกิริยาเคมี (Electrochemical Glucose Sensor)

ในปัจจุบันกลูโคสเซนเซอร์ได้ถูกพัฒนามาอย่างต่อเนื่องในอุตสาหกรรมไบโอเซนเซอร์ โดยมีหลากหลายทฤษฎีและวิธีการที่นำมาใช้ในการผลิตกลูโคสเซนเซอร์ เช่น หลักการทางปฏิกิริยาเคมี (electrochemical), หลักการตรวจวัดสี (colorimetry), หลักการตรวจวัดความนำไฟฟ้า (conductometry), และหลักการของแสง (optical) เป็นต้น กลูโคสเซนเซอร์ชนิดปฏิกิริยาเคมี (electrochemical glucose sensors) ได้รับความนิยมน้อยกว่าหลายในปัจจุบัน เนื่องมาจาก จุดเด่นของกลูโคสเซนเซอร์ชนิดนี้จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าเซนเซอร์ชนิดอื่นทั้งทางด้านความแม่นยำ และเสถียรภาพ กลูโคสเซนเซอร์ชนิดนี้มีการตอบสนองทางเวลาตั้งแต่ระยะเวลา 1 วินาที ไปจนถึง 10 นาที โดยกลูโคสเซนเซอร์ชนิดปฏิกิริยาเคมี สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 แบบตามลักษณะการทำงาน คือ Potentiometric Glucose sensor, Amperometric Glucose sensor และ Impedimetric Glucose sensor [4]

Potentiometric Glucose sensor เซนเซอร์ชนิดนี้ถูกนำมาใช้วัดระดับน้ำตาล ซึ่งช่วงของระดับ น้ำตาลที่วัดได้ไม่มากนัก โดยใช้หลักการวัดความต่างศักย์ระหว่างอิเล็กโทรดอ้างอิง (reference electrode) กับอิเล็กโทรดบ่งชี้ (indicator electrode) ที่ค่ากระแสไหลผ่านระหว่างขั้วไฟฟ้าเป็น ศูนย์ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.2 ในทางอุดมคติอิเล็กโทรดอ้างอิงแรงดันจะมีค่าคงที่ในขณะที่อิเล็กโทรดบ่งชี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามระดับน้ำตาลในเลือด ค่าความต่างศักย์ระหว่างทั้ง 2 อิเล็กโทรดจะเปลี่ยนแปลงตามระดับของน้ำตาลในเลือดในลักษณะของฟังก์ชันลอการิทึมซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการได้ตามสมการของเนิร์นสต์ (Nernst equation) ในสมการที่ (2.3) [25]



รูปที่ 2.2 หลักการทำงานของ Potentiometric Glucose sensor [25]

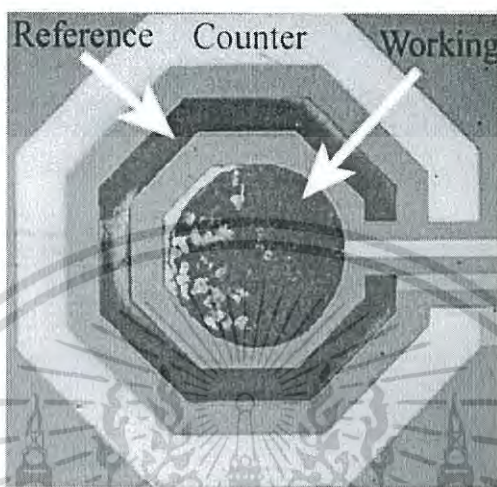
$$E = E_0 + \frac{RT}{Z_i F} \ln \frac{a_i^s}{a_i^\beta} \quad (2.3)$$

- โดยที่
- E_0 คือ ค่าความต่างศักย์ไฟฟ้ามาตรฐานของอิเล็กโทรด
 - R คือ ค่าคงที่ของแก๊ส
 - T คือ ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์
 - F คือ ค่าคงที่ของฟาราเดย์
 - Z_i คือ จำนวนโมลของอิเล็กตรอนที่เกี่ยวข้อง
 - a คือ activity of species i
 - s, β คือ ปริมาณไอออนภายนอกเมมเบรนและภายในเมมเบรน (membrane)

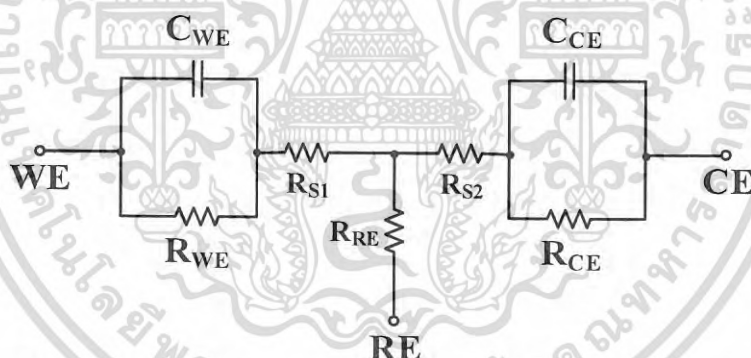
ตัวอย่างเซนเซอร์ชนิดนี้ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายเช่นพวกไอออนเซนเซอร์ได้แก่ Ion-sensitive field-effect transistor (ISFET) โครงสร้างพื้นฐานจะมีลักษณะคล้ายกับ Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) ซึ่งจุดที่แตกต่างกันคือขาเกตของไอส์เฟทจะโดปสารไอออนเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของปฏิกิริยาเคมี

Amperometric Glucose sensor ทำงานโดยอาศัยหลักการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันทางเคมีไฟฟ้าของผลิตภัณฑ์หรือสารตัวกลางโดยการป้อนศักย์ไฟฟ้าแก่ระบบและให้สัญญาณในรูปกระแสไฟฟ้าที่มีความสัมพันธ์กับปริมาณสารที่ต้องการวัด โดยสัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับยูติเตเน้าเปไซบรุษเฮชันต้นการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าในช่วง $1\text{ pA} - 10\text{ }\mu\text{A}$ ซึ่งมีความสัมพันธ์กันเป็นเชิงเส้น ระยะเวลาการตอบสนองของ เซนเซอร์ 1 วินาที - 30 นาที เซนเซอร์ชนิดนี้มีทั้งชนิด 2 ขั้วไฟฟ้า และ 3 ขั้วไฟฟ้า ที่นิยมใช้กันอย่าง แพร่หลายคือชนิด 3 ขั้วไฟฟ้าเนื่องจากสามารถรองรับกระแสได้มากกว่า รูปที่ 2.3 แสดงแอมเพอโร เมตริกกลูโคสเซนเซอร์ของ M. Ahmadi [5]



รูปที่ 2.3 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ [5]



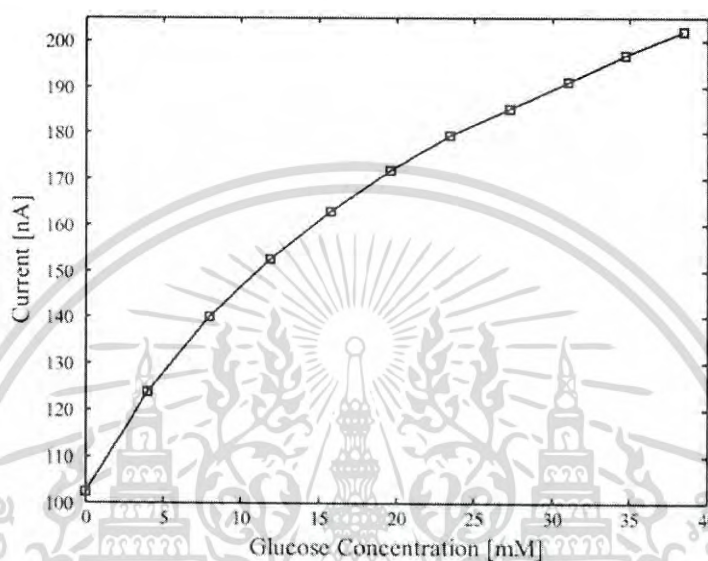
รูปที่ 2.4 แบบจำลองวงจรทางไฟฟ้าของแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ในรูปแบบ RC โมเดล [5]

แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์สามารถจำลองด้วยวงจรไฟฟ้าในรูปแบบของ RC โมเดลดังแสดงใน รูปที่ 2.4 ประกอบด้วย Working Electrode (WE), Reference Electrode (RE) และ Counter Electrode (CE) เมื่อเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันทางเคมีไฟฟ้า ตัวต้านทาน R_{WE} จะเกิดการเปลี่ยนแปลง ค่าความต้านทานทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้าเกิดการเปลี่ยนแปลงตาม ซึ่งทำให้เราสามารถรู้ค่าของระดับของน้ำตาลในเลือดได้ เช่นตัวอย่างกลูโคสเซนเซอร์ของ M. Ahmadi ใน รูปที่ 2.5 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตกับระดับน้ำตาลในเลือด [5] โดยเกณฑ์การ วินิจฉัยโรคเบาหวานขององค์การอนามัยโลก WHO วินิจฉัยว่าบุคคลที่มีระดับน้ำตาลในเลือดขณะอด อาหารที่ช่วงน้อยกว่า 6.1 มิลลิโมล/ลิตร จะอยู่ในเกณฑ์ปกติ ช่วง $6.1-6.9$ มิลลิโมล/ลิตร สุ่มเสี่ยงจะมี น้ำตาลในเลือดบกพร่อง และในช่วงมากกว่าหรือเท่ากับ 7.0 มิลลิโมล/ลิตร เป็นโรคเบาหวานโดย สมบูรณ์แสดงในตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงเกณฑ์การวินิจฉัยโรคเบาหวานขององค์การอนามัยโลก (ที่มา th.wikipedia.org)

สภาวะ	กลูโคสต่ออาหาร (มิลลิโมล/ลิตร)
ปกติ	< 6.1 มิลลิโมล/ลิตร
สุ่มเสี่ยง	6.1-6.9 มิลลิโมล/ลิตร
เบาหวานโดยสมบูรณ์	≥ 7.0 มิลลิโมล/ลิตร



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตกับระดับน้ำตาลในเลือด [5]

Impedimetric Glucose sensor เป็นกลูโคสเซนเซอร์ที่ได้รับความนิยมน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับ Potentiometric Glucose sensor และ Amperometric Glucose sensor โดยเซนเซอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณชานซ์ขนาดเล็กซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าทางชีวภาพในรูปแบบของการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่

ตารางที่ 2.2 แสดงให้เห็นได้ว่าเซนเซอร์ชนิดปฏิบัติการเคมีทั้ง 3 แบบมีประสิทธิภาพการทำงานที่ใกล้เคียงกันและสามารถนำไปใช้ตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดของผู้ป่วยโรคเบาหวานได้ สิ่งที่แตกต่างกันคือกลูโคสเซนเซอร์แบบ Potentiometric จะมีความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตเป็นลอการิทึมทำให้การออกแบบวงจรค่อนข้างซับซ้อน ในส่วนของกลูโคสเซนเซอร์แบบ Impedimetric ปัจจุบันมีการศึกษาเซนเซอร์ชนิดนี้ค่อนข้างน้อยทำให้การศึกษาข้อมูลและนำมาใช้งานค่อนข้างยาก ผู้เขียนจึงเลือกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด Amperometric ซึ่งมีความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตเป็นเชิงเส้นและมีงานวิจัยจำนวนมากให้ศึกษา

ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงประสิทธิภาพของกลูโคสเซนเซอร์

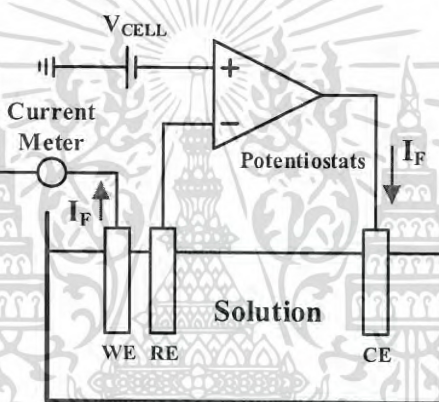
	Potentiometric	Impedimetric	Amperometric
ระยะเวลาตอบสนอง	1 วินาที – 20 นาที	1 วินาที – 15 นาที	1 วินาที – 10 นาที
ช่วงการวัดระดับน้ำตาล	0 – 30 มิลลิโมล	5 – 135 มิลลิโมล	0 – 40 มิลลิโมล
ช่วงเอาต์พุต	72 mV – 300 mV	0 – 0.07 kΩ ⁻¹	1pA – 10μA
แรงดันไบอัส	-	0.28 - 0.32 โวลต์	-0.9 – 0.8 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต การนำข้อความไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต หรือการนำข้อความไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต จะถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์

แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ (Amperometric Glucose Sensor) ที่กล่าวมาข้างต้นทำงานโดยอาศัยหลักการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันทางเคมีไฟฟ้าและให้สัญญาณเอาต์พุตในรูปของกระแสไฟฟ้าที่มีความสัมพันธ์กับปริมาณกลูโคสที่ต้องการวัด จึงจำเป็นต้องมีวงจรไฟฟ้าเพื่อทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของกลูโคสเซนเซอร์(อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้า) เพื่อให้ผู้ใช้สามารถทราบถึงปริมาณกลูโคสได้

วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์จึงเป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งไม่น้อยไปกว่าการออกแบบและสร้างกลูโคสเซนเซอร์ วงจรภาครับด้านหน้าทำหน้าที่รับกระแสเอาต์พุตจากกลูโคสเซนเซอร์มาทำการประมวลผลเพื่อหาค่าของระดับน้ำตาลภายในเลือด โดยทั่วไปแบ่งการทำงานของวงจรภาครับด้านหน้าเป็น 2 ส่วน คือ 1.ส่วนไบอัสแรงดันให้กับเซนเซอร์ (Potentiostats) 2.ส่วนวัดกระแสจากกลูโคสเซนเซอร์ (Current measurement) [5] แสดงในรูปที่ 2.6

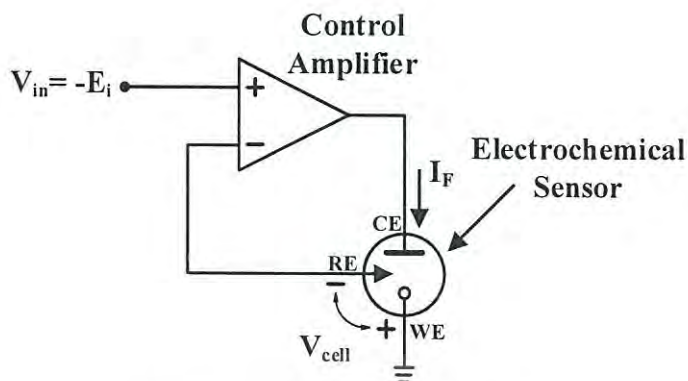


รูปที่ 2.6 โครงสร้างหลักการทำงานของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ [5]

2.3.1 ส่วนไบอัสแรงดันให้กับเซนเซอร์ (Potentiostats)

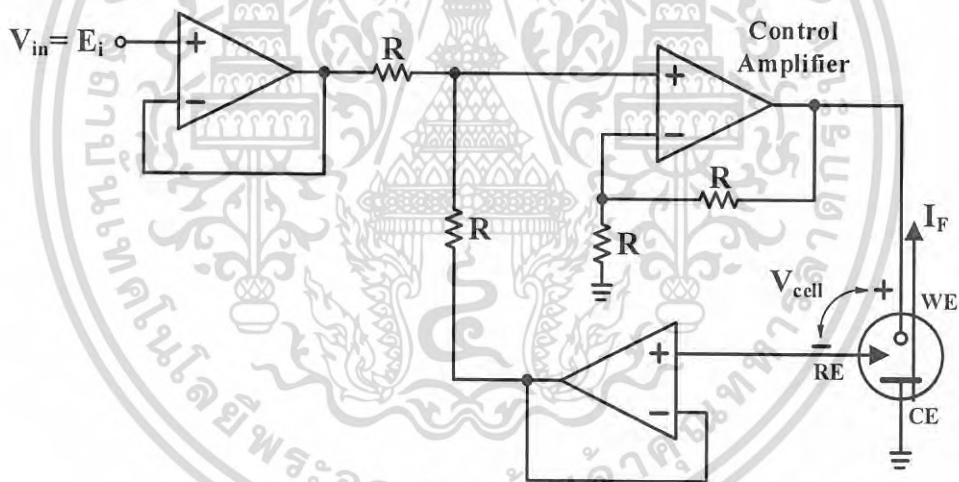
ในส่วนไบอัสแรงดัน (Control Voltage) ทำหน้าที่ไบอัสแรงดันอ้างอิงให้กับเซนเซอร์ (V_{cell}) เพื่อให้เซนเซอร์ทำงานได้อย่างถูกต้อง หากแรงดันอ้างอิงมีค่าไม่คงที่จะทำให้เซนเซอร์ทำงานผิดพลาดและส่งผลกระทบต่อปฏิกิริยาออกซิเดชันในส่วนของวัดกระแสจากกลูโคสเซนเซอร์ (Current measurement) ทำให้กระแสเอาต์พุตที่ได้มีค่าผิดพลาด ซึ่งแรงดัน V_{cell} สามารถสร้างได้ 3 แบบ ตามลักษณะการต่อกลูโคสเซนเซอร์ 1.กรรวดซ์ WE 2.กรรวดซ์ RE และ 3.กรรวดซ์ CE ซึ่งในแบบที่ 1 กับ แบบที่ 2 มีคุณสมบัติเหมือนกันทางด้านไฟฟ้า [5]

โครงสร้างกรรวดซ์ WE แสดงในรูปที่ 2.7 ประกอบด้วยวงจรรขยาย (Control Amplifier) และกลูโคสเซนเซอร์ โดยขั้ว WE ถูกต่อเข้ากับกรรวดซ์ของวงจร แรงดันอ้างอิง V_{in} ถูกป้อนเข้าที่ขาบวกของวงจรรขยายและขาลบของวงจรรขยายถูกต่อเข้ากับขั้ว RE ในการทำงานวงจรรขยายทำหน้าที่ควบคุมแรงดันที่ขั้ว RE ให้มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง V_{in} ด้วยลักษณะการทำงานแบบการป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิงให้กับกลูโคสเซนเซอร์ (V_{cell})



รูปที่ 2.7 โครงสร้างกราวด์ขั้ว WE [5]

โครงสร้างกราวด์ขั้ว CE แสดงในรูปที่ 2.8 ประกอบด้วยวงจรขยายวงจรถ่าย (Control Amplifier) กลูโคสเซนเซอร์ และวงจรับัฟเฟอร์ ลักษณะการทำงานจะคล้ายกับแบบโครงสร้างกราวด์ขั้ว WE โดยใช้เทคนิคการป้องกันแบบลบเพื่อสร้างแรงดันอ้างอิง V_{cell} ให้กับกลูโคสเซนเซอร์ โดยวงจรถ่ายมีอัตราขยายเป็น 2 เท่าเพื่อให้ออสให้แรงดัน V_{cell} มีค่าเท่ากับ V_{in}



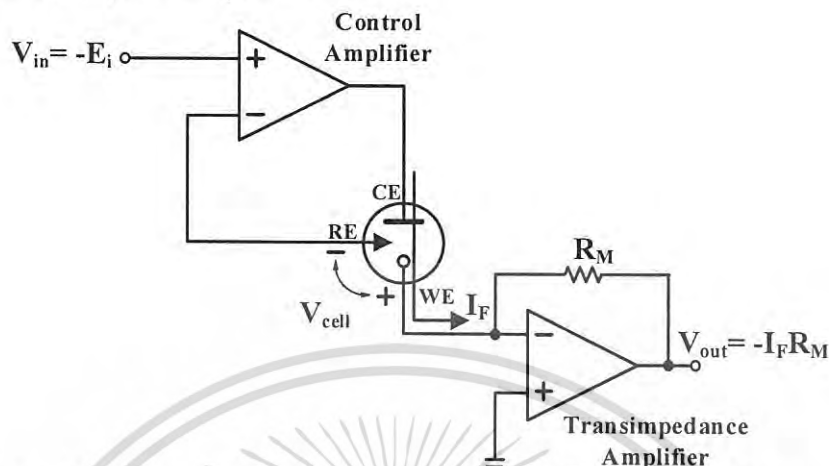
รูปที่ 2.8 โครงสร้างกราวด์ขั้ว CE [5]

จะเห็นได้ว่าโครงสร้างแบบกราวด์ขั้ว CE ในการออกแบบวงจรมีความซับซ้อนกว่าโครงสร้างกราวด์ขั้ว WE ซึ่งอาจทำให้มีปัญหาทางด้านเรื่องของความไม่เข้ากันของวงจร (Mismatches) และการกินกำลังงาน โดยโครงสร้างแบบกราวด์ขั้ว WE เชื่อมต่อกับกราวด์ของวงจรโดยตรง ทำให้มีความทนต่อสัญญาณรบกวนมากกว่าโครงสร้างแบบกราวด์ขั้ว CE

2.3.2 ส่วนวัดกระแสจากกลูโคสเซนเซอร์ (Current measurement)

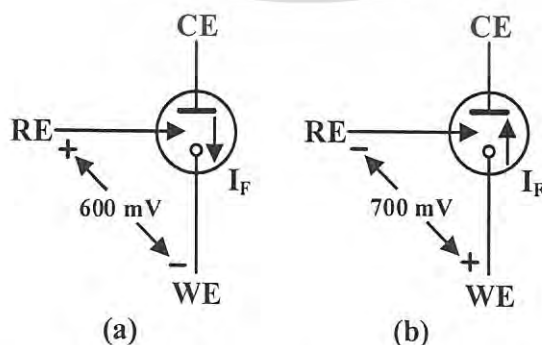
ในการวัดกระแสจากกลูโคสเซนเซอร์ถูกประยุกต์และพัฒนาต่อมาจากโครงสร้างทั้งแบบกราวด์ขั้ว WE และแบบกราวด์ขั้ว CE ในส่วนของไบอัสแรงดัน หนึ่งในโครงสร้างที่นิยมกันมากคือใช้วงจรถ่ายทรานส์อิมพีแดนซ์ (Operational transimpedance amplifier) ทำหน้าที่รับกระแส I_F เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำมาใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกลุโคสเซนเซอร์แปลงเป็นแรงดันไฟฟ้า V_{out} ซึ่งมีความสัมพันธ์กันเป็นเชิงเส้น โดยใช้ตัวต้านทาน R_M สร้างแรงดันเอาท์พุทแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแบบกราวด์ขั้ว WE [5]

จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 2.9 มีข้อดีคือ สามารถออกแบบวงจรได้ง่ายไม่ซับซ้อนเนื่องจากใช้วงจรรขยายเพียง 2 ชุด ในการวัดกระแส I_F ที่มีค่าน้อยสามารถทำได้ง่ายโดยการเพิ่มขนาดของตัวต้านทาน R_M นอกจากนี้แรงดัน V_{cell} และ V_{out} ยังอ้างอิงกับกราวด์ของวงจรอีกด้วย แต่วงจรในรูปที่ 2.9 ยังคงมีข้อด้อยอยู่คือ ขั้วไฟฟ้า WE ไม่ได้ต่ออยู่กับกราวด์ที่แท้จริงของวงจรแต่ต่ออยู่กับกราวด์เสมือน (Virtual ground) ซึ่งอาจทำให้เกิดการเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนได้และในการใช้ตัวต้าน R_M ก็ สามารถสร้างสัญญาณรบกวนได้เช่นเดียวกัน ในการทำงานที่ความถี่ต่ำวงจรนี้สามารถทำงานได้ดีแต่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นความต้านทานอินพุทของวงจรรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์จะเพิ่มสูงขึ้นตามไปด้วยและเนื่องจากกลุโคสเซนเซอร์ต่อเข้ากับวงจรรขยายวงจรรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์โดยตรง ในกรณีนี้อาจส่งผลต่อเสถียรภาพของวงจรและเกิดการออสซิลเลตได้ นอกจากนี้วงจรตรวจวัดกระแสกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแบบกราวด์ขั้ว WE ยังมีปัญหาในเรื่องของแรงดันขั้วไฟหลายอีกด้วย แอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ที่นิยมใช้โดยทั่วไปคือ ชนิดพื้นฐานออกซิเจน (O_2 -based) และชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based) ซึ่งเซนเซอร์ทั้ง 2 ชนิดนี้จะใช้แรงดันไบอัสต่างกันคือ -0.6 โวลต์ กับ 0.7 โวลต์ ตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 2.10

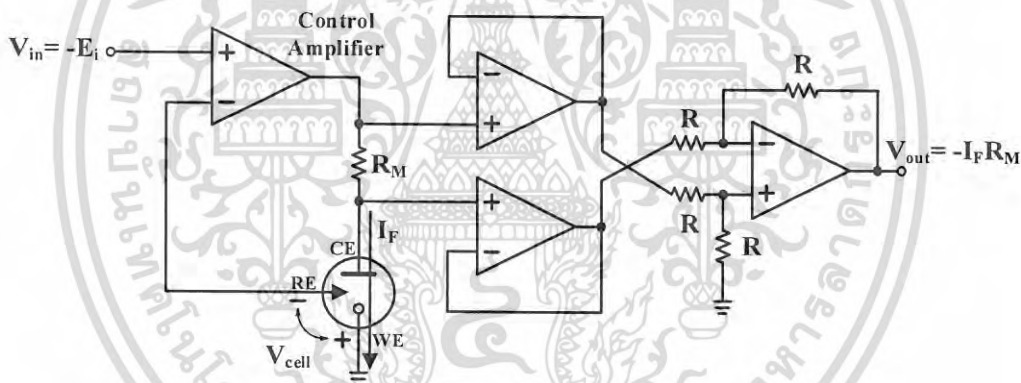


รูปที่ 2.10 แอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ (a) ชนิดพื้นฐานออกซิเจน (O_2 -based) (b) ชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based) [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

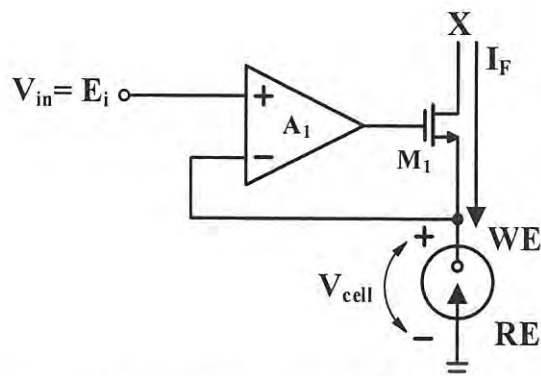
ในกรณีของแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดพื้นฐานออกซิเจน (O_2 -based) ซึ่งใช้แรงดันอ้างอิง -0.6 โวลต์ เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.9 แรงดัน V_{in} จะต้องมีค่าเท่ากับ 0.6 โวลต์ เพื่อให้แรงดัน V_{cell} มีค่าเท่ากับ -0.6 โวลต์ หมายความว่าแรงดันเอาต์พุทของวงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ (V_{out}) จะมีค่าต่ำกว่ากราวด์ซึ่งไม่สามารถทำงานได้ในแรงดันซัพพลายแบบเดี่ยว (Single-supply) ในกรณีของแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based) ใช้แรงดันอ้างอิง 0.7 โวลต์ เพราะฉะนั้นแรงดัน V_{in} จะต้องมีค่าเท่ากับ -0.7 โวลต์ โดยมีค่าต่ำกว่าแรงดันกราวด์ซึ่งไม่สามารถทำงานได้ในแรงดันซัพพลายแบบเดี่ยวเช่นกัน

รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างในการวัดกระแส I_F ของกลูโคสเซนเซอร์แบบกราวด์ชั้ว WE โดยใช้ตัวต้านทาน R_M แทรกเข้าไปในลูปควบคุมแรงดันอ้างอิงและใช้วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation amplifier) ตรวจวัดแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_M ซึ่งวงจรขยายอินสตรูเมนเตชันสามารถวัดสัญญาณที่มีขนาดเล็กได้เป็นอย่างดีและทนต่อสัญญาณรบกวน โดยแรงดันเอาต์พุท (V_{out}) วัดเทียบกับกราวด์ของวงจร ในการเพิ่มตัวต้านทาน R_M เข้าไปในลูปควบคุมแรงดัน (Potentiostats) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ (Passive component) ทำให้ไม่เพิ่มจำนวนโพล (Pole) ของวงจรส่งผลให้วงจรมีเสถียรภาพที่ดี แต่อาจส่งผลให้การสวิงของสัญญาณที่ขั้ว CE แยกหากตัวต้านทาน R_M มีขนาดใหญ่เกินไป



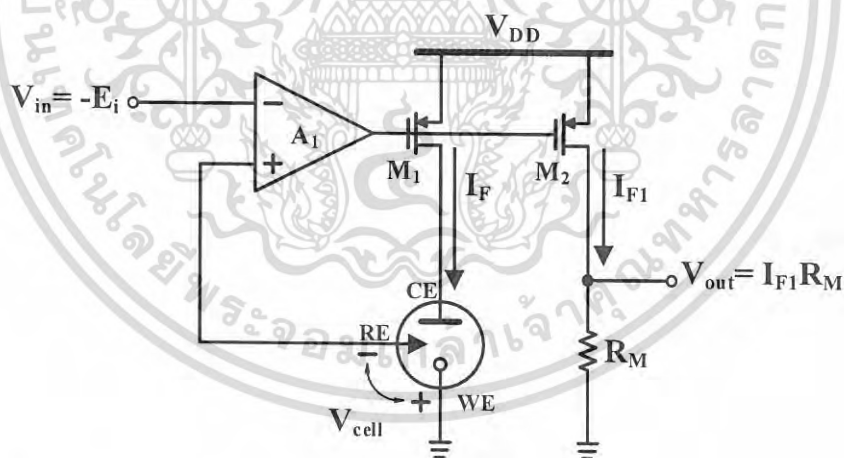
รูปที่ 2.11 โครงสร้างวงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation amplifier) [5]

รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์ที่นิยมใช้กับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 2 ขา ซึ่งสามารถแก้ปัญหาในเรื่องของแรงดันซัพพลายแบบเดี่ยวได้ โดยขั้ว WE ถูกต่อเข้ากับกราวด์เสมือน (Low-impedance node) และวงจรขยาย A_1 ทำหน้าที่โบัสแรงดันอ้างอิงให้กับกลูโคสเซนเซอร์ เนื่องจากที่โหนด X มีความต้านทานสูงทำให้สามารถนำไปประยุกต์เข้ากับในส่วนของการวัดกระแสได้ เช่น สามารถสะท้อนกระแส I_F ไปใช้ในส่วนของการแปลงเป็นแรงดันความถี่ (I-to-F Converter) หรือสามารถนำไปประมวลผลในวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog-to-Digital Converter) เป็นต้น



รูปที่ 2.12 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 2 ขา [5]

รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา ซึ่งอาศัยหลักการทำงานคล้ายรูปที่ 2.12 โดยวงจรรขยาย A_1 และทรานซิสเตอร์ M_1 ทำหน้าที่ไบอัสแรงดันอ้างอิงให้กับกลูโคสเซนเซอร์ที่ขั้ว RE เพื่อสร้างแรงดัน V_{cell} ขาเอาต์พุตของวงจรรขยาย A_1 ถูกต่อเข้ากับขาเกตของทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ในทางทฤษฎีทรานซิสเตอร์ทั้งคู่มีลักษณะเหมือนกันทุกประการ ทำให้กระแส I_F มีค่าเท่ากับกระแส I_{F1} ทรานซิสเตอร์ M_2 ถูกต่อกับตัวต้านทาน R_M เพื่อสร้างแรงดันเอาต์พุต V_{out} โดยแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีความสัมพันธ์กับกระแส I_F เป็นเชิงเส้น

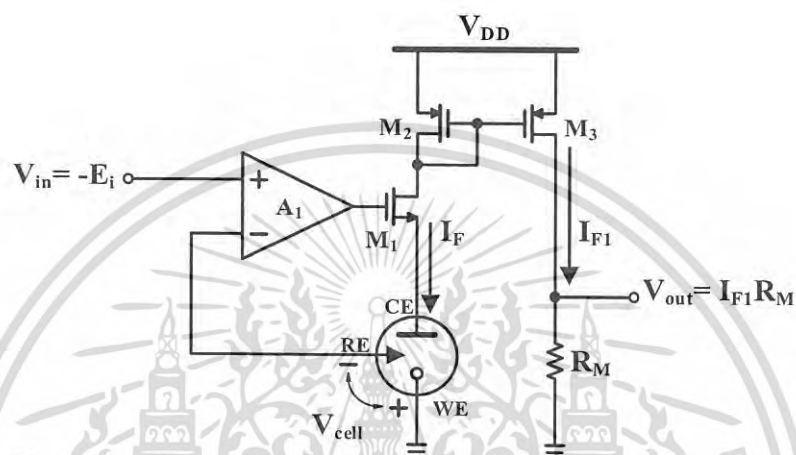


รูปที่ 2.13 โครงสร้างวงจรรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา [5]

ข้อดีของวงจรคือ จะเห็นได้ว่าขั้ว WE ต่อกับกราวด์ทำให้ทนต่อสัญญาณรบกวนและใช้วงจรรขยายเพียง 1 ตัว ทำให้กินกำลังงานน้อย อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีความไม่สมพงษ์ซึ่งอาจก่อให้เกิดความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส I_F ได้ โดยอาจแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยวงจรรสะท้อนกระแสที่มีความแม่นยำสูงเช่นวงจรรสะท้อนกระแสชนิดคาสโคด (Cascode current mirror) ในด้านเสถียรภาพวงจรรขยาย A_1 ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์ M_1 ในลักษณะขอร์สร่วม (Common

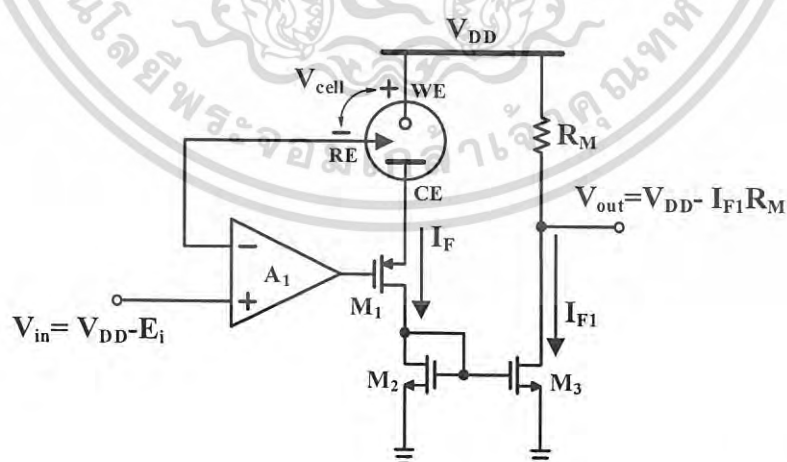
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

source) เปรียบเสมือนเพิ่มในส่วนของ gain-stage ของวงจรซึ่งอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ซึ่งควรรักษาถึงจุดนี้ด้วย วงจรขยายในรูปที่ 2.14 ได้แก้ไขจุดบกพร่องในด้านเสถียรภาพโดยเอาที่พู่ทของวงจรขยาย A_1 ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์ M_1 ในลักษณะเดรนร่วม (Common drain) ซึ่งเปรียบเสมือนทำงานในลักษณะบัฟเฟอร์แรงดัน ทำให้ไม่กระทบต่อเสถียรภาพของวงจรขยาย โดยกระแส I_F ถูกสะท้อนโดยทรานซิสเตอร์ M_2 และ M_3 อย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์ M_1 อาจส่งผลต่อการสวิงของสัญญาณที่ขั้ว CE เนื่องจากแรงดัน V_{GS}



รูปที่ 2.14 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์ที่ถูกพัฒนาทางด้านเสถียรภาพ [5]

วงจรในรูปที่ 2.14 ใช้สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดพื้นฐานออกซิเจน (O_2 -based) และวงจรในรูปที่ 2.15 ใช้สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based)

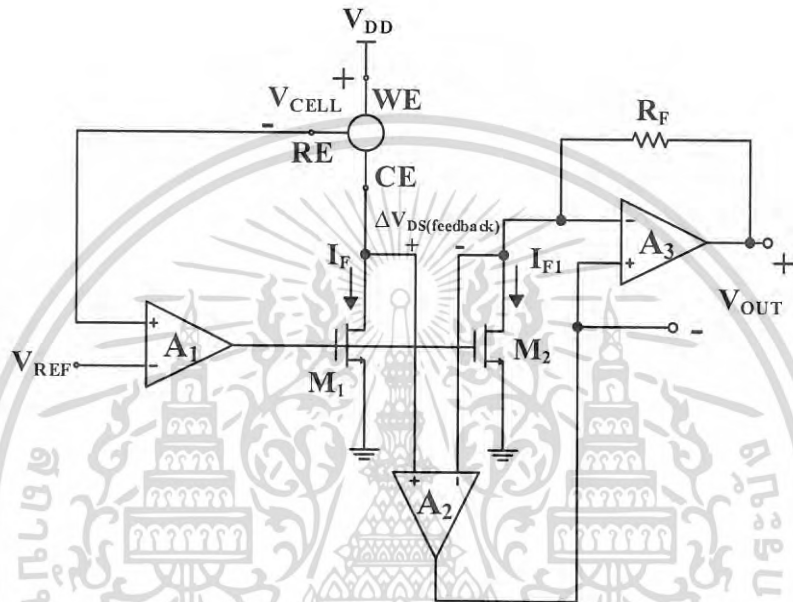


รูปที่ 2.15 โครงสร้างวงจรตรวจวัดกระแสกลูโคสเซนเซอร์สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดพื้นฐานไฮโดรเจนเปอร์ออกไซด์ (H_2O_2 -based) [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 งานวิจัยที่ถูกพัฒนา (วงจรแปลงสัญญาณแบบแรงดัน Current-to-Voltage)

ปี 2011 Milad Razzaghpour, Saul Rodriguez, Eduard Alarcon และ Ana Rusu [6] ได้นำเสนอนำเสนอวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ที่มีความแม่นยำสูง (A Highly-Accurate Low-Power CMOS Potentiostat for Implantable BioSensors) แสดงในรูปแบบที่ 2.16 โดยใช้หลักการทำงานของวงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ทำหน้าที่แปลงสัญญาณกระแส I_{F1} ที่ถูกสะท้อนมาจากกระแส I_F เป็นแรงดันเอาต์พุต V_{out}



รูปที่ 2.16 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ที่มีความแม่นยำสูง [6]

วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ที่มีความแม่นยำสูงประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือวงจรไบอัสแรงดันและวงจรกำจัดค่าความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ในส่วนของวงจรความคุมศักย์ไฟฟ้าประกอบด้วยวงจรขยาย A_1 และทรานซิสเตอร์ M_1 ทำหน้าที่รักษาแรงดันที่ขั้วไฟฟ้า RE (Reference Electrode) ให้มีค่าคงที่เท่ากับแรงดันอ้างอิง (V_{REF}) โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) ค่าความแม่นยำในการรักษาแรงดันสามารถแสดงได้ด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ในสมการที่ (2.4)

$$\frac{V_{RE}}{V_{REF}} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{o1}g_{m1}(R_{WE} \parallel r_{ds1})}} \quad (2.4)$$

- โดย A_{o1} คือ ค่าอัตราขยายลูปเปิดของวงจรขยาย A_1
 g_{m1} คือ ค่าความนำไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ M_1
 R_{WE} คือ ค่าความต้านทานของกลูโคสเซนเซอร์
 r_{ds1} คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับซอร์สของทรานซิสเตอร์ M_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.4) จะเห็นได้ว่าเราควรออกแบบวงจรรขยาย A_1 ให้อัตราขยายลูปเปิดมีค่ามากๆ เพื่อให้แรงดันที่ขั้วไฟฟ้า RE (Reference Electrode) ค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง (V_{REF}) ซึ่งจะทำให้วงจรรขยายมีความคุมศักดีไฟฟ้ามีความแม่นยำสูง ในส่วนของค่า g_{m1} และค่า R_{WE} จะมีค่าไม่คงที่โดยจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของกระแส I_F เช่น ถ้ากระแส I_F มีค่าเพิ่มขึ้น g_{m1} จะมีค่าเพิ่มขึ้นแต่ R_{WE} จะมีค่าลดลง ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อความแม่นยำในการรักษาแรงดันของวงจรรขยายหากอัตราขยาย A_{o1} มีค่าน้อย

ในส่วนของวงจรรขยายกำจัดค่าความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ยังคงมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นเนื่องจากการมอดูเลตความยาวของช่องนำกระแส (Channel length modulation) วงจรรขยาย A_2 จึงถูกนำมาใช้แก้ไขปัญหานี้โดยขาอินพุทของวงจรรขยาย A_2 ต่อเข้ากับ ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 เพื่อลดความผิดพลาดของแรงดัน $V_{DS\ M1,M2}$ วงจรรขยาย A_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายค่าอิมพีแดนซ์ (Transimpedance Amplifier) โดยแปลงกระแส I_{F1} เป็นแรงดัน V_{OUT} ดังสมการที่ (2.5)

$$V_{OUT} = R_F \times I_{F1} \quad (2.5)$$

วงจรรขยาย A_2 ทำหน้าที่ร่วมกับ A_3 เพื่อกำจัดความผิดพลาดของการมอดูเลตความยาวของช่องนำกระแสแสดงในสมการที่ (2.6)

$$V_{OUT} = R_F \times I_{F1} - \Delta V_{DS(\text{feedback})} \quad (2.6)$$

โดย

$$\Delta V_{DS(\text{feedback})} = \Delta V_{DS} \left(\frac{1}{1 + A_{o2} A_{o3} \beta_3} \right) \quad (2.7)$$

โดย A_{o2} คือ ค่าอัตราขยายลูปเปิดของวงจรรขยาย A_2

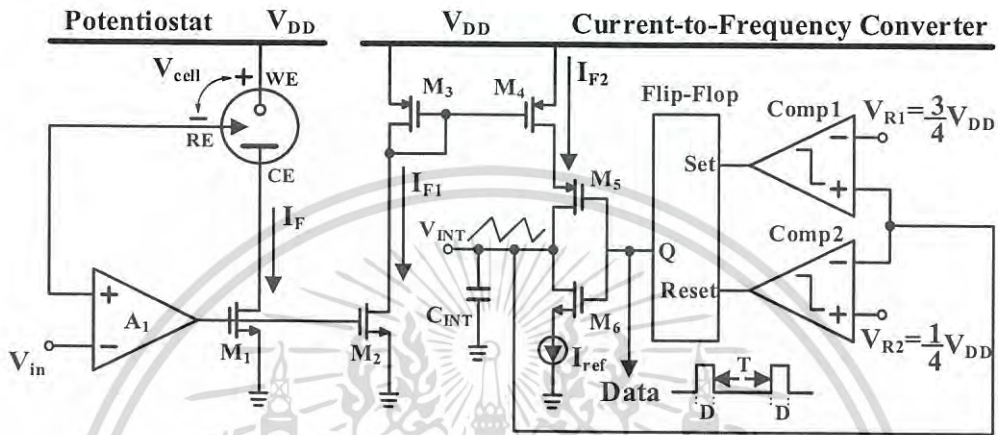
A_{o3} คือ ค่าอัตราขยายลูปเปิดของวงจรรขยาย A_3

$$\beta_3 = r_{ds1} / (r_{ds1} + R_F)$$

จากสมการที่ (2.7) จะเห็นได้ว่าเราควรออกแบบวงจรรขยาย A_2 และ A_3 ให้อัตราขยายลูปเปิดมีค่ามากๆ เพื่อลดค่าความผิดพลาดในการสะท้อนกระแสเนื่องจากผลของการมอดูเลตความยาวของช่องนำกระแส การเพิ่มวงจรรขยาย A_2 เข้ามาในวงจรทำให้ความแม่นยำในการสะท้อนกระแสเพิ่มขึ้น แต่ในขณะเดียวกันก็ทำให้วงจรรขยายกินกำลังงานเพิ่มขึ้นตามไปด้วยเนื่องจากวงจรรขยายเป็นอุปกรณ์ประเภทแอ็กทิฟซึ่งกินกำลังงานสูง

2.3.4 งานวิจัยที่ถูกพัฒนา (วงจรแปลงสัญญาณแบบความถี่ Current-to-Frequency)

ในปี 2009 Mohammad Mahdi Ahmadi และ Graham A. Jullien [5] นำเสนอวงจรมารับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา (Current-Mirror-Based Potentiostats for Three-Electrode Amperometric Electrochemical Sensors) แสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรมารับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา [5]

ในส่วนแรกเป็นวงจรสำหรับไบอัสแรงดันให้กับกลูโคสเซนเซอร์ (Potentiostat circuit) ประกอบด้วยวงจรขยาย A_1 ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น M_1 และ M_2 วงจรขยาย A_1 ทำหน้าที่รักษาแรงดันที่ขั้วไฟฟ้า RE (Reference Electrode) ให้มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิงที่จ่ายให้ (V_{REF}) เพื่อรักษาแรงดันที่ป้อนให้กับกลูโคสเซนเซอร์ให้มีค่าคงที่ ($V_{CELL} = V_{DD} - V_{RE}$) โดยจะทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ M_1 เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) ทรานซิสเตอร์ M_2 ทำหน้าที่สะท้อนกระแส I_F เพื่อจ่ายกระแสไปยังภาคถัดไปของวงจร โดยขาเกตของทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_2 จะต่อกับเอาต์พุตของวงจรขยายเพื่อทำให้แรงดัน V_{GSM1} มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{GSM2} และลดความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส แต่เนื่องจากปัจจัยที่ส่งผลต่อการสะท้อนยังขึ้นอยู่กับค่าความยาวช่องทางเดินกระแสของทรานซิสเตอร์อีกด้วย ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยใช้วงจรสะท้อนการแสบแบบแคสโคด

ในส่วนที่สองเป็นวงจรสำหรับแปลงสัญญาณโดยกระแส I_{F2} ที่ถูกสะท้อนมาจากกระแส I_F ไหลเข้าไปชาร์จที่ตัวเก็บประจุ C_{INT} เกิดเป็นแรงดัน V_{INT} โดยแรงดัน V_{INT} จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ทั้ง 2 ตัว ลักษณะการทำงานกำหนดให้สถานะเริ่มต้นของฟลิปฟล็อปมีเอาต์พุต Q เป็นลอจิก 0 ทรานซิสเตอร์ M_1 ทำงานกระแสเซนเซอร์ (I_{SENSOR}) ไหลผ่าน M_1 ไปชาร์จตัวเก็บประจุ C_{INT} ทำให้แรงดัน V_{INT} มีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อถึงจุดหนึ่งแรงดัน V_{INT} มีค่ามากกว่าแรงดัน $V_{R1} = \frac{3}{4}V_{DD}$ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ Comp1 จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นลอจิก 1 ทำให้ฟลิปฟล็อปเปลี่ยนสถานะการทำงานและให้เอาต์พุต Q เป็นลอจิก 1 ทรานซิสเตอร์ M_5 หยุดทำงานและทรานซิสเตอร์ M_6 เริ่มทำงาน แรงดัน V_{INT} ค่อยๆ ลดลงเนื่องจากถูกดิสชาร์จด้วยกระแส I_{REF} จนกระทั่งแรงดัน V_{INT} มีค่าต่ำกว่าแรงดัน $V_{R2} = \frac{1}{4}V_{DD}$ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ Comp2 จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นลอจิก 1 ทำให้ฟลิปฟล็อปเปลี่ยนสถานะการทำงานอีกครั้งโดยให้เอาต์พุต Q เป็นลอจิก 0 ทรานซิสเตอร์ M_6 หยุดทำงานและทรานซิสเตอร์ M_5 เริ่มทำงานอีกครั้ง จากกระบวนการทำงานที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

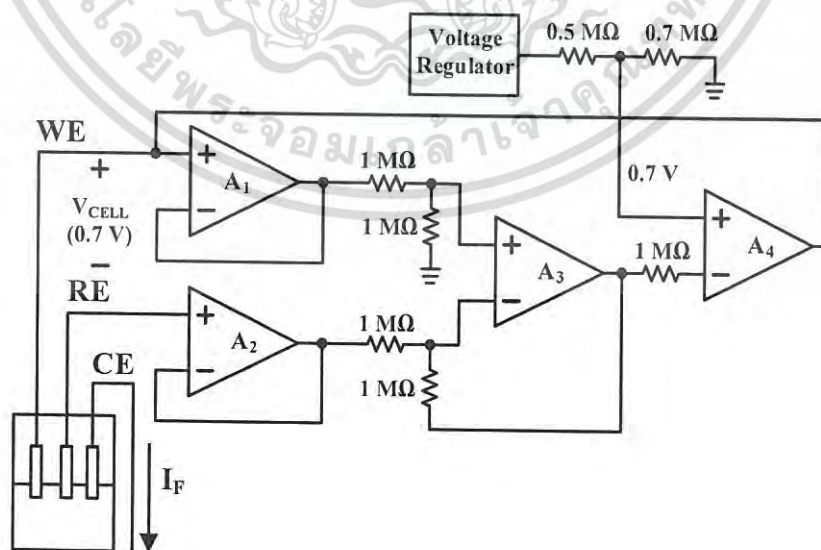
กล่าวมานี้จะได้สัญญาณเอาต์พุต D_{OUT} ดังรูปที่ 2.17 โดยสามารถคำนวณหาเวลาของการชาร์จ (T) และดิสชาร์จ (D) ได้จากสมการที่ (2.8) และ (2.9)

$$T = \frac{V_{DD} C_{INT}}{2I_F} \quad (2.8)$$

$$D = \frac{V_{DD} C_{INT}}{2I_{ref}} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.8) และ (2.9) เวลาการชาร์จ (T) จะแปรผันตามกระแสเซนเซอร์ (I_F) ส่วนเวลาการดิสชาร์จ (D) จะมีค่าคงที่เนื่องจากกระแส I_{ref} มีค่าคงที่ จะเห็นได้ว่างานวิจัยของ Mohammad Mahdi Ahmadi และ Graham A. Jullien ใช้เทคนิคการสะท้อนกระแสจากวงจรไบอัสแรงดันไปทำการแปลงสัญญาณกระแส I_F เป็นสัญญาณความถี่ (Current-to-Frequency Converter) โดยที่ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (Data) จะมีความสัมพันธ์กับกระแส I_F เป็นเชิงเส้น ในการทำงานวงจรของ M.Ahmadi สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี โดยสามารถแปลงสัญญาณอินพุต I_F ได้ในช่วง $1\text{ nA} - 1\text{ }\mu\text{A}$ กินกำลังงานทั้งหมด $70\text{ }\mu\text{W}$ ที่แรงดันซัพพลาย 1.8 โวลต์ (Potentiostat $20\text{ }\mu\text{W}$, I-to-F Converter $50\text{ }\mu\text{W}$) ใช้เทคโนโลยี TSMC $0.18\text{-}\mu\text{m}$ CMOS process

ในปี 2010 Mohammad R. Haider, Syed K. Islam, Salwa Mostafa, Mo Zhang, และ Taeho Oh [7] ได้นำเสนอวงจรวงจรรักษาครีปด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ โดยใช้หลักการแปลงกระแส I_F เป็นความถี่ (Current-to-frequency Converter) โดยใช้เทคนิคการมอดูเลชัน (Modulation) ทั้งแบบชนิดแอมพลิจูด (Amplitude-shift-keying: ASK) และแบบชนิดความถี่ (Frequency-shift-keying: FSK) ในการทำงานของวงจรประกอบด้วย 2 ส่วนหลักๆ คือ วงจรไบอัสแรงดันและวงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่



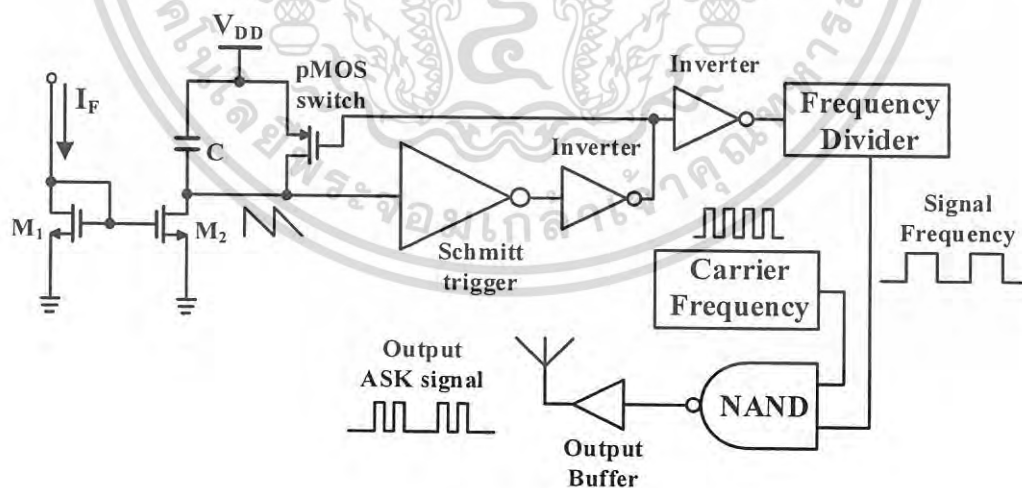
รูปที่ 2.18 โครงสร้างวงจรไบอัสแรงดัน (Potentiostat) [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรไบอัสแรงดัน (Potentiostat) แสดงโครงสร้างในรูปที่ 2.18 ทำหน้าที่ไบอัสแรงดัน 0.7 โวลต์ให้กับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา ประกอบด้วยวงจรขยาย A_1 และ A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรบัฟเฟอร์แรงดันที่ขั้ว WE และ RE ตามลำดับ วงจรขยาย A_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง (Unity Gain) และวงจรขยาย A_4 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณความผิดพลาดเพื่อรักษาแรงดันไบอัสให้มีค่าคงที่

ในการทำงานวงจรขยาย A_1 และ A_2 รับแรงดันจากขั้วไฟฟ้า WE และ RE ซึ่งมีค่า 0.7 โวลต์และกราวด์ ตามลำดับ วงจรขยาย A_3 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณจาก A_1 และ A_2 ในที่นี้มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง วงจรขยาย A_4 รับสัญญาณจาก A_3 เพื่อทำการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (0.7 โวลต์) ที่สร้างมาจากวงจรรักษาแรงดัน (Voltage Regulator) เอาท์พุทของ A_4 ต่อในลักษณะการป้อนกลับ (Feedback) กับขั้วไฟฟ้า WE เพื่อรักษาแรงดันระหว่างขั้ว WE กับ RE ให้มีค่าคงที่

ในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่ (Current-to-frequency Converter) Mohammad R. Haider ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ 2 แบบ สำหรับการมอดูเลชันแบบ ASK และ FSK โดยการแปลงสัญญาณแบบ ASK แสดงโครงสร้างในรูปที่ 2.19 ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนของการแปลงกระแส I_F เป็นสัญญาณความถี่และส่วนของการมอดูเลชันแบบ ASK ในส่วนของการแปลงสัญญาณเป็นความถี่ (Current signal processing block) กระแส I_F จากกลูโคสเซนเซอร์ถูกสะท้อนโดยทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 โดยตัวเก็บประจุต่อเข้ากับแรงดันซัพพลาย V_{DD} กับขาเดรนของทรานซิสเตอร์ M_2 เพื่อสร้างแรงดันอินทิเกรตให้กับวงจรชmitt trigger (Schmitt trigger circuit) ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันอินทิเกรตกับศักย์จุดชนวนด้านสูง (Upper Trigger Potential) และศักย์จุดชนวนด้านต่ำ (Lower Trigger Potential) เอาท์พุทของวงจรชmitt trigger ถูกต่อเข้ากับขาเกตของทรานซิสเตอร์ชนิด pMOS เพื่อทำการชาร์จและคายประจุของตัวเก็บประจุ โดยความถี่สัญญาณเอาท์พุทของวงจรชmitt trigger จะเปลี่ยนแปลงตามกระแสเซนเซอร์ I_F

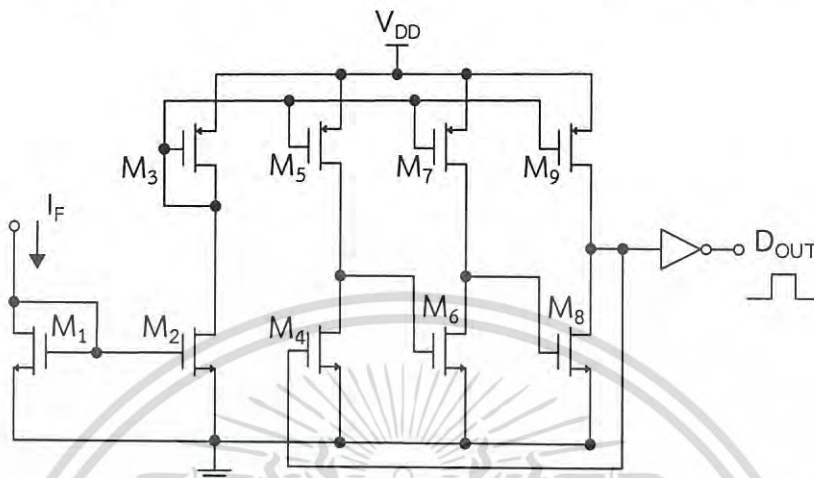


รูปที่ 2.19 วงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่สำหรับการมอดูเลชันแบบ ASK [7]

จากนั้นสัญญาณเอาท์พุทของวงจรชmitt trigger ถูกหารความถี่โดยวงจรหารความถี่ (Frequency Divider) เพื่อให้สัญญาณที่ต้องการมอดูเลชันมีความถี่น้อยกว่าสัญญาณพาหะ (Carrier Frequency) และทำการมอดูเลชันกับสัญญาณพาหะเพื่อส่งสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ไปยังวงจรในภาคถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่สำหรับการมอดูเลชันแบบ FSK แสดงโครงสร้างในรูปที่ 2.20 ในการทำงานกระแส I_F จากกลูโคสเซนเซอร์จะถูกฉีด (Current Injection) ให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ (current-controlled oscillator :CCO)



รูปที่ 2.20 วงจรแปลงสัญญาณเป็นความถี่สำหรับการมอดูเลชันแบบ FSK [7]

วงจรที่ใช้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวน โดยใช้กระแสจากกลูโคสเซนเซอร์ควบคุมความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต (D_{OUT}) ทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ทำหน้าที่สะท้อนกระแสจากเซนเซอร์เข้าสู่วงจรออสซิลเลเตอร์ ทรานซิสเตอร์ M_3 ทำหน้าที่ไบอัสกระแสให้กับออสซิลเลเตอร์โดยผ่าน M_5 , M_7 และ M_9 โดยค่ากระแสจะแปรผันตรงกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ซึ่งความถี่ของออสซิลเลเตอร์หาได้จากสมการที่ (2.10) และ (2.11)

$$f_{OSC} = \frac{1}{2NT_d} \tag{2.10}$$

$$T_d = \frac{V_{OSC} C_{GS}}{I_F} \tag{2.11}$$

โดย N คือ จำนวนของวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

T_d คือ ดีเลย์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

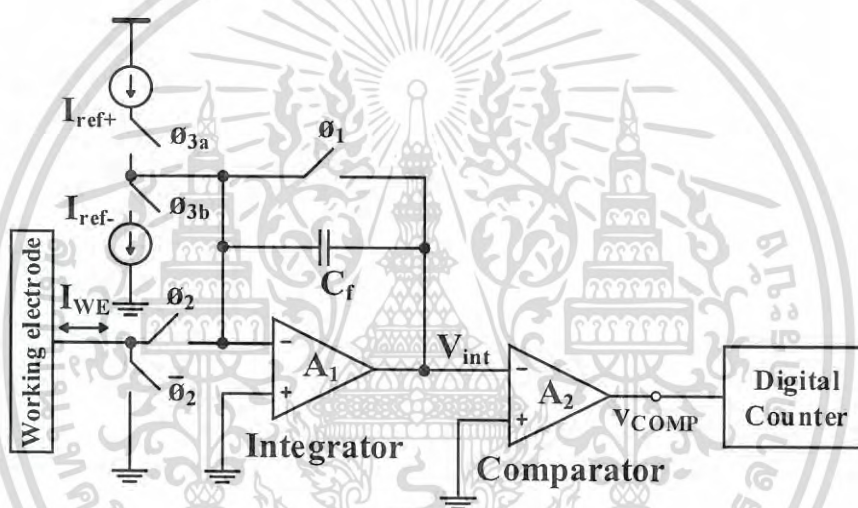
V_{OSC} คือ แอมพลิจูดของการออสซิลเลชัน

C_{GS} คือ ค่าตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขาเกตกับขอร์สของทรานซิสเตอร์

จากนั้นสัญญาณเอาต์พุทของวงจรรอสวิตช์จะถูกนำไปทำการมอดูเลชันแบบ FSK ในส่วนต่อไป Mohammad R. Haider ได้นำเสนอวงจรมอดูเลชันสัญญาณกระแสเป็นความถี่ทั้ง 2 ชนิด ตามเทคนิคการมอดูเลชันซึ่งวงจรถัง 2 ชนิดสามารถทำงานได้ดี โดยสามารถแปลงสัญญาณได้ในช่วง $0.2 \mu\text{A} - 2 \mu\text{A}$ โดยชนิด ASK กินกำลังงาน $400 \mu\text{W}$ ใช้ไฟเลี้ยง 1.5 โวลต์ และชนิด FSK กินกำลังงาน 1.6 mW ใช้ไฟเลี้ยง 2.5 โวลต์

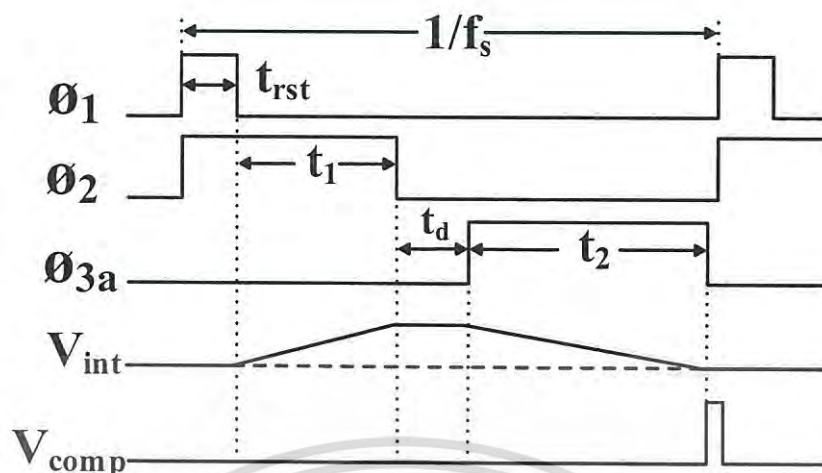
2.3.5 งานวิจัยที่ถูกพัฒนา (วงจรมอดูเลชันสัญญาณแบบดิจิตอล Analog-to-Digital Converter)

ในปี 2008 Peter M. Levine [10] ได้นำเสนอวงจรมอดูเลชันสัญญาณกระแสเป็นดิจิตอลเอาต์พุท โดยใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบความชันคู่ (Dual-slope ADC) แสดงโครงสร้างในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจรมอดูเลชันสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบความชันคู่ (Dual-slope ADC) [10]

วงจรมอดูเลชันของ Peter M. Levine สามารถแปลงสัญญาณได้ในช่วงกระแสอินพุท $100 \text{ pA} - 250 \text{ nA}$ ช่วงความถี่การสุ่มค่า (Sampling rate) 10 kHz ใช้เทคโนโลยี standard $0.25\text{-}\mu\text{m}$ CMOS process จากรูปที่ 2.21 ประกอบด้วยวงจรมอดูเลชันอินทิเกรเตอร์ A_1 (Integrator Op-Amp) ทำหน้าที่สร้างแรงดันที่มีค่าความชันค่าหนึ่ง V_{int} และวงจรมอดูเลชันเปรียบเทียบ A_2 (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดัน V_{int} กับแรงดันอ้างอิง เพื่อควบคุมวงจรมอดูเลชัน (Digital Counter) ทำการนับช่วงระยะเวลาในการคายประจุ C_f



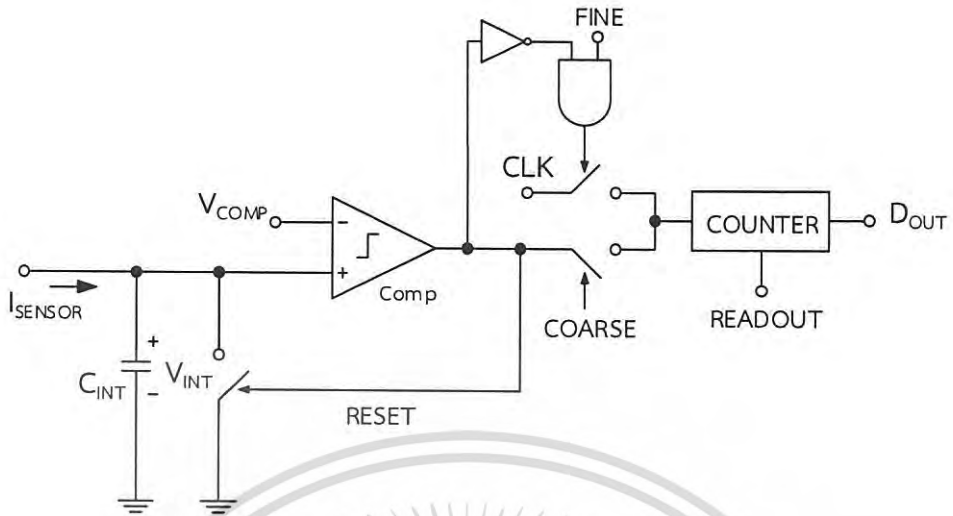
รูปที่ 2.22 แผนผังแสดงการทำงานของวงจร (Timing Diagram) [10]

การทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 2.22 เริ่มต้นด้วยการทำงาน ϕ_1 ในช่วงเวลา t_{rst} ทำการคายประจุในตัวเก็บประจุ C_f ต่อมาในช่วงเวลา t_1 ใน ϕ_2 กระแส I_{WE} ทำการชาร์จในตัวเก็บประจุ C_f เกิดเป็นเป็นแรงดัน V_{int} ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยความชันค่าหนึ่ง ในการทำงานช่วงการคายประจุ ϕ_{3a} ช่วงเวลา t_2 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง I_{ref+} และ I_{ref-} ทำการนำกระแสทำให้ประจุในตัวเก็บประจุ C_f ถูกดิสชาร์จด้วยค่าการแสดคที่ I_{ref} ส่งผลทำให้แรงดัน V_{int} มีค่าลดลงจนกระทั่งแรงดัน V_{int} มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง (กราวด์) วงจรเปรียบเทียบจะให้สัญญาณเอาต์พุตดิจิตอลเป็น 1 ทำให้วงจรนับหยุดทำงาน โดยกระแส I_{WE} สามารถหาได้จากสมการที่ (2.12)

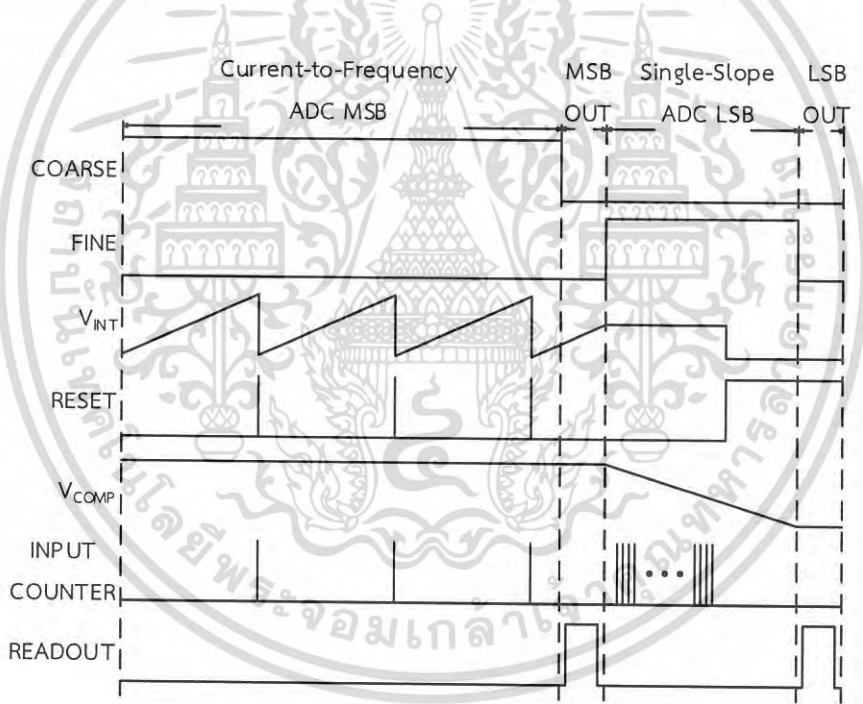
$$I_{WE} = \frac{t_2}{t_1} \times I_{ref} \quad (2.12)$$

วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นดิจิตอลเอาต์พุตโดยใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบความชันคู่ (Dual-slope ADC) ของ Peter M. Levine ใช้ความถี่การสุ่ม (Sampling Rate) 2.5 kHz, ความถี่สัญญาณนาฬิกา ϕ_{ck} 3.5 MHz ได้ความละเอียดของการแปลงสัญญาณ 10 บิต (LSB= 240 pA)

ในปี 2013 Meisam Honarvar Nazari, Hamed Mazhab-Jafari, Lian Leng, Axel Guenther และ Roman Genov [8] ได้นำเสนอวงจรแปลงกระแสเป็นดิจิตอลเอาต์พุตที่มีช่วงกว้างมาก โดยใช้วงจรแปลงกระแสเป็นความถี่ทำงานร่วมกับวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบความชันเดี่ยว (Single-Slope ADC) ทำให้วงจรมีขนาดเล็กและประหยัดพลังงานและให้อาต์พุตที่มีช่วงกว้าง ดังรูปที่ 2.23 และแผนผังแสดงการทำงานของวงจร (Timing Diagram) แสดงในรูปที่ 2.24

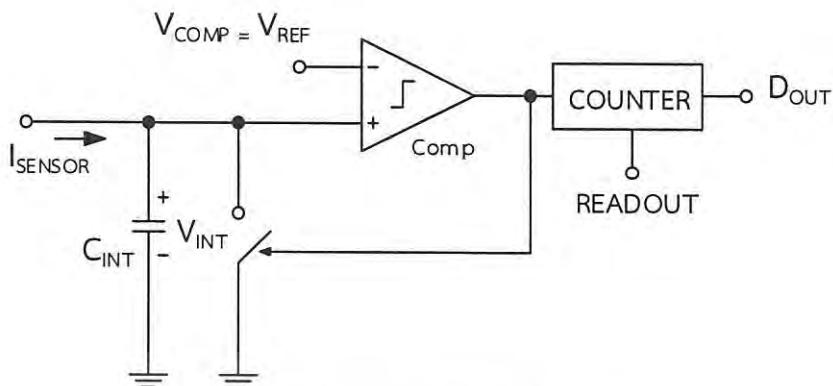


รูปที่ 2.23 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล [8]



รูปที่ 2.24 แผนผังแสดงการทำงานของวงจร (Timing Diagram) [8]

วงจรถูกแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วน ในส่วนแรกเป็นส่วนแปลงกระแสเป็นความถี่และใช้วงจรนับ (Counter) แปลงสัญญาณจากความถี่เป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งจะอยู่ในรูปแบบของเลขไบนารีดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 วงจรแปลงกระแสเป็นความถี่ [8]

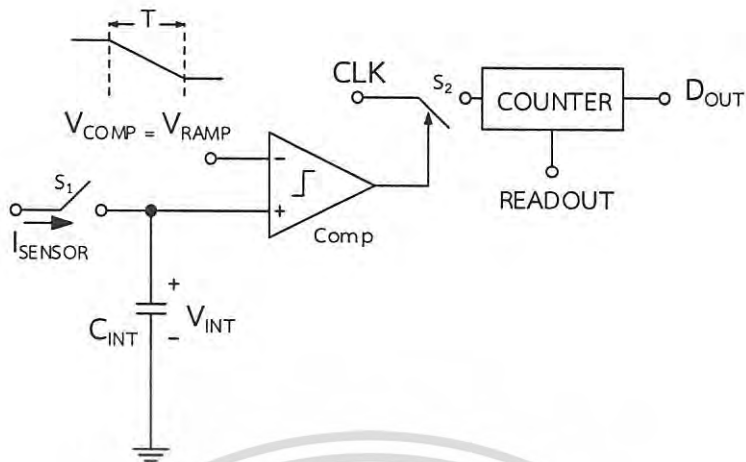
วงจรแปลงกระแสเป็นความถี่ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงสัญญาณแบบหายาบ (Most Significant Bit :MSB) โดยกระแสจากเซนเซอร์ (I_{SENSOR}) จะไหลเข้ามาชาร์จที่ตัวเก็บประจุ C_{INT} เกิดเป็นแรงดัน V_{INT} โดยแรงดัน V_{INT} ถูกต่อเข้ากับขาบวกของวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เพื่อเปรียบเทียบแรงดันระหว่าง V_{COMP} กับ V_{INT} เมื่อแรงดัน V_{INT} มีค่ามากกว่าแรงดัน V_{COMP} วงจรเปรียบเทียบจะให้เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 แรงดัน V_{INT} จะถูกรีเซ็ตเป็นศูนย์ เพื่อทำการเปรียบเทียบในรอบต่อไป โดยค่ากระแสเซนเซอร์ (I_{SENSOR}) หาได้จากสมการที่ (2.13)

$$I_{\text{SENSOR}} = \frac{N_{\text{MSB}} C_{\text{INT}} V_{\text{REF}}}{T_{\text{Phase1}}} + \Delta I \quad (2.13)$$

โดย N_{MSB} คือ จำนวนพัลส์วิดท์ที่ขาอินพุตของวงจรรนับ (Counter)
 C_{INT} คือ ตัวเก็บประจุ
 V_{REF} คือ แรงดันอ้างอิงของวงจรเปรียบเทียบ (Comparator)
 T_{Phase1} คือ ระยะเวลาการทำงานของเฟสที่หนึ่ง
 ΔI คือ กระแสที่เหลือจากจากรวงจรรส่วนแรก

การทำงานในส่วนแรกจะเห็นได้ว่าหากกระแสเซนเซอร์มีค่าต่ำจะทำให้การชาร์จตัวเก็บประจุ C_{INT} ใช้ระยะเวลานาน ทำให้ระยะเวลาการทำงานของเฟสที่หนึ่ง (T_{Phase1}) เพิ่มขึ้นส่งผลทำให้การแปลงสัญญาณทำได้ช้าลง เพื่อกำจัดข้อด้อยนี้จึงอาศัยวงจรในส่วนที่สอง

วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) ถูกนำมาใช้แก้ไขปัญหากรณีกระแสเซนเซอร์มีค่าต่ำ ซึ่งวงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นตัวแปลงสัญญาณแบบละเอียด (Least Significant Bit :LSB) ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) [8]

เมื่อเริ่มการทำงานของเฟสที่สอง สวิตช์ S_1 เปิดและสวิตช์ S_2 ปิด วงจรนับเริ่มนับเวลาของเฟสที่สอง แรงดัน V_{INT} คือแรงดันที่เหลือจากวงจรส่วนแรกซึ่งถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดัน V_{RAMP} เมื่อแรงดัน V_{RAMP} มีค่าน้อยกว่าแรงดัน V_{INT} วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) จะให้เอาต์พุตลอจิกเป็น 1 สวิตช์ S_2 จะเปิดทำให้วงจรถับหยุดนับเวลา กระแสเซนเซอร์ (I_{SENSOR}) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.14)

$$I_{SENSOR} = \frac{C_{INT} N_{MSB} V_{REF}}{T_{Phase1}} + \frac{C_{INT} V_{INT}}{T_{Phase1}} \quad (2.14)$$

โดย ΔI คือสมการที่ (2.15)

$$\Delta I = \frac{C_{INT} V_{INT}}{T_{Phase1}} \quad (2.15)$$

V_{INT} คำนวณได้จากสมการที่ (2.16)

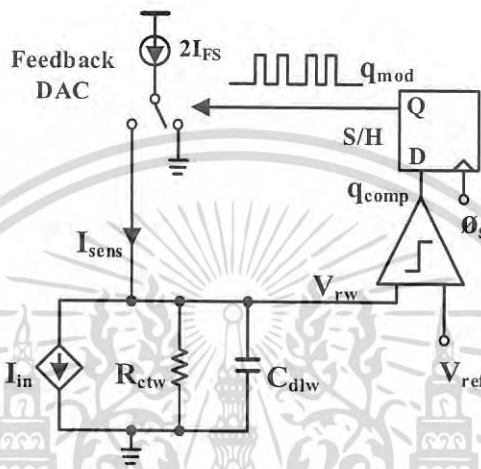
$$V_{INT} = N_{LSB} \left(\frac{T_{CLK}}{T_{Phase2}} \right) \times V_{REF} \quad (2.16)$$

โดย V_{INT} คือ แรงดันที่เหลือจากวงจรส่วนแรก
 N_{LSB} คือ จำนวนเอาต์พุตของวงจรถับ
 T_{CLK} คือ สัญญาณนาฬิกา
 T_{Phase2} คือ ระยะเวลาเฟสที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

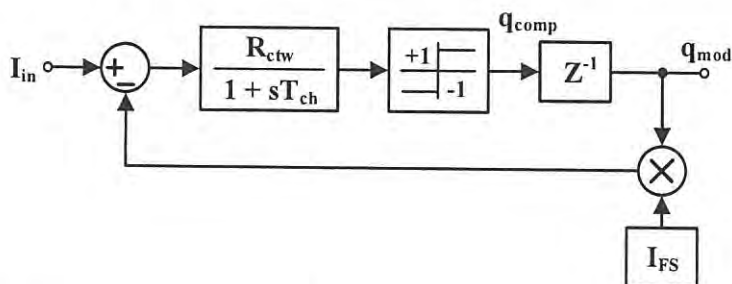
วงจรของ Meisam Honarvar Nazari ทำงานโดยใช้แรงดันไฟเลี้ยง 3.3 โวลต์ ใช้เทคโนโลยี 0.35- μm Standard CMOS technology สามารถแปลงสัญญาณอินพุตได้กว้าง 95 dB (24 pA – 350 nA) โดยใช้ความถี่ในการสุ่มที่ 0.1 kHz และ 1 kHz กินกำลังงานทั้งหมด 188 μW

ในปี 2014 Stepan Sutula [11] ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นดิจิตอลเอาต์พุต โดยใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่ามอดูเลชัน (Delta-Sigma ADC) แสดงโครงสร้างในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่า (Delta-Sigma ADC) [11]

วงจรแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่า อาศัยหลักการทำงานโดยการเปรียบเทียบกระแสเซนเซอร์ I_{in} กับกระแส I_{sens} จากการป้อนกลับจากสัญญาณดิจิตอล q_{mod} เป็นสัญญาณอนาล็อก I_{sens} (Digital-to-Analog) โดยที่ผลต่างของกระแส I_{sens} กับ กระแส I_{in} จะไหลผ่านตัวต้านทาน R_{ctw} เกิดเป็นแรงดัน V_{rw} วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ทำหน้าที่เป็นวงจรวัดระดับสัญญาณชนิด 1 บิต (Quantizer 1 bit) ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดัน V_{rw} กับ V_{ref} และให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นลอจิก 1 เมื่อแรงดัน $V_{rw} > V_{ref}$ ในให้ลอจิก 0 ในทางกลับกัน สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะถูกสุ่มและคงค่าด้วยวงจรดีฟลิปฟลอป (D-Flipflop) โดยควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณนาฬิกา ϕ_s สัญญาณเอาต์พุตของฟลิปฟลอป q_{mod} จะถูกป้อนกลับไปยังกลุโคสเซนเซอร์ในรูปแบบของสัญญาณอนาล็อก รูปที่ 2.28 แสดงผังการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่า (Block diagram)



รูปที่ 2.28 ผังการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแบบเดลต้าซิกม่า (Block diagram) [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรของ Stepan Sutula ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยี low-cost 1M CMOS ใช้แรงดันไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ช่วงกระแสอินพุท 2 μA – 32 μA ได้ความละเอียด 10 บิต และกินกำลังงานต่ำสุด 25 μW ที่ค่ากระแส 2 μA

2.4 สรุปวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์

วงจรรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ โดยพื้นฐานทั่วไปสามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็น 2 ส่วน คือ 1. ส่วนของวงจรรักษาแรงดันไบอัสให้กับกลุโคสเซนเซอร์ (Potentiostat- circuits) ในส่วนนี้ใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบระหว่างวงจรขยายกับขั้ว RE ของกลุโคสเซนเซอร์ ซึ่งต้องมีอัตราขยายสูงพอที่จะรักษาแรงดันอ้างอิง V_{cell} ให้กับกลุโคสเซนเซอร์ 2. ส่วนของการวัดกระแสจากกลุโคสเซนเซอร์ (Current measurement) ในส่วนนี้สามารถทำได้หลากหลายวิธีตามลักษณะการประยุกต์ใช้งาน โดยรับกระแส I_F ที่ส่งผ่านมาจากในส่วนของวงจรรักษาแรงดันไบอัสมาทำการแปลงเป็นสัญญาณชนิดต่างๆ เช่น แรงดันไฟฟ้า ความถี่ และสัญญาณดิจิทัล เป็นต้น ตารางที่ 2.3 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของงานวิจัยที่ได้กล่าวมาข้างต้น

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของงานวิจัยที่ได้กล่าวมาข้างต้น

ชนิดสัญญาณ	เทคโนโลยี	แรงดันไฟเลี้ยง	ช่วงสัญญาณอินพุท	การกินกำลังงาน	ความเป็นเชิงเส้น (R^2)
[9] 2009 SE (I-to-V)	TSMC- 0.18 μm	1.8 V	-	8,640 μW (Measurement)	0.999
[9] 2009 FE (I-to-V)	TSMC- 0.18 μm	1.8 V	-	15,840 μW (Measurement)	0.998
[6] 2011 (I-to-V)	0.15 μm CMOS	1.8 V	10nA - 1 μA	32 μW (Simulation)	0.99993
[5] 2009 (I-to-F)	0.18 μm CMOS	1.8 V	1nA - 1 μA	70 μW (Measurement)	0.9984
[7] 2010 ASK (I-to-F)	0.35 μm CMOS	1.5 V	0.2 μA - 2 μA	400 μW (Measurement)	0.9999
[7] 2010 FSK (I-to-F)	0.5 μm CMOS	2.5 V	0.2 μA - 2 μA	1,675 μW (Measurement)	0.99997
[10] 2008 (ADC)	0.25 μm CMOS	2.5 V	100pA - 250nA (ความละเอียด 10 บิต)	-	-
[8] 2013 (ADC)	0.35 μm CMOS	3.3 V	24pA - 350nA	188 μW (Measurement)	-
[11] 2014 (ADC)	Low-cost 1M CMOS	5 V	2 μA - 32 μA (ความละเอียด 10 บิต)	25 μW (Measurement)	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

พื้นฐานวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าและวงจรแปลงสัญญาณ

3.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับกลูโคสเซนเซอร์ชนิด Amperometric Glucose sensor ซึ่งเป็นกลูโคสเซนเซอร์ประเภท Invasive method ในการใช้งานจำเป็นต้องฝังกลูโคสเซนเซอร์พร้อมทั้งวงจรภาครับด้านหน้าไว้ภายใต้ผิวหนังโดยอาจอยู่ในรูปของแคปซูล ทำให้ในการออกแบบวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับ Amperometric Glucose sensor จำเป็นต้องออกแบบให้วงจรกินกำลังงานต่ำเพื่อป้องกันปัญหาในการส่งผ่านพลังงานในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ถ้าหากวงจรกินกำลังงานสูงทำให้ต้องส่งกำลังงานที่สูงตามไปด้วย ซึ่งการส่งกำลังงานที่สูงเกินไปอาจทำลายเนื้อเยื่อผิวหนังของผู้ป่วยได้ ในบทนี้ได้นำเสนอเทคนิคและหลักการพื้นฐานในการออกแบบวงจรที่กินกำลังงานต่ำ ตลอดจนหลักการพื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับกลูโคสเซนเซอร์ชนิด Amperometric Glucose sensor

3.2 การทำงานของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion region)

การทำงานของมอสเฟตโดยทั่วไปนิยมใช้กัน ในย่านการทำงานแบบย่านผันกลับแข็งแรง (Strong-inversion) เมื่อแรงดัน $V_{GS} \geq V_t$ การทำงานในย่านนี้มอสเฟตจะเกิดช่องนำกระแส ทำให้เกิดเป็นกระแส I_D จากแรงดัน V_{DS} และเมื่อแรงดัน $V_{GS} < V_t$ จะไม่เกิดช่องทางเดินกระแสทำให้กระแส I_D เป็น 0 แต่ในทางปฏิบัติเมื่อแรงดัน $V_{GS} < V_t$ มอสเฟตยังคงสามารถนำกระแสได้แต่มีค่าน้อยมากอยู่ในช่วง 10-100 nA ซึ่งในการทำงานของมอสเฟตในย่านนี้เรียกว่า ย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion) [15] การทำงานในย่านนี้เกิดจากการแพร่ของพาหะนำไฟฟ้าส่วนน้อย (Diffusion-current) ซึ่งเกิดจากความแตกต่างกันของความหนาแน่นของพาหะนำไฟฟ้าส่วนน้อย ก่อให้เกิดเป็นกระแส I_D ในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม แสดงในสมการที่ (3.1)

$$I_D = I_{DT} \left(\frac{W}{L} \right) \exp \left(\frac{V_{GS} - V_t}{n V_T} \right) \times \left[1 - \exp \left(- \frac{V_{DS}}{V_T} \right) \right] \quad (3.1)$$

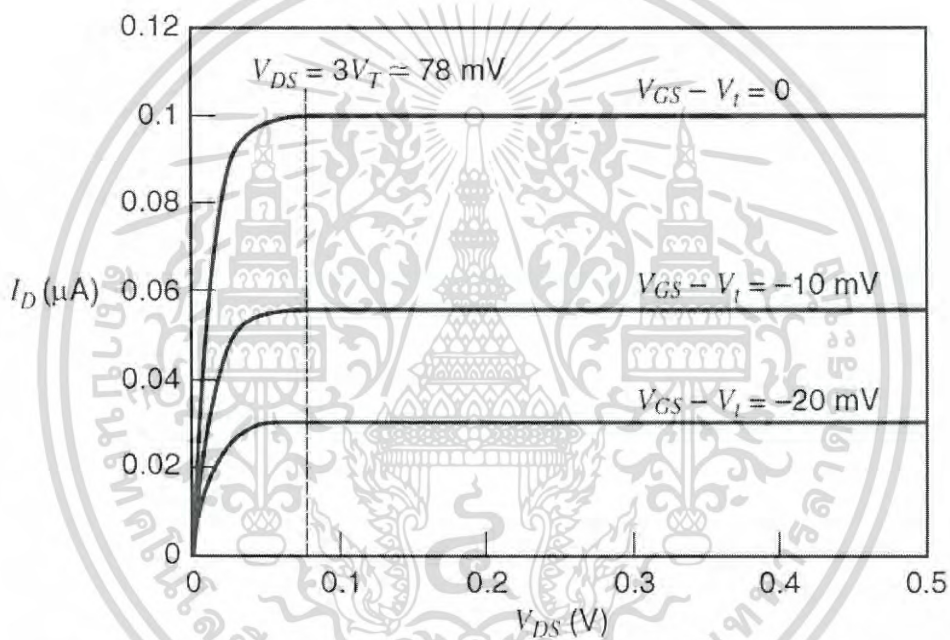
โดย $I_{DT} = 2n\mu_n C_{ox} V_T^{-2}$, $V_T = kT/q$ และ n คือ สัมประสิทธิ์ความชัน (Slope-factor) ซึ่งแสดงค่าในสมการที่ (3.2)

$$n = \left(\frac{\partial \phi_s}{\partial V_{GB}} \right)^{-1} = 1 + \frac{C_j}{C_{ox}} \quad (3.2)$$

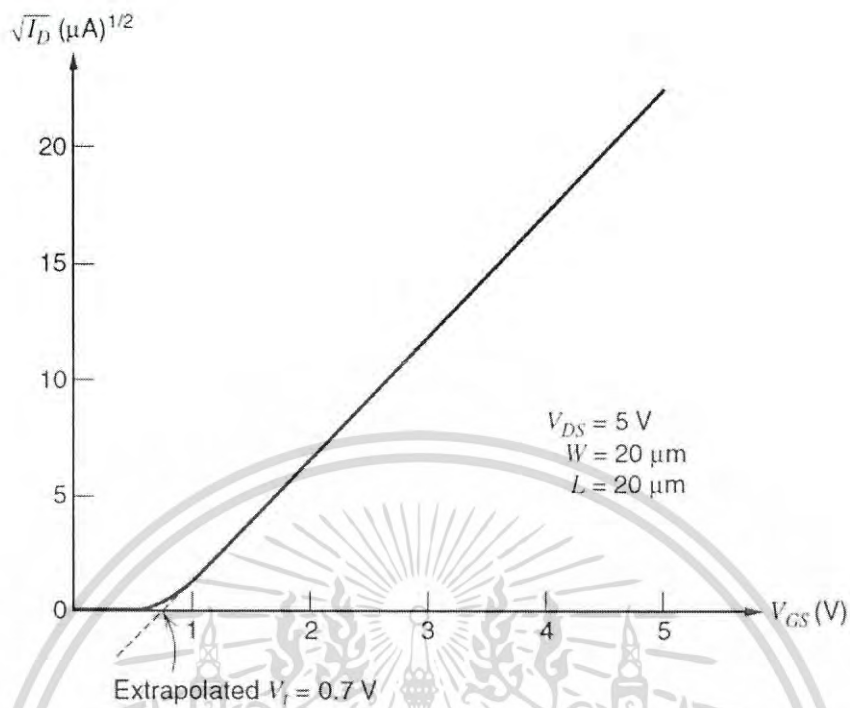
โดย ϕ_s คือ ศักย์ไฟฟ้าพื้นผิวของฐานรองที่เชื่อมต่อกับขั้วออกไซด์และ C_j คือ ความจุไฟฟ้าของเขตปลอดพาหะที่อยู่ใต้เกต โดยทั่วไป n มีค่าประมาณ 1-2 [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

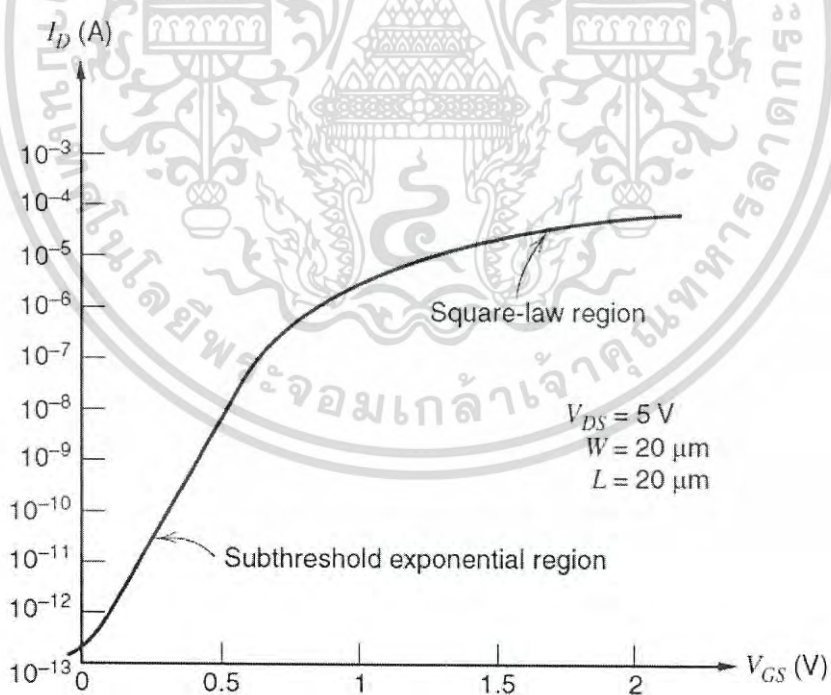
รูปที่ 3.1 แสดงค่ากระแส I_D ในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion) โดยใช้โมสเฟต ที่มีขนาด $W = 20 \mu\text{m}$, $L = 20 \mu\text{m}$, $n = 1.5$ และ $I_{DT} = 0.1 \mu\text{A}$ สังเกตได้ว่ากระแส I_D จะมีค่าที่ไม่เป็น 0 ในช่วงที่แรงดัน $V_{GS} \leq V_t$ รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\sqrt{I_D}$ กับแรงดัน V_{GS} จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นเส้นตรงแสดงว่าโมสเฟตมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับกฎกำลังสอง (Ideal Square-law) ทำให้สามารถคาดการณ์แรงดัน V_t ได้ประมาณ 0.7 โวลต์ รูปที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D กับแรงดัน V_{GS} ในระนาบกึ่งล็อกการิทึมจะเห็นได้ว่าที่แรงดัน $V_{GS} < V_t$ ($V_{GS} < 0.7$ โวลต์) กราฟมีลักษณะเป็นเส้นตรงที่มีความชันคงที่ ซึ่งแสดงว่ากระแส I_D เป็นฟังก์ชันล็อกการิทึมของแรงดัน V_{GS} ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.1) ที่ค่ากระแส $I_D < 10^{-12}$ ความสัมพันธ์จะไม่ใช่เชิงเส้น เนื่องจากกระแสรั่ว



รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D กับแรงดัน V_{DS} ในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion) [15]



รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\sqrt{I_D}$ กับแรงดัน V_{GS} [15]



รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D กับแรงดัน V_{GS} ในระนาบที่ล็อกการิทึม [15]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

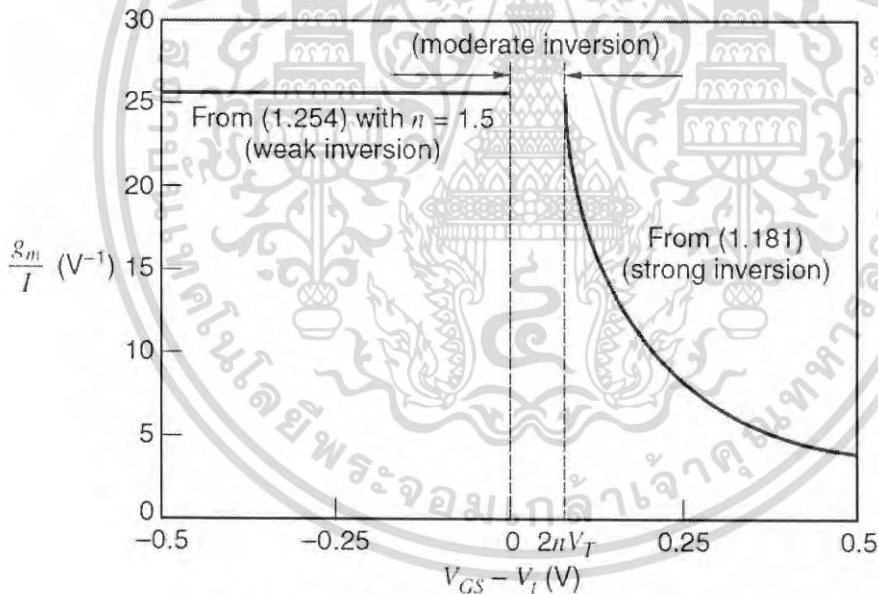
จากสมการที่ (3.1) เราสามารถหาค่า g_m ของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion) ได้ในสมการที่ (3.3)

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{I_D}{nV_T} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) แสดงว่า g_m ของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงแรงดันขีดเริ่มมีค่าแปรผันตรงกับกระแสเดรนไปตรงและแรงดันความร้อนและมีค่าประสิทธิภาพของ g_m ต่อ I_D ดังสมการที่ (3.4)

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{1}{nV_T} \quad (3.4)$$

จะเห็นได้ว่า g_m ต่อ I_D เป็นอิสระจากแรงดัน $V_{GS} - V_t$ รูปที่ 3.4 แสดงค่าประสิทธิภาพของ g_m ต่อ I_D กับแรงดัน $V_{GS} - V_t$ เมื่อมอสเฟสทำงานในย่านต่ำกว่าแรงแรงดันขีดเริ่มค่าประสิทธิภาพของ g_m ต่อ I_D จะมีค่าคงที่ตามสมการที่ (3.4)



รูปที่ 3.4 ค่าประสิทธิภาพของ g_m ต่อ I_D กับแรงดัน $V_{GS} - V_t$ [15]

เราสามารถคำนวณค่าความถี่ f_t ของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงแรงดันขีดเริ่มได้จากสมการที่ (3.5) โดยเนื่องจากในย่านต่ำกว่าแรงแรงดันขีดเริ่มไม่มีช่องนำกระแสทำให้ C_{gs} และ C_{gd} เท่ากับ 0 และ $C_{gs} + C_{gd} + C_{gb} \approx C_{gb}$

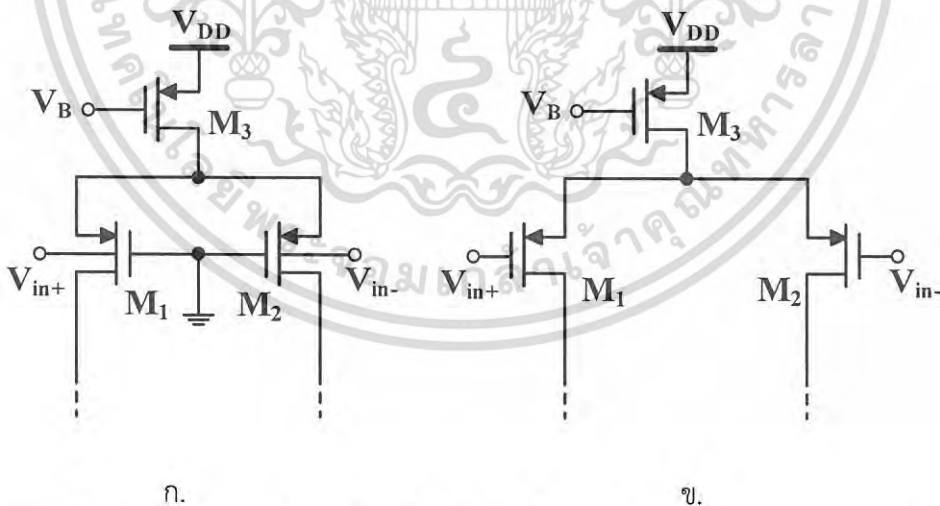
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_t \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{g_m}{C_{gb}} \right) = \frac{1}{2\pi} \frac{\left(\frac{I_D}{V_T} \right) \left(\frac{C_{ox}}{C_{ox} + C_j} \right)}{WL \left(\frac{C_{ox} C_j}{C_{ox} + C_j} \right)} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{I_D}{V_T} \right) \frac{1}{WLC_j} \quad (3.5)$$

มอสเฟตที่ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มสามารถนำไปประยุกต์ใช้สำหรับวงจรรอนาลอกที่กินกำลังงานต่ำสำหรับที่ความถี่ต่ำได้ แต่สำหรับในทางวงจรถิตจัตอลการที่มอสเฟตมีกระแสไหลในสถานะปิดทำให้เกิดการสิ้นเปลืองกำลังงานอันเนื่องมาจากกระแสรั่ว

3.3 การทำงานของมอสเฟตโดยไบอัสบอดี้ (Bulk-Driven Technique)

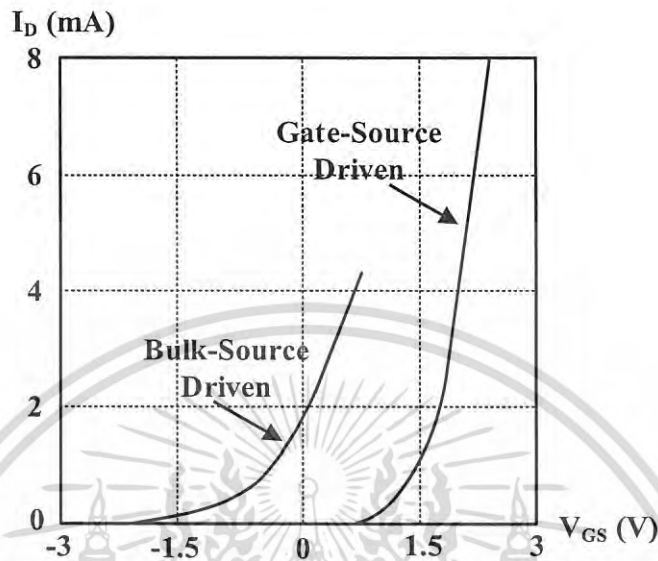
ในวงจรรอนาลอกทั่วไปนิยมใช้มอสเฟต โดยการไบอัสแรงดันที่ขาเกตของมอสเฟตเกิดเป็นแรงดัน V_{GS} ค่าหนึ่ง เมื่อแรงดัน $V_{GS} \geq V_t$ มอสเฟตจึงเริ่มนำกระแส ในการออกแบบวงจรรอนาลอกที่ต้องการใช้ไฟเลี้ยงขนาดน้อยกว่า 1 โวลต์ จึงทำได้ยากเนื่องจากติดปัญหาของแรงดัน V_t การทำงานของมอสเฟตโดยไบอัสบอดี้ (Bulk-Driven Technique) [16] ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อลดปัญหาของแรงดัน V_t ในการออกแบบวงจรร ทำให้วงจรมีประสิทธิภาพที่แรงดันไฟต่ำ แต่ก็ต้องแลกมาด้วยค่าความนำไฟฟ้าของขาบอดี้ g_{mb} ที่มีค่าต่ำกว่าค่าความนำไฟฟ้าขาเกต g_m อยู่มาก จึงทำให้วงจรรที่ออกแบบมีอัตราขยาย (Open-loop Gain) และแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ต่ำกว่าโครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาเกต รูปที่ 3.5 ก. แสดงโครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาบอดี้ และ ข. แสดงโครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาเกต



รูปที่ 3.5 ก. โครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาบอดี้ (Bulk-Driven differential pair) และ ข. โครงสร้างของการไบอัสแรงดันที่ขาเกต (Gate-Driven differential pair) [16]

ในการทำงานของการไบอัสแรงดันที่ขาบอดี้ ทำให้มอสเฟตสามารถนำกระแสได้ที่แรงดัน $V_{BS} \geq V_t$, $V_{BS} < V_t$ และ $V_{BS} < 0$ แสดงในรูปที่ 3.6 สมการที่ (3.6) แสดงคุณลักษณะยกกำลังสอง (Square-

law) ของ PMOS ทราบซิสเตอร์ในย่านการทำงานแบบอิ่มตัว (Saturation) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_D กับแรงดันขาสอด V_{GS}



รูปที่ 3.6 การทำงานของการไบอัสแรงดันที่ขาสอด (Bulk-Driven) กับ (Gate-Driven) [16]

$$I_D = \frac{1}{2} \beta \left(V_{SG} - V_{THP0} - \gamma_P \left(\sqrt{2\phi_F + V_{BS}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right)^2 \quad (3.6)$$

โดย V_{THP0} คือแรงดันเทรสโฮลด์ของ PMOS ทราบซิสเตอร์ที่ขั้วสเตรท 0 โวลต์ ϕ_F คือค่าเฟอร์มิของขอด (Fermi-Potential) γ_P คือค่าสัมประสิทธิ์ของผลบอดี้ ค่าความนำไฟฟ้า g_{mb} สามารถหาได้จากค่าความชันในสมการที่ (3.6) จะได้ (3.7)

$$g_{mb} = \frac{dI_D}{dV_{BS}} = \left| -\beta \left(V_{SG} - V_{THP0} - \gamma_P \left(\sqrt{2\phi_F + V_{BS}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right) \frac{\gamma_P}{2\sqrt{2\phi_F + V_{BS}}} \right| \quad (3.7)$$

จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง g_{mb} กับ g_m ดังแสดงในสมการที่ (3.8)

$$g_{mb} = g_m \frac{\gamma_P}{2\sqrt{2\phi_F + V_{BS}}} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) จะเห็นได้ว่าค่าความนำ g_{mb} มีค่าน้อยกว่า g_m เช่นในกรณีนี้แรงดัน V_{BS} มีค่าเป็น 0 โวลต์ค่าความนำไฟฟ้า g_{mb} จะมีขนาดเป็น 0.36 เท่าของค่าความนำไฟฟ้า g_m ซึ่งทำให้การออกแบบวงจรยากขึ้น

จากโครงสร้างของทราบซิสเตอร์ชนิด PMOS ที่แสดงในรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8 ความจุไฟฟ้าแฝงของทราบซิสเตอร์ประกอบด้วย C_{SB} , C_{DB} และ C_{B-sub} ซึ่งค่าความจุแฝงเหล่านี้เกิดจากกระบวนการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

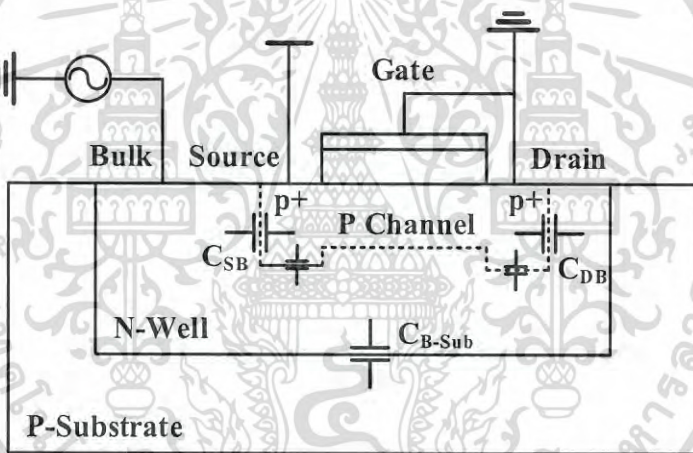
ผลิตซึ่งส่งผลต่อแบนด์วิดท์ของวงจร โดย C_{SB} , C_{DB} และ C_{B-sub} มีค่าเท่ากับสมการที่ (3.9), (3.10) และ (3.11) ตามลำดับ

$$C_{SB} = (A_{channel} + A_{source})C_{js} + P_s C_{j-sw} \tag{3.9}$$

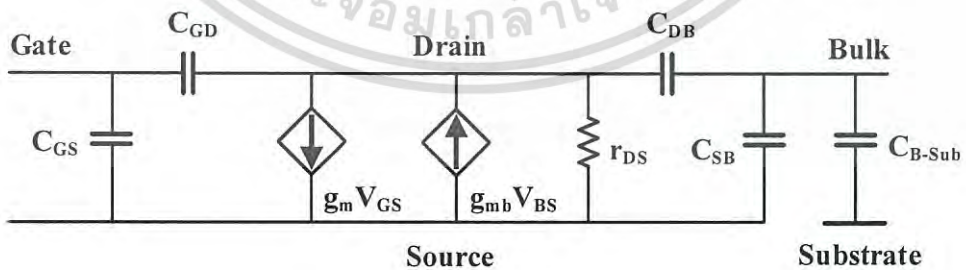
$$C_{DB} = A_{drain} C_{jd} + P_d C_{j-sw} \tag{3.10}$$

$$C_{B-sub} = A_{well} C_{jwell} + P_{well} C_{j-well-sw} \tag{3.11}$$

โดย A_{source} , A_{drain} และ A_{well} คือพื้นที่หน้าตัดของชาซอร์ส, เดรน และเวล ตามลำดับ P_s , P_d และ P_{well} คือค่าความยาวของรอยต่อ C_{js} , C_{jd} และ C_{jwell} คือค่าความจุที่พลีขึ้นต่อพื้นที่ระหว่างชาซอร์สต่อบอดี้, เดรนต่อบอดี้ และเวลต่อซึบเสตรท ตามลำดับ C_{j-sw} และ $C_{j-well-sw}$ คือความจุไฟฟ้าด้านข้างตีพลีขึ้นต่อความยาว ความจุแฝงทั้งหมดของการไบอัสแรงดันที่ชาบอดี้ (Bulk-Driven) มีขนาดใหญ่กว่าการไบอัสแรงดันที่ชาเกต (Gate-Driven) ประมาณ 3.8 เท่า



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS [16]



รูปที่ 3.8 โครงสร้างสัญญาณขนาดเล็กของทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS (Small-signal Model) [16]

ความถี่ที่อัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง (f_T) ของการไบอัสแรงดันที่ชาบอดี้ (Bulk-Driven) และการไบอัสแรงดันที่ชาเกต (Gate-Driven) แสดงในสมการที่ (3.12) และ (3.13) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{T,\text{bulk-driven}} = \frac{g_{mb}}{2\pi(C_{SB} + C_{DB} + C_{B\text{-sub}})} \quad (3.12)$$

$$f_{T,\text{gate-driven}} = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} \quad (3.13)$$

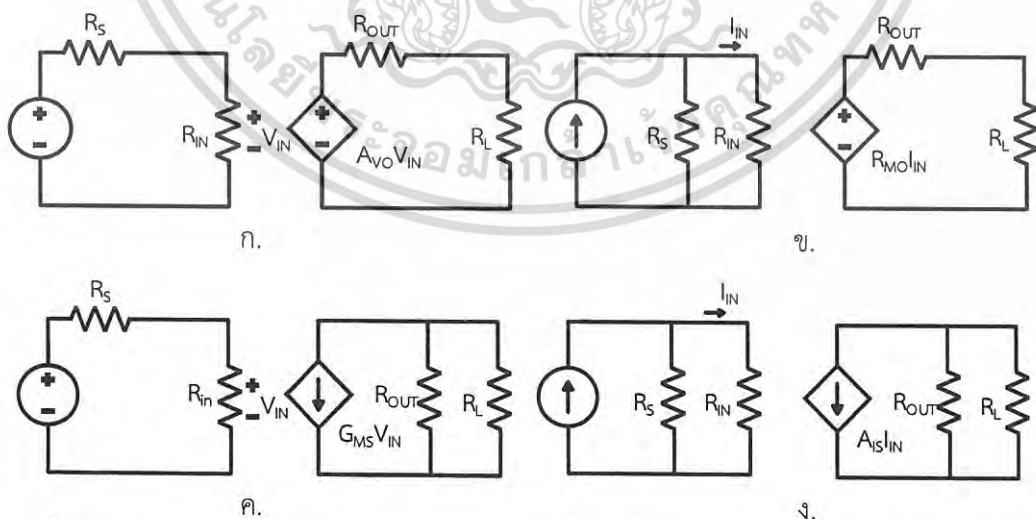
จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) แสดงให้เห็นว่าทรานซิสเตอร์ที่ไบอัสแรงดันที่ขาบอดีจะทำงานได้ที่ความถี่ต่ำกว่าไบอัสแรงดันที่ขาเกต เนื่องมาจากตัวเก็บประจุแฝงที่มีขนาดใหญ่กว่าและค่าความนำไฟฟ้า g_{mb} ที่มีขนาดเล็กกว่า

3.4 วงจรขยาย (Op-Amp)

วงจรรขยายเป็นส่วนหนึ่งในวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) ที่มีความสำคัญและได้รับความนิยมมากเนื่องจากสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย วงจรรขยายเป็นวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ชนิดแอคทีฟ (Active Circuits) ซึ่งต้องใช้พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟ วงจรรขยายทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งหลักในการออกแบบวงจรรขยายเพื่อนำมาใช้ในวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าจะคำนึงถึง อัตราขยายเปิด เสถียรภาพ และการกินกำลังงาน เป็นสำคัญ ซึ่งวงจรรขยายจะแตกต่างกันไปตามลักษณะการประยุกต์ใช้งาน

3.4.1 ชนิดของวงจรรขยาย

วงจรรขยายสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ประเภท ตามลักษณะการขยายสัญญาณ [12] 1. วงจรรขยายแรงดัน 2. วงจรรขยายกระแส 3. วงจรรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ 4. วงจรรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 3.9.



รูปที่ 3.9 ก. วงจรเสมือนของวงจรรขยายแรงดัน ข. วงจรเสมือนของวงจรรขยายกระแส ค. วงจรเสมือนของวงจรรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ ง. วงจรเสมือนของวงจรรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.9 แสดงวงจรเสมือนของวงจรขยายทั้ง 4 ชนิด สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตของวงจรขยายได้ในสมการที่ (3.14) (3.15) (3.16) และ (3.17) ซึ่งแสดงอัตราขยายของวงจรขยายแรงดัน (A_V) วงจรขยายกระแส (A_I) วงจรขยายทรานส์คอนดักแตนซ์ (G_M) และวงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ (R_M) ตามลำดับ

$$A_V = \left(\frac{R_{IN}}{R_S + R_{IN}} \times \frac{R_L}{R_{OUT} + R_L} \right) A_{VO} \quad (3.14)$$

$$A_I = \left(\frac{R_S}{R_{IN} + R_S} \times \frac{R_{OUT}}{R_L + R_{OUT}} \right) A_{IO} \quad (3.15)$$

$$G_M = \left(\frac{R_{IN}}{R_S + R_{IN}} \times \frac{R_{OUT}}{R_L + R_{OUT}} \right) G_{MS} \quad (3.16)$$

$$R_M = \left(\frac{R_S}{R_{IN} + R_S} \times \frac{R_L}{R_L + R_{OUT}} \right) R_{MO} \quad (3.17)$$

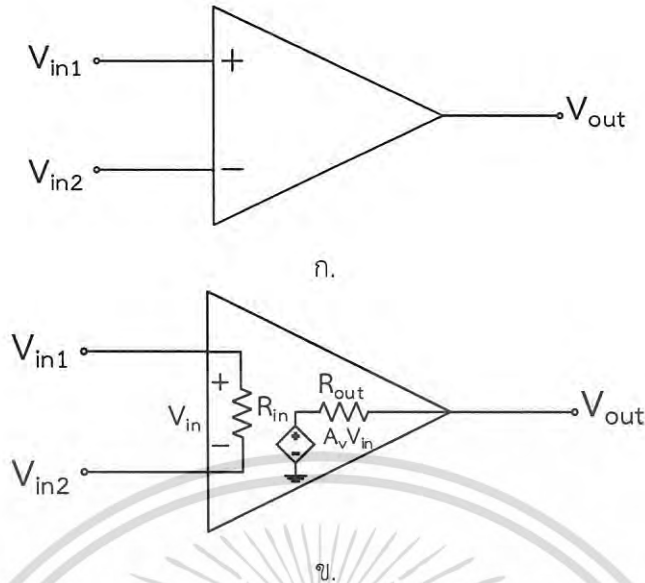
โดย R_{IN} คือ ค่าความต้านทานอินพุตของวงจร
 R_{OUT} คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจร
 R_S คือ ค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่าย
 R_L คือ ค่าความต้านทานโหลด

ในการเลือกใช้วงจรขยายขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ เช่นหากสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันและต้องการสัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดันเช่นกัน วงจรขยายนี้จะเป็นวงจรขยายแรงดันดังรูปที่ 3.9ก. ซึ่งควรออกแบบให้ความต้านทานทางด้านอินพุตมีค่ามาก R_{IN} เพื่อให้สัญญาณอินพุตไม่ถูกลดทอน และให้ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตมีค่าน้อย R_{OUT} เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตถูกส่งผ่านไปยังโหลดได้มากที่สุด ทำให้วงจรขยายแรงดันมีประสิทธิภาพในการขยายสัญญาณสูงสุด

3.4.2 วงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier)

วงจรขยายในอุดมคติจะมีอัตราขยายเป็นอนันต์ $A_{VO} = \infty$ โดยให้สัญญาณเอาต์พุตแบบข้างเดียว (Single-ended) และแบบผลต่าง (Differential) [12] รูปที่ 3.10 แสดงสัญญาณลักษณะของวงจรขยาย ประกอบด้วยขารับสัญญาณอินพุต 2 ขา คือ ขาบวกและขาลบ โดยมีค่าความต้านทานทางด้านอินพุตเป็นอนันต์ $R_{IN} = \infty$ และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตเป็นศูนย์ $R_{OUT} = 0$ แรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายสามารถหาได้จากสมการที่ (3.18)

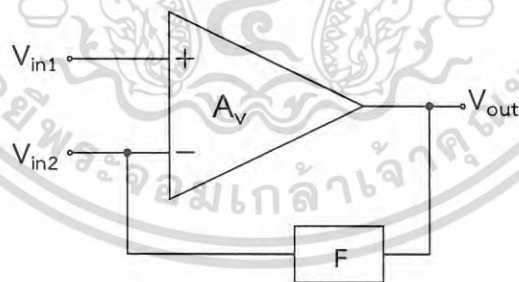
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 ก. สัญลักษณ์ลักษณะของวงจรรขยาย และ ข. วงเสมือนของวงจรรขยาย [12]

$$V_{out} = A_v (V_{in1} - V_{in2}) \quad (3.18)$$

โดย A_v คืออัตราขยายผลต่าง, V_{in1} และ V_{in2} คือแรงดันอินพุทของวงจรรขยาย ในการประยุกต์ใช้งานวงจรรขยายโดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบ (Negative-feedback) เพื่อลดความผันแปรและเพิ่มความแม่นยำให้กับวงจร รูปที่ 3.11 แสดงการทำงานของวงจรรขยายที่มีการป้อนกลับแบบลบ โดยที่ A_v คืออัตราขยายลูปเปิด (Open-loop Gain) และ F คืออัตราขยายป้อนกลับ เราสามารถหาอัตราขยายลูปปิด (Close-loop Gain) ของวงจรในรูปที่ 3.11 ได้ดังสมการที่ (3.19)



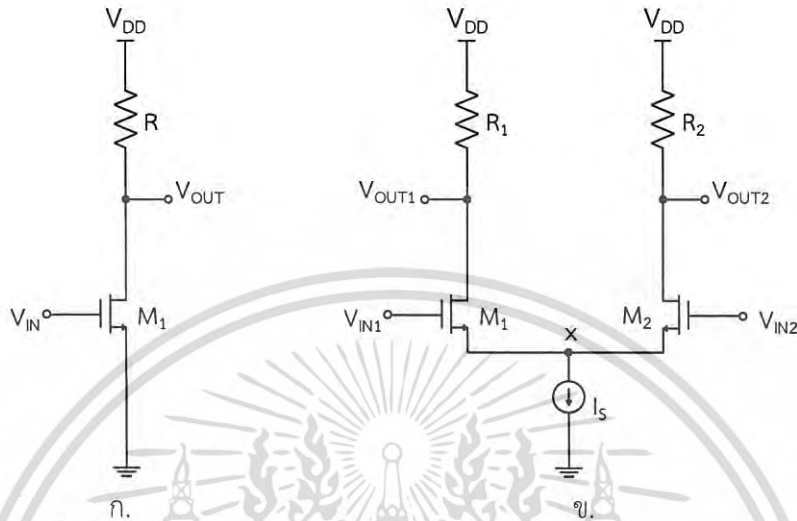
รูปที่ 3.11 วงจรรขยายที่มีการป้อนกลับแบบลบ [12]

$$A_{cl} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_v}{1 + A_v F} \quad (3.19)$$

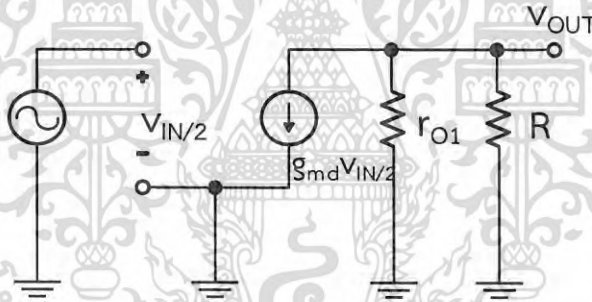
ถ้าอัตราขยาย $A_v F \gg 1$ จะได้อัตราขยายลูปปิด $A_{cl} \approx 1/F$ เห็นได้ว่าอัตราขยายลูปปิดจะขึ้นอยู่กับอัตราขยายป้อนกลับเท่านั้น (F) และอัตราขยายลูปเปิดไม่ส่งผลต่ออัตราขยายลูปปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถ่ายผลต่างเป็นที่นิยมในปัจจุบัน เนื่องจากวงจรถ่ายชนิดนี้มีการกำจัดสัญญาณรบกวนที่ดี ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความผิดเพี้ยนลดลง อีกทั้งให้ขนาดสัญญาณเอาต์พุตกว้างขึ้น 2 เท่า เมื่อเทียบกับวงจรถ่ายแบบธรรมดา [17] ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 ก.วงจรถ่ายแบบธรรมดา และ ข.วงจรถ่ายแบบผลต่าง [17]



รูปที่ 3.13 วงจรเสมือนสัญญาณขนาดเล็ก [17]

จากรูปที่ 3.12ข.สามารถวิเคราะห์ห้วงจรถ่ายแบบผลต่างโดยการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดใหญ่ กำหนดให้มอสเฟต M_1 และ M_2 ทำงานในย่านอิมิตัวและ $\lambda = 0$ แรงดันที่โหนด x มีค่าเท่ากับสมการที่ (3.20)

$$v_{IN1} - v_{IN2} = v_{GS1} - v_{GS2} \tag{3.20}$$

โดย

$$v_{GS} = \sqrt{2i_D / \mu_n C_{ox} (W/L)} + V_t \tag{3.21}$$

จะได้

$$v_{IN1} - v_{IN2} = \sqrt{\frac{2i_{D1}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}} + V_{t1} + \sqrt{\frac{2i_{D2}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_2}} + V_{t2} \tag{3.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า $(W/L) = (W/L)_1 = (W/L)_2$ และ $V_{t1} = V_{t2}$ ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการ (3.22) จะได้ (3.23) โดย $i_{D1} + i_{D2} = I_S$

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (v_{IN1} - v_{IN2})^2 - I_S = -2\sqrt{i_{D1}i_{D2}} \quad (3.23)$$

ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างและใช้ความสัมพันธ์

$$4i_{D1}i_{D2} = (i_{D1} + i_{D2})^2 - (i_{D1} - i_{D2})^2 = I_S^2 - (i_{D1} - i_{D2})^2 \quad \text{จะได้}$$

$$(i_{D1} - i_{D2})^2 = -\left(\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)\right)^2 v_{id}^2 + I_S \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) v_{id}^2 \quad (3.24)$$

$$i_{od} = i_{D1} - i_{D2} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) v_{id} \sqrt{\frac{4I_S}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} - v_{id}^2} \quad (3.25)$$

โดย $v_{id} = (v_{IN1} - v_{IN2})$ คือแรงดันอินพุตผลต่าง และ $i_{od} = (i_{D1} - i_{D2})$ คือกระแสเอาต์พุตผลต่าง ซึ่ง i_{od} เป็นฟังก์ชันคี่ของ v_{id} เราสามารถหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ผลต่าง g_{md} ได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.25) จะได้ (3.26)

$$g_{md} = \frac{\partial i_{od}}{\partial v_{id}} = \frac{\partial (i_{D1} - i_{D2})}{\partial (v_{IN1} - v_{IN2})} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) \left(\frac{\frac{4I_S}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} - 2v_{id}^2}{\sqrt{\frac{4I_S}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} - v_{id}^2}} \right) \quad (3.26)$$

เมื่อ $v_{id} = 0$ จะได้ $g_{md} = \sqrt{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_S}$ โดยสามารถหาอัตราขยายผลต่างได้จากวงจรสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 3.13 จะได้

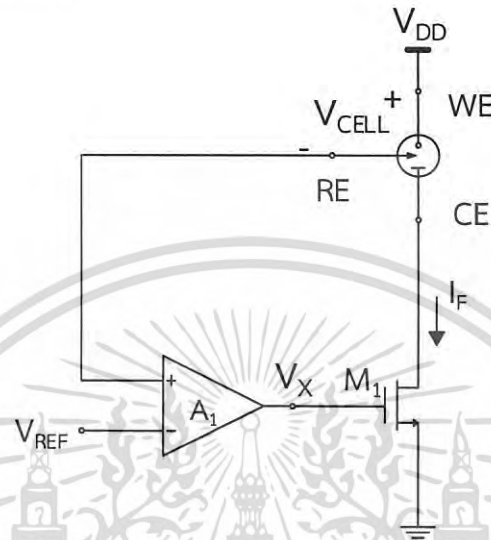
$$|A_v| = \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_S} \times R \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.27) จะเห็นว่าวงจรรขยายผลต่างมีอัตราขยายผลต่าง A_v เท่ากับอัตราขยายของวงจรรขยายซอร์สร่วมในรูปที่ 3.12ก. โดยวงจรรขยายผลต่างจะใช้กระแสไบอัสเป็นสองเท่าของวงจรรขยายซอร์สร่วม แต่วงจรรขยายผลต่างสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณโหมดร่วมได้ดีกว่า

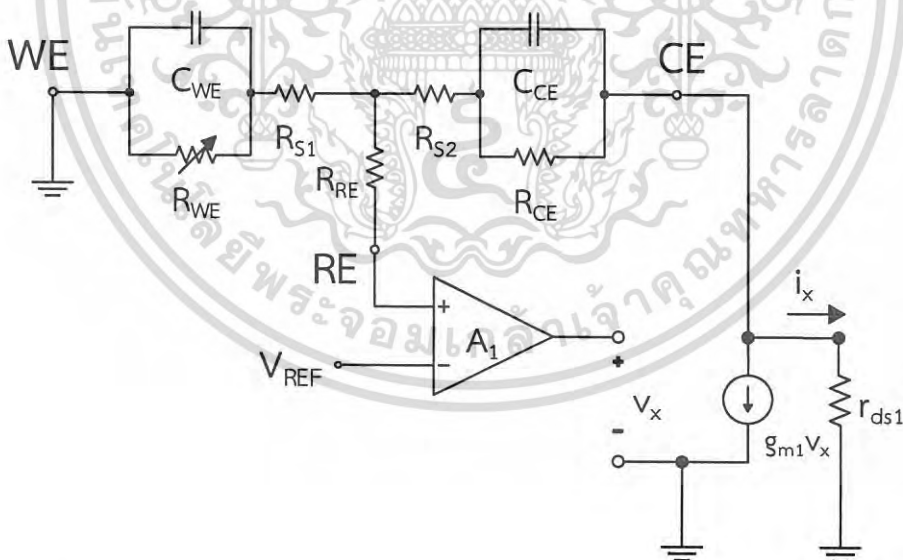
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat Circuits)

วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) ทำหน้าที่ป้อนแรงดันไบอัสให้กับกลูโคสเซนเซอร์โดยใช้หลักการป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) เพื่อรักษาแรงดันไบอัส V_{CELL} ให้มีค่าคงที่ [5] รูปที่ 3.14 แสดงวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า

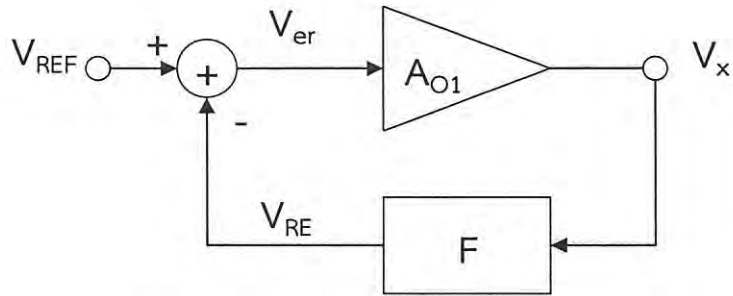


รูปที่ 3.14 วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) [5]



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Small-signal) [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 โครงสร้างของระบบการป้อนกลับแบบลบ [17]

วงจรรวมควบคุมศักย์ไฟฟ้าประกอบด้วย วงจรขยาย A_1 และทรานซิสเตอร์ M_1 โดยขาบวกของวงจรรขยาย A_1 ต่อในลักษณะการป้อนกลับแบบลบเข้ากับขั้วอ้างอิง (RE) ของทรานซิสเตอร์เพื่อสร้างแรงดัน V_{CELL} ให้กับทรานซิสเตอร์ดังแสดงในสมการที่ (3.28)

$$V_{CELL} = V_{VDD} - V_{RE} \quad (3.28)$$

ขาลบของวงจรรขยาย A_1 ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{REF} โดยแรงดันอ้างอิงขึ้นอยู่กับชนิดของทรานซิสเตอร์ ในส่วนของขาเอาต์พุตของวงจรรขยาย A_1 ต่อกับขาเกต ของทรานซิสเตอร์ M_1 เพื่อควบคุมแรงดัน V_{RE} ให้มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง V_{REF} เราสามารถวิเคราะห์อัตราขยายแบบลูปปิด (Close-loop Gain) ของวงจรรวมควบคุมศักย์ไฟฟ้าจากโครงสร้างของระบบการป้อนกลับแบบลบได้ดังรูปที่ 3.16 จะได้อัตราส่วนแรงดัน (V_{RE}/V_{REF}) โดย

$$V_x = A_{O1} V_{er} \quad (3.29)$$

โดยที่ $V_{er} = V_{REF} - V_{RE}$ และ $V_{RE} = V_x F$ จะได้

$$V_x = A_{O1} (V_{REF} - V_x F) \quad (3.30)$$

โดยที่ F คืออัตราขยายของวงจรรขยายซอร์สร่วม M_1 มีค่าเท่ากับ $G_m R_o$ จะได้

$$\frac{V_x}{V_{REF}} = \frac{A_{O1}}{1 + A_{O1} G_m R_o} \quad (3.31)$$

โดยที่ $V_x = V_{RE}/F = V_{RE}/G_m R_o$ จะได้

$$\frac{V_{RE}}{V_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{O1} G_m R_o}} \quad (3.32)$$

โดยค่า G_m และ R_o สามารถวิเคราะห์ได้จากวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat small-signal) ในรูปที่ 3.15

$$G_m = \frac{i_x}{v_x} = -g_{m1} \quad (3.33)$$

$$R_o = r_{ds1} \parallel (R_{WE} + R_{CE} + R_{S1} + R_{S2}) \quad (3.34)$$

เมื่อพิจารณา R_{CE} , R_{S1} และ R_{S2} ซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ R_{WE} จะได้

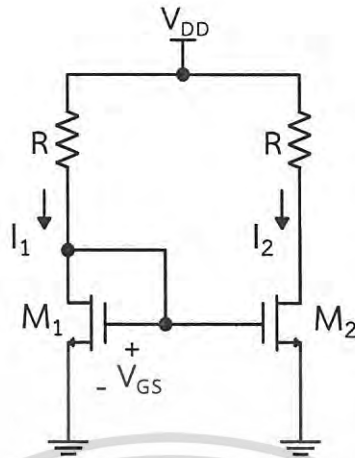
$$R_o \approx r_{ds1} \parallel R_{WE} \quad (3.35)$$

โดย A_{O1} คือ อัตราขยายรูปเปิดของวงจรขยาย A_1
 G_m คือ ค่าความนำไฟฟ้ารวมของวงจร
 R_o คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตรวมของวงจร
 R_{WE} คือ ตัวต้านทานที่ขั้ว WE
 g_{m1} คือ ค่าความนำไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ M_1
 r_{ds1} คือ ค่าความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ M_1

จากสมการที่ (3.32) ความแม่นยำของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า ขึ้นอยู่กับการควบคุมแรงดัน V_{RE} ให้มีค่าใกล้เคียงกับแรงดัน V_{REF} มากที่สุด สามารถทำได้โดยการออกแบบให้อัตราขยายของวงจรขยาย A_1 มีอัตราขยายรูปเปิด A_{O1} (Open-loop Gain) ให้มีค่ามากซึ่งจะทำให้อัตราส่วนแรงดัน V_{RE}/V_{REF} มีค่าเข้าใกล้ 1 ซึ่งเป็นสิ่งที่พึงประสงค์ในการออกแบบ

3.6 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

วงจรสะท้อนกระแสเป็นพื้นฐานส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญต่อวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท ทำหน้าที่สะท้อนกระแสไปยังในส่วนต่างๆของวงจร [12] รูปที่ 3.17 แสดงวงจรสะท้อนกระแส วงจรสะท้อนกระแสประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ซึ่งมีขนาด W/L เท่ากันและมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการซึ่งต่อในลักษณะขนานกัน โดยขาเกตของทรานซิสเตอร์ต่อเข้าด้วยกันทำให้แรงดัน V_{GS} ของทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 มีค่าเท่ากัน สมมุติให้ทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_2 ทำงานในโหมดอิ่มตัว เราสามารถหากระแส I_1 กับ I_2 ได้ในสมการที่ (3.36) และ (3.37)



รูปที่ 3.17 วงจรสะท้อนกระแส [12]

$$I_1 = K \frac{W_1}{L_1} (V_{GS1} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (3.36)$$

$$I_2 = K \frac{W_2}{L_2} (V_{GS2} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS2}) \quad (3.37)$$

โดย K คือ ค่าคงที่ของทรานซิสเตอร์

λ คือ ค่ามอดดูเลตความยาวของช่องนำกระแส (Channel length modulation)

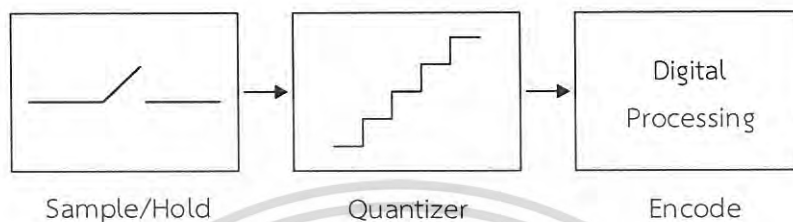
กำหนดให้ $V_{GS1} = V_{GS2}$, $V_{DS1} = V_{DS2}$, $L_1 = L_2$ และ λ มีค่าน้อยมาก จะได้สมการที่ (3.38)

$$\frac{I_2}{I_1} = \left(\frac{W_2}{W_1} \right) \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.38) เราสามารถกำหนดขนาดของการสะท้อนกระแสได้จากขนาดความกว้างของทรานซิสเตอร์ ในทางปฏิบัติจะมีปัจจัยที่ส่งผลต่อความแม่นยำในการสะท้อนกระแส ซึ่งทำให้การออกแบบมีความซับซ้อนขึ้น เช่น ค่ามอดดูเลตของช่องนำกระแส (λ) แรงดัน V_{DS} ของทรานซิสเตอร์ในการสะท้อนกระแสไม่เท่ากัน ค่าความไม่เท่ากันของทรานซิสเตอร์ (Mismatch) เป็นต้น

3.7 วงจรแปลงสัญญาณ (ADC converter)

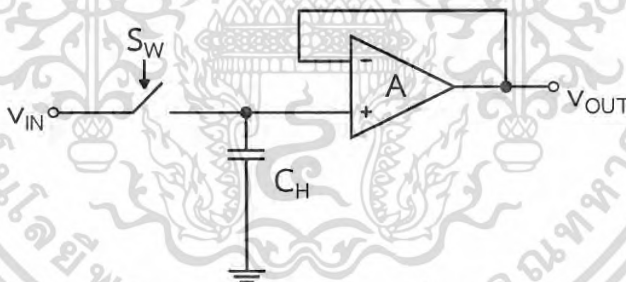
วงจรแปลงสัญญาณทำหน้าที่แปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลเนื่องจากสัญญาณในรูปแบบดิจิทัลสามารถนำไปประมวลผลต่อได้ง่ายกว่าสัญญาณอนาล็อกและมีประสิทธิภาพมากกว่า โดยหลักการการทำงานพื้นฐานแสดงในรูปที่ 3.18 ประกอบด้วย วงจรสุ่มและคงค่า (Sample/Hold) วงจรควอนไทซ์ (Quantizer) และวงจรเข้ารหัสดิจิทัล (Encode) [13]



รูปที่ 3.18 พื้นฐานการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ [13]

3.7.1 วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold)

วงจรสุ่มและคงค่ามีความจำเป็นมากในวงจรแปลงสัญญาณเนื่องจากการแปลงสัญญาณหากสัญญาณอินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอาจทำให้การแปลงสัญญาณเกิดความผิดพลาดได้ โดยวงจรสุ่มค่าและคงค่าทำหน้าที่สุ่มค่าของสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณอนาล็อกและเก็บค่าที่ได้ไว้ในตัวเก็บประจุ พื้นฐานวงจรสุ่มและคงค่าแสดงในรูปที่ 3.19 [14]



รูปที่ 3.19 พื้นฐานวงจรสุ่มและคงค่า [14]

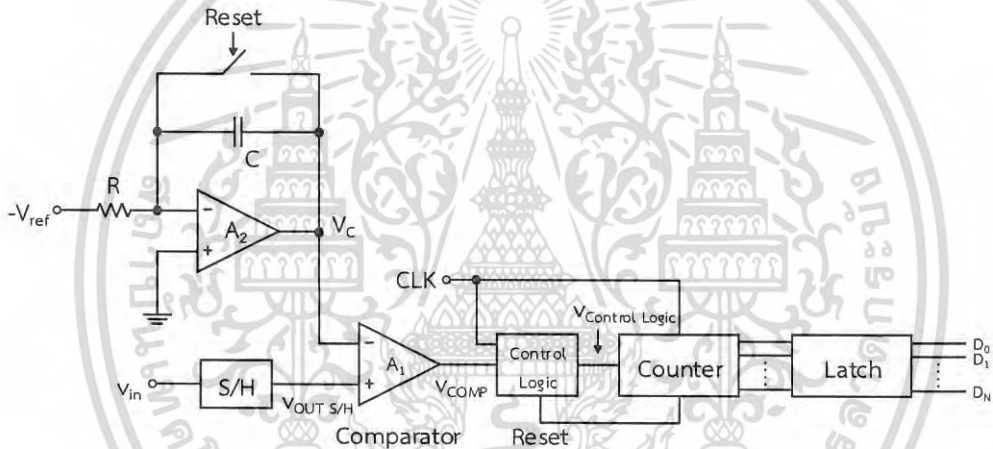
จากรูปที่ 3.19 วงจรสุ่มและคงค่าประกอบด้วยสวิตช์ S_W ตัวเก็บประจุ C_H และวงจรขยาย A ทำงานเป็นวงจรบัฟเฟอร์ การทำงานในโหมดสุ่มค่า (Sample) สวิตช์ S_W จะถูกปิดทำให้กระแสจะไหลเข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_H ทำให้แรงดันอินพุต v_{in} ถูกสุ่มเข้าไปเก็บไว้ในตัวเก็บประจุ C_H การทำงานในโหมดคงค่า (Hold) สวิตช์ S_W จะเปิด แรงดันภายในตัวเก็บประจุ C_H จะมีค่าเท่ากับแรงดัน v_{in} และต่อเข้ากับวงจรขยายแบบบัฟเฟอร์และให้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าเท่ากับแรงดัน v_{in}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.2 วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC)

วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียวเป็นพื้นฐานวงจรคอนโทรลไทม์แบบเวลา วงจรแปลงสัญญาณชนิดนี้สามารถให้ความละเอียดได้สูงมากโดยอาจสามารถทำได้มากกว่า 14 บิต แต่วงจรแปลงกระแสชนิดนี้จะมีคาบระยะเวลาการแปลงสัญญาณที่ค่อนข้างช้าเนื่องจากกระบวนการแปลงสัญญาณที่อาศัยหลักการชาร์จตัวเก็บประจุเพื่อสร้างความชัน ดังนั้นวงจรแปลงกระแสแบบความชันเดียวจึงสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้ดีกับวงจรที่ไม่ต้องการความรวดเร็วในการแปลงสัญญาณ [13] รูปที่ 3.20 แสดงวงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC)

วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียวจะมีวงจรถูกกำเนิดสัญญาณความชัน (Ramp-Generator) จากรูปที่ 3.20 วงจรขยาย A_2 ต้องเข้ากับตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณที่มีความชันค่าหนึ่งเพื่อเป็นแรงดันอ้างอิงไว้เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ถูกสุ่มและคงค่าไว้ สมการที่ (3.39) และ (3.40) แสดงค่าแรงดัน V_C ที่เวลาใดๆ และค่าความชันของวงจรอินทิเกรเตอร์ตามลำดับ



รูปที่ 3.20 วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) [13]

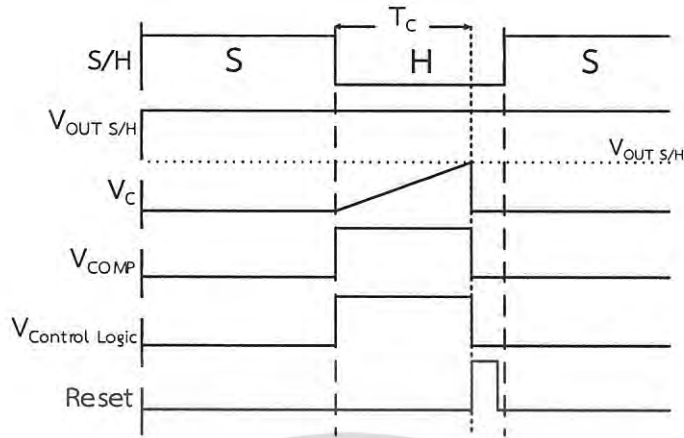
$$V_C = \frac{1}{RC} \int_0^t V_{ref} dt \quad (3.39)$$

$$\text{Slope} = \frac{V_C}{t} \quad (3.40)$$

วงจรถ่าย A_1 เป็นวงจรถ่ายเปรียบเทียบ (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตที่ถูกสุ่มและคงค่าไว้กับแรงดัน V_C (แรงดัน V_C จะมีค่าเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันของค่าแรงดันอินพุต)

รูปที่ 3.21 แสดงลูกคลื่นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) ที่ช่วงเวลาเริ่มต้นแรงดันอินพุต v_{in} ที่ถูกสุ่มและคงค่าไว้จะได้ $V_{OUT S/H}$ มีค่ามากกว่าแรงดัน V_C ทำให้วงจรถ่ายเปรียบเทียบ A_1 ให้ค่าเอาต์พุต (V_{COMP}) เป็น 1 ทำให้ในส่วนของวงจรถ่ายควบคุมลอจิก (Control Logic) ให้แรงดัน $V_{Control Logic}$ เป็น 1 ส่งผลให้วงจรถ่ายนับ (Counter) ทำการนับ ค่าเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งต่อเข้าไปเก็บไว้ในแลตช์ (Latch) ซึ่งข้อมูลที่เก็บไว้จะอยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ลูกคลื่นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Timing Diagram) [13]

ในช่วงเวลาหนึ่งแรงดัน V_C จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดัน $V_{OUT\ S/H}$ ที่ถูกสุ่มและคงค่าไว้ ทำให้วงจรเปรียบเทียบ A_1 ให้ค่าเอาต์พุต (V_{COMP}) เป็น 0 ทำให้ในส่วนของวงจรควบคุมลอจิก (Control Logic) ให้แรงดัน $V_{Control\ Logic}$ เป็น 0 ส่งผลให้วงจรนับ (Counter) ทำการหยุดนับและส่งสัญญาณรีเซตเพื่อทำการคายประจุที่ตัวเก็บประจุ C และรีเซ็ตค่าในวงจรนับสำหรับการทำงานในรอบการสุ่มต่อไป ช่วงเวลาการแปลงสัญญาณทั้งหมด (Conversion Time: T_C) และค่าบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (LSB) ของวงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) แสดงในสมการที่ (3.41) และ (3.42) ตามลำดับ

$$T_C = \frac{V_{in}}{V_{ref}} \times 2^N \times T_{CLK} \quad (3.41)$$

$$LSB = \frac{T_{CLK}}{T_C} \times v_{in} \quad (3.42)$$

โดย T_C คือ ช่วงเวลาการแปลงสัญญาณ (Conversion Time)

T_{CLK} คือ ช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกา

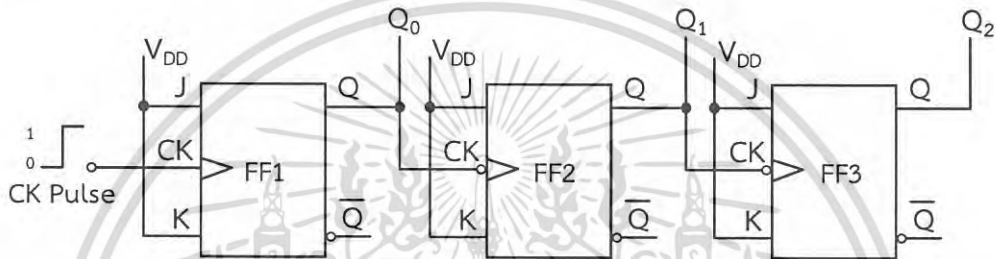
N คือ จำนวนบิตในการแปลงสัญญาณ

วงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) สามารถแปลงสัญญาณอินพุตที่มีช่วงกว้างได้ดี (Dynamic Range) โดยสามารถแปลงสัญญาณได้ความละเอียดมากกว่า 10 บิต แต่ในการแปลงสัญญาณที่มีความละเอียดสูงต้องแลกมาด้วยระยะเวลาในการแปลงสัญญาณ (T_C) ที่เพิ่มขึ้นตามไปด้วย สังเกตได้จากสมการที่ (3.41) ซึ่ง T_C แปรผันตรงกับ 2^N เพราะฉะนั้นวงจรแปลงสัญญาณแบบความชันเดียวจึงเหมาะกับการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ต่ำ

3.7.3 วงจรนับ (Counter)

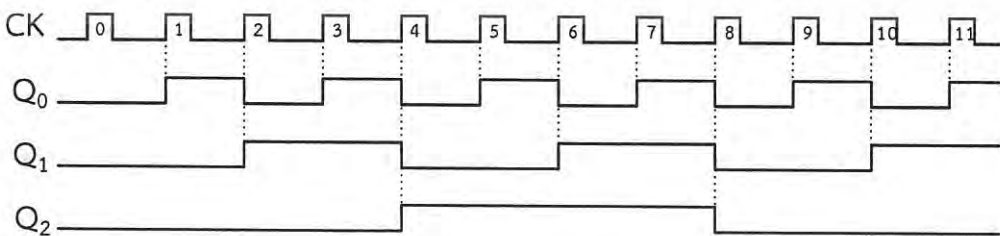
วงจรรนับ (Counter) เป็นวงจรที่สำคัญอีกวงจรหนึ่งในระบบดิจิทัล ในปัจจุบันนิยมนำมาประยุกต์ใช้ในด้านต่างๆมากมาย เช่น การนับลูกคลื่นทางเวลา ควบคุมสัญญาณทางดิจิทัล วงจรรนับประกอบด้วยการทำงานร่วมกันของฟลิปฟลอป (Flip-Flop) โดยสามารถแบ่งตามลักษณะการทำงานได้ 2 ประเภท คือ วงจรรนับแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Counter) และวงจรรนับแบบซิงโครนัส (Synchronous Counter) [18]

วงจรรนับแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Counter) มีลักษณะทำงานแบบอนุกรม ในรูปที่ 3.22 แสดงตัวอย่างวงจรรนับแบบอะซิงโครนัส 3 บิต โดยใช้ JK Flip-Flop 3 ตัว โดยฟลิปฟลอปตัวที่ 1 ทำงานที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา ฟลิปฟลอปตัวที่ 2 และ 3 ทำงานที่ขอบขาลงของสัญญาณนาฬิกา



รูปที่ 3.22 วงจรรนับแบบอะซิงโครนัส 3 บิต [18]

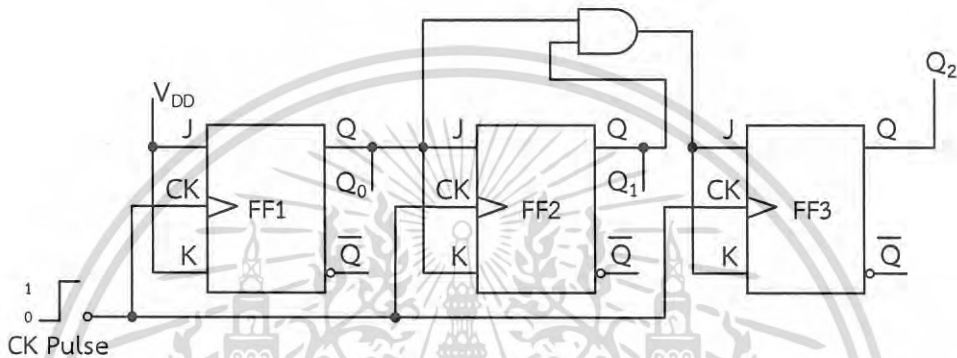
ในการทำงานฟลิปฟลอปทั้ง 3 ตัว ต่อกันแบบอนุกรม โดยขาอินพุต J และ K ต่อเข้ากับไฟเลี้ยง V_{DD} ทำให้ฟลิปฟลอปทำงานในโหมด toggle และขาเอาต์พุตของฟลิปฟลอปตัวที่ 1 (Q_0) ถูกต่อเข้ากับสัญญาณนาฬิกาของฟลิปฟลอปตัวที่ 2 (Q_1) และขาเอาต์พุตของฟลิปฟลอปตัวที่ 2 ถูกต่อเข้ากับสัญญาณนาฬิกาของฟลิปฟลอปตัวที่ 3 ตามลำดับ โดยสัญญาณนาฬิกาของฟลิปฟลอปตัวที่ 1 ต่อเข้ากับตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator) เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจร เมื่อตัวกำเนิดสัญญาณเป็นขอบขาขึ้นฟลิปฟลอปตัวที่ 1 ให้เอาต์พุต Q_0 เป็น 1 และเมื่อตัวกำเนิดสัญญาณเปลี่ยนค่าเป็นขอบขาลง ฟลิปฟลอปตัวที่ 1 จะคงค่าสัญญาณเอาต์พุตไว้จนกระทั่งตัวกำเนิดสัญญาณเปลี่ยนเป็นขอบขาขึ้นอีกครั้งหนึ่ง ค่าเอาต์พุต Q_0 จะเปลี่ยนค่าเป็น 0 ทำให้ฟลิปฟลอปตัวที่ 2 เริ่มทำงาน การทำงานจะเป็นลักษณะอนุกรมไปจนกระทั่งถึงฟลิปฟลอปตัวสุดท้าย ลูกคลื่นการทำงานของวงจรรนับ (Timing Diagram) แสดงตัวอย่างในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 ลูกคลื่นการทำงานของวงจรรนับ (Timing Diagram) [18]

วงจรรนับแบบอะซิงโครนัสเป็นวงจรรนับที่ออกแบบได้ง่าย โดยมีข้อเสียคือการทำงานในลักษณะอนุกรมทำให้วงจรรนับชนิดนี้ไม่สามารถทำงานที่ความเร็วสูงได้เนื่องจากค่าหน่วงเวลาภายในฟลิปฟลอป (Delay Time)

วงจรรนับแบบซิงโครนัส (Synchronous Counter) ได้พัฒนาต่อจากวงจรรนับแบบอะซิงโครนัส โดยมีลักษณะการทำงานแบบขนาน ตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Clock Generator) ถูกป้อนให้กับฟลิปฟลอปแต่ละตัวโดยตรง ทำให้วงจรรนับชนิดนี้มีการทำงานที่เร็วขึ้นแต่ต้องเพิ่มวงจรในส่วนของการควบคุมลอจิกเพื่อให้วงจรรนับทำงานได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 3.24 แสดงตัวอย่างวงจรรนับแบบซิงโครนัส 3 บิต



รูปที่ 3.24 วงจรรนับแบบซิงโครนัส 3 บิต [18]

วงจรรนับแบบซิงโครนัส 3 บิต ฟลิปฟลอปทั้ง 3 ตัว จะทำงานที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา ในรูปที่ 3.23 ที่สัญญาณขอบขาขึ้นลูกที่ 1 ฟลิปฟลอปตัวแรกให้สัญญาณเอาต์พุต Q₀ เป็น 1 โดยสัญญาณ Q₀ กับ Q₁ ถูกนำไปเข้าแอนด์เกต ในกรณีนี้แอนด์เกตจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น 0 เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุต Q₁ ยังคงไม่มีการเปลี่ยนแปลง เมื่อถึงขอบขาขึ้นลูกที่ 2 ของสัญญาณนาฬิกา ฟลิปฟลอปตัวที่ 2 เริ่มทำงานและให้สัญญาณเอาต์พุต Q₁ เป็น 1 ในกรณีนี้แอนด์เกตจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น 1 เพื่อรอการทำงานของฟลิปฟลอปตัวถัดไป การทำงานในลักษณะนี้เป็นการทำงานแบบขนานทำให้วงจรรนับสามารถทำงานได้เร็วขึ้นเนื่องจากไม่ติดปัญหาของค่าหน่วงเวลาภายในฟลิปฟลอป (Delay Time) แต่จะสูญเสียกำลังงานเพิ่มเนื่องจากวงจรรควบคุมลอจิก

บทที่ 4

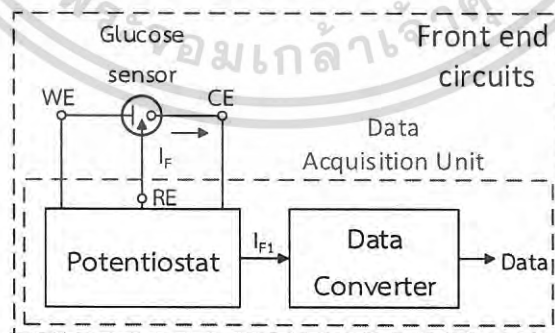
การออกแบบและผลการทดลองของวงจรถวลระดับด้านหน้าสำหรับ แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการพัฒนาจรรยาภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแปลงกระแสเป็นแรงดัน (I-to-V Convertor) โดยมุ่งเน้นพัฒนาในด้านความแม่นยำในการรักษาแรงดัน V_{CELL} ของวงจรถวลควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) และกินกำลังงานต่ำโดยใช้แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ เทคนิคการทำงานของมอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion region) และเทคนิคการไบอัสที่ดี (Bulk-Driven Technique) ที่ได้วิเคราะห์ไปในบทที่ 3 ถูกลำเอียง นอกจากนี้ยังได้ประยุกต์เทคนิคการป้อนกลับแบบลบ (Negative-feedback) โดยทำงานร่วมกับวงจรถวลทรานส์อิมพีแดนซ์ (Transimpedance -Amplifier) เพื่อทำการแปลงกระแสเป็นแรงดันเอาท์พุทและในขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่รักษาแรงดัน ΔV_{DS} ของวงจรถวลสะท้อนกระแสแบบแคสโคด (Cascode Current-mirror) เพื่อเพิ่มความแม่นยำในการสะท้อนกระแส ในการออกแบบวงจรถวลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้เทคโนโลยี CMOS 0.18 μm และจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม Cadence spectre

4.2 วงจรถวลระดับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์

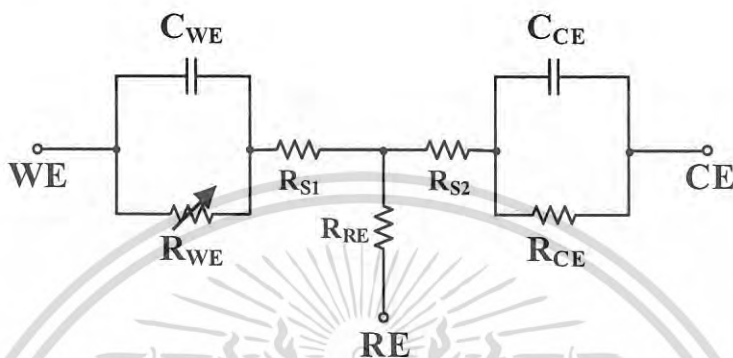
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอจรรยาภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ โดยมีโครงสร้างการทำงานดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยวงจรถวลควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) ทำหน้าที่ไบอัสแรงดันอ้างอิงให้กับกลูโคสเซนเซอร์เพื่อให้กลูโคสเซนเซอร์สามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง โดยสัญญาณเอาท์พุทจากกลูโคสเซนเซอร์อยู่ในรูปของกระแส I_F ซึ่งแปรผันตรงกับการเปลี่ยนแปลงของระดับน้ำตาลกลูโคส หลังจากนั้น



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการทำงานของวงจรถวลระดับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ [3]

กระแส I_{F1} (สร้างมาจากวงจรสะท้อนกระแส) จะถูกส่งผ่านไปยังในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณ (Data- Converter) เพื่อแปลงเป็นสัญญาณที่เราต้องการเช่น แรงดัน ความถี่ และดิจิตอล ซึ่งสัญญาณที่ได้จะถูกนำไปประมวลผลในขั้นตอนการประยุกต์ใช้งานต่อไป

4.3 กลูโคสเซนเซอร์



รูปที่ 4.2 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ในรูปแบบของวงจรตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ [5]

กลูโคสเซนเซอร์ที่ถูกนำมาใช้ในวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแปลงกระแสเป็นแรงดัน (I-to-V Converter) [5] เป็นกลูโคสเซนเซอร์ปฏิกิริยาเคมีชนิดแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ (Amperometric Glucose sensor) ซึ่งมีประสิทธิภาพการทำงานแสดงในตารางที่ 4.1 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบของวงจรตัวต้านทานและตัวเก็บประจุได้ดังรูปที่ 4.2 ประกอบด้วยตัวต้านทานชีวไฟฟ้า R_{WE} มีค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงในช่วง $100 \text{ k}\Omega - 60 \text{ M}\Omega$, ตัวต้านทาน R_{RE} และ R_{CE} มีค่าความต้านทาน $6.3 \text{ k}\Omega$ และ $1 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ ตัวต้านทานทางเคมี R_{S1} และ R_{S2} มีค่าความต้านทาน $10 \text{ }\Omega$ และตัวเก็บประจุชีวไฟฟ้า C_{WE} และ C_{CE} มีขนาด $1 \text{ }\mu\text{F}$ และ 1 nF ตามลำดับ ในการทำงานชีวไฟฟ้า WE เป็นหน้าสัมผัสปฏิกิริยาเคมีเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของระดับน้ำตาลในเลือด ตัวต้านทาน R_{WE} จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานทำให้กระแสที่ไหลผ่านกลูโคสเซนเซอร์เกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งค่าระดับน้ำตาลในเลือดจะแปรผันตรงกับกระแสเอาต์พุตของเซนเซอร์ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.5 โดยตลอดระยะเวลาการทำงานกลูโคสเซนเซอร์ต้องได้รับแรงดันไบอัสคงที่ที่ชีวไฟฟ้า RE เพื่อให้ทำงานได้อย่างถูกต้อง

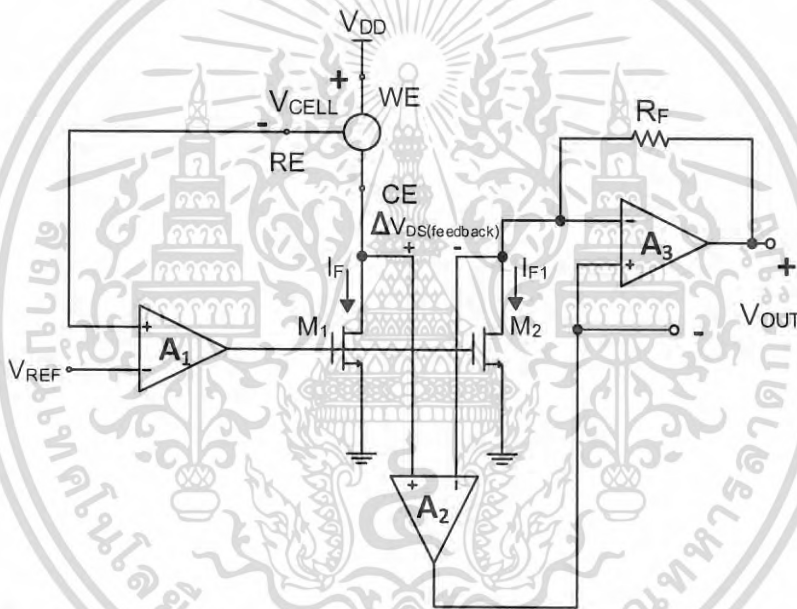
ตารางที่ 4.1 ประสิทธิภาพการทำงานของแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ [5]

พารามิเตอร์	ค่าประสิทธิภาพ
ระยะเวลาการตอบสนอง	1 วินาที – 10 นาที
ช่วงการวัดระดับน้ำตาล	0 – 40 มิลลิโมล
ช่วงเอาต์พุต	1 nA – 6 μA
แรงดันไบอัส	0.6 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน

วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้มีความแม่นยำสูงและกินกำลังงานต่ำ M. Razzaghpour [6] ได้นำเสนอวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน ดังรูปที่ 4.3 ประกอบด้วยวงจรรขยาย A_1 ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ M_1 และกลุโคสเซนเซอร์ ในลักษณะลูปการป้อนกลับแบบลบ ทำหน้าที่เป็นวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า(Potentiostat-control loop) ควบคุมแรงดันที่ขั้วไฟฟ้า RE ให้มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{REF} เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิงให้กับกลุโคสเซนเซอร์ วงจรรขยาย A_3 ทำงานเป็นวงจรรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ (Transimpedance Amplifier) ทำหน้าที่แปลงกระแส I_{F1} ให้อยู่ในรูปของแรงดัน V_{OUT} และวงจรรขยาย A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดความผิดพลาด(Error-tracking Amplifier) โดยทำงานร่วมกับวงจรรขยาย A_3 ในลักษณะการป้อนกลับแบบลบเพื่อทำให้แรงดัน V_{DS1} และ V_{DS2} มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด



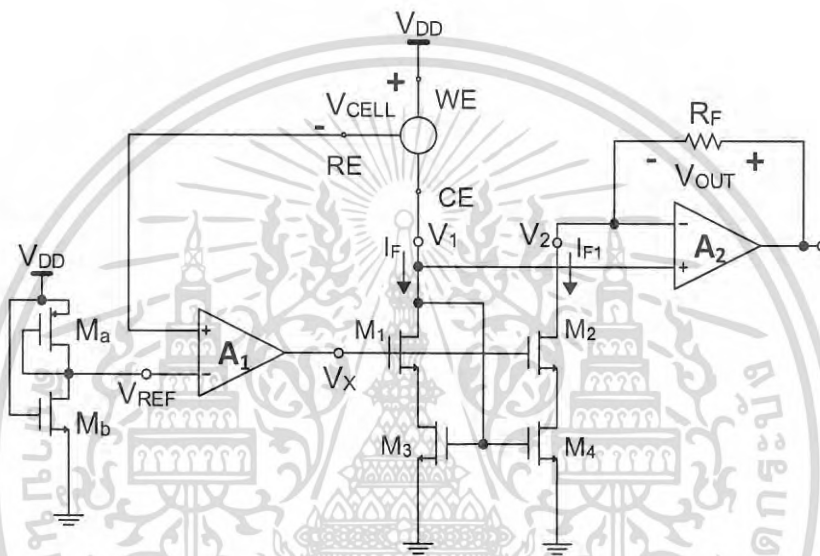
รูปที่ 4.3 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน [6]

M. Razzaghpour นำเสนอเทคนิคการแก้ปัญหาความแม่นยำของวงจรสะท้อนกระแส M_1 กับ M_2 ซึ่งเป็นปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความแม่นยำของวงจร โดยการใช้วงจรรขยาย A_2 ต่อเข้ากับขาบวกของวงจรรขยาย A_3 ในลักษณะการป้อนกลับแบบลบทำหน้าที่เป็นวงจรจำกัดความผิดพลาดของแรงดัน V_{DS1} กับ V_{DS2} ให้มีค่าน้อยที่สุด เพื่อลดค่าความผิดพลาดที่เป็นผลมาจากค่ามอดดูเลชันของความยาวช่องนำกระแส (Channel length- modulation : λ) ทำให้ได้วงจรรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันที่มีความแม่นยำสูง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการลดกำลังงานของวงจรรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันและในขณะเดียวกันก็ยังคงมีความแม่นยำสูง โดยใช้หลักการเพิ่มฟังก์ชันการทำงานของวงจรรขยายทำได้ได้รับความแม่นยำสูงและลดกำลังงานของวงจรในเวลาเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของวงจรจรรยาภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.4 ประกอบด้วยวงจรขยาย A_1 ต่อเข้ากับวงจรสะท้อนกระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำ (Wide-Swing Cascode Current Mirror) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1 - M_4 ที่มีความสมพียงกันทุกประการและกลุโคสเซนเซอร์ในลักษณะการป้อนกลับแบบลบ ทำหน้าที่ควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วไฟฟ้า RE ให้มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{REF} โดยแรงดัน V_{REF} ถูกสร้างขึ้นจากวงจรแบ่งแรงดันแบบง่าย ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_a และ M_b และวงจรขยาย A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ทำหน้าที่แปลงกระแส I_{F1} เป็นแรงดัน V_{OUT} ในขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดัน V_1 และ V_2 ให้มีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.4 วงจรจรรยาภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันที่นำเสนอ

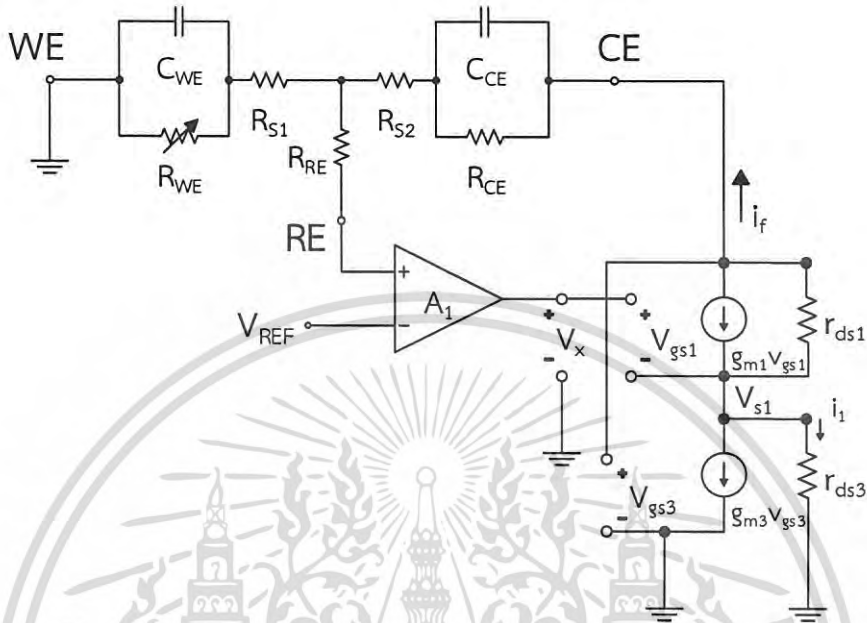
เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรจรรยาภาครูปที่ 4.4 แรงดัน V_{DS3} ควรมีขนาดใกล้เคียงกับ V_{DS4} และ V_{DS1} ควรมีขนาดใกล้เคียงกับ V_{DS2} เพื่อให้วงจรสะท้อนกระแส สะท้อนกระแส I_F ได้อย่างแม่นยำโดยใช้วงจรขยาย A_1 และ A_2 ต่อในลักษณะวงจรป้อนกลับแบบลบ วงจรขยาย A_1 ป้อนแรงดันไบอัส V_X ให้ขาเกตของทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_2 ทำให้แรงดัน $V_{DS3} = V_{DS4}$ นอกจากนี้วงจรขยาย A_1 ยังทำหน้าที่เป็นวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat Circuit) รักษาแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วที่ขั้วไฟฟ้า RE ให้มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{REF} เพื่อสร้างแรงดันไบอัส V_{CELL} ให้กับกลุโคสเซนเซอร์แสดงในสมการที่ (4.1) ในส่วนของความแม่นยำของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าสามารถวิเคราะห์ได้จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันซึ่งแสดงไว้ในบทที่ 3

$$V_{CELL} = V_{DD} - V_{RE} \quad (4.1)$$

จากโครงสร้างของระบบการป้อนกลับแบบลบดังรูปที่ 3.7 จะได้อัตราส่วนแรงดัน (V_{RE}/V_{REF}) ของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่นำเสนอในสมการที่ (4.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{RE}}{V_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_1 G_{m1} r_{O1}}} \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่นำเสนอสัญญาณ (Potentiostat small-signal)

เราสามารถวิเคราะห์หาค่าความนำไฟฟ้าของวงจร $G_{m1} = i_f/v_x$ และค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุต r_{O1} ได้จากวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal) ในรูปที่ 4.5 (โดยพิจารณาค่า R_{CE} , R_{S1} และ R_{S2} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ R_{WE})

$$i_f = -g_{m1} v_{gs1} + g_{ds1} v_{s1} - g_{ds1} i_f R_{WE} \quad (4.3)$$

โดย $V_{gs1} = V_x - V_{s1}$, $V_{gs3} = i_f R_{WE}$ และ $V_{s1} = i_1 r_{ds3}$, $i_1 = -g_{m3} V_{gs3} + g_{m1} V_{gs1} + g_{ds1} (i_f R_{WE} - V_{s1})$ จะได้

$$i_f (1 + g_{ds1} R_{WE}) = -g_{m1} v_x + \frac{(g_{m1} + g_{ds1}) ((-g_{m3} + g_{ds1}) i_f R_{WE} + g_{m1} v_x)}{g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds3}} \quad (4.4)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (4.4) จะได้ (4.5)

$$i_f (g_{m1} + g_{ds1} + g_{ds3} + g_{ds1} g_{ds3} R_{WE} + g_{m1} g_{m3} R_{WE} + g_{m3} g_{ds1} R_{WE}) = -g_{m1} g_{ds3} v_x \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ค่าความนำไฟฟ้าของวงจร $G_{m1} = i_f/v_x$ และความต้านทานเอาต์พุต r_{o1} ในสมการที่ (4.6) และ (4.8) ตามลำดับ

$$G_{m1} = \frac{i_f}{v_x} = \frac{-g_{m1}}{1 + \frac{g_{m1}}{g_{ds3}} + \frac{g_{ds1}}{g_{ds3}} + \left(g_{ds1} + \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{ds3}} + \frac{g_{m3}g_{ds1}}{g_{ds3}} \right) R_{WE}} \quad (4.6)$$

ในสมการที่ (4.6) เมื่อพิจารณา g_{ds1} และ g_{ds3} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า g_{m1} จะได้สมการที่ (4.7)

$$G_{m1} \approx \frac{-g_{m1}}{1 + \frac{g_{m1}}{g_{ds3}} + \frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{ds3}}} R_{WE} \quad (4.7)$$

$$r_{o1} \approx R_{WE} \parallel \left(\frac{1}{g_{m3}} \right) \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.2) ความแม่นยำในการรักษาระดับแรงดัน V_{RE} ให้มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{REF} ขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายลูปเปิดของวงจรถวาย A_1 และค่า $G_{m1}r_{o1}$ จะเห็นได้ว่าแนวทางที่ง่ายที่สุดในการออกแบบให้วงจรถวมศูนย์ไฟฟ้ามีความแม่นยำคือ การออกแบบวงจรถวาย A_1 ให้มีอัตราขยายสูง กินกำลังงานต่ำและมีเอาต์พุตสวิงที่กว้างเพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ในการสะท้อนกระแส

เมื่อพิจารณาค่า G_{m1} และ r_{o1} ของวงจรถวายที่นำเสนอในสมการที่ (4.7) และ (4.8) โดยนำไปเปรียบเทียบกับค่า G_{m1} และ r_{o1} ของวงจรถวายแบบ M. Razzaghpour [6]. ($G_{m1} = -g_{m1}$ และ $r_{o1} = r_{ds1} \parallel R_{WE}$) จะเห็นได้ว่าค่า G_{m1} และ r_{o1} มีค่าน้อยกว่าวงจรถวายแบบ ซึ่งทำให้ความแม่นยำในการรักษาแรงดัน V_{RE}/V_{REF} แย่ลง อย่างไรก็ตามเราสามารถชดเชยความแม่นยำได้ด้วยการเพิ่มอัตราขยาย A_1 ให้มีค่าสูง

วงจรถวาย A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรถวายทรานส์อิมพีแดนซ์ (Transimpedance Amplifier) ทำหน้าที่แปลงกระแส I_{F1} เป็นแรงดัน V_{OUT} และรักษาแรงดัน V_{DS1} ให้มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{DS2} โดยความแตกต่างระหว่างแรงดัน ($\Delta V_{DS} = V_{DS1} - V_{DS2}$) มีค่าขึ้นอยู่กับอัตราขยายแรงดันลูปเปิดของวงจรถวาย A_2 ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ในสมการที่ (4.9)

$$V_{OUT} = A_2(V_1 - V_2) \quad (4.9)$$

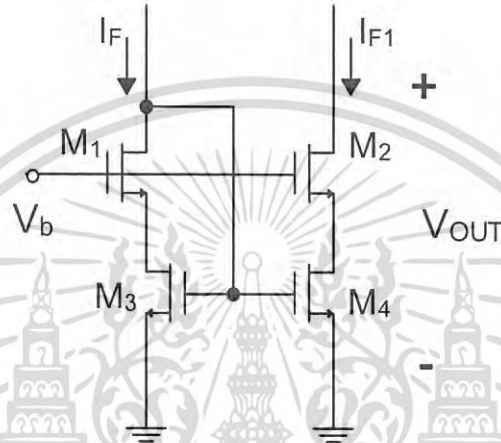
โดยที่ $(V_1 - V_2) = \Delta V_{DS}$ จะได้

$$\Delta V_{DS} = \frac{V_{OUT}}{A_2} \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (4.10) จะเห็นได้ว่าหากเราออกแบบวงจรขยาย A_2 ให้มีอัตราขยายลบเปิดให้มีค่ามากจะทำให้แรงดันผลต่าง ΔV_{D5} มีค่าน้อยและทำให้วงจรสะท้อนกระแสมีความแม่นยำสูง

วงจรถ่ายกระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำ (Wide-Swing Cascode Current Mirror) [12] ถูกนำมาใช้สะท้อนกระแสเซนเซอร์ I_F เป็นกระแส I_{F1} รูปที่ 4.6 แสดงโครงสร้างของวงจรถ่ายกระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำ เมื่อพิจารณาให้ทรานซิสเตอร์ M_1 ทำงานในโหมดอิมิต์แรงดันที่ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ M_1 มีค่าเท่ากับ $V_{D1} \geq V_b - V_{t1}$ หรือ $V_b \leq V_{GS3} + V_{t1}$ และเมื่อพิจารณาให้ทรานซิสเตอร์ M_3 ทำงานในโหมดอิมิต์จะได้ $V_{D3} \geq V_{GS3} - V_{t3}$ โดย $V_{D3} = V_b - V_{GS1}$ จะได้เงื่อนไขในการออกแบบในสมการที่ (4.11)



รูปที่ 4.6 วงจรถ่ายกระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำ (Wide-Swing Cascode Current Mirror) [12]

$$V_{GS1} + V_{GS3} - V_{t3} \leq V_b \leq V_{GS3} + V_{t1} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) แสดงให้เห็นว่า $V_{GS1} + V_{GS3} - V_{t3} \leq V_{GS3} + V_{t1}$ หรือ $V_{GS1} \leq V_{t1} + V_{t3}$, $V_{D1(SAT)} \leq V_{t3}$

ในช่วงการสวิงของสัญญาณเอาต์พุตสามารถวิเคราะห์ได้จาก $V_b = V_{DS3} + V_{GS1}$ และ $V_{DS3(min)} = V_{D3(SAT)}$ โดยที่ $V_{GS1} = V_{t1} + V_{D1(SAT)}$ ดังนั้นจะได้ $V_{b(min)} = V_{D3(SAT)} + V_{t1} + V_{D1(SAT)}$ เราสามารถหาแรงดัน V_{OUT} ได้จากสมการที่ (4.12)

$$V_{OUT} = V_{b(min)} - V_{t1} \quad (4.12)$$

จะได้

$$V_{OUT} = V_{D3(SAT)} + V_{D1(SAT)} \quad (4.13)$$

ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตของวงจรถ่ายกระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำสามารถหาได้จากสมการที่ (4.14)

$$R_{OUT} = g_{m2} r_{ds2} r_{ds4} \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค [19] (Bulk-driven Folded-cascode Two-stage Operational Amplifier) ถูกนำมาใช้เป็นวงจรรขยาย A_1 รูปที่ 4.8 แสดงโครงสร้างวงจรรขยายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค แบบมีเอาต์พุตข้างเดียว ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1-M_9 เป็นวงจรรขยายภาคแรก โดยใช้เทคนิคคาสโคดแบบพับ โดยที่ M_2 และ M_3 ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตผลต่างโดยใช้เทคนิคการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาบอดี้ของทรานซิสเตอร์ (Bulk-driven input differential pair) ทรานซิสเตอร์ $M_{10}-M_{11}$ เป็นวงจรรขยายซอร์สร่วมในภาคที่สอง ทรานซิสเตอร์ M_8-M_9 ทำหน้าที่เป็น Composite transistor [19] รูปที่ 4.7 แสดงสัญลักษณ์ของ Composite transistor ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_a และ M_b ต่อกันแบบคาสโคด ในการทำงานทรานซิสเตอร์ M_a และ M_b ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion region) เราสามารถวิเคราะห์การทำงานของ Composite transistor ได้ในสมการที่ (4.15)



รูปที่ 4.7 Composite transistor [19]

$$I_{DSa} = I_{DSb}, V_{DSa} = V_{GSa} - V_{GSb} \quad (4.15)$$

เราสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน V_{DSa} ได้จากสมการกระแส I_b ในย่านการทำงานต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มในสมการที่ (3.1) และจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.15) จะได้

$$V_{DSa} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_b}{\left(\frac{W}{L}\right)_a} \right) \quad (4.16)$$

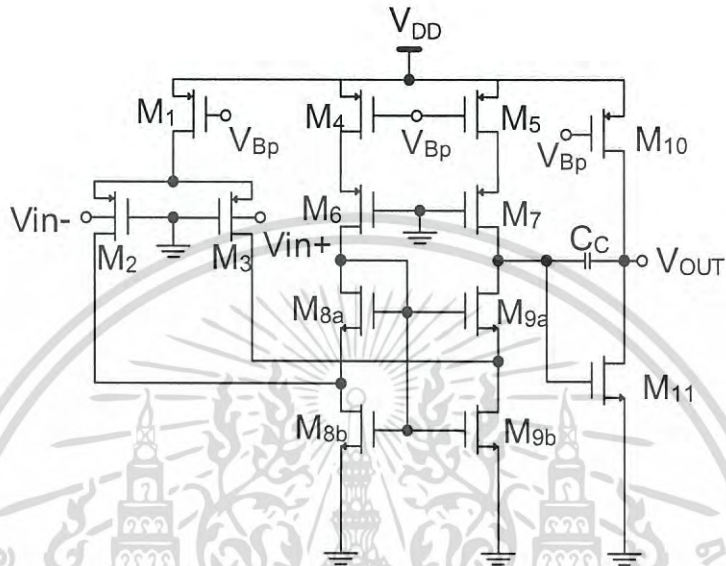
จากสมการที่ (4.16) จะเห็นได้ว่าแรงดัน V_{DSa} ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{GSa} โดยจะขึ้นอยู่กับขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ a และ b ซึ่งมีค่าคงที่ โดยการที่แรงดัน V_{DSa} มีค่าคงที่จะช่วยลดผลของแรงดันออฟเซตของวงจรได้ โดยทรานซิสเตอร์ทั้งสองต้องทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มเท่านั้น โดยเทคนิคการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาบอดี้ของทรานซิสเตอร์ (Bulk-driven input differential pair) และการทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion region) สามารถทำให้วงจรรขยายสามารถทำงานได้ดีที่แรงดันโหมตร่วมต่ำที่ 0.4 โวลต์ และใช้ไฟเลี้ยง 1 โวลต์ เราสามารถหาอัตราขยายรวมของวงจร A_v ได้ในสมการที่ (4.17)

$$A_v = g_{mb2,3} \left(\left(g_{m9a} r_{ds9a} (r_{ds3} \parallel r_{ds9b}) \right) \parallel \left(g_{m7} r_{ds7} r_{ds5} \right) \right) \times g_{m11} (r_{ds11} \parallel r_{ds10}) \quad (4.17)$$

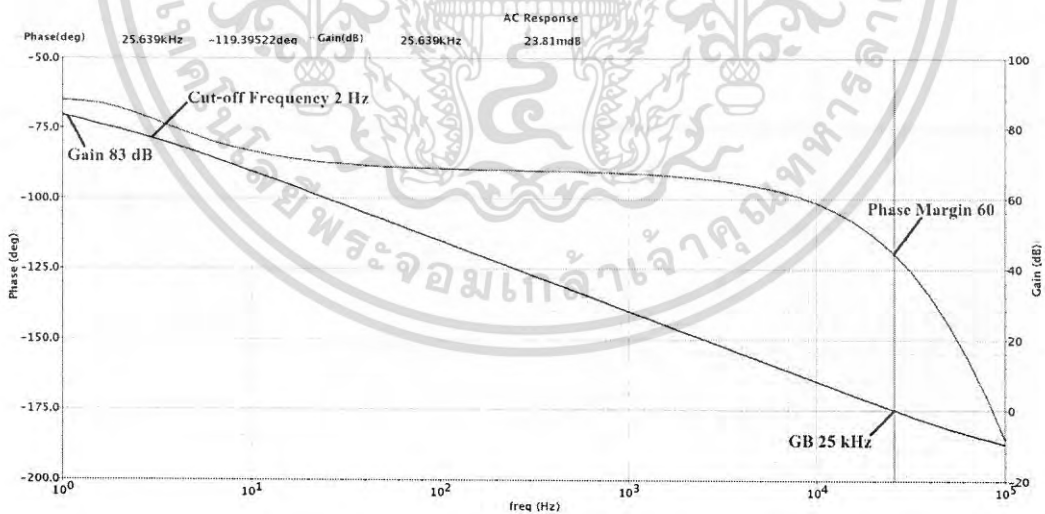
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $g_{mb} < g_m$ ประมาณ 0.36 เท่า

$$g_{mb} = g_m \frac{\gamma_P}{2\sqrt{2f_F + V_{BS}}} \tag{4.18}$$



รูปที่ 4.8 วงจรขยายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค (Bulk-driven Folded-cascode Two-stage Operational Amplifier) [19]



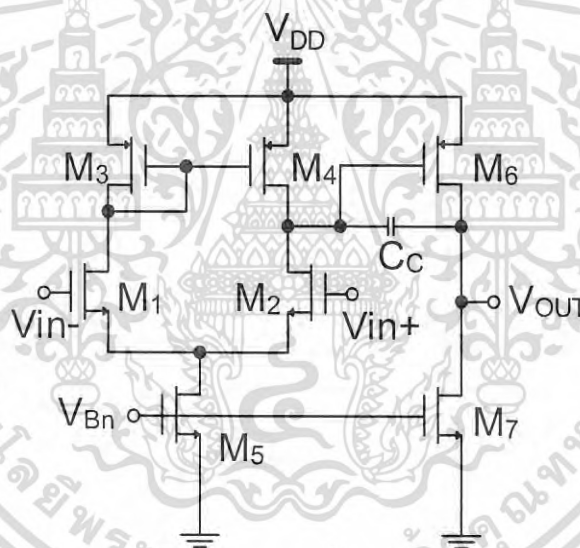
รูปที่ 4.9 ผลจำลองการทำงานของวงจรขยายคาสโคดแบบพับ 2 ภาค (Bulk-driven Folded-cascode Two-stage Operational Amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองการทำงานวงจรขยาย A_1 ในรูปที่ 4.9 ได้อัตราขยายลูปเปิด 83 dB, ความถี่คัทออฟที่ 2 Hz, เฟสแมจิน 60° (C_C 2.5 pF), ความถี่ที่วงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 1 (Gain-Bandwidth) 25 kHz และกินกำลังงาน 172 nW

วงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาค (Two-Stage Differential Amplifier) [12] ถูกนำมาใช้เป็นวงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาค เนื่องจากสามารถให้อัตราขยายสูงกว่าวงจรมีผลต่างแบบภาคเดียว รูปที่ 4.10 แสดงโครงสร้างวงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาคแบบมีเอาต์พุตข้างเดียว ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1 - M_5 เป็นวงจรมีผลต่างภาคแรก และทรานซิสเตอร์ M_6 - M_7 ทำหน้าที่เป็นวงจรมีผลต่างขยายภาคที่สอง ซึ่งเป็นวงจรมีผลต่างแบบซอร์สร่วม (Common-source) เราสามารถหาอัตราขยายรวมของวงจร A_v ได้ในสมการที่ (4.19) จากสมการจะเห็นได้ว่าการเพิ่มอัตราขยายของวงจรสามารถทำได้โดยการเพิ่มภาคอัตราขยายและการเพิ่มความต้านทานทางด้านเอาต์พุตของวงจรก็สามารถเพิ่มอัตราขยายได้เช่นเดียวกัน

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2} = g_{m1,2} (r_{ds2} \parallel r_{ds4}) \times g_{m6} (r_{ds6} \parallel r_{ds7}) \quad (4.19)$$



รูปที่ 4.10 วงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาค (Two-Stage Differential Amplifier) [12]

จากผลการจำลองการทำงานวงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาค A_2 ในรูปที่ 4.11 ได้อัตราขยายลูปเปิด 92 dB, ความถี่คัทออฟที่ 5 Hz, เฟสแมจิน 60° (C_C 2 pF), ความถี่ที่วงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 1 (Gain-Bandwidth) 166 kHz และกินกำลังงาน 150 nW ตารางที่ 4.2 แสดงขนาดของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบของวงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาค A_1 และ วงจรมีผลต่างแบบ 2 ภาค A_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยแรงดัน $V_{GS1} = V_{GS2}$ และ $V_{D1} = V_{S2}$ จะได้

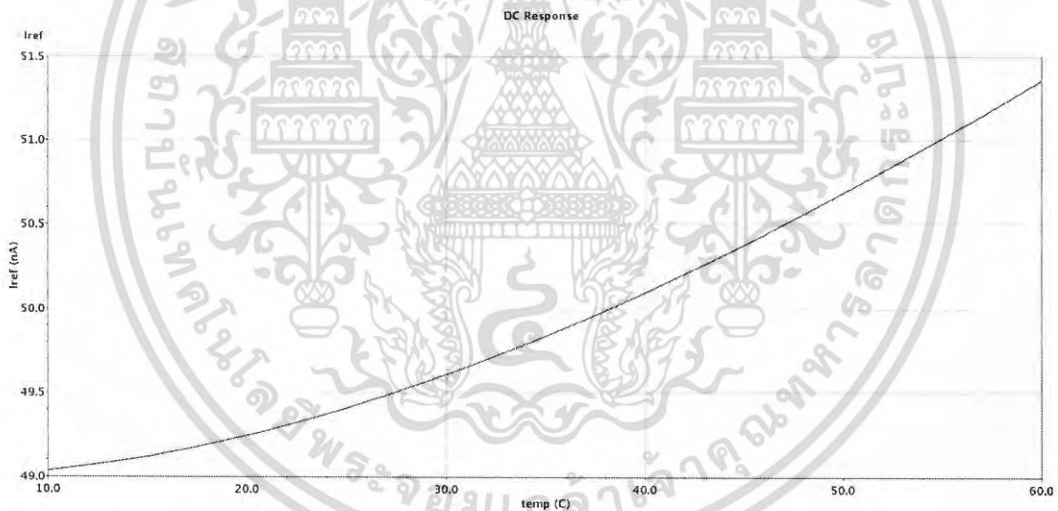
$$I_{D1} = I_{D2} \left[1 + 2 \left(\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \right) \right] \quad (4.21)$$

สมมติให้ทรานซิสเตอร์ M_8, M_9 ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มจะได้ $I_{D7} = I_{D5}/J$ จะได้

$$V_{S5} = V_{S7} + V_T \ln(JK) \quad (4.22)$$

โดย $J = (W/L)_6/(W/L)_4$, $K = (W/L)_5/(W/L)_7$ และ V_T คือ แรงดันความร้อน

จะเห็นได้ว่าวงจรสร้างแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงที่แปรผันกับอุณหภูมิ (PTAT) [20] เป็นอิสระจากไฟเลี้ยง V_{DD} แต่ในทางปฏิบัติอาจมีค่าแปรผันกับแรงดัน V_{DD} ได้เนื่องจากความต้านทานทางด้านเอาต์พุตที่จำกัด รูปที่ 4.13 แสดงผลจำลองการทำงานของวงจรสร้างแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงที่แปรผันกับอุณหภูมิ $10^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}$ ที่ค่ากระแส $I_1 = 50 \text{ nA}$ และแรงดัน $V_{DD} 1 \text{ โวลต์}$



รูปที่ 4.13 ผลจำลองการทำงานของวงจรสร้างแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงที่แปรผันกับอุณหภูมิ (PTAT)

ตารางที่ 4.2 ขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

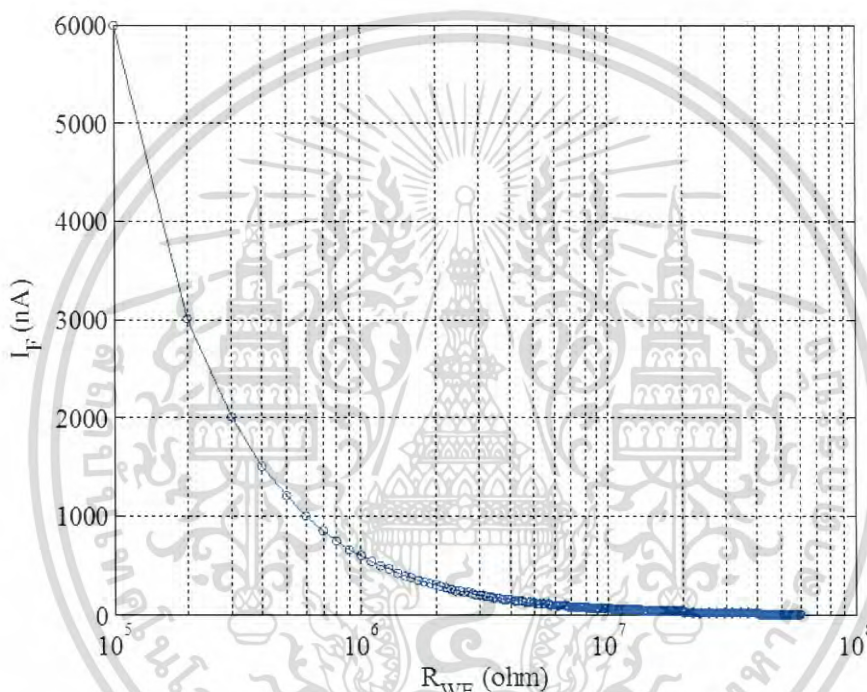
Current mirror	$M_{1,2,3,4}$					
W/L (μm)	200/5					
Op-amp A_1^*	$M_{1,12,13}$	$M_{2,3}$	$M_{4,5,6,7}$	$M_{8,9}$	$M_{10,11}$	C_c
W/L (μm)	1/1	20/1	1/10	20/5	3/4	2.5pF
Op-Amp A_2^{**}	$M_{1,2}$	$M_{3,4}$	M_5	M_6	M_7	C_c
W/L (μm)	1/5	1/5	1/2	4/2	1/4	2pF

*OTA **2-Stage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

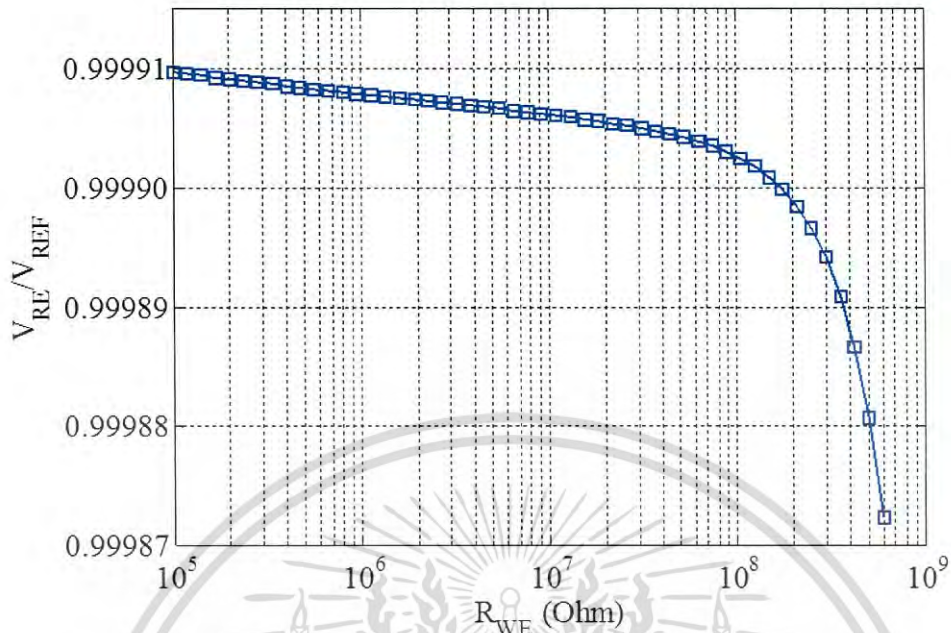
4.4.1 ผลจำลองการทำงานของวงจรถวลครีบด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน

ในการออกแบบวงจรถวลครีบด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ใช้เทคโนโลยี CMOS 0.18 μm และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Cadence Spectre วงจรที่ออกแบบทั้งหมดใช้ไฟเลี้ยง 1 โวลต์ แรงดันไบอัส V_{REF} 0.4 โวลต์ ค่าตัวต้านทาน $R_F = 70 \text{ k}\Omega$ และค่าความต้านทานที่ขั้วไฟฟ้า WE เปลี่ยนแปลงในช่วง $100 \text{ k}\Omega - 60 \text{ M}\Omega$ ช่วงกระแสเอาต์พุตจากกลุโคสเซนเซอร์ $10 \text{ nA} - 6 \mu\text{A}$ โดยวงจรทั้งหมดกินกำลังงานในช่วง $312 \text{ nW} - 12.3 \mu\text{W}$ รูปที่ 4.14 แสดงค่ากระแส I_F เปลี่ยนแปลงในช่วง $10 \text{ nA} - 6 \mu\text{A}$ เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงในช่วง $100 \text{ k}\Omega - 60 \text{ M}\Omega$

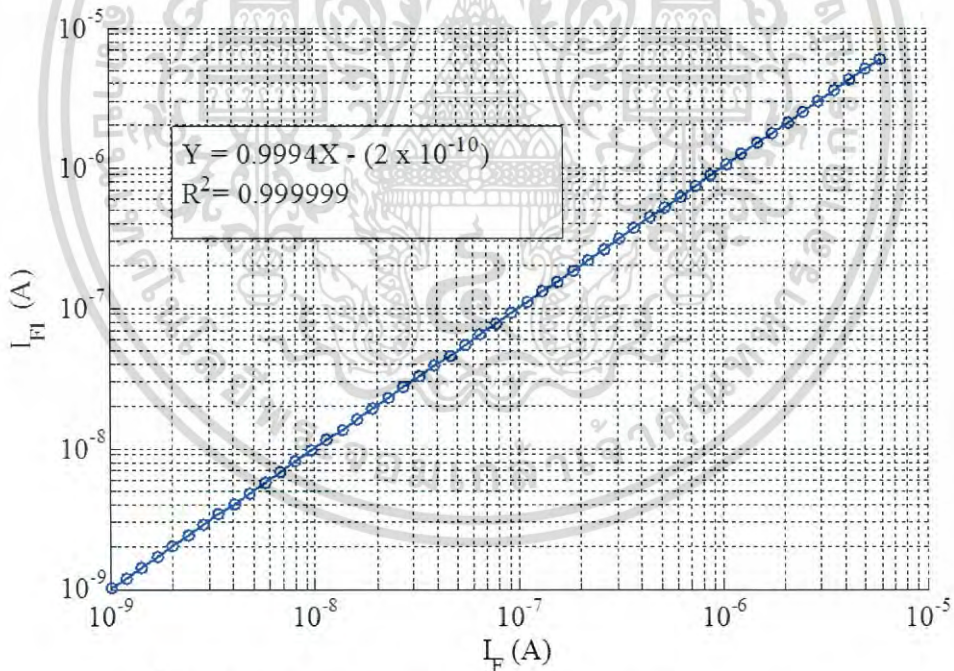


รูปที่ 4.14 ค่ากระแส I_{F1} เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลง

รูปที่ 4.15 แสดงค่าแรงดัน $V_{\text{RE}}/V_{\text{REF}}$ มีค่าอยู่ในช่วง $0.99991 - 0.99987$ เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงในช่วง $100 \text{ k}\Omega - 60 \text{ M}\Omega$ ทำให้กระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงในช่วง $1 \text{ nA} - 6 \mu\text{A}$ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรถวลครีบด้านหน้า (Potentiostat Circuit) สามารถรักษาแรงดัน $V_{\text{RE}} = V_{\text{REF}}$ ได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 4.15 ความแม่นยำในการรักษาแรงดัน V_{RE}/V_{REF}

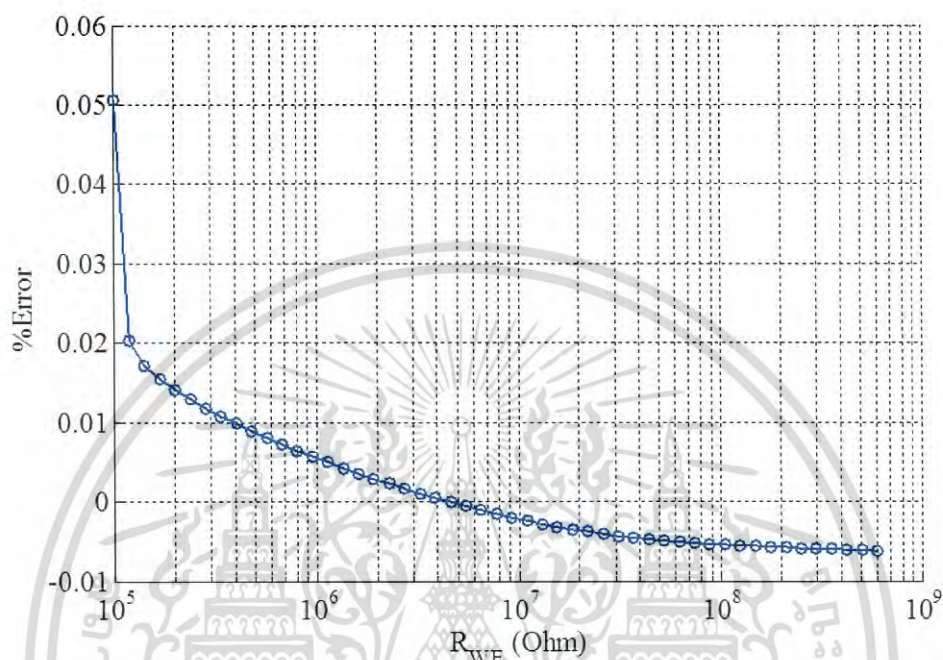


รูปที่ 4.16 ความแม่นยำและความเป็นเชิงเส้นของวงจรสะท้อนกระแส

รูปที่ 4.16 แสดงการจำลองการทำงานระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ $1 \text{ nA} - 6 \text{ } \mu\text{A}$ เพื่อวิเคราะห์ความเป็นเชิงเส้นและความแม่นยำในการสะท้อนกระแส สมการถดถอย (Linear Regression Line) ได้นำมาใช้วิเคราะห์ จากผลการทดลองได้ค่าสมการถดถอย $R^2 = 0.999999$ ซึ่งแสดงว่าวงจรสะท้อนกระแสสามารถสะท้อนกระแสได้อย่างแม่นยำและมีความเป็นเชิงเส้นสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

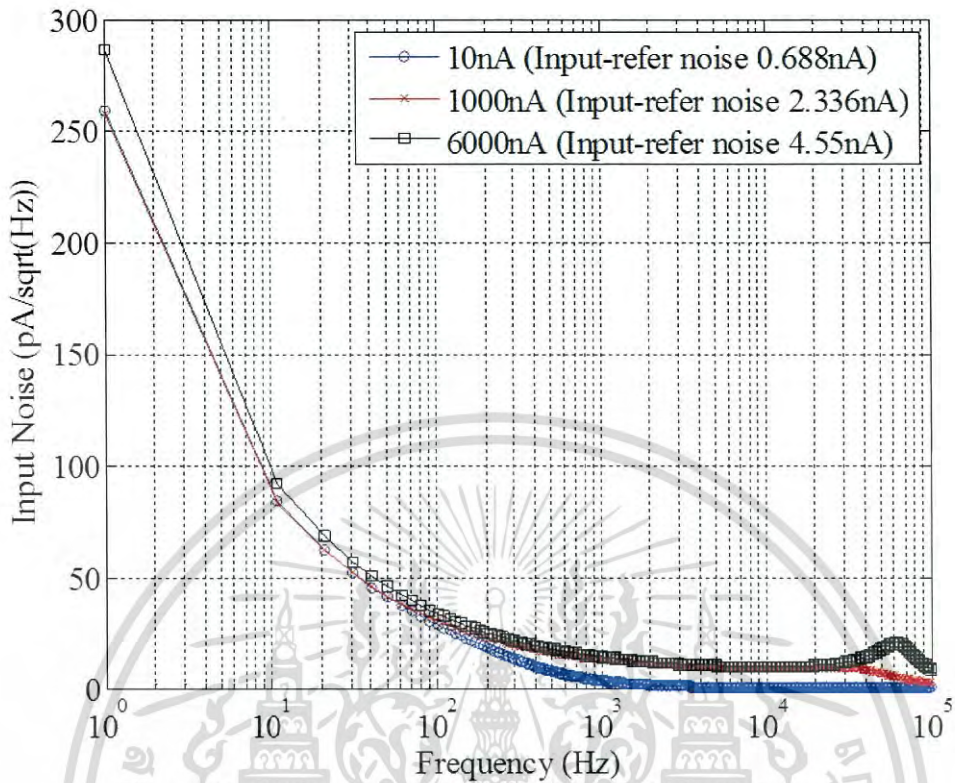
รูปที่ 4.17 แสดงค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ตัวต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในช่วง 100 k Ω - 60 M Ω โดยค่า %ความผิดพลาดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.05% ที่ค่ากระแสอินพุต $I_F = 6 \mu A$



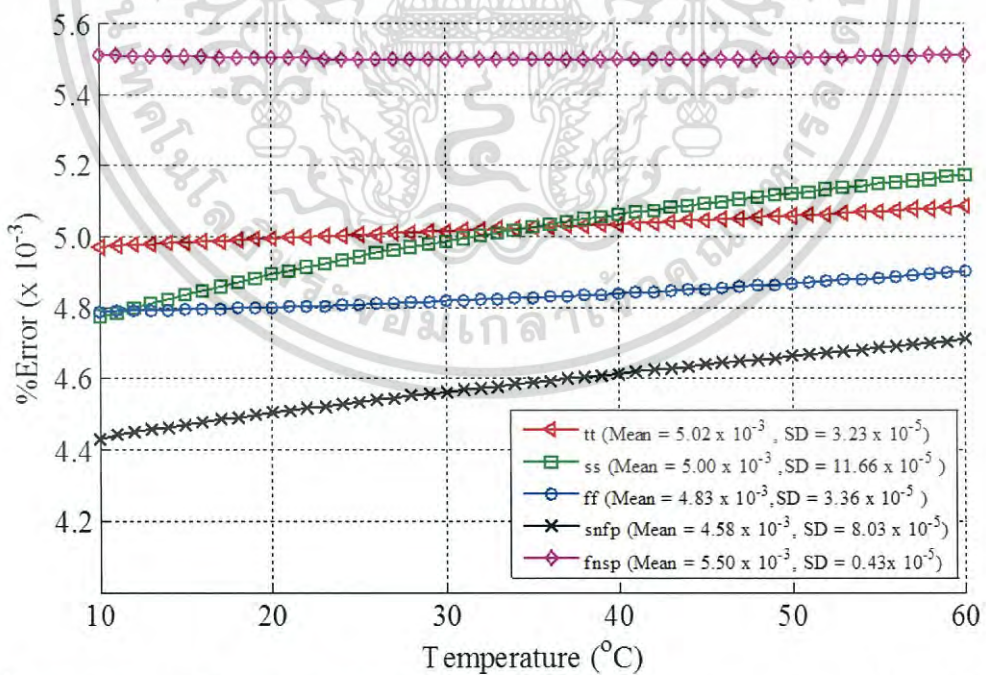
รูปที่ 4.17 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1}

รูปที่ 4.18 แสดงค่าสัญญาณรบกวนของวงจรที่ช่วงความถี่ 1Hz - 100kHz เมื่อทำการคำนวณหาสัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต (Input-refer Noise) จะได้ค่าสัญญาณรบกวน 0.688 nA, 2.336 nA และ 4.55 nA ที่ค่ากระแส I_F เท่ากับ 10 nA, 1,000 nA และ 6,000 nA ตามลำดับ โดยที่ค่ากระแส I_F ต่ำสุดที่ 10 nA ค่าสัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุตมีค่า 0.688 nA ซึ่งมีค่าน้อยกว่ากระแส I_F ต่ำสุด เพราะฉะนั้นสัญญาณรบกวนจะไม่ส่งผลกระทบต่อวงจร

รูปที่ 4.19 แสดงค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ค่ากระแส 10 nA ภายใต้ความผันแปรของอุณหภูมิ (Temperature Variation) ในช่วง 10 $^{\circ}C$ - 60 $^{\circ}C$ และกระบวนการผลิต(Process Variation) ที่กระบวนการ tt, ss, ff, snfp และ fnsp จากรูปแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถสะท้อนกระแสได้อย่างแม่นยำภายใต้ความผันแปรต่างๆ

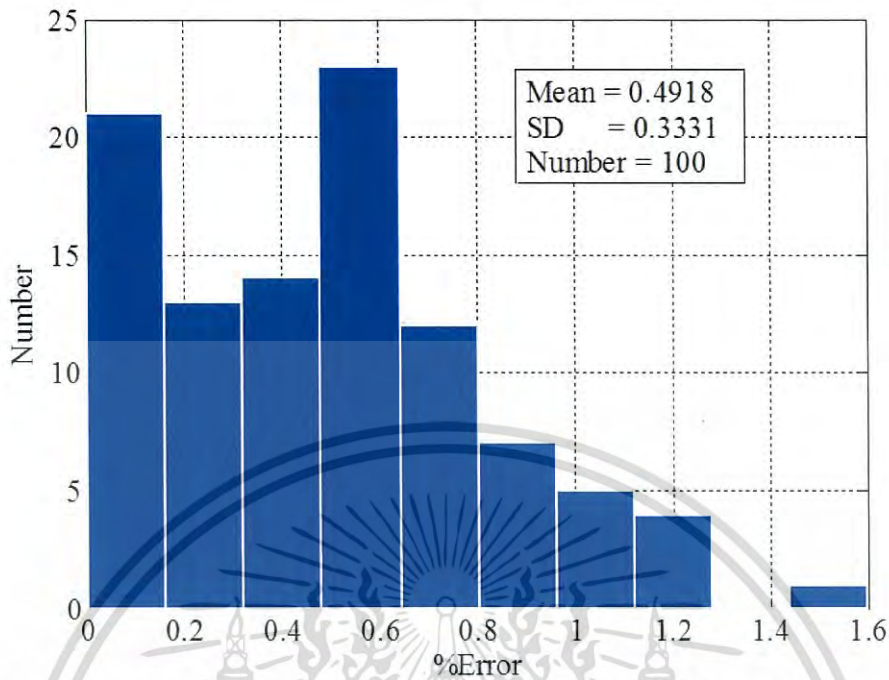


รูปที่ 4.18 สัญญาณรบกวนของวงจรที่ความถี่ 1Hz – 100kHz



รูปที่ 4.19 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ภายใต้ความผันแปรของอุณหภูมิ (Temperature Variation) และกระบวนการผลิต (Process Variation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ค่ากระแส 10 nA ภายใต้ความผันแปรสุ่มและความไม่สมพงษ์ (Device Mismatches Variation)

รูปที่ 4.20 แสดง %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ค่ากระแส 10 nA ภายใต้ความผันแปรสุ่มและความไม่สมพงษ์ (Device Mismatches Variation) จำลองการทำงานโดย Monte-Carlo ที่ค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน 3σ ในจำนวนการสุ่ม 100 ครั้ง ผลที่ได้แสดงค่า %ความผิดพลาดเฉลี่ย 0.49% และค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน 0.33 แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถสะท้อนกระแสได้อย่างแม่นยำภายใต้ความผันแปรสุ่มและความไม่สมพงษ์ ในการออกแบบจะใช้ทรานซิสเตอร์ในการสะท้อนกระแสที่มีขนาดใหญ่เพื่อลดค่าความผิดพลาดของของความผันแปรสุ่มและความไม่สมพงษ์ เพื่อเพิ่มความแม่นยำให้กับวงจร

ตารางที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอเทียบกับงานวิจัยอื่นๆ

Ref.	V_{DD} (V)	Tech (μm)	Current (A)	V_{RE}/V_{REF}	R^2	Power (μW)
[5]	1.8	0.18	1n- 1 μ	n/a	0.9984	50 [*]
[6]	1.8	0.15	10n – 1 μ	0.99971	0.99993	32 ^{**}
[28] [*]	1.8	0.18	n/a	0.966	0.97	8,640 [*]
[28] ^{**}	1.8	0.18	n/a	0.944	0.97	15,840 [*]
[27] [*]	1.8	0.18	10n – 10 μ	n/a	n/a	307 [*]
[27] ^{**}	1.8	0.18	500p – 10 μ	n/a	n/a	1,248 [*]
This work	1.0	0.18	10n – 1 μ	0.99987	0.99996	12.3 ^{**}

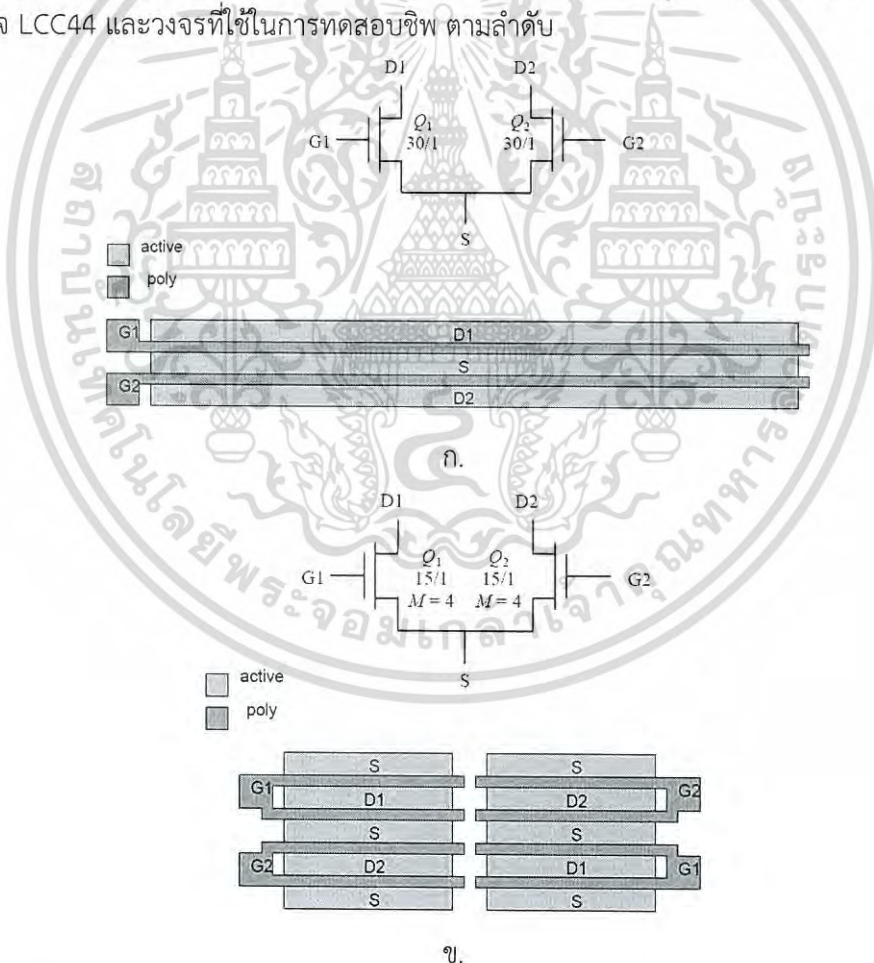
^{*} Single End, ^{**} Fully Differential, ^{*} Measurement, ^{**} Simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคส เซนเซอร์ที่มีความแม่นยำสูงและกินกำลังงานต่ำด้วยเทคโนโลยีซีมอส 0.18- μm เทคนิคการสะท้อนกระแสแบบคาสโคดไฟเลี้ยงต่ำ (Wide-swing Current-mirror) ทำให้วงจรได้รับความแม่นยำสูง การใช้วงจรขยายทำงาน 2 หน้าที่ในเวลาเดียวกันทำให้สามารถลดจำนวนวงจรขยายลงได้ วงจรจึงกินกำลังงานต่ำเทคนิคการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาบอดี้ (Bulk-driven input differential pair) และการทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (Weak-inversion region) ทำให้วงจรขยายกินกำลังงานต่ำและสามารถทำงานได้ดีภายใต้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ จากผลการทดลองแสดงว่าวงจรที่นำเสนอมีความแม่นยำและความเป็นเชิงเส้นสูง

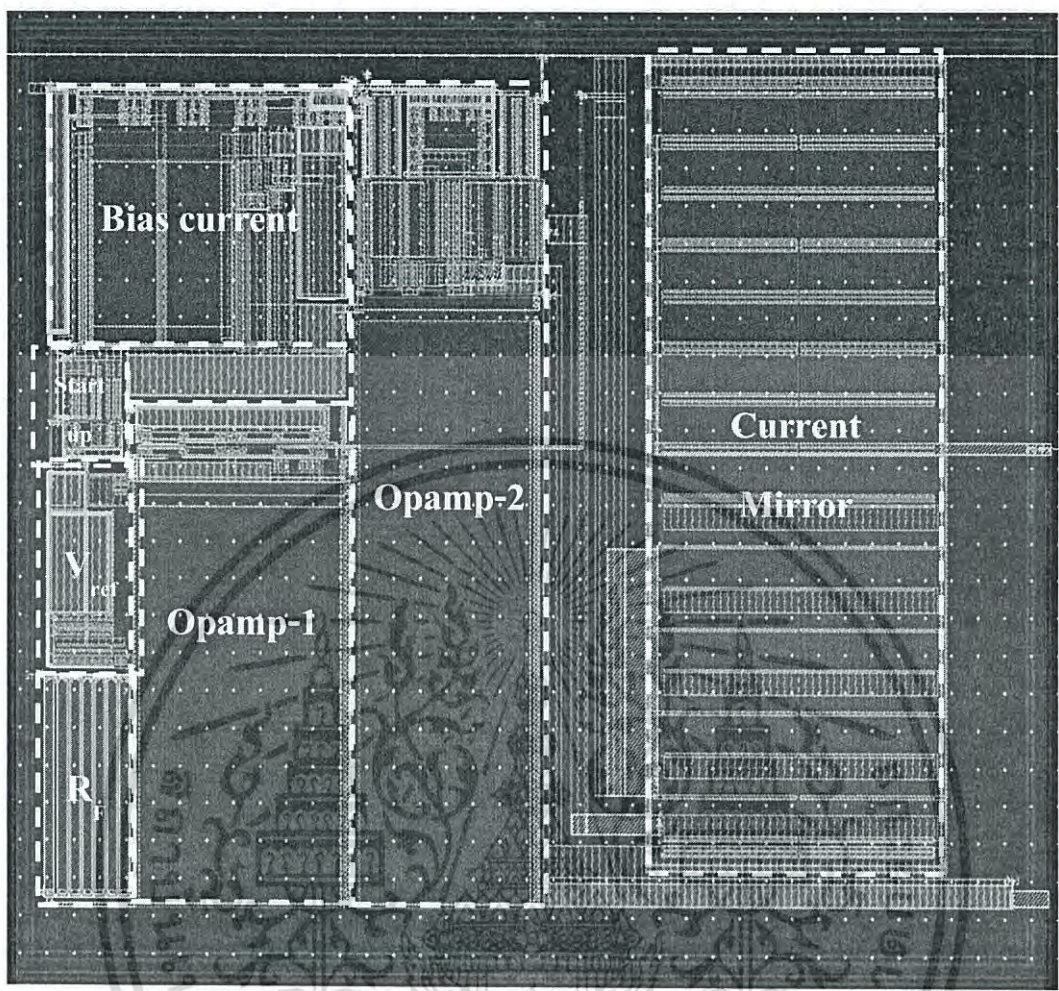
4.4.2 ผังภูมิกายภาพ (Layout) และผลการทดลอง

รูปที่ 4.22 แสดงผังภูมิกายภาพของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคส เซนเซอร์ชนิดแรงดันที่นำเสนอขนาด $195 \times 130 \mu\text{m}$ ในส่วนของวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) ใช้เทคนิค Common Centroid และ Multi-Fingered Gates [29] เพื่อให้ทรานซิสเตอร์มีความสมพงษ์กันและช่วยลดพื้นที่ของวงจรแสดงตัวอย่างในรูปที่ 4.21 ในส่วนของรูปที่ 4.23 และ รูปที่ 4.24 แสดงชีพวงจรถ่ายภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันในแพ็คเกจ LCC44 และวงจรที่ใช้ในการทดสอบชีพ ตามลำดับ



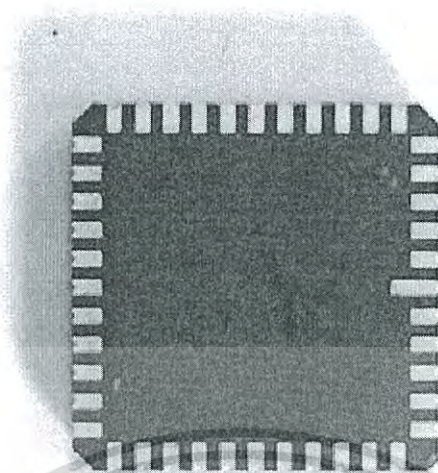
รูปที่ 4.21 ก. ผังภูมิกายภาพของวงจรขยายผลต่างโดยทั่วไป ข. ผังภูมิกายภาพของวงจรขยายผลต่างโดยใช้เทคนิค Common Centroid และ Multi-Fingered Gates [29]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

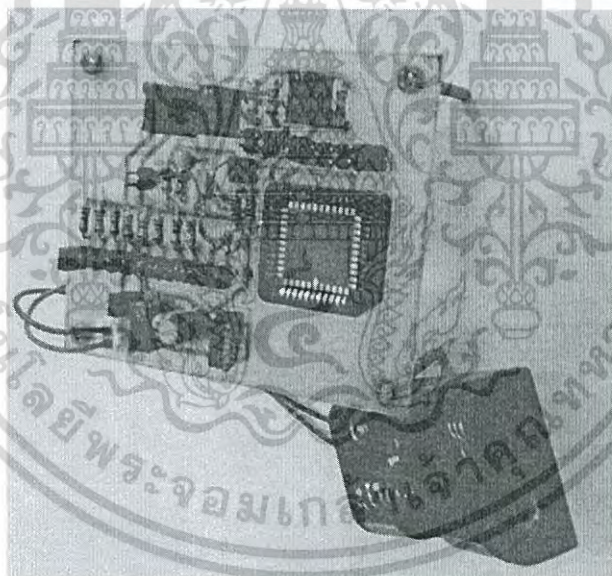


รูปที่ 4.22 ผังภูมิกายภาพของวงจรถ่ายด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

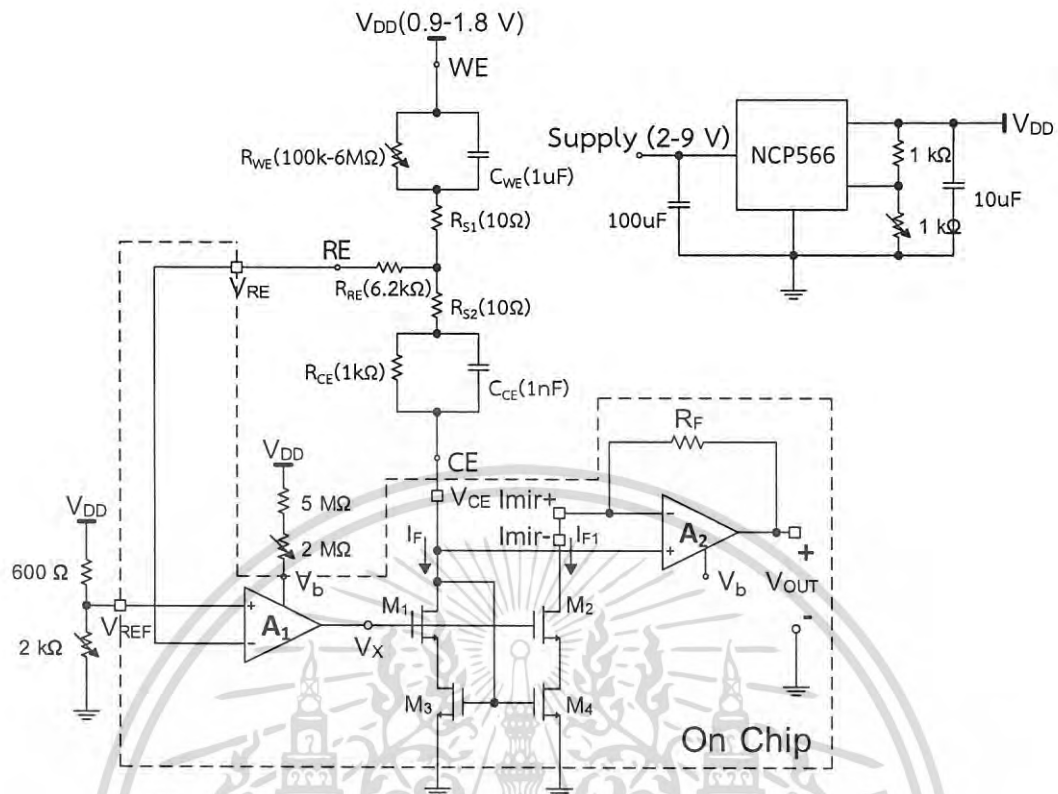


รูปที่ 4.23 ชิปวงจรรักษาครีبد้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันในแพ็คเกจ LCC44



รูปที่ 4.24 วงจรที่ใช้ในการทดสอบชิพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

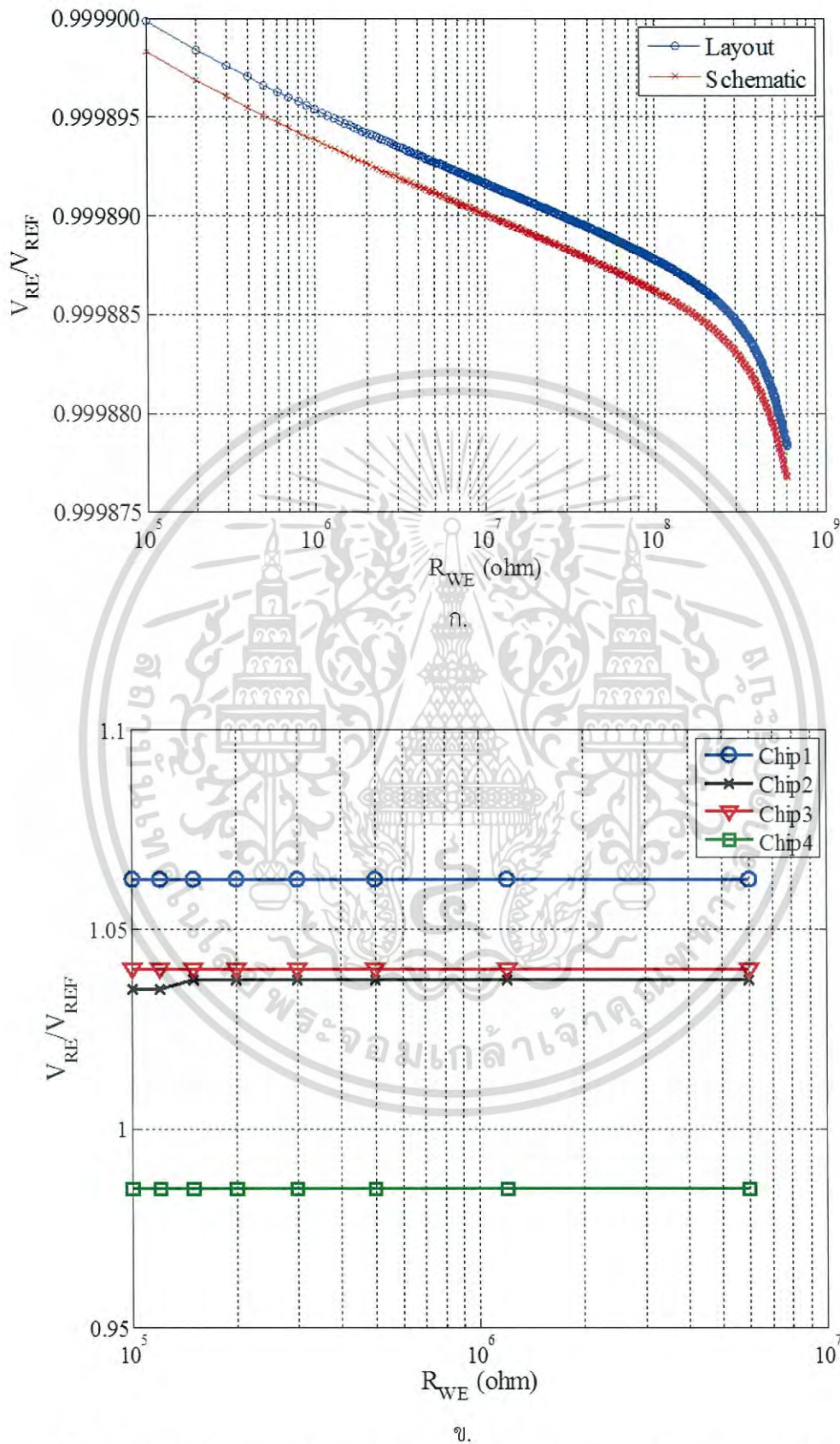


รูปที่ 4.25 วงจรที่ใช้ในการทดสอบชิพ (Test Bench)

รูปที่ 4.25 แสดงแผนภาพวงจรที่ใช้ในการทดสอบชิพ (Test Bench) ภายในเส้นประแสดงวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันที่ออกแบบในชิพซึ่งต่ออยู่กับแบบจำลองของกลุโคสเซนเซอร์ในรูปแบบโมเดล RC โดยแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} ถูกสร้างจากชิพ NCP566 ซึ่งเป็นวงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator) สามารถปรับค่าได้ 0.9-1.8 โวลต์ แรงดัน V_{REF} ถูกสร้างจากแรงดัน V_{DD} โดยการแบ่งแรงดันจากตัวต้านทานขนาด 600 Ω และตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 2 k Ω แรงดัน V_b สร้างการแบ่งแรงดัน V_{DD} จากตัวต้านทานขนาด 5 M Ω และตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 2 M Ω เพื่อปรับค่ากระแสไบอัสให้กับวงจร

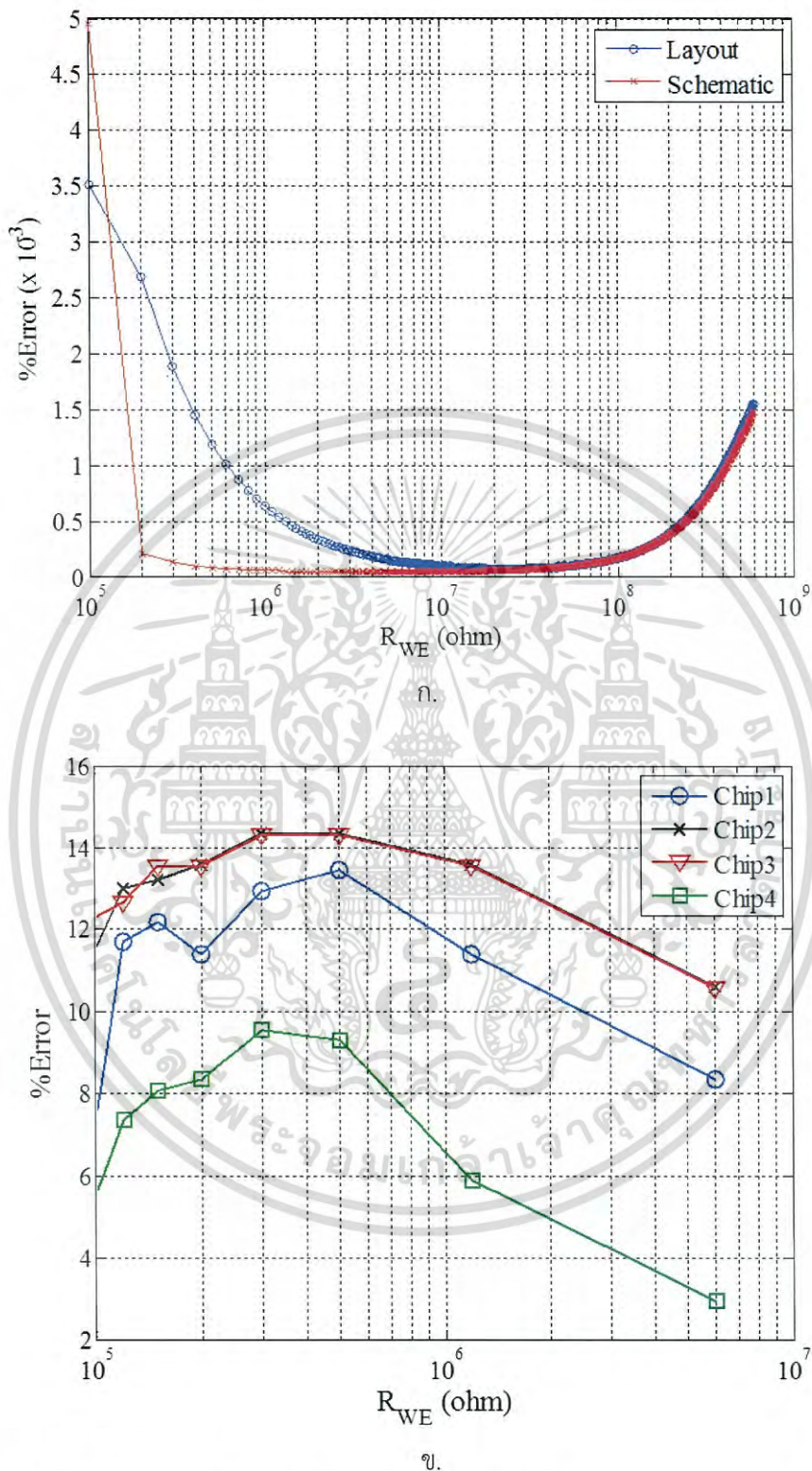
รูปที่ 4.26ก. แสดงผลการจำลองการทำงานแสดงค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF} ของการจำลองการทำงานแบบ Schematic มีค่าอยู่ในช่วง 0.999898 – 0.999877 และการจำลองการทำงานแบบ Layout มีค่าอยู่ในช่วง 0.999900 – 0.999878 เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงในช่วง 100k Ω – 60M Ω ทำให้กระแสเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงในช่วง 10nA – 1 μ A จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat Circuit) สามารถรักษาแรงดัน $V_{RE} = V_{REF}$ ได้เป็นอย่างดี ในรูปที่ 4.26ข. แสดงผลการจำลองการทำงานแสดงค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF} ของชิพ (Chip) 4 ตัว ที่สร้างมาจากผังภูมิกายภาพในรูปที่ 4.22 จากผลการทดลองแสดงว่าชิพทั้ง 4 ตัว มีค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF} อยู่ในช่วง 1.062 - 0.985 เมื่อค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงในช่วง 100k Ω – 6M Ω จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าชิพทั้ง 4 ตัว สามารถรักษาค่าแรงดัน V_{RE} ได้ดีแต่ยังแม่นยำไม่เท่ากับผลการจำลองการทำงานอาจเนื่องมาจากอัตราขยายของวงจรขยาย A_1 มีการคลาดเคลื่อนจากขั้นตอนการ Fabrication

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 ผลการจำลองการทำงานแสดงค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF} ก.ผังภูมิกายภาพ และ ข.ชิพ(Chip)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 ค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ก.ฟังก์ชันิกภาพ และ ข.ชิพ(Chip)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.27ก. แสดงค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแสของฝั่งภูมิกายภาพ ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ตัวต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในช่วง $100\text{ k}\Omega - 60\text{ M}\Omega$ โดยการจำลองการทำงานแบบ Schematic ค่า %ความผิดพลาดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.0049% และการจำลองการทำงานแบบ Layout ค่า %ความผิดพลาดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.0035% ที่ค่ากระแสอินพุต $I_F = 6\text{ }\mu\text{A}$ รูปที่ 4.27ข. แสดงค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแสของชิพทั้ง 4 ตัว ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ตัวต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในช่วง $100\text{ k}\Omega - 6\text{ M}\Omega$ โดยค่า %ความผิดพลาดอยู่ในช่วง $7.53\% - 14.33\%$ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าชิพทั้ง 4 ตัวทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควรซึ่งอาจเป็นผลมาจากความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายวงจรรขยาย A_1 และวงจรรขยาย A_2 ทำให้เกิดค่าแรงดัน ΔV_{DS} ระหว่างการสะท้อนกระแสทำให้เกิดความผิดพลาด นอกจากนี้รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณรบกวนขนาด 70 mV ที่แรงดัน V_{OUT} ของวงจรรขยาย A_2 ซึ่งส่งผลต่อความผิดพลาดของแรงดัน ΔV_{DS}



รูปที่ 4.28 ค่าแรงดัน V_{OUT} ของวงจรรขยาย A_2 ที่ค่า $R_{WE} 100\text{ k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

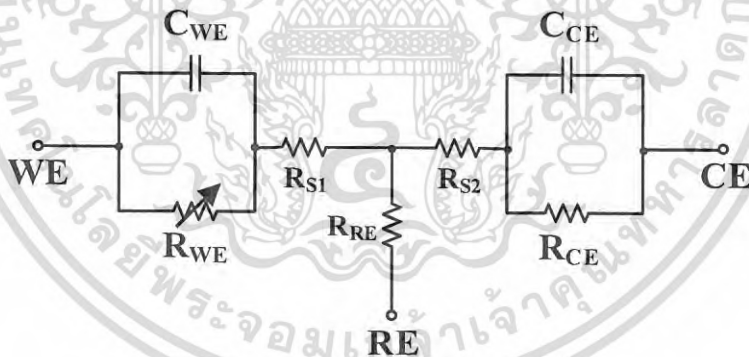
บทที่ 5

การออกแบบและผลการทดลองของวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับ แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดดิจิตอลเอาท์พุท

5.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการพัฒนาวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแปลงกระแสเป็นสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุท (Analog-to-Digital Converter) โดยมุ่งเน้นพัฒนาให้วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลมีความละเอียดประมาณ 12.5 บิต ซึ่งสามารถครอบคลุมการแปลงสัญญาณอินพุทที่มีช่วงกว้าง 75 dB และกินกำลังงานต่ำ โดยใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณออกเป็นสองช่วง คือ การแปลงสัญญาณแบบหยาบและการแปลงสัญญาณแบบละเอียด การแปลงสัญญาณแบบหยาบใช้เทคนิคการแปลงกระแสเป็นสัญญาณความถี่ (I-to-F) และการแปลงสัญญาณแบบละเอียดใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) ซึ่งการใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบสองช่วงทำให้ได้ความละเอียดสูงและช่วยลดระยะเวลาการแปลงสัญญาณ (Conversion Time) วงจรนี้แบบซิงโครนัสชนิดกินกำลังงานต่ำถูกนำมาใช้ร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณเพื่อลดการกินกำลังงานของวงจร

5.2 กลูโคสเซนเซอร์



รูปที่ 5.1 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ในรูปแบบของวงจรตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ [5]

กลูโคสเซนเซอร์ที่ถูกนำมาใช้ในวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแปลงกระแสเป็นสัญญาณดิจิตอลเอาท์พุท (Analog-to-Digital Converter) [5] เป็นกลูโคสเซนเซอร์ปฏิกิริยาเคมีชนิดแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ (Amperometric Glucose sensor) ซึ่งมีประสิทธิภาพการทำงานแสดงในตารางที่ 5.1 แอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบของวงจรตัวต้านทานและตัวเก็บประจุได้ดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยตัวต้านทานขั้วไฟฟ้า R_{WE} มีค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงในช่วง $100\text{ k}\Omega - 60\text{ M}\Omega$, ตัวต้านทาน R_{RE} และ R_{CE} มีค่าความต้านทาน $6.3\text{ k}\Omega$ และ $1\text{ k}\Omega$ ตามลำดับ ตัวต้านทานทางเคมี R_{S1} และ R_{S2} มีค่าความต้านทาน $10\ \Omega$ และตัวเก็บประจุขั้วไฟฟ้า C_{WE} และ C_{CE} มีขนาด $1\ \mu\text{F}$ และ $1\ \text{nF}$ ตามลำดับ ในการทำงานขั้วไฟฟ้า WE เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

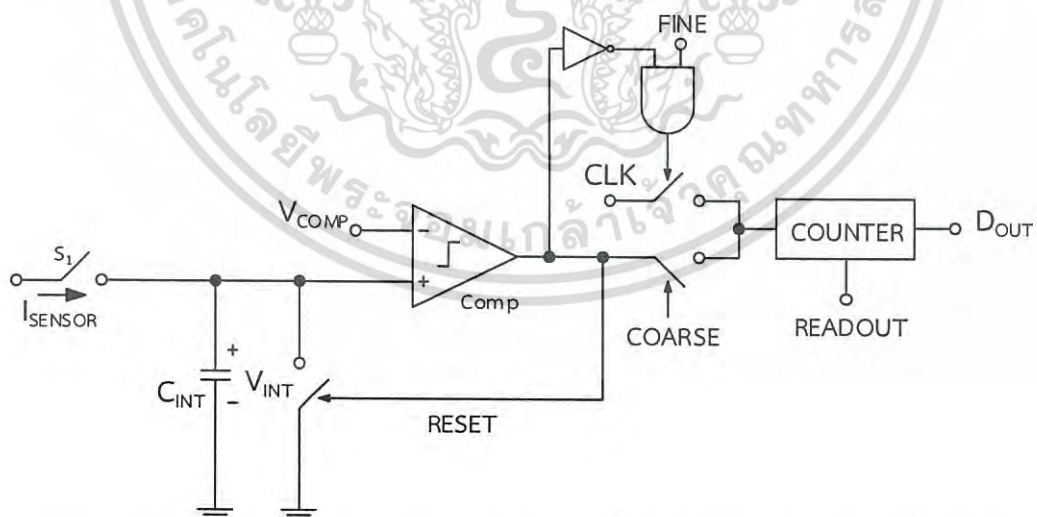
หน้าสัมผัสปฏิกิริยาเคมีเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของระดับน้ำตาลในเลือด ตัวต้านทาน R_{WE} จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ทำให้กระแสที่ไหลผ่านกลูโคสเซนเซอร์เกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งค่าระดับน้ำตาลในเลือดจะแปรผันตรงกับกระแสเอาต์พุตของเซนเซอร์ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.5 โดยตลอดระยะเวลาการทำงานกลูโคสเซนเซอร์ต้องได้รับแรงดันไบอัสคงที่ที่ขั้วไฟฟ้า RE เพื่อให้ทำงานได้อย่างถูกต้อง

ตารางที่ 5.1 ประสิทธิภาพการทำงานของแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ [5]

พารามิเตอร์	ค่าประสิทธิภาพ
ระยะเวลาการตอบสนอง	1 วินาที – 10 นาที
ช่วงการวัดระดับน้ำตาล	0 – 40 มิลลิโมล
ช่วงเอาต์พุต	1 nA – 6 μ A
แรงดันไบอัส	-0.6 โวลต์

5.3 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัล

วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัลถูกพัฒนาขึ้นมาเนื่องสัญญาณในรูปแบบดิจิทัลทนต่อสัญญาณรบกวน สามารถนำไปประมวลผลได้ง่าย และมีประสิทธิภาพสูงในงานวิจัยของ Meisam Honarvar Nazari [8] ได้นำเสนอเทคนิคการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีความละเอียดสูงสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 2 ขา โครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ตัวเก็บประจุ C_{INT} วงจรควบคุมลอจิกและวงจรรนับ (Counter)



รูปที่ 5.2 วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัล [8]

โดยการทำงานของวงจรถูกแบ่งออกเป็น 2 ช่วง ในช่วงแรกเป็นการแปลงสัญญาณแบบหยาบ (Coarse) สวิตช์ S_1 ปิดกระแส I_{SENSOR} ไหลเข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_{INT} สวิตช์ COARSE ถูกปิด และสัญญาณ FINE เป็นลอจิก 0 ทำให้วงจรเปรียบเทียบกับเข้าที่บวกรนับโดยตรง โดยในช่วงนี้ แรงดัน V_{COMP} ทำหน้าที่เป็นแรงดันอ้างอิงให้กับวงจร เมื่อสัญญาณอินพุต I_{SENSOR} ไหลเข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_{INT} เกิดเป็นค่าแรงดัน V_{INT} เมื่อเวลาผ่านไปแรงดัน V_{INT} จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{COMP} วงจรเปรียบเทียบจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นลอจิก 1 ทำให้วงจรถับเริ่มทำการนับและสวิตช์ RESET ทำการปิดทำให้แรงดัน V_{INT} คายประจุจนมีค่าแรงดันเป็น 0 ทำให้อาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเปลี่ยนแปลงเป็นลอจิก 0 ทำให้สวิตช์ RESET ทำการเปิดเพื่อเปรียบเทียบค่าในรอบต่อไป

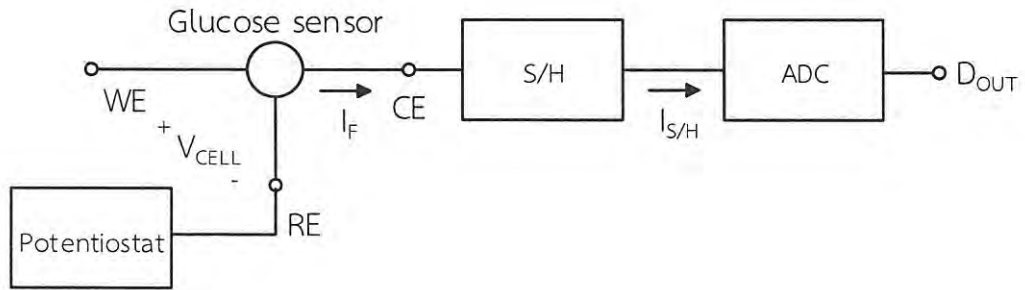
ในการทำงานช่วงที่สองสัญญาณสวิตช์ S_1 และสวิตช์ COARSE ถูกเปิดและสัญญาณ FINE เป็นลอจิก 1 ทำให้สวิตช์สัญญาณนาฬิกา CLK พร้อมทำการปิดโดยรอสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบ ค่าแรงดัน V_{INT} เป็นค่าแรงดันที่เหลือจากการเปรียบเทียบแรงดันในช่วงแรกเพื่อนำมาเปรียบแบบละเอียดในช่วงที่สอง ในช่วงการทำงานนี้แรงดัน V_{COMP} จะเปลี่ยนจากแรงดันอ้างอิงเป็นแรงดันความชัน (Function Ramp) โดยจะมีค่าลดลงจากแรงดันอ้างอิงเป็นค่าความชันค่าหนึ่ง ในช่วงเริ่มต้นแรงดัน V_{COMP} ยังคงมีค่ามากกว่าแรงดัน V_{INT} ที่เหลือมาจากในช่วงแรก ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบมีค่าเป็นลอจิก 0 ทำให้สวิตช์ CLK ปิด สัญญาณนาฬิกาถูกต่อเข้ากับวงจรถับทำให้วงจรถับเริ่มทำการนับ เมื่อเวลาผ่านไปแรงดัน V_{COMP} ลดลงจนมีค่าน้อยกว่าแรงดัน V_{INT} ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเปลี่ยนเป็นลอจิก 1 ทำให้สวิตช์ CLK เปิดและวงจรถับหยุดทำการนับ สวิตช์ RESET ทำการปิดเพื่อรีเซ็ตแรงดัน V_{INT} ให้พร้อมในการทำงานในรอบต่อไป

เทคนิคของ Meisam Honarvar Nazari ทำให้วงจรวจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอลมีความละเอียดสูงโดยสามารถทำความละเอียดได้มากกว่า 12 บิต โดยใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบสองช่วง ในช่วงแรกเป็นการแปลงสัญญาณชนิดกระแสเป็นความถี่ (Current-to-Frequency) และใช้วงจรถับในการนับช่วงเวลา ในช่วงที่สองใช้วงจรแปลงสัญญาณชนิดความชันเดี่ยว (Single-slope ADC) ในการแปลงสัญญาณต่อจากแบบหยาบ (Coarse) ในช่วงแรกเนื่องจากวงจรวจรแปลงสัญญาณชนิดความชันเดี่ยวมีความละเอียดสูงแต่ไม่สามารถทำงานในช่วงสัญญาณอินพุตที่กว้างมากได้

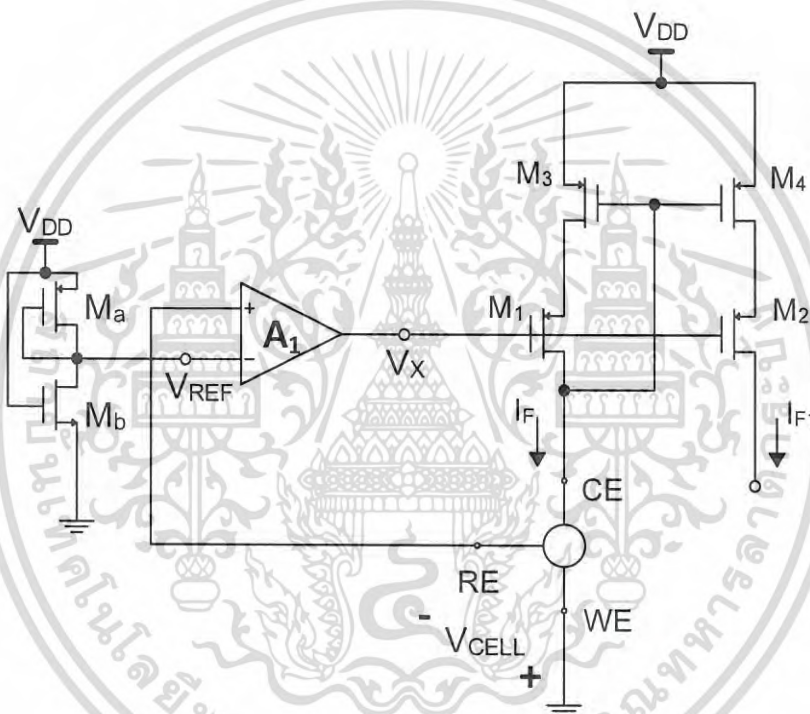
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเทคนิควงจรวจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอลของ Meisam Honarvar Nazari [8] มาประยุกต์ใช้กับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิด 3 ขา เพื่อให้วงจรวจรสามารถแปลงสัญญาณอินพุตที่มีความกว้างและมีความละเอียดสูงได้ในเวลาเดียวกัน

โครงสร้างการทำงานของวงจรวจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมทริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอลที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 5.3 ประกอบด้วยส่วนของวงจรวจรความคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) ทำหน้าที่ควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วไฟฟ้า RE เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิงให้กับกลูโคสเซนเซอร์ วงจรวจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) ทำหน้าที่สุ่มค่ากระแส I_F จากกลูโคสเซนเซอร์และคงค่ากระแส I_F เพื่อส่งผ่านกระแส $I_{S/H}$ ไปยังในส่วนของวงจรวจรแปลงสัญญาณดิจิตอล และวงจรวจรแปลงสัญญาณดิจิตอล (ADC Converter) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณ $I_{S/H}$ เป็นสัญญาณดิจิตอลในรูปแบบของเลขฐานสอง (Binary)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 โครงสร้างการทำงานของวงจรภาครับด้านหน้า สำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอลที่นำเสนอ



รูปที่ 5.4 วงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) สำหรับวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอล

รูปที่ 5.4 แสดงวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) ประกอบด้วยวงจรวางจรขยาย A_1 ต่อเข้ากับวงจรสหัตถ์กระแสแคสโคดไฟเลี้ยงต่ำ (Wide-Swing Cascode Current Mirror) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_1 - M_4 ที่มีความสมพงษ์กันทุกประการและกลูโคสเซนเซอร์ในลักษณะการป้อนกลับแบบลบ ทำหน้าที่ควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วไฟฟ้า RE ให้มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{REF} โดยแรงดัน V_{REF} ถูกสร้างขึ้นจากวงจรแบ่งแรงดันแบบง่ายประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M_a และ M_b ซึ่งลักษณะการทำงานและการวิเคราะห์การทำงานเหมือนกันกับวงจรวางจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดแรงดันที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.4 แต่สำหรับวงจรวางจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat) สำหรับวงจรวางจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอล ใช้

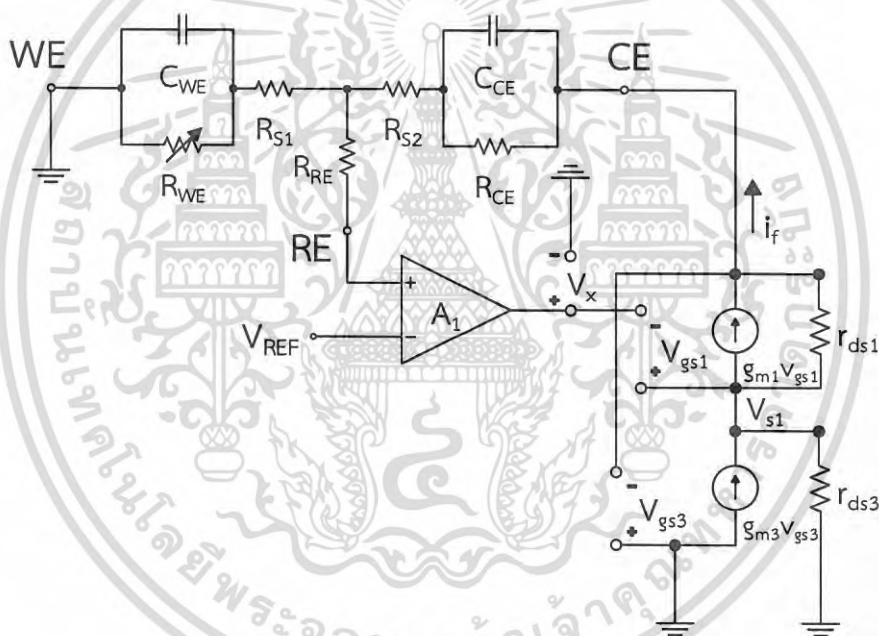
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ชนิดพีในวงจรสะท้อนกระแสแคสโคดแบบไฟเลี้ยงต่ำเพื่อลดจำนวนของวงจรถ่ายโอนกระแสในการส่งผ่านกระแส I_f ไปยังในส่วนของวงจรมุมค่าและคงค่า (Sample and Hold) โดยค่าแรงดัน V_{CELL} แสดงในสมการที่ (5.1) ในส่วนของความแม่นยำของวงจรถ่ายโอนศักย์ไฟฟ้าสามารถวิเคราะห์ได้จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันซึ่งแสดงไว้ในบทที่ 3

$$V_{CELL} = V_{GND} - V_{RE} \quad (5.1)$$

จากโครงสร้างของระบบการป้อนกลับแบบลบดังรูปที่ 3.16 จะได้อัตราส่วนแรงดัน (V_{RE}/V_{REF}) ของวงจรถ่ายโอนศักย์ไฟฟ้าที่นำเสนอในสมการที่ (5.2)

$$\frac{V_{RE}}{V_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_1 G_{m1} r_{O1}}} \quad (5.2)$$

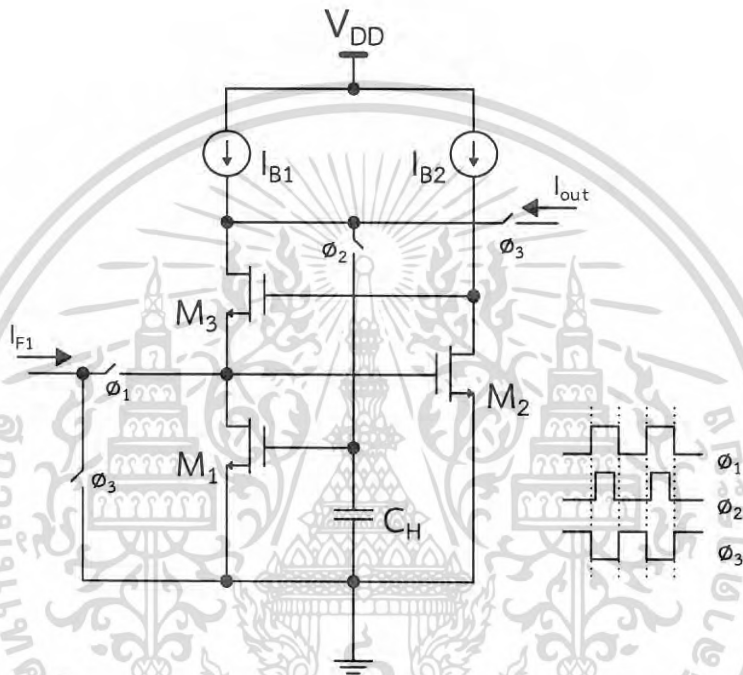


รูปที่ 5.5 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรถ่ายโอนศักย์ไฟฟ้าที่นำเสนอ (Potentiostat small-signal)

เราสามารถวิเคราะห์หาค่าความนำไฟฟ้าของวงจร $G_{m1} = i_f/v_x$ และค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุต r_{O1} ได้จากวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal) ในรูปที่ 5.5 โดยได้แสดงการวิเคราะห์ไว้ในบทที่ 4 สมการที่ (4.3) – (4.8) ซึ่งใช้วงจรถ่ายโอนกระแสชนิด NMOS และมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสุ่มและคงค่าแบบกระแส [21] ถูกนำมาใช้ในการสุ่มและคงค่ากระแส I_{F1} ที่ถูกสะท้อนมาจากกระแสเซนเซอร์ I_F โดยวงจรสุ่มค่าและคงค่าทำหน้าที่สุ่มค่าของสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณอนาล็อกและเก็บค่าที่ได้ไว้ในตัวเก็บประจุเพื่อป้องกันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตรูปที่ 5.6 แสดงวงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) โหมดกระแสของ A. Thanachayanont [21] ที่สามารถทำงานได้ดีที่แรงดันต่ำและมีความแม่นยำสูง ถูกนำมาใช้สุ่มค่าและคงค่ากระแส I_{F1} ประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 และ M_3 ต่อกันในลักษณะแคสโคดแบบควบคุม (Regulated Cascode)



รูปที่ 5.6 วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) โหมดกระแส [21]

โดยทรานซิสเตอร์ M_2 ทำหน้าที่เสมือนเป็นวงจรขยายเพื่อรักษาแรงดัน V_{DS} ของทรานซิสเตอร์ M_1 ให้มีค่าคงที่และทรานซิสเตอร์ M_1 กับ M_3 ต่อกันในลักษณะแคสโคด การทำงานสามารถแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือช่วงของการสุ่มค่า (ϕ_1) และช่วงของการคงค่า (ϕ_3) ในช่วงของการสุ่มค่าสวิตช์ ϕ_1 ปิด กระแส $I_{F1} + I_{B1}$ ไหลเข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_H เกิดเป็นแรงดันค่าหนึ่งโดยสวิตช์ ϕ_2 จะเปิดหลังจากสวิตช์ ϕ_1 เพื่อลดค่าความผิดพลาดในการชาร์จกระแส (Charge injection) ในช่วงของการคงค่า (ϕ_3) สวิตช์ ϕ_1 เปิดและสวิตช์ ϕ_3 ปิด ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน M_1 กับ M_3 มีค่าเท่ากับ $I_{out} + I_{B1}$ ซึ่ง I_{out} มีค่าเท่ากับ I_{F1} เมื่อทำการวิเคราะห์ความแม่นยำของวงจรสุ่มค่าและคงค่าโหมดกระแสขึ้นอยู่กับความต้านทานทางด้านอินพุตต้องมีค่าน้อยและความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต้องมีค่ามาก สมการที่ (5.3) และ (5.4) แสดงความต้านทานทางด้านอินพุตของวงจรและความต้านทานทางด้านเอาต์พุต ตามลำดับ

$$R_{in} = \frac{g_{ds2}g_{ds3}}{g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (5.3)$$

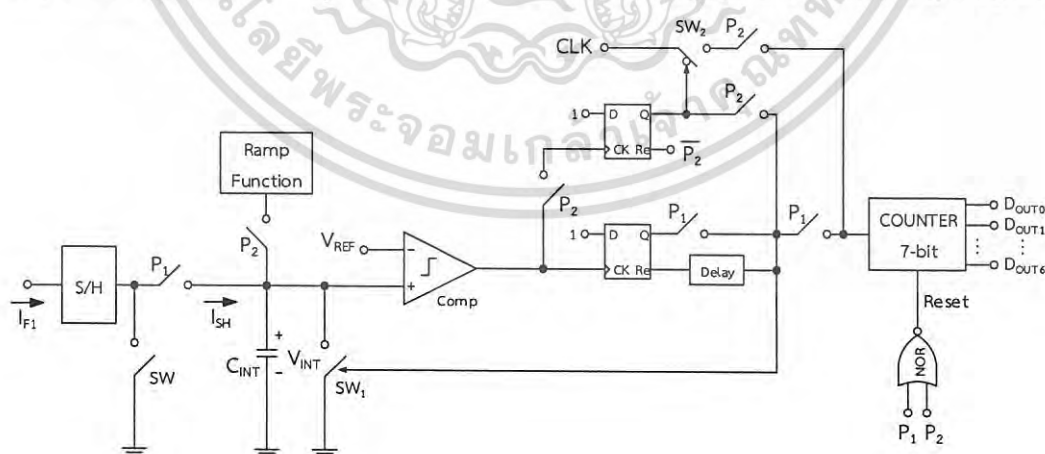
$$R_{out} = g_{m3}r_{o3}r_{o1}(1+g_{m2}r_{o2}) \quad (5.4)$$

จากสมการที่ (5.3) และ (5.4) จะเห็นได้ว่าวงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) โหมดกระแส [21] มีความต้านทานทางด้านอินพุตต่ำและมีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตมากตามหลักของ วงจรขยายกระแส

สมการที่ (5.5) แสดงคาบเวลาในการทำงานของวงจร T_H

$$T_H = \frac{C_H}{g_{m1}} \quad (5.5)$$

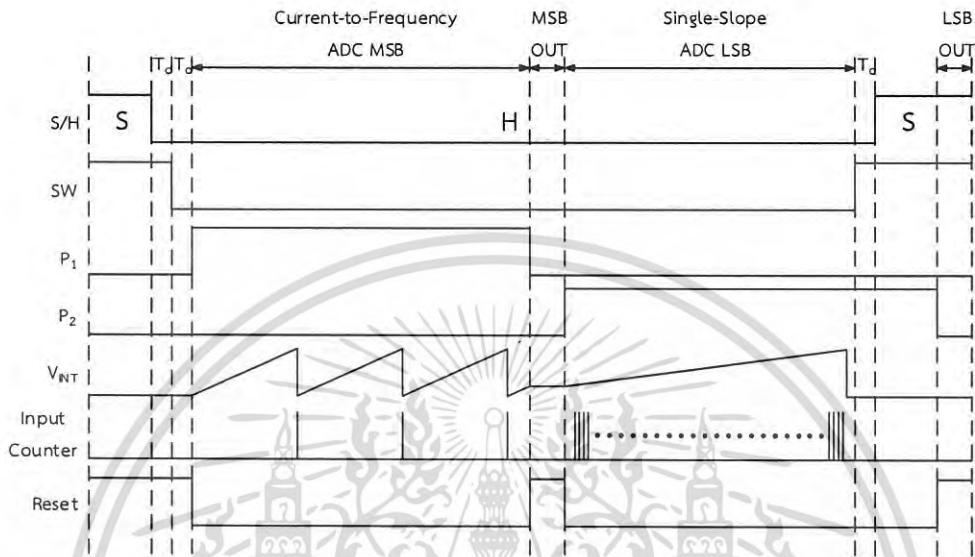
วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัล (ADC Converter) ที่นำเสนอแสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.7 ประกอบด้วยวงจรสุ่มค่าและคงค่า (Sample and Hold) ทำหน้าที่สุ่มและคงค่ากระแส I_{F1} ตัวเก็บประจุ C_{INT} ทำหน้าที่สร้างแรงดัน V_{INT} จากกระแส I_{SH} วงจรสร้างความชัน (Ramp Function) ทำหน้าที่สร้างแรงดันเชิงเส้นในการแปลงสัญญาณ วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดัน V_{INT} กับแรงดันอ้างอิง V_{REF} วงจร ฟลิปฟลอป (Flip-flop) ทำหน้าที่เก็บค่าลอจิกจากเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบและรีเซ็ตแรงดัน V_{INT} และวงจรนับ (Counter) ทำหน้าที่นับจำนวนลูกคลื่นจากเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ โดยลักษณะการทำงานถูกแบ่งออกเป็น 2 ช่วงการทำงาน คือในช่วงของ P_1 เป็นการแปลงสัญญาณแบบหยาบใช้หลักการแปลงกระแสเป็นความถี่ (Current-to-Frequency) และ P_2 เป็นการแปลงสัญญาณแบบละเอียดใช้หลักการแปลงสัญญาณแบบความชันเดี่ยว (Single-slope ADC) รูปที่ 5.8 แสดงลูกคลื่นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัล (Timing Diagram)



รูปที่ 5.7 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัล (ADC Converter) ที่นำเสนอ

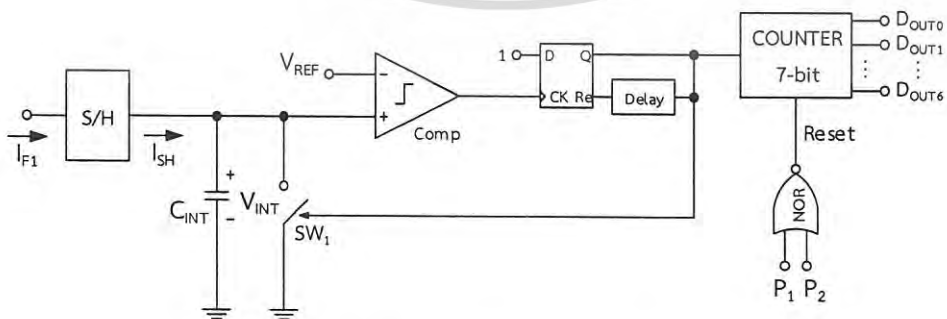
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานในช่วงการแปลงสัญญาณแบบหยาบ (P_1) สวิตช์ P_1 ทำการปิดทั้งหมดและสวิตช์ P_2 ทำการเปิดทั้งหมดซึ่งแสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.9 กระแส I_{SH} ไหลจากวงจรสุ่มค่าและคงค่าเข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_{INT} เกิดเป็นแรงดัน V_{INT} เมื่อเวลาผ่านไปแรงดัน V_{INT} จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (5.6) จนกระทั่งมีค่ามากกว่าแรงดัน V_{REF} วงจรเปรียบเทียบจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นลอจิก 1



รูปที่ 5.8 ลูกคลื่นการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัล (Timing Diagram)

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบถูกต่อเข้ากับสัญญาณนาฬิกาของวงจรฟลิปฟล็อป (D Flip-flop) ซึ่งทำงานที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบทำให้วงจรฟลิปฟล็อปทำงาน สัญญาณจากขาอินพุต D ถูกส่งผ่านไปยังเอาต์พุต Q ในกรณีนี้คือสัญญาณลอจิก 1 จะไปทำการปิดสวิตช์ SW_1 เพื่อทำการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{INT} โดยสัญญาณเอาต์พุต Q จะผ่านตัวหน่วงเวลา (Delay) ค่าหนึ่งเพื่อให้ตัวเก็บประจุ C_{INT} คายประจุได้หมด สัญญาณเอาต์พุต Q จะไปกระตุ้นวงจรนับให้เริ่มทำการนับจำนวน MSB สมการที่ (5.7) แสดงความสัมพันธ์ในการแปลงสัญญาณแบบหยาบ (P_1) โดยค่ากระแส ΔI_{SH} ค่าสุดท้ายที่เหลือจากการแปลงสัญญาณในช่วงนี้จะถูกเก็บอยู่ในรูปของแรงดัน V_{INT} เพื่อนำไปแปลงสัญญาณในช่วงการแปลงสัญญาณแบบละเอียด (P_2)



รูปที่ 5.9 โครงสร้างการทำงานในช่วง P_1

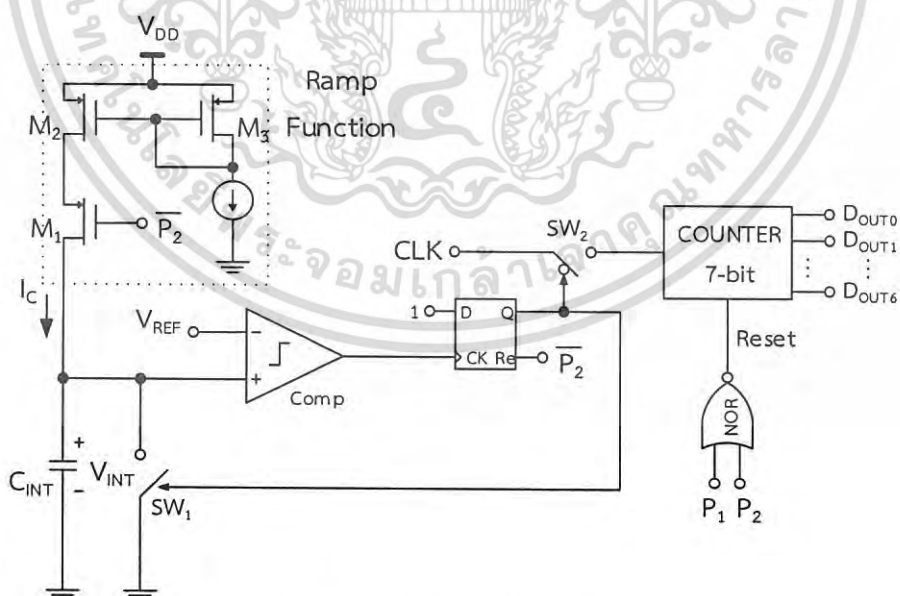
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{SH} = C_{INT} \frac{dV_{INT}}{dt} \quad (5.6)$$

$$I_{F1} = \frac{N_{MSB} C_{INT} V_{REF}}{T_{P1}} + \Delta I_{SH} \quad (5.7)$$

- โดย N_{MSB} คือ จำนวนลูกคลื่นที่นับได้ในระหว่างการแปลงสัญญาณ P_1
 T_{P1} คือ คาบเวลาการแปลงสัญญาณในช่วง P_1
 ΔI_{SH} คือ กระแส I_{SH} ที่เหลือจากการแปลงสัญญาณในช่วง P_1

การทำงานในช่วงการแปลงสัญญาณแบบละเอียด (P_2) สวิตช์ P_2 ทำการปิดทั้งหมดและสวิตช์ P_1 ทำการเปิดทั้งหมดแสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.10 ค่ากระแส ΔI_{SH} ค่าสุดท้ายที่เหลือจากการแปลงสัญญาณในช่วงการแปลงสัญญาณแบบหยาบ (P_1) ที่อยู่ในรูปของแรงดัน V_{INT} ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (5.8) ถูกนำมาใช้ในการแปลงสัญญาณต่อโดยการจ่ายกระแส I_C ซึ่งเป็นกระแสไฟตรง DC และมีค่าคงที่ เข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_{INT} ในสภาวะเริ่มต้นแรงดัน V_{INT} จะมีค่าน้อยกว่าแรงดัน V_{REF} ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบมีค่าเป็นลอจิก 0 ทำให้วงจรพลิกฟลอปยังไม่ทำงานและให้เอาต์พุต Q เป็นลอจิก 0 ทำให้สวิตช์ SW_2 ทำการปิดสัญญาณนาฬิกา CLK ถูกเชื่อมต่อเข้ากับวงจรนับทำการนับเวลาในการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{INT} จากกระแส I_C เมื่อเวลาผ่านไปจนกระทั่งแรงดัน V_{INT} มีค่ามากกว่าแรงดัน V_{REF} สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีค่าเป็นลอจิก 1 ทำให้วงจรพลิกฟลอปทำงานและให้สัญญาณเอาต์พุต Q เป็นลอจิก 1 สวิตช์ SW_2 ทำการเปิดและวงจรนับหยุดทำการนับ สมการที่ (5.9) แสดงความสัมพันธ์ในการแปลงสัญญาณแบบละเอียด (P_2)



รูปที่ 5.10 โครงสร้างการทำงานในช่วง P_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{INT} = \frac{N_{LSB} T_{CLK}}{T_{P2}} \times V_{REF} \quad (5.8)$$

$$\Delta I_{SH} = \frac{C_{INT}}{T_{P1}} \times V_{INT} \quad (5.9)$$

โดย N_{LSB} คือ จำนวนลูกคลื่นที่นับได้ในช่วงการแปลงสัญญาณ P_2

T_{CLK} คือ คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา CLK

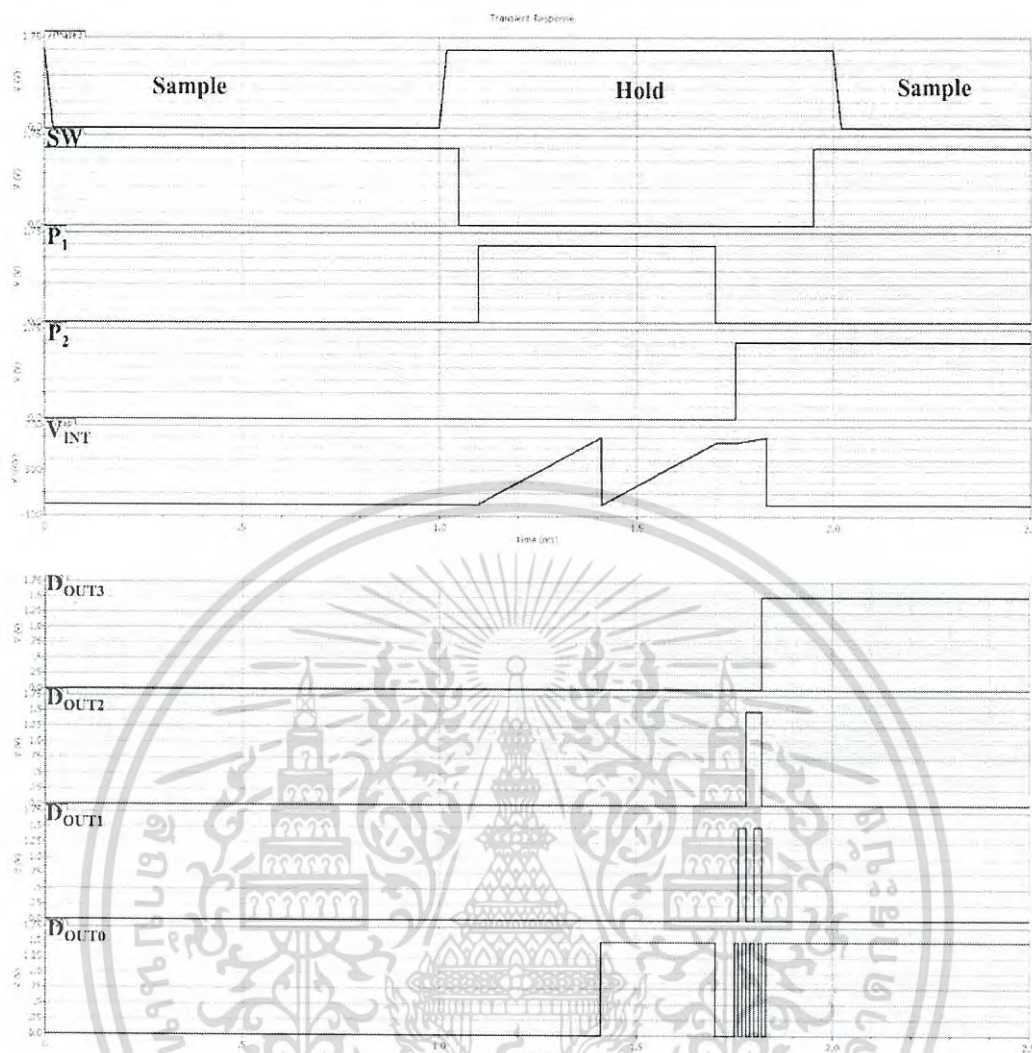
T_{P2} คือ คาบเวลาของการแปลงสัญญาณในช่วง P_2

สมการที่ (5.10) แสดงความสัมพันธ์ของการแปลงสัญญาณของช่วงหยาบ (P_1) และช่วงละเอียด (P_2)

$$I_{F1} = \frac{C_{INT} V_{REF}}{T_{P1}} \left(N_{MSB} + \frac{N_{LSB} T_{CLK}}{T_{P2}} \right) \quad (5.10)$$

ในการแปลงสัญญาณแบบหยาบ P_1 (MSB) ถูกแบ่งออกเป็น 60 ระดับโดย 1 MSB มีค่าเท่ากับ 100 nA ซึ่งสามารถหาคาบเวลาของ T_{P1} ได้จากสมการที่ (5.6) โดย T_{P1} เท่ากับ 600 μ S และในการแปลงสัญญาณแบบละเอียด P_2 (LSB) ถูกแบ่งออกเป็น 100 ระดับโดย 1 LSB มีค่าเท่ากับ 1 nA โดยกำหนดให้ T_{P2} มีค่าเท่ากับ 1000 μ S และสัญญาณนาฬิกาของวงจรนับ T_{CLK} มีค่าเท่ากับ 10 μ S ซึ่งทำให้วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิตอลที่นำเสนอนี้สามารถแปลงสัญญาณได้มีความละเอียด 6000 ระดับหรือ 12.5 บิต ในช่วงกระแสเซนเซอร์ที่ 10nA – 6 μ A กระแส, I_C มีค่าคงที่ที่ 60 nA

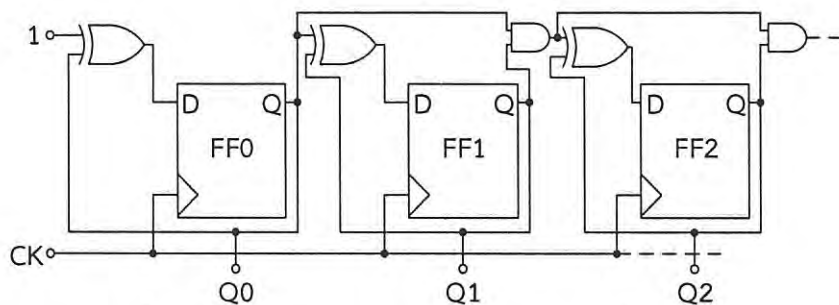
รูปที่ 5.11 แสดงการจำลองการทำงานของวงจรแปลงกระแสเป็นสัญญาณดิจิตอลเอาต์พุต ที่กระแส $I_{F1} = 190$ nA, $V_{REF} = 0.6$ โวลต์ ในการทำงานที่ช่วงการสุ่มค่า (Sample) ค่ากระแส I_{F1} ถูกสุ่มค่าโดยวงจรสุ่มค่าและคงค่าจนกระทั่งถึงช่วงเวลาการทำงานคงค่า (Hold) ที่ช่วงการทำงาน P_1 สวิตช์ SW ทำการเปิดกระแส I_{SH} ไหลเข้าไปชาร์จในตัวเก็บประจุ C_{INT} เกิดเป็นแรงดัน V_{INT} เมื่อเวลาผ่านไปแรงดัน V_{INT} มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งเท่ากับแรงดัน V_{REF} วงจรเปรียบเทียบแรงดันให้เอาต์พุตเป็น 1 ทำให้วงจรนับเริ่มทำการนับที่ช่วงการทำงาน P_1 ได้ $D_{OUT0} = 1$ ค่าแรงดันที่เหลือจากการชาร์จในช่วงการทำงาน P_1 ถูกนำมาแปลงสัญญาณต่อในช่วงการทำงาน P_2 วงจรนับเริ่มทำการนับจนกระทั่งกระแส I_C ไหลเข้าไปชาร์จตัวเก็บประจุ C_{INT} จนแรงดัน V_{INT} ที่เหลือจากช่วง P_1 มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{REF} วงจรนับจะหยุดทำงานที่ช่วงการทำงาน P_2 ได้ $D_{OUT} = 1001$



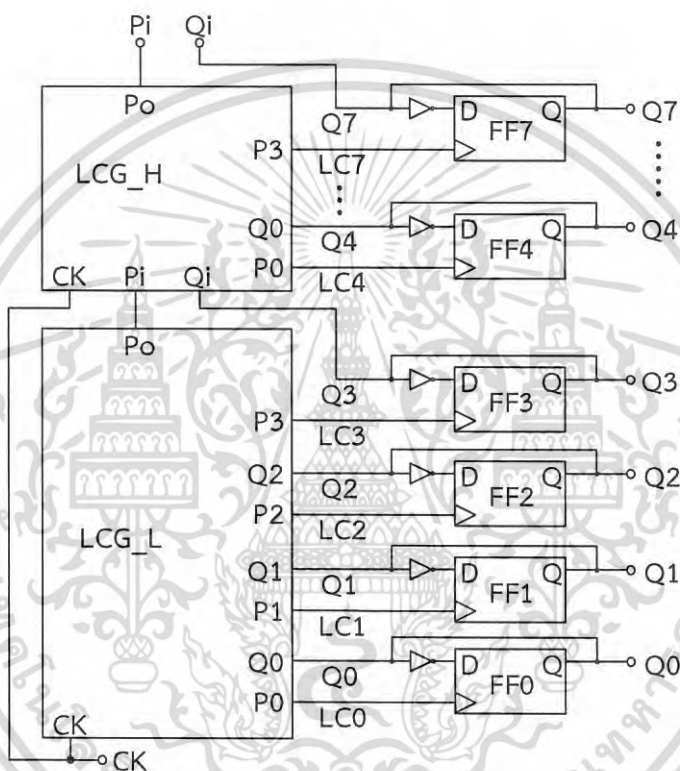
รูปที่ 5.11 การทำงานของวงจรของวงจรแปลงกระแสเป็นสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุต (ที่ $I_{F1} = 190\text{nA}$)

วงจรรนับแบบซิงโครนัส (Synchronous Counter) ของ Young [22] ถูกนำมาใช้นับจำนวน MSB ในช่วงการแปลงสัญญาณแบบหายาบ P_1 และนับระยะเวลา (T_{P2}) ในการชาร์จตัวเก็บประจุ V_{INT} โดยกระแส I_c ในช่วงการแปลงสัญญาณแบบละเอียด P_2 วงจรรนับแบบซิงโครนัสของ Young ถูกพัฒนามาจากวงจรรนับแบบซิงโครนัสทั่วไปซึ่งกินกำลังงานสูงเนื่องจากวงจรรคอมไบเนชัน (Combination Logic) รูปที่ 5.12 แสดงโครงสร้างของวงจรรนับแบบซิงโครนัสทั่วไป วงจรรนับแบบซิงโครนัสของ Young ถูกพัฒนามาจากวงจรรนับแบบซิงโครนัสทั่วไป โดยได้แก้ไขปัญหาการกินกำลังงานในส่วนของวงจรรคอมไบเนชัน รูปที่ 5.13 แสดงโครงสร้างของวงจรรนับแบบซิงโครนัสประกอบด้วยตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา LCG (Local-clock Generators) โดย LCG_L ใช้กับ 4 บิตแรกของวงจรรนับ และ LCG_H ใช้กับ 4 บิตถัดไป วงจรฟลิปฟล็อป (Flip-Flop) ทำหน้าที่สร้างและเก็บค่าสัญญาณเอาต์พุต Q_n ซึ่งอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไบนารี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



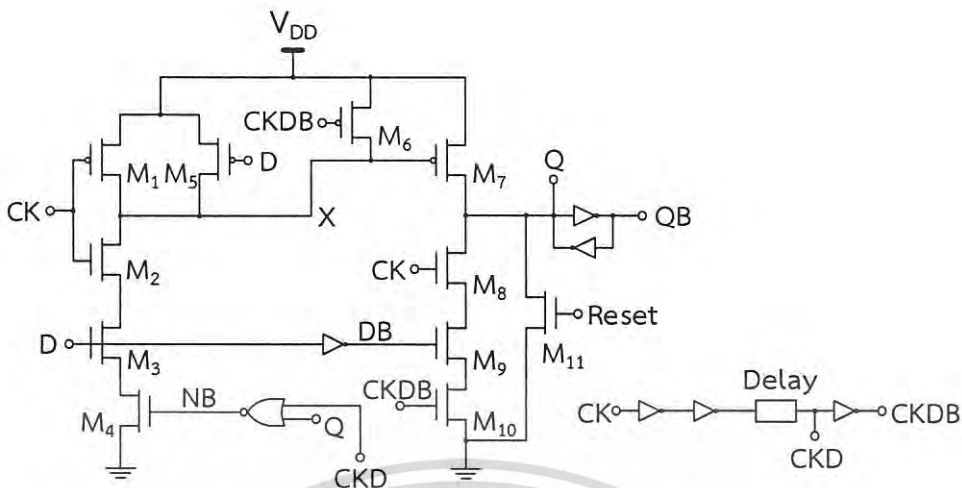
รูปที่ 5.12 โครงสร้างของวงจรนับแบบซิงโครนัสทั่วไป [22]



รูปที่ 5.13 โครงสร้างของวงจรนับแบบซิงโครนัสของ Young [22]

รูปที่ 5.14 แสดงโครงสร้างของวงจรตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา LCG (Local-clock Generators) ทั้งชนิด LCG_L และ LCG_H ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรฟลิปฟล็อป ในการทำงานกำหนดให้เอาต์พุต Q0 - Q7 มีค่าเริ่มต้นที่ลอจิก 0 เมื่อสัญญาณนาฬิกา CK มีค่าเป็น 0 ทรานซิสเตอร์ M₅ - M₈ ทำงานในสภาวะพรีชาร์จ (Pre-charge) ค่าแรงดันที่โหนด P0 - P3 มีค่าเป็น 1 จนกระทั่งสัญญาณนาฬิกาเปลี่ยนเป็น 1 ทรานซิสเตอร์ M₀ นำกระแส ทำให้แรงดันที่โหนด P0 ถูกดึงลงกราวด์ เมื่อสัญญาณนาฬิกามีค่าเป็น 0 อีกครั้งวงจรจะทำงานในสภาวะพรีชาร์จทำให้โหนด P0 ถูกดึงขึ้นไปยังไฟเลี้ยงเกิดเป็นสัญญาณขอบขาขึ้นที่ LC0 ทำให้วงจรฟลิปฟล็อปทำงานสัญญาณเอาต์พุต Q0 เปลี่ยนเป็นลอจิก 1 และผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อป้อนค่าอินพุตให้กับวงจรฟลิปฟล็อป การทำงานจะดำเนินไปเรื่อยๆจนกระทั่งครบ 4 บิต สัญญาณเอาต์พุต Q3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 วงจรฟลิปฟล็อปแบบ CCFF (Conditional-Capture Flip-Flop) [23]

ทำให้โหนด NB มีค่าเป็น 1 ที่โหนด X ถูกดึงลงกราวด์เป็นลอจิก 0 ทรานซิสเตอร์ M_7 นำกระแส ทำให้สัญญาณเอาต์พุต Q ถูกดึงขึ้นไปยังไฟเลี้ยงและเปลี่ยนสถานะจาก ลอจิก 0 เป็น 1 ในทางกลับกันเมื่อสัญญาณเอาต์พุต Q เป็นลอจิก 1 และสัญญาณอินพุต D มีค่าเป็น 0 ในสภาวะปริซาร์จโหนด X ถูกดึงขึ้นไปยังไฟเลี้ยง เมื่อสัญญาณนาฬิกา CK มีค่าเป็น 1 ทรานซิสเตอร์ M_8 และ M_9 นำกระแส ทรานซิสเตอร์ M_{10} ยังคงนำกระแสอยู่เนื่องจากสัญญาณ CKDB ยังมีค่าเป็น 1 ทำให้สัญญาณเอาต์พุต Q ถูกดึงลงกราวด์และเปลี่ยนสถานะจาก ลอจิก 1 เป็น 0 รูปที่ 5.19 แสดงการจำลองการทำงานของ วงจรนับแบบซิงโครนัส (Synchronous Counter) ความละเอียด 5 บิต ที่ความถี่สัญญาณนาฬิกา 10 kHz โดยจำลองผลการตอบสนองทางเวลาที่ 600 μ s

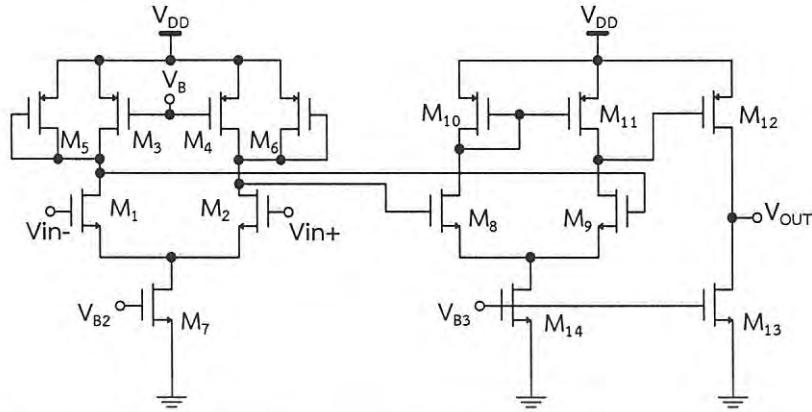
วงจรเปรียบเทียบสัญญาณหลายภาค (Multi-Stage Comparator) [8] ได้ถูกนำมาใช้ในงานวิจัย นี้แสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.16 วงจรขยายภาคแรกประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ $M_1 - M_7$ ทำหน้าที่เพิ่มความเร็วกให้กับวงจรเปรียบเทียบสัญญาณโดยการขยายความต่างของสัญญาณอินพุต ΔV_{in} เราสามารถวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจรภาคแรกได้ในสมการที่ (5.11)

$$A_{v1} = -g_{m1} \left(r_{ds1} \parallel \left(r_{ds3} \parallel \frac{1}{g_{m5}} \right) \right) \approx \frac{-g_{m1}}{g_{m5}} \quad (5.11)$$

วงจรขยายภาคที่สองและสามประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ $M_8 - M_{14}$ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณจาก วงจรขยายภาคแรกโดยสามารถวิเคราะห์หาอัตราขยายได้จากสมการที่ (5.12)

$$A_{v2,3} = g_{m9} g_{m12} (r_{ds9} \parallel r_{ds11}) \times (r_{ds12} \parallel r_{ds13}) \quad (5.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

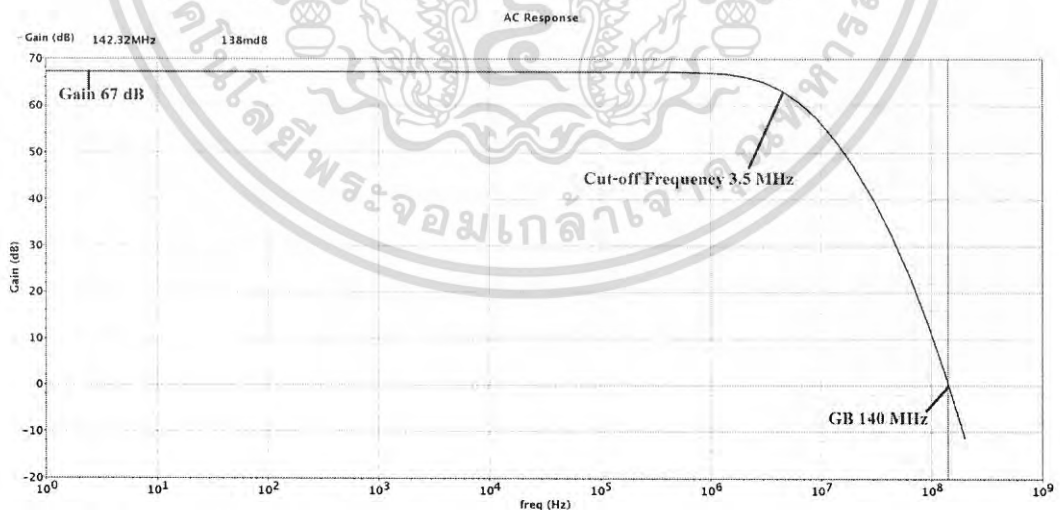


รูปที่ 5.16 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณหลายภาค (Multi-Stage Comparator) [8]

และสามารถหาอัตราสลูว์ (Slew rate) ของวงจรขยายภาคที่สองและสามได้จากสมการที่ (5.13)

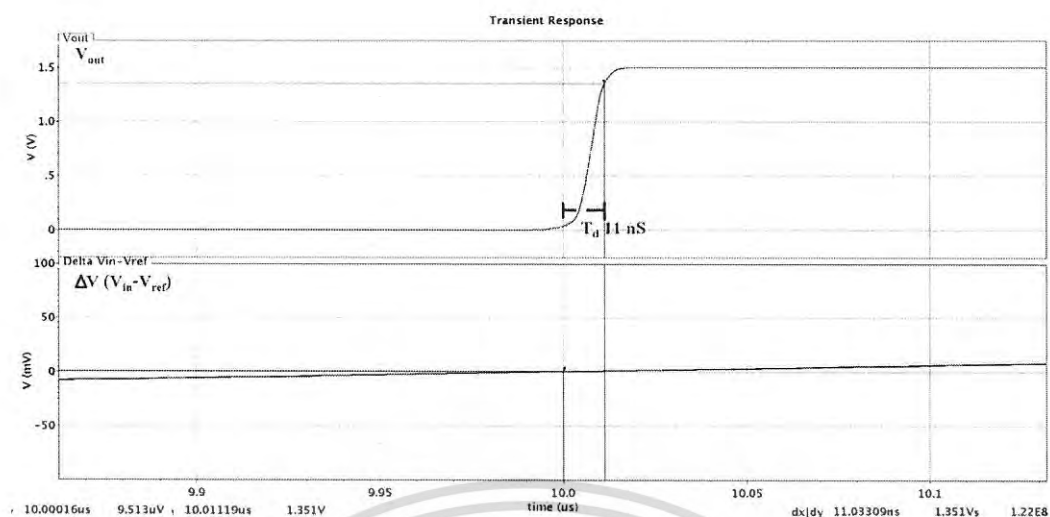
$$SR = \frac{I_{D14}}{C_L} \tag{5.13}$$

รูปที่ 5.17 แสดงผลจำลองการทำงานวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ มีอัตราขยายเปิดรวม 67 dB, ความถี่คัทออฟที่ 3.5 MHz, ความถี่ที่วงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 1 (Gain-Bandwidth) 140 MHz และกินกำลังงาน 6.5 μ W รูปที่ 5.18 แสดงความเร็วในการตอบสนองสัญญาณเอาต์พุตเมื่อสัญญาณ Vin มีค่ามากกว่าสัญญาณ Vref ที่ 600 mV ได้สัญญาณ Vout มีค่าเป็นลอจิก 1 โดยใช้เวลา (Td) 11 nS, ใช้เวลาขอบขาขึ้น (Rise-Time) ที่ 7 nS และวงลาขอบขาลง (Fall-Time) 6 nS



รูปที่ 5.17 ผลจำลองการทำงานวงจรเปรียบเทียบสัญญาณหลายภาค (Multi-Stage Comparator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 ผลจำลองการทำงานความเร็วในการตอบสนองสัญญาณเอาต์พุต V_{out} เมื่อสัญญาณ V_{in} มีค่ามากกว่าสัญญาณ V_{ref}

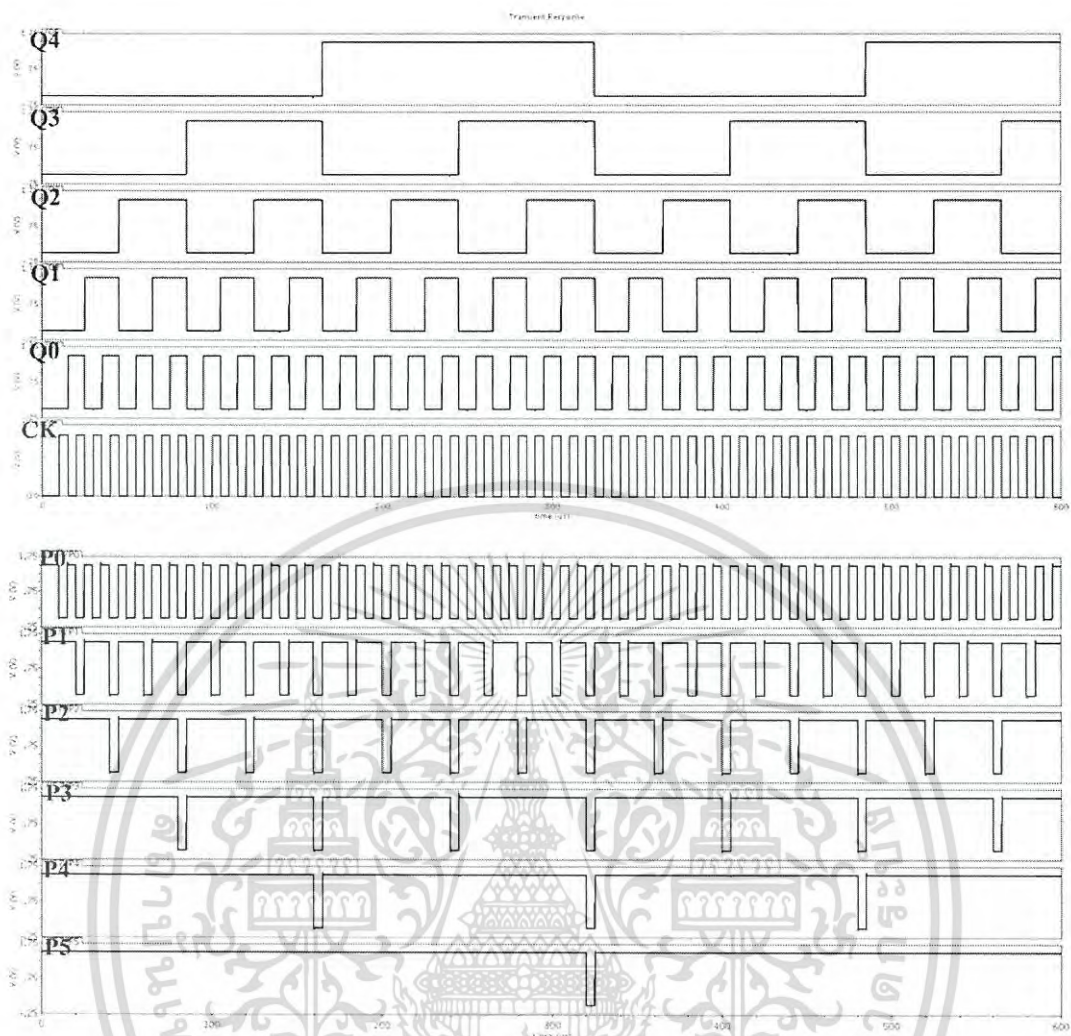
ตารางที่ 5.2 ขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

Current mirror	$M_{1,2,3,4}$					
W/L (μm)	200/5					
Comparator	$M_{1,2}$	$M_{3,4,5,6,7}$	$M_{8,9,10,11,12,13,14}$			
W/L (μm)	5/1	5/1	0.5/0.18			
Sample/Hold	M_1	M_2	M_3	I_{B1}	I_{B2}	C_H
W/L (μm)	25/1	15/3	15/1	40nA	10nA	100pF

ตารางที่ 5.3 การกินกำลังงานของวงจรแปลงกระแสเป็นดิจิทัลที่นำเสนอ

Power	Watt
Potentiostat	20.58 μW
S/H	7.93 μW
Comparator	7.63 μW
Counter	7.92 μW
All	40.06 μW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

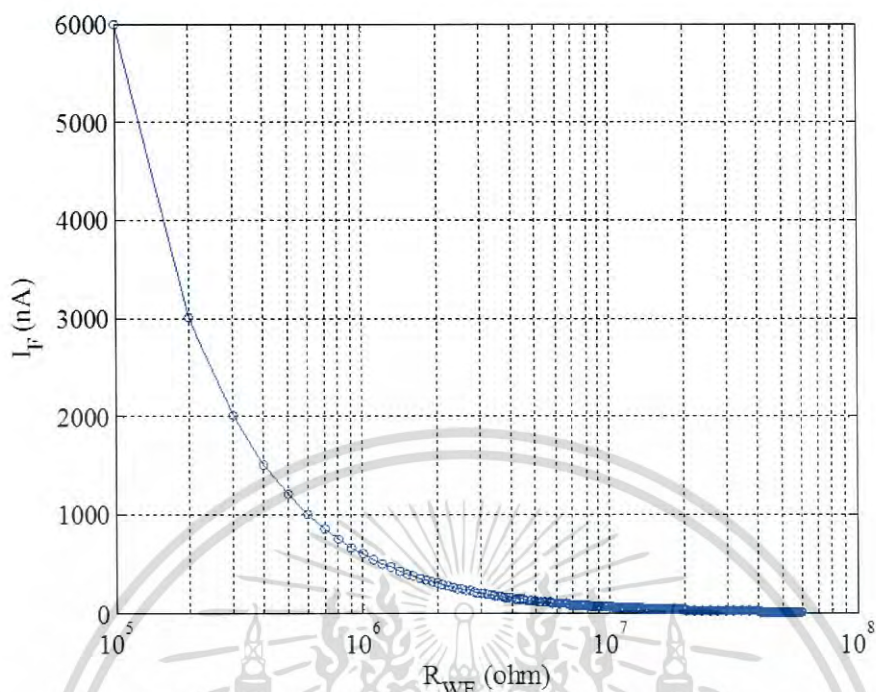


รูปที่ 5.19 ผลจำลองการทำงานของวงจรมับแบบซิงโครนัส (Synchronous Counter)

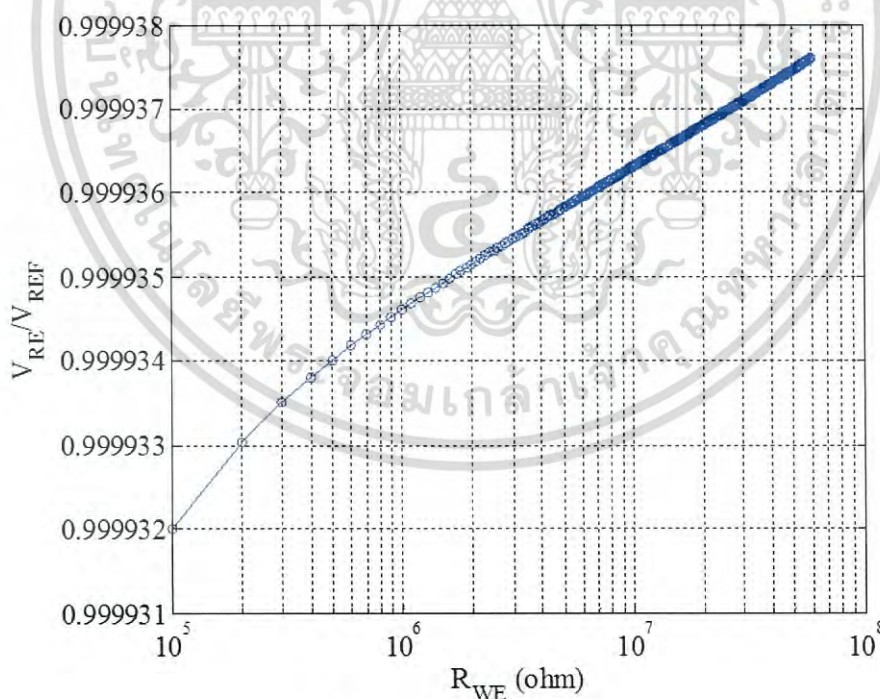
5.4 ผลจำลองการทำงานของวงจรมับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัล

ในการออกแบบวงจรมับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลุโคสเซนเซอร์ชนิดเอาต์พุตดิจิทัลใช้เทคโนโลยี CMOS 0.18 μm และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Cadence Spectre วงจรที่ออกแบบทั้งหมดใช้ไฟเลี้ยง 1.5 โวลต์ แรงดันไบอัส V_{REF} 0.6 โวลต์ ค่าความต้านทานที่ขั้วไฟฟ้า WE เปลี่ยนแปลงในช่วง 100k Ω – 60M Ω ช่วงกระแสเอาต์พุตจากกลุโคสเซนเซอร์ 10nA – 6 μA โดยวงจรทั้งหมดกินกำลังงานเฉลี่ย 40 μW ในช่วงการแปลงสัญญาณที่กระแส 6 μA วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอทำงานที่ความถี่ 500 Hz โดยใช้ตัวเก็บประจุในการคงค่ากระแส (C_H) และตัวเก็บประจุ C_{INT} มีขนาด 100 pF ในการแปลงสัญญาณแบบหยาบ (T_{P1}) และการแปลงสัญญาณแบบละเอียด (T_{P2}) ใช้เวลา 600 μs และ 1 ms ตามลำดับ และใช้สัญญาณนาฬิกาของวงจรมับ (T_{CLK}) ความถี่ 100 kHz รูปที่ 5.20 แสดงค่ากระแส I_F เปลี่ยนแปลงในช่วง 10nA – 6 μA เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงในช่วง 100k Ω – 60M Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 แสดงค่ากระแส I_{F1} เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลง

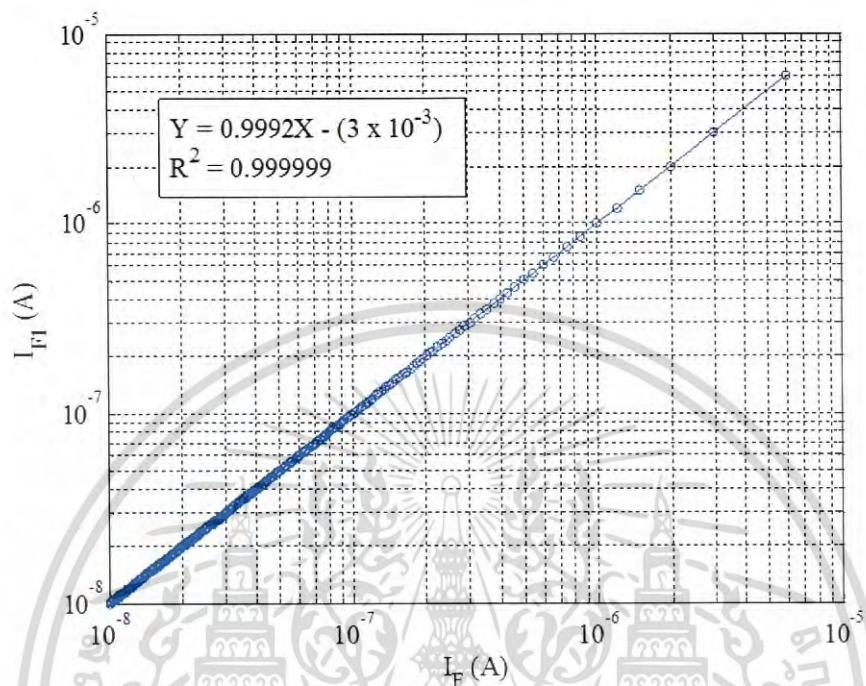


รูปที่ 5.21 แสดงค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF}

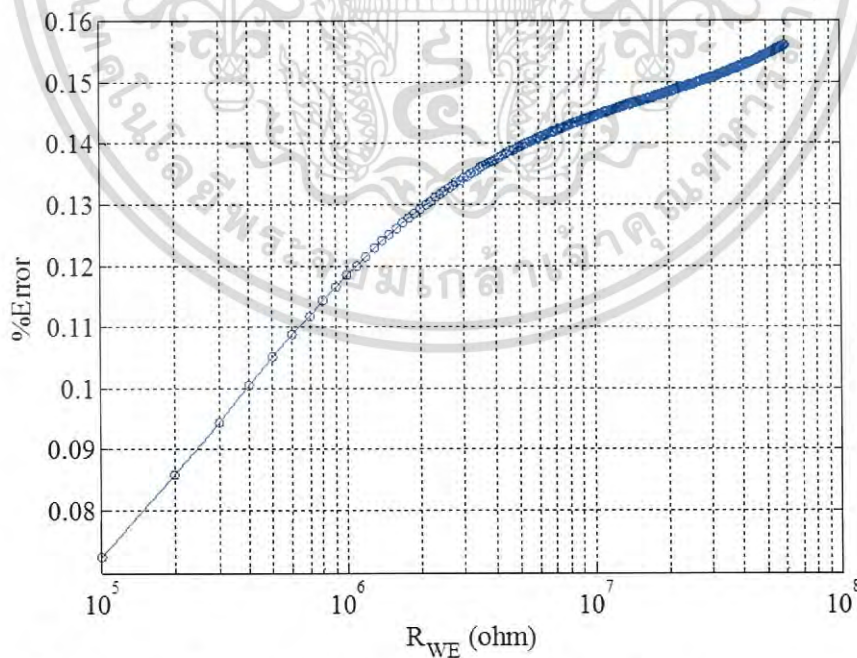
รูปที่ 5.21 แสดงค่าแรงดัน V_{RE}/V_{REF} มีค่าอยู่ในช่วง 0.999932 – 0.999938 เมื่อค่าความต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงในช่วง $100k\Omega - 60M\Omega$ ทำให้กระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงในช่วง 1nA –

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 μA จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรควบคุมศักย์ไฟฟ้า (Potentiostat Circuit) สามารถรักษาแรงดัน $V_{\text{RE}} = V_{\text{REF}}$ ได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 5.22 แสดงความแม่นยำและความเป็นเชิงเส้นของวงจรสะท้อนกระแส

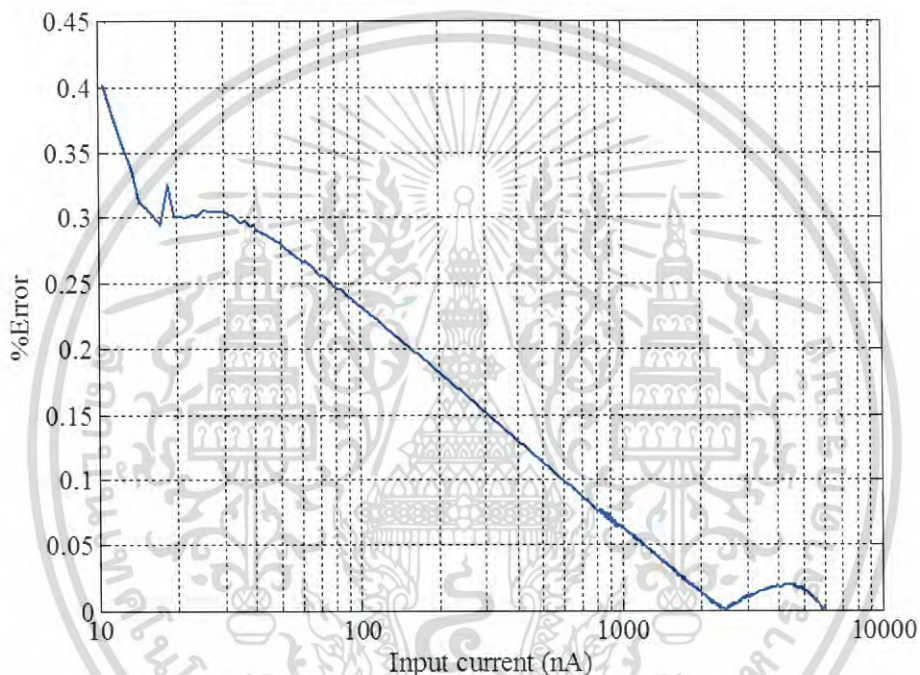


รูปที่ 5.23 แสดงค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.22 แสดงการจำลองการทำงานระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ 10 nA – 6 μ A เพื่อวิเคราะห์ความเป็นเชิงเส้นของความแม่นยำในการสะท้อนกระแส สมการถดถอย (Linear Regression Line) ได้นำมาใช้วิเคราะห์ จากผลการทดลองได้ค่าสมการถดถอย $R^2 = 0.999999$ ซึ่งแสดงว่าวงจรสะท้อนกระแสสามารถสะท้อนกระแสได้อย่างแม่นยำและมีความเป็นเชิงเส้นสูง

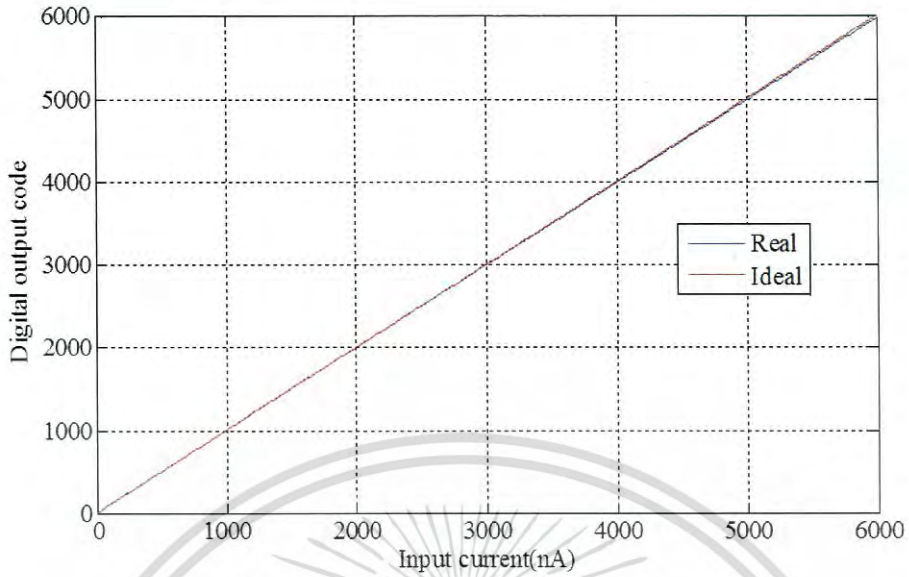
รูปที่ 5.23 แสดงค่า %ความผิดพลาดในการสะท้อนกระแส ระหว่างกระแส I_F และ I_{F1} ที่ตัวต้านทาน R_{WE} เปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในช่วง 100 k Ω - 60 M Ω โดยค่า %ความผิดพลาดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.16 % ที่ค่ากระแสอินพุต $I_F = 10$ nA



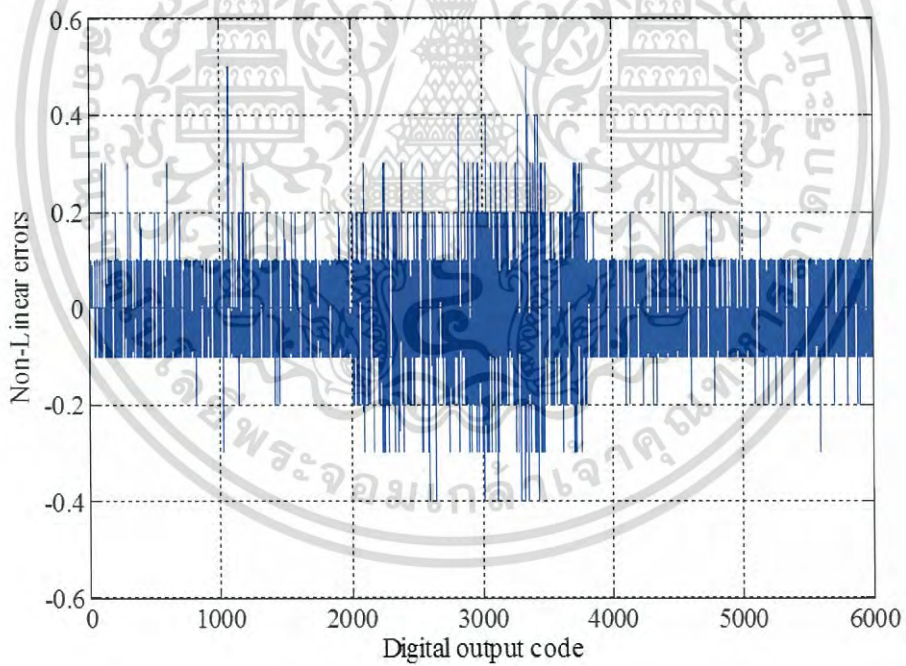
รูปที่ 5.24 %ความผิดพลาดของวงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold)

รูปที่ 5.24 แสดง %ความผิดพลาดของวงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold) โดยกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ 10 nA และ 40 nA ตามลำดับ ทำการสุ่มและคงค่ากระแสเซนเซอร์ในช่วง 10 nA – 6 μ A ที่ความถี่ 1 kHz โดย %ค่าความผิดพลาดสูงสุดในการสุ่มและคงค่าเท่ากับ 0.4% ที่ค่ากระแสอินพุต 10 nA

รูปที่ 5.25 แสดงลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับดิจิตอลเอาต์พุต ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหาค่า Differential nonlinearity (DNL) และ Integral nonlinearity (INL) ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.26 และ รูปที่ 5.27 ตามลำดับ โดยค่าที่ได้ที่ได้มีค่าน้อยกว่า ± 0.8 LSB ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี

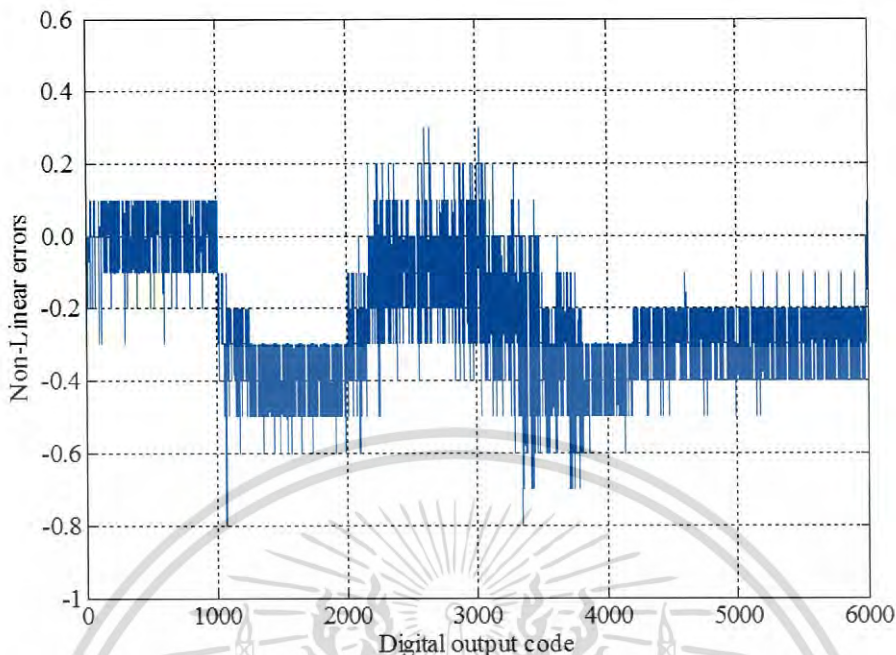


รูปที่ 5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับดิจิตอลเอาต์พุต



รูปที่ 5.26 แสดงค่า Differential nonlinearity (DNL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 แสดงค่า Integral nonlinearity (INL)

ตารางที่ 5.4 แสดงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอกับงานวิจัยอื่นๆ

Ref.	เทคโนโลยี	แรงดันไฟเลี้ยง	ช่วงสัญญาณอินพุท	การกินกำลังงาน
[10] 2008 (ADC)	0.25 μ M CMOS	2.5 V	100pA – 250nA (ความละเอียด 10 บิต)	-
[8] 2013 (ADC)	0.35 μ M CMOS	3.3 V	24pA – 350nA	188 μ W *
[11] 2014 (ADC)	Low-cost 1M CMOS	5 V	2 μ A – 32 μ A (ความละเอียด 10 บิต)	25 μ W *
Work (ADC)	0.18 μ M CMOS	1.5 V	10nA – 6 μ A (ความละเอียด 12.5 บิต)	40.06 μ W **

*Measurement, **Simulation

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคสเซนเซอร์ชนิดเอาท์พุทดิจิทัลที่มีช่วงการแปลงสัญญาณที่กว้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส 0.18- μ m เทคนิค Wide swing current mirror ทำให้วงจรสะท้อนกระแสได้รับความแม่นยำสูง ในการแปลงสัญญาณถูกแบ่งออกเป็น 2 ช่วง โดยในการแปลงสัญญาณในช่วงหยาบใช้เทคนิคการแปลงกระแสเป็นความถี่ (I-to-F Converter) ซึ่งสามารถออกแบบได้ง่ายประกอบกับใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณแบบความชันเดียว (Single-Slope ADC) ในการแปลงสัญญาณในช่วงละเอียด ทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถแปลงสัญญาณได้ในช่วงกว้าง 12.5 บิต จากผลการทดลองแสดงว่าวงจรที่นำเสนอมีความแม่นยำและความเป็นเชิงเส้นสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นออกแบบวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกกลูโคส เซนเซอร์ที่กินกำลังงานต่ำและมีความแม่นยำสูง วงจรแรกที่นำเสนอเป็นวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกชนิดแปลงกระแสเป็นแรงดัน ในการออกแบบวงจรขยายใช้เทคนิคการทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านผิวกลับอ่อน เทคนิคการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางขาอดีเพื่อลดแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ในการทำงาน ทำให้วงจรขยายสามารถทำงานได้ดีในแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ ในการสะท้อนกระแส I_F และ I_{F1} ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคตแบบกว้างเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการสะท้อนกระแสและลดผลจากแรงดันขีดเริ่มจากวงจรสะท้อนกระแสแบบทั่วไปซึ่งจะช่วยในการลดแรงดันไฟเลี้ยง การใช้งานวงจรขยายทำงาน 2 หน้าทีในเวลาเดียวกันคือทำหน้าที่เป็นวงจรขยายทรานซิมพีแดนซ์และรักษาแรงดัน V_{DS} ของวงจรสะท้อนกระแสให้มีค่าใกล้เคียงกันเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการสะท้อนกระแส ทำให้สามารถลดจำนวนวงจรขยายลงได้และเพิ่มความแม่นยำ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกชนิดแปลงกระแสเป็นแรงดันที่นำเสนอสามารถทำงานได้ดีภายใต้แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ มีความแม่นยำสูงและกินกำลังงานต่ำ

วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกชนิดแปลงกระแสเป็นดิจิจิตอลเอาต์พุต ถูกพัฒนาต่อจากวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกชนิดแปลงกระแสเป็นแรงดัน วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคตแบบกว้างถูกนำมาใช้ในการสะท้อนกระแส I_{F1} เพื่อเข้าวงจรสุ่มค่าและค่าค่าที่มีความต้านทานทานด้านอินพุตต่ำมากทำให้วงจรสุ่มค่าและคงค่ามีความแม่นยำสูง ในช่วงการแปลงสัญญาณถูกแบ่งออกเป็น 2 ช่วงการทำงานคือช่วงการแปลงสัญญาณแบบหยาบและการแปลงสัญญาณแบบละเอียดเพื่อให้วงจรสามารถแปลงสัญญาณได้ในช่วงกว้าง วงจรนับชนิดกินกำลังงานต่ำถูกนำมาใช้ในการนับช่วงระยะเวลาในการแปลงสัญญาณเพื่อลดผลของการส่งผ่านในส่วนของวงจรควบคุมลอจิกของวงจรรับแบบทั่วไป จากผลการทดลองวงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกชนิดแปลงกระแสเป็นดิจิจิตอลเอาต์พุตที่นำเสนอมีความแม่นยำสูงและสัญญาณเอาต์พุตดิจิจิตอลมีความเป็นเชิงเส้น

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ในการออกแบบวงจรสะท้อนกระแสคาสโคตไฟเลี้ยงต่ำในการสะท้อนกระแสจากกลูโคส เซนเซอร์ให้มีความแม่นยำสูงและสะท้อนกระแสได้ในช่วงกว้าง จำเป็นต้องใช้ขนาดทรานซิสเตอร์ที่มีขนาดใหญ่มาก ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองพื้นที่และเพื่อภาระค่าใช้จ่ายในการทำชิพ ในส่วนของการแปลงสัญญาณดิจิจิตอลยังคงกินกำลังงานสูงเนื่องมาจากใช้แรงดันไฟเลี้ยง 1.5 โวลต์ทำให้กินกำลังงานเพิ่มของจากวงจรชนิดแปลงกระแสเป็นแรงดัน เนื่องมาจากการแปลงสัญญาณในช่วงกว้างมากทำให้วงจรแปลงสัญญาณไม่สามารถทำงานได้ดีภายใต้แรงดันที่ต่ำมาก ในการแปลงสัญญาณต้องการวงจรเปรียบเทียบที่มีความรวดเร็วสูง จึงส่งผลทำให้วงจรเปรียบเทียบต้องใช้กระแสไบอัสที่สูงเพื่อเพิ่มความเร็วในการตอบสนอง วงจรภาครับด้านหน้าสำหรับแอมเพอโรเมตริกทั้งชนิดแปลงกระแสเป็น

แรงดันและดิจิทัลเอาร์ทพุท สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นระบบตรวจวัดระดับน้ำตาลในเลือดสำหรับ
ผู้ที่มีปัญหา โดยการมอดูเลชันสัญญาณเอาร์ทพุทและส่งออกไปยังภาครับด้านนอกเพื่อทำการ
ประมวลผลและส่งข้อมูลไปยังผู้ใช้งานโดยอาจจะแสดงผลผ่านแอปพลิเคชันในสมาร์ตโฟน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] E. Wilkins and P. Atanasov, "Glucose monitoring: state of the art and future Possibilities," Atanasov, Med. Eng. Phys., Vol. 18, 273-288, June 1996.
- [2] F.-F. Chou, H.-W. Chang, T.-L. Li and J.-S. Shih, J. Iran. Chem. Soc, "Piezoelectric Crystal/Surface Acoustic Wave Biosensors based on Fullerene C60 and Enzymes/Antibodies/Proteins," Vol. 5, No. 1, March 2008
- [3] Mohammad Mahdi Ahmadi, and Graham A. Jullien, "A Wireless-Implantable Microsystem for Continuous Blood Glucose Monitoring," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, Vol. 3, No. 3, June 2009.
- [4] Md. Mahbubur Rahman, A. J. Saleh Ahammad, Joon-Hyung Jin, Sang Jung Ahn and Jae-Joon Lee, "A Comprehensive Review of Glucose Biosensors Based on Nanostructured Metal-Oxides," Sensors 10, 4855-4886, 2010.
- [5] Mohammad Mahdi Ahmadi and Graham A. Jullien, "Current-Mirror-Based Potentiostats for Three-Electrode Amperometric Electrochemical Sensors," IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 56, No. 7, July 2009.
- [6] M. Razzaghpour, S. Rodriguez, E. Alarcon, and A. Rusu, "A highly accurate low-power CMOS potentiostat for implantable biosensors," IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2011, pp. 5-8.
- [7] Mohammad R. Haider, Syed K. Islam, Salwa Mostafa, Mo Zhang and Taeho Oh, "Low-Power Low-Voltage Current Readout Circuit for Inductively Powered Implant System," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, Vol. 4, No. 4, August 2010.
- [8] Meisam Honarvar Nazari, Hamed Mazhab-Jafari, Lian Leng, Axel Guenther and Roman Genov, "CMOS Neurotransmitter Microarray: 96-Channel Integrated Potentiostat With On-Die Microsensors," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, Vol. 7, No. 3, June 2013.
- [9] Steven M. Martin, Fadi H. Gebara, Timothy D. Strong, and Richard B. Brown, "A Fully Differential Potentiostat," IEEE Sensors Journal, Vol. 9, No. 2, February 2009.
- [10] Peter M. Levine, Ping Gong, Rastislav Levicky, and Kenneth L. Shepard, "Active CMOS Sensor Array for Electrochemical Biomolecular Detection," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 43, No. 8, August 2008.
- [11] Stepan Sutula, Jofre Pallarés Cuxart, Javier Gonzalo-Ruiz, Francesc Xavier Muñoz-Pascual, Lluís Terés, and Francisco Serra-Graells, "A 25-uW All-MOS

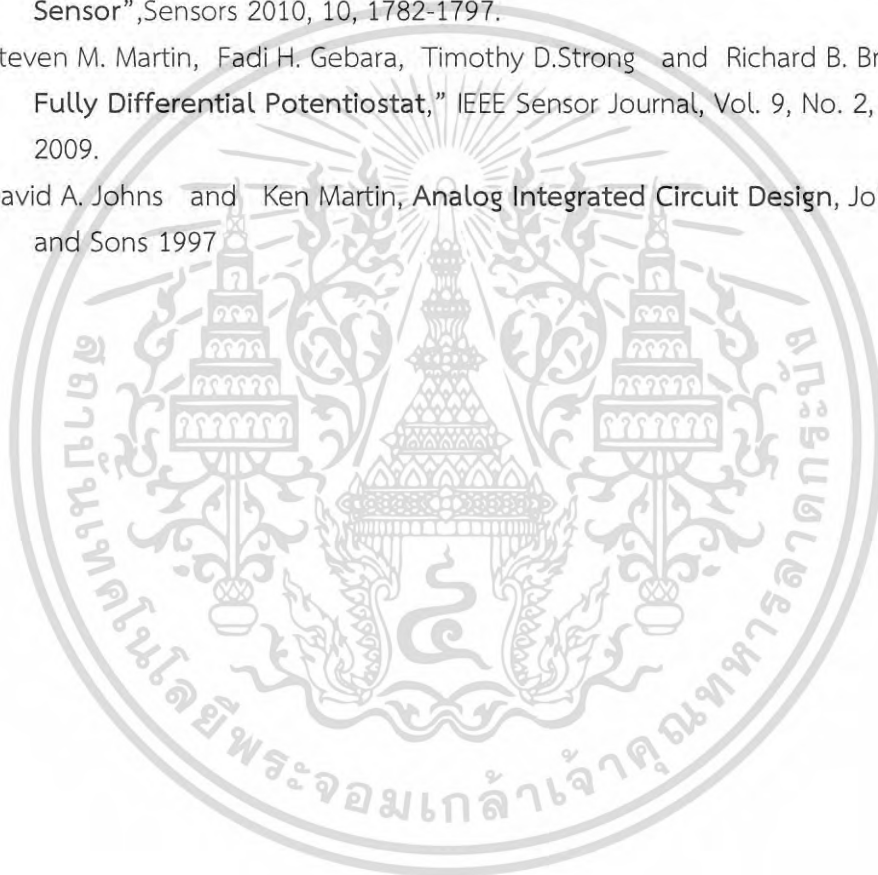
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง(ต่อ)

- Potentiostatic Delta-Sigma ADC for Smart Electrochemical Sensors,” IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Regular Papers, Vol. 61, No. 3, March 2014.
- [12] Varakorn Kasemsuwan, *Analysis of Analog CMOS Integrated Circuits*, KMITL Book 2009
- [13] Phil Allen and Doug Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*, Oxford University, 2002.
- [14] R.Jacob Baker, *CMOS: Circuit Design Layout and Simulation 3rd Edition*, WILEY 2010.
- [15] Kenneth R.Laker and Willy, *Design of analog integrated circuit and systems*, M.C.Sansen, McGRAW-HILL 1994.
- [16] Liang Zuo, *Low-Voltage Bulk-Driven Amplifier Design and Its Application in Implantable Biomedical Sensors*, 2012.
- [17] Apinunt Thanachayanont, *CMOS Analog Integrated Circuits*, KMITL Book 2015.
- [18] Neil H. E. Weste and Kamran Eshraghian, *Principles of CMOS VLSI Design: A Systems Perspective*, Addison-Wesley 1985.
- [19] Luís H. C. Ferreira, Tales Cleber Pimenta, and Robson L. Moreno, “An Ultra-Low-Voltage Ultra-Low-Power CMOS Miller OTA With Rail-to-Rail Input/Output Swing,” *Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs*, Vol. 54, No. 10, October 2007.
- [20] Edgar Mauricio Camacho-Galeano, Carlos Galup-Montoro and Márcio Cherem Schneider, “A 2-nW 1.1-V Self-Biased Current Reference in CMOS Technology,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs*, Vol. 52, No. 2, February 2005.
- [21] A.Thanachayanont, “A 1-V, 330-nW, 6-Bit Current-Mode Logarithmic Cyclic ADC for ISFET-Based pH Digital Readout System,” Springer Science+Business Media New York 2014.
- [22] Young-Won Kim, Joo-Seong Kim, Jae-Hyuk Oh, Yoon-Suk Park, Jong-Woo Kim, Kwang-Il Park, Bai-Sun Kong and Young-Hyun Jun, “Low-Power CMOS Synchronous Counter With Clock Gating Embedded Into Carry Propagation,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs*, Vol. 56, No. 8, August 2009.
- [23] Bai-Sun Kong, Sam-Soo Kim, and Young-Hyun Jun, “Conditional-Capture Flip-Flop for Statistical Power Reduction,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, No. 8, August 2001.

เอกสารอ้างอิง(ต่อ)

- [24] Biosensor, **Glucose sensor**, [Online]. Available: http://www.il.mahidol.ac.th/e-media/electrochemistry/web/Eanal/anal_biosensor_2
- [25] Enzyme Technology, **Potentiometric biosensors**, [Online]. Available: <http://www1.lsbu.ac.uk/water/enztech/index.html>
- [26] glucowise, **non-invasive**, [Online]. Available: <http://www.gluco-wise.com>
- [27] Wei-Song Wang, Wei-Ting Kuo, Hong-Yi Huang and Ching-Hsing Luo, "Wide Dynamic Range CMOS Potentiostat for Amperometric Chemical Sensor", *Sensors* 2010, 10, 1782-1797.
- [28] Steven M. Martin, Fadi H. Gebara, Timothy D.Strong and Richard B. Brown, "A Fully Differential Potentiostat," *IEEE Sensor Journal*, Vol. 9, No. 2, February 2009.
- [29] David A. Johns and Ken Martin, **Analog Integrated Circuit Design**, John Wiley and Sons 1997



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก
งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-V Low-Power High-Accuracy CMOS Potentiostat Circuit for Amperometric Sensor

Rungtrakool Trakoolwattana
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
Email: rungtrakool@gmail.com

Apinunt Thanachayanont
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
Email: ktapinun@kmitl.ac.th

Abstract—This paper describes the design of a low-power low-voltage potentiostat circuit in a 0.18- μm CMOS technology. Current-based technique is used and high accuracy is achieved by using a wide swing current mirror with negative feedback loops. Low power dissipation was achieved by cleverly sharing operational amplifiers for two negative feedback loops simultaneously, thus the number of operational amplifiers is reduced to two. Bulk-driven input technique is used to allow operational amplifier to operate with low power dissipation and low power supply voltage. Simulation results showed that the circuit exhibits the maximum error of 0.05% and an output linear regression of $R^2=0.99996$, while operating under a single 1-V power supply voltage. The maximum power dissipation is 12.3 μW with the maximum sensor current of 6 μA .

Keywords—cascode current mirror; potentiostat circuit

I. INTRODUCTION

Recent developments in CMOS compatible amperometric electrochemical biosensors [1] have enhanced the future prospect of a fully integrated and implantable sensing and monitoring electronic system for biological and chemical compounds inside the human body. An amperometric sensor basically generates an output current that is proportional to the concentration of the measured chemical compound. The sensor output current is usually measured with a potentiostat circuit, which also ensures that the sensor is properly biased. For a fully implantable sensing system, the potentiostat circuit is required to have very low power consumption while achieving high accuracy current measurement and low noise performance. Since the impedance of the amperometric sensor can vary over a wide range, designing a potentiostat circuit to achieve good stability and robust performance proves to be difficult.

Recently, current-based potentiostat circuits [2], [3] have been proposed to achieve high accuracy and low power dissipation. The basic principle of a current-based potentiostat, shown in Fig. 1, is to sense and copy the sensor current (I_F) and the resultant copied current (I_{F1}) is measured and further amplified by a transresistance amplifier. The key design issue is the mismatch errors between the sensor current and its copy. The current errors consist of systematic and random errors. The systematic error is due to the channel-length modulation effect of the current mirror while the physical geometry mismatch

and temperature variation causes the random errors. The systematic error can be minimized by using large channel lengths and/or cascoding techniques. In [3], an additional operational amplifier is used to reduce the systematic error and achieve high accuracy of the current mirror, however this increases the power dissipation.

This paper presents an attempt to achieve high accuracy current-based potentiostat circuit with low power dissipation. High accuracy is achieved with cascoding technique and the output transimpedance amplifier is used to simultaneously achieve the voltage regulation of the current mirror. The paper is organized as follow. Section II describes the proposed potentiostat circuit. Section III reports the simulation results and section IV describes the conclusion.

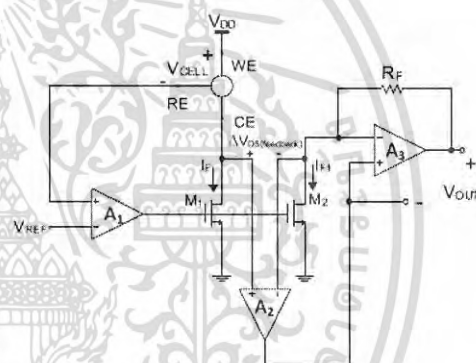


Fig. 1. High accuracy current-based potentiostat circuit.

II. PROPOSED LOW-POWER POTENTIOSTAT CIRCUIT

Fig. 2 shows the proposed current-based potentiostat circuit. The amperometric sensor consists of three electrodes, namely, working electrodes (WE), counter electrodes (CE) and reference electrode (RE). In this work, the lumped element model (see Fig. 3) of the amperometric sensor in [3] is used. R_{WE} , R_{RE} , and R_{CE} represent the resistance of the working, reference, and counter electrodes, respectively. C_{WE} and C_{CE}

represent the capacitance of the working and counter electrodes, respectively. R_{S1} and R_{S2} represent the resistance of the chemical solution. In this work, R_{WE} can change from $100\text{k}\Omega - 10\text{M}\Omega$, $R_{REF} = 6.3\text{ k}\Omega$, $R_{CE} = 1\text{ k}\Omega$, $R_{S1} = R_{S2} = 10\ \Omega$, $C_{WE} = 1\ \mu\text{F}$ and $C_{CE} = 1\text{ nF}$.

Usually, the sensor can be operated by keeping the voltage dropped across between the WE and RE terminals (V_{CELL}) constant and the sensor current is measured at the CE terminal. In current-based potentiostat circuits (or Fig. 2), the WE terminal is connected to either V_{DD} or ground and the voltage at the RE terminal is maintained constant by a voltage control feedback loop. In Fig. 2, the voltage control feedback loop is realized by the operational amplifier A_1 , MOSFETs M_1 and M_3 and the sensor itself. The feedback loop forces V_{RE} equal to a reference voltage V_{REF} . Therefore, $V_{CELL} = V_{DD} - V_{REF}$, which is set to 0.6 V in this work.

In [3] (i.e. Fig. 1), the current mirror achieves high accuracy by using an auxiliary operational amplifier (i.e. A_2), which increases power consumption. In this work, a wide-swing cascode current mirror, realized by M_1-M_4 , is used. The proposed circuit in Fig. 2 should have $V_{DS1} = V_{DS4}$ and $V_{DS1} = V_{DS2}$ in order to achieve high accuracy of the current mirror. This is achieved by using negative feedback loops with operational amplifiers A_1 and A_2 . The operational amplifier A_1 performs two functions simultaneously. Firstly, it is a part of the negative feedback loop that keeps $V_{RE} = V_{REF}$. Secondly, together cascode transistors M_1 and M_2 , it keeps the drain voltages of M_3 and M_4 closely matched. The non-inverting input terminal of the operational amplifier A_2 is connected to the drain of M_1 , thus A_2 is used to perform two functions. Firstly, together with R_f , it realizes a transresistance amplifier that converted the output current to voltage. Secondly, since the voltages of inverting and non-inverting input terminals are closely matched due to the negative feedback, thus A_2 keeps the drain voltages of M_1 and M_2 equal. Therefore the voltages across the input and output of the current mirror are closely matched and high accuracy can be achieved without additional power consumption.

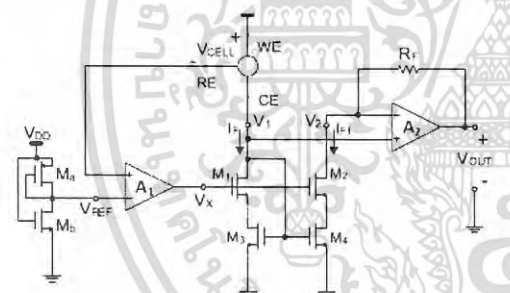


Fig 2. The proposed low-power potentiostat circuit

For high accuracy, it is also important to keep V_{CELL} constant. Since $V_{CELL} = V_{DD} - V_{RE}$ and assuming that V_{RE} and V_{REF} are closely matched, thus it is desirable to have V_{REF} that tracks variations of V_{DD} . Therefore V_{REF} is generated by using a simple voltage divider (i.e. M_5 and M_6) from V_{DD} .

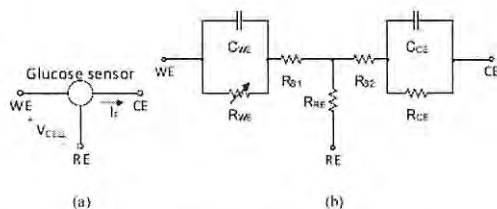


Fig 3. (a) amperometric sensor and (b) its lumped element model

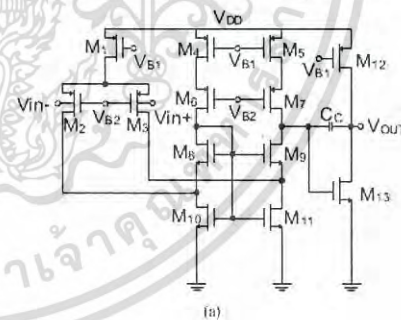
The transfer function of (V_{RE}/V_{REF}) should be kept as close to unity as possible. It can be derived that (V_{RE}/V_{REF}) is given by (1), where $R_{WE} \gg R_{CE}$, A_{v1} is the open-loop voltage gain of A_1 , $G_{m1} = g_{m1}/V_{GS}$, and r_{o1} is the resistance at node V_1 . Therefore A_{v1} should be sufficiently large to keep (V_{RE}/V_{REF}) close to unity as desired.

$$\frac{V_{RE}}{V_{REF}} = \frac{1}{V_{REF} \left(1 + \frac{1}{A_1 G_{m1} r_{o1}} \right)} \tag{1}$$

$$G_{m1} = \frac{i_e}{v_e} = \frac{g_{m1}}{1 + g_{ds1} R_{WE} + g_{m1} \frac{(1 + g_{m1} R_{WE})}{g_{ds3}}} \tag{2}$$

$$r_{o1} = R_{REF} \parallel \left(\frac{1}{g_{m3}} \right) \tag{3}$$

A bulk-driven folded-cascode two-stage operational amplifier is employed to realize A_1 as shown in Fig. 4(a). Bulk-driven input differential pair (M_2 and M_3) is chosen to allow low input common-mode voltage (around 0.4 V) and low supply voltage operation ($V_{DD} = 1\text{ V}$). Simulation results show that the operational amplifier A_1 can achieve 76-dB DC open-loop gain with DC power dissipation of 172 nW . The operational amplifier A_2 is realized with a conventional two-stage topology as shown in Fig. 4(b). It achieves 92-dB DC open-loop gain with DC power dissipation of 150 nW .



(a)

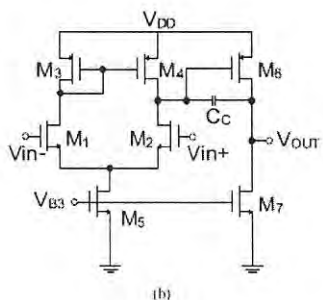


Fig. 4. Operational amplifier circuits for (a) A₁ and (b) A₂

III. SIMULATION RESULTS

The proposed potentiostat circuit in Fig. 2 was designed and simulated by using Cadence Spectre with process parameters from a standard 0.18- μm CMOS technology. The circuit was designed to operate with a single 1-V power supply voltage. The total power dissipation varies from 312 nW to 12.3 μW when the sensor current changes from 1 nA to 6 μA .

Fig. 5 shows the accuracy of (V_{REF}/V_{REF}) varies from 0.99991- 0.99987 when R_{WF} is varied from 100 k Ω to 10 M Ω . This is equivalent to changing the sensor current from 1 μA to 1 nA. Therefore the voltage control feedback loop performs very well to keep V_{REF} and V_{REF} equal.

Fig. 6 shows the simulated I_F and I_{F1} in the range of 1 nA to 1 μA . A linear regression line is used to fit the simulation results to evaluate the accuracy and linearity. The result shows that the circuit exhibits excellent linearity with $R^2 = 0.999999$.

Fig. 7 shows the simulated percentage error when the input current is varied from 1 nA to 6 μA . The maximum error is 0.05% when the sensor current is 6 μA .

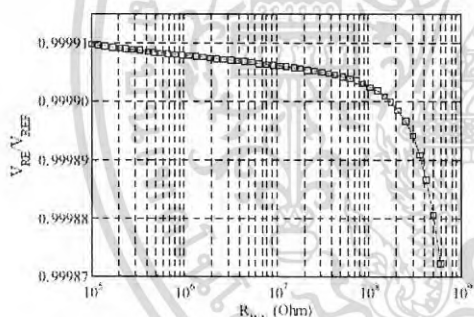


Fig. 5. Accuracy of (V_{REF}/V_{REF})

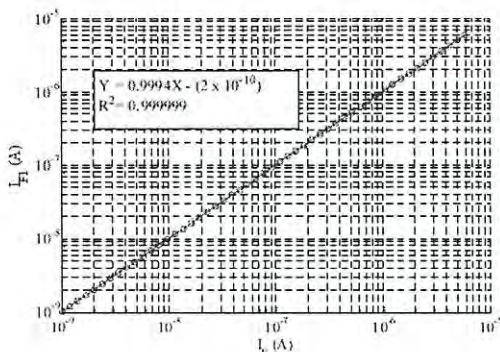


Fig. 6. Linearity of the measured sensor current.

Fig. 8 shows the percentage error with 10-nA sensor current under temperature and process variations. It can be seen the variations of the percentage current errors are negligibly small with temperature and process variations.

Fig. 9 shows the percentage current errors with 10-nA sensor current under device mismatches obtained from a Monte-Carlo simulation with 3σ and 100 samples. The results showed that the mean errors of 0.49% with 0.33 standard deviation. Therefore it can be deduced that device mismatch will be the most critical factor that can seriously affect the accuracy of the circuit. Large gate area of transistors and good layout design should be employed to minimize the physical geometry mismatches.

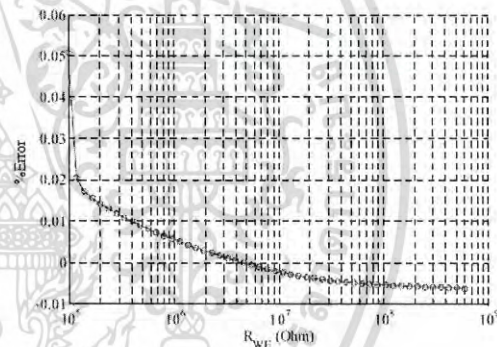


Fig. 7. Simulated percentage current error

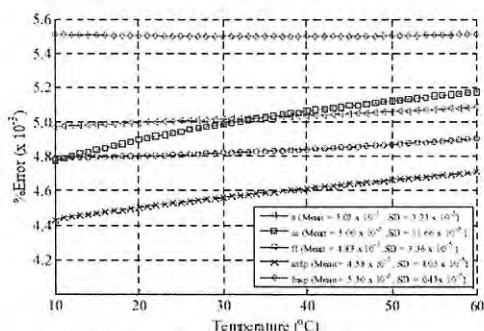


Fig 8. Percentage errors under temperature and process variations.

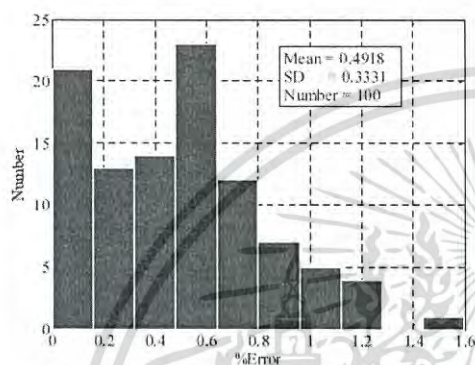


Fig 9. Monte-carlo simulation result showing mismatch percentage error.

Table I summarizes the design parameters for operational amplifiers A_1 and A_2 . Table II summarizes the performance of the proposed circuit compared with other reported work. It can be seen that the proposed circuit can achieve high linearity and accuracy with low power dissipation and low power supply voltage.

TABLE I. DESIGN PARAMETERS OF OPERATIONAL AMPLIFIERS

Opamp A_1	$M_{1,2,11}$	$M_{2,3}$	$M_{4,5,6,7}$	$M_{8,9}$	$M_{10,11}$	C_c
W/L (μM)	1/1	20/1	1/10	20/5	3/4	2.5 pF
Opamp A_2	$M_{1,2}$	$M_{3,4}$	M_5	M_6	M_7	C_c
W/L (μM)	1/5	1/5	1/2	4/2	1/4	2 pF

TABLE II. PERFORMANCE SUMMARY

Ref.	V_{DD} (V)	Tech (μm)	Current (A)	V_{in}/V_{REF}	R^2	Power (μW)
[2]	1.8	0.18	1n-1 μ	n/a	0.9984	50
[3]	1.8	0.15	10n-1 μ	0.99971	0.99993	32
[4]*	1.8	0.18	n/a	0.966	0.97	8,640
[4]**	1.8	0.18	n/a	0.944	0.97	15,840
[5]*	1.8	0.18	10n-10 μ	n/a	n/a	307
[5]**	1.8	0.18	500p-10 μ	n/a	n/a	1,248
This work	1.0	0.18	10n-1 μ	0.99987	0.99996	12.3

* Single End, ** Fully Differential

IV. CONCLUSION

This paper describes the design of a low power high accuracy potentiostat circuit in 0.18- μm CMOS technology. High accuracy was achieved by using a wide swing current mirror. Low power dissipation was achieved by cleverly using operational amplifiers to perform two functions simultaneously; thus the number of operational amplifiers was reduced to two. Bulk-driven input technique is used to allow operational amplifier to operate with low power dissipation and low power supply voltage. Simulation results showed that the circuit exhibits high linearity and accuracy.

REFERENCES

- [1] C. Yang, Y. Huang, B. L. Hassler, R. M. Worden, and A. J. Mason, "Amperometric Electrochemical Microsystem for a Miniaturized Protein Biosensor Array," *IEEE Trans Biomed Circuits Syst.*, vol. 3, no. 3, pp. 160-168, 2009.
- [2] M. M. Alunali and G. A. Jullien, "Current-Mirror-Based Potentiostats for Three-Electrode Amperometric Electrochemical Sensors," *IEEE Trans Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 56, no. 7, pp. 1339-1348, 2009.
- [3] M. Razzaghpour, S. Rodriguez, E. Alarcon, and A. Rusu, "A highly-accurate low-power CMOS potentiostat for implantable biosensors," in *2011 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, 2011, pp. 5-8.
- [4] S. Martin, F. Gebara, T. Strong, and R. Brown, "A fully differential potentiostat," *IEEE Sensors J.*, vol. 9, no. 2, pp. 135-142, Feb. 2009.
- [5] W.-S. Wang, W.-T. Kuo, H.-Y. Huang, and C.-H. Luo, "Wide Dynamic Range CMOS Potentiostat for Amperometric Chemical Sensor," *Sensors*, vol. 10, no. 3, pp. 1782-1797, Mar. 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายรุ่งตระกูล ตระกูลวัฒนา
 วัน เดือน ปีเกิด 16 ตุลาคม 2531 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี
 ประวัติการศึกษา 2554 สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ประสบการณ์ทำงาน
 2554-2555 วิศวกรทดสอบ IC บริษัท Maxim Integrated Products (Thailand)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้