

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแบบซีมอส

CMOS LOW-POWER ISFET SENSOR INTERFACE CIRCUIT



T110531



ค 536 อ

2553

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 110531  
                  -4 ๗๒, 2553  
วัน,เดือน,ปี.....

b..... 122๖๘๘๖  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CMOS LOW-POWER ISFET SENSOR INTERFACE CIRCUIT



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

**2010**

**KMITL 2010-EN-M-043-086**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2010**

**FACULTY OF ENGINEERING**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ส่วนหนึ่งและใช้ภายใต้เงื่อนไขที่ระบุไว้บนเอกสารนี้ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแบบซีมอส
นักศึกษา	ว่าที่ ร.ต. ศิลา ศิริมาสกุล
รหัสนักศึกษา	49061353
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร.อภิรักษ์ ชนชยานนท์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ดร.วุฒินันท์ เจียมศักดิ์ศิริ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแบบซีมอส สำหรับตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน หรือค่า  $pH$  ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 8 บิต วงจรประกอบด้วย วงจรอ่านค่า เซ็นเซอร์ ISFET ใช้หลักการของทรานซิสเตอร์ในโหมดกระแส โดยอาศัยคุณสมบัติ การไบอัสต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มของ เซ็นเซอร์ ISFET และ ทรานซิสเตอร์แบบมอส และ วงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็น ดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ ในโหมดกระแส โดยวงจรทำงานที่ไฟเลี้ยง 1 โวลต์ สามารถวัดค่า  $pH$  ได้ในช่วง  $pH4$  ถึง  $pH10$  โดยใช้คอมพิวเตอร်ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Cadence Spectre™ ด้วยเทคโนโลยี ซีมอส (CMOS) 0.35 ไมโครเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	CMOS Low-Power ISFET Sensor Interface Circuit
<b>Student</b>	Acting SUB LT. Silar Sirimasakul
<b>Student ID.</b>	49061353
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Microelectronics Engineering
<b>Year</b>	2010
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Apinunt Thanachayanont
<b>Thesis Co-Advisor</b>	Dr. Wutthinan Jeamsaksiri

### ABSTRACT

This thesis is concerned with the design of CMOS low-power ISFET sensor interface circuit with 8 bit digital output for measuring hydrogen ion concentration or  $pH$ . The circuit comprises a current-mode translinear ISFET sensor readout circuit using subthreshold ISFET sensor and MOS transistor and current-mode logarithmic pipeline analog-to-digital converter. The circuits operate under a single 1-V power supply voltage and consume small amount of power and detected  $pH$  range from 4 to 10. The circuits were designed using Cadence Spectre™ in 0.35 $\mu$ m CMOS technology.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วย คำแนะนำ คำปรึกษา คำสั่งสอน ความคิดริเริ่ม ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ จาก รองศาสตราจารย์ ดร.อภิรักษ์ รัตนยานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้ง ในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ดร.วุฒินันท์ เจียมศักดิ์ศิริ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ที่ให้ข้อมูลในการทำวิจัยด้วยดีเสมอมา

ขอขอบคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ สถาบันบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีไทย (TGIST) สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ ที่ให้เงินสนับสนุนการทำวิจัย (TGIST 01-50-080)

ขอขอบคุณ พี่ๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย Pervasive Integrated Circuits And Systems On Chip (PICASSO<sup>©</sup>) ทุกๆ ท่าน ที่ให้คำปรึกษาแนะนำ ให้ความช่วยเหลือ ให้การดูแลเอาใจใส่ ทั้งทางด้านการทำวิจัย และเรื่องส่วนตัวตลอดมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งของข้าพเจ้า ที่เป็นกำลังใจ และให้โอกาสแก่ข้าพเจ้าได้เล่าเรียนจนถึงวันนี้ คุณสุภมาศ - คุณอมรเทพ ศรีนิลพัฒน์ และคุณพินิตา ศิริมาสกุล ที่ให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศिला ศิริมาสกุล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความเป็นมาของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ค่า $pH$ .....	4
2.3 เซ็นเซอร์ ISFET.....	6
2.3.1 การทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET.....	7
2.3.2 เซ็นเซอร์ ISFET ที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน.....	9
2.4 REFET.....	11
2.5 ทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน.....	12
2.6 หลักการของวงจรทรานสิเนียร์.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัล .....	53
ตารางที่ 3.2 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรเปรียบเทียบกระแส.....	60
ตารางที่ 3.3 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรยกกำลังสอง.....	61
ตารางที่ 3.4 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรสร้างกระแสอ้างอิง .....	66
ตารางที่ 4.1 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ.....	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 การจำแนกประเภทของสารละลายตามค่า $pH$ .....	6
รูปที่ 2.2 ความเหมือนและความแตกต่างระหว่าง MOSFET และ ISFET .....	7
รูปที่ 2.3 แบบจำลองโครงสร้างของเซ็นเซอร์ ISFET .....	9
รูปที่ 2.4 กราฟแสดง ลักษณะเฉพาะของกระแสทรานและแรงดัน เกต-ซอร์ส ที่เปลี่ยนจากยกกำลัง.....	12
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการแบ่งย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอส.....	13
รูปที่ 2.6 กราฟแสดงย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอส .....	14
รูปที่ 2.7 แสดงแรงดันอิมิตัวทราน-ซอร์ส ของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน ....	16
รูปที่ 2.8 แสดงหลักการของมอสทรานลิเนียร์รูป .....	17
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างวงจรมอสทรานลิเนียร์.....	18
รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันเลขชี้กำลัง $m^{(-)}$ และฟังก์ชันลอการิทึม $\log_m (\cdot)$ .....	20
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณเชิงเส้นแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์.....	21
รูปที่ 2.12 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ .....	22
รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติการแปลงของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัล .....	23
รูปที่ 2.14 วงจรส่วนหน้าของ Voltage-Clamped ISFET.....	25
รูปที่ 2.15 วงจรผลต่างของ ISFET-REFET .....	26
รูปที่ 2.16 $V_D$ ของวงจรที่ใช้และไม่ใช้ Voltage-Clamping และแรงดันเอาต์พุตเทียบกับค่า $pH$ .	26
รูปที่ 2.17 กระแสเอาต์พุตของวงจรที่ใช้และไม่ใช้ Voltage-Clamping เทียบกับค่า $pH$ .....	27
รูปที่ 2.18 กระแสเอาต์พุตของวงจรผลต่าง, กระแสเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET .....	28
รูปที่ 2.19 กระแสเอาต์พุตที่วงจรทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน .....	28
รูปที่ 2.20 โครงสร้างของวงจรผลต่างที่ใช้ IOTA สองวงจร .....	29
รูปที่ 2.21 ความไวของ IOTA1 และ IOTA2.....	30
รูปที่ 2.22 แรงดันเอาต์พุตของระบบเทียบกับค่า $pH$ .....	30
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเซ็นเซอร์ ISFET ช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น.....	32
รูปที่ 3.2 วงจรไฟฟ้าเสมือนของ โครงสร้างเซ็นเซอร์ ISFET.....	34
รูปที่ 3.3 ภาพตัดขวางของเซ็นเซอร์ ISFET .....	36
รูปที่ 3.4 โครงสร้างวงจรร้อยของเซ็นเซอร์ ISFET .....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ โหมดกระแส.....	19
2.7.1 ADC เชิงเส้นแบบไฟฟ้าไลน์ โหมดกระแส .....	21
2.7.2 ลอการิทึม ADC แบบไฟฟ้าไลน์ โหมดกระแส.....	22
2.8 วงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ในงานวิจัยอื่น .....	24
2.8.1 A novel voltage-clamped CMOS ISFET sensor interface .....	24
2.8.2 CMOS ISFET Microsystem for Biomedical Applications .....	29
<b>บทที่ 3 โครงสร้างวงจรพื้นฐานที่นำเสนอ .....</b>	<b>31</b>
3.1 บทนำ.....	31
3.2 แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET .....	31
3.3 ISFET Readout Circuit.....	42
3.4 วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ .....	48
3.5 วงจรเปรียบเทียบกระแส (Current Comparator Circuit).....	56
3.6 วงจรยกกำลังสอง.....	60
3.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง .....	64
<b>บทที่ 4 โครงสร้างวงจรที่นำเสนอและผลการจำลองการทำงาน .....</b>	<b>68</b>
4.1 บทนำ.....	68
4.2 โครงสร้างวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแบบซิมอส.....	68
4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ แบบซิมอส.....	71
<b>บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>75</b>
5.1 บทสรุป.....	75
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก FILE: ISFET MACROMODEL .....	76
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	84
บรรณานุกรม .....	100
ประวัติผู้เขียน.....	102



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.5	โครงสร้างวงจรการจำลองการทำงานของ แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET .....	37
รูปที่ 3.6	แสดงคุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเดรน-ซอร์สของเซ็นเซอร์ ISFET ที่ $pH7$ .....	38
รูปที่ 3.7	คุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเกต-ซอร์ส ของเซ็นเซอร์ ISFET .....	40
รูปที่ 3.8	คุณสมบัติ กระแสเดรน- $pH$ ของเซ็นเซอร์ ISFET ที่ $V_R = 0-1.4 V$ .....	40
รูปที่ 3.9	คุณสมบัติ กระแสเดรน- $pH$ ของเซ็นเซอร์ ISFET .....	41
รูปที่ 3.10	โครงสร้างวงจรรอ่านค่าเซ็นเซอร์ ISFET .....	42
รูปที่ 3.11	วงจรคู่ผลต่างของเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET .....	43
รูปที่ 3.12	กระแสเอาต์พุตกับค่า $pH$ เมื่อเปลี่ยนแรงดัน $V_R$ .....	46
รูปที่ 3.13	กราฟ กระแสเอาต์พุต, กระแส ISFET และ กระแส REFET .....	47
รูปที่ 3.14	กราฟกระแสเอาต์พุตที่ใช้แหล่งจ่ายและไม่ใช้แหล่งจ่ายกระแส .....	47
รูปที่ 3.15	แผนภาพการแปลงสัญญาณลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ .....	49
รูปที่ 3.16	โครงสร้างวงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัล แบบไฟฟ้าไลน์ .....	50
รูปที่ 3.17	โครงสร้างวงจรบิตเซลล์ของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล .....	51
รูปที่ 3.18	โครงสร้างวงจรบิตเซลล์สุดท้ายของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล .....	52
รูปที่ 3.19	ผลการจำลองการทำงานวงจรตามและคงค่าสัญญาณกระแสอินพุต .....	53
รูปที่ 3.20	ดิจิทัลเอาต์พุตทั้ง 8 บิตของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล .....	54
รูปที่ 3.21	กราฟแสดงรหัสดิจิทัลเอาต์พุตเทียบกับกระแสอินพุต .....	54
รูปที่ 3.22	ความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (INL) .....	55
รูปที่ 3.23	ความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (DNL) .....	55
รูปที่ 3.24	ลักษณะการทำงานของการทำงานเปรียบเทียบกระแสในอุดมคติ .....	56
รูปที่ 3.25	โครงสร้างวงจรเปรียบเทียบกระแส .....	58
รูปที่ 3.26	ผลการจำลองการทำงานไฟตรง .....	58
รูปที่ 3.27	ผลการจำลองการทำงานแบบทรานเซียน .....	59
รูปที่ 3.28	โครงสร้างวงจรรยกกำลังสอง .....	60
รูปที่ 3.29	ผลการจำลองการทำงานแบบไฟตรงของวงจรรยกกำลังสอง .....	62
รูปที่ 3.30	ค่าความผิดพลาดของการจำลองการทำงานแบบไฟตรงของวงจรรยกกำลังสอง .....	62
รูปที่ 3.31	กระแสอินพุตแบบทรานเซียนของวงจรรยกกำลังสอง .....	63
รูปที่ 3.32	ผลการจำลองการทำงานแบบทรานเซียนของวงจรรยกกำลังสอง .....	63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.33 ค่าความผิดพลาดของการจำลองการทำงานแบบทรานเซียนของวงจรถูกกำลังสอง .....	64
รูปที่ 3.34 โครงสร้างวงจรสร้างกระแสอ้างอิง .....	65
รูปที่ 3.35 กราฟกระแสอ้างอิงเมื่อ เปลี่ยนขนาดของแหล่งจ่ายแรงดัน .....	66
รูปที่ 3.36 กราฟกระแสอ้างอิงเมื่อ เปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ .....	67
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ ISFET .....	68
รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ .....	69
รูปที่ 4.3 โครงสร้างวงจรบิตเซลล์ของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล .....	71
รูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรบิตเซลล์สุดท้ายของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล .....	71
รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานหาคิวิตีที่เอาท์พุทเทียบกับค่า $pH$ .....	73
รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (INL) .....	73
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (DNL) .....	74
รูปที่ ก.1 โครงสร้างแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET สร้างจากอินพุทไฟล์ ในโปรแกรม HSPICE .....	79
รูปที่ ก.2 โครงสร้างแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ในโปรแกรม Cadence Spectre .....	81
รูปที่ ก.3 โครงสร้างของ EPH ในโปรแกรม Cadence Spectre .....	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความเป็นมาของปัญหา

ความเจริญก้าวหน้าทางด้าน วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี สร้างความสะดวกสบายให้กับมนุษย์ในหลายๆ ด้าน และความต้องการในส่วนหนึ่งนั้นก็คือ เซ็นเซอร์ (Sensor) โดยเซ็นเซอร์หลายชนิดสามารถทำให้เครื่องจักรต่างๆ ทำงานอัตโนมัติเพื่อตอบสนองต่อสภาพแวดล้อมและความต้องการของมนุษย์ เซ็นเซอร์เป็นทางออกสำหรับปัญหาในการตรวจจับ แสง แแรงและเสียง เนื่องจากราคาไม่แพงและหาได้ง่าย สิ่งที่ส่งผลให้การใช้งานของเซ็นเซอร์มีต้นทุนต่ำลงคือการนำเซ็นเซอร์ตัวเล็กๆ มาใช้งานกับคอมพิวเตอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ได้เลย ซึ่งนั่นหมายความว่าในตัวเซ็นเซอร์จะต้องมีการแปลงสัญญาณที่ทำการตรวจวัดมาเป็นสัญญาณดิจิทัล ที่พร้อมจะนำไปใช้งานได้เลย ซึ่งเทคโนโลยีนี้คือ MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) ซึ่งเป็นการรวม ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องจักร, เซ็นเซอร์, เครื่องกระตุ้น และอิเล็กทรอนิกส์ รวมอยู่บนฐานรองซิลิกอนด้วยเทคโนโลยีระดับไมโครเมตร เซ็นเซอร์ที่สร้างด้วยเทคโนโลยี MEMS มีมากมายเช่น เซ็นเซอร์วัดความดัน, แมกนีติก เซ็นเซอร์, เซ็นเซอร์วัดค่า pH, โฟโต้ ดีเทกเตอร์, เซ็นเซอร์วัดความเค้น, เคมี เซ็นเซอร์ ฯลฯ

เซ็นเซอร์ ISFET ก็เป็นเซ็นเซอร์อีกชนิดที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ ได้มากมายและสามารถผลิตได้ภายในประเทศ โดย เซ็นเซอร์ ISFET คืออุปกรณ์สำหรับวัดความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจนของสารละลาย หรือค่า pH ของสารละลาย โดยค้นพบครั้งแรกโดยนักวิทยาศาสตร์ชื่อ Piet Bergveld ใน ค.ศ. 1970 เป็นการประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์ MOSFET โดยการลอกชั้นฟิล์มเกตโลหะออก ให้ขั้วเกตสัมผัสกับสารละลาย พบว่าศักย์ไฟฟ้าบริเวณรอยต่อระหว่างชั้นฉนวนกับสารละลายเกิดการเปลี่ยนแปลงตามความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจนในสารละลายแต่ละชนิด ด้วยปรากฏการณ์ดังกล่าวปัจจุบันจึงใช้อุปกรณ์ เซ็นเซอร์ ISFET เป็นหัววัดความเป็นกรด-เบส แบบ ISFET แต่การนำมาใช้งานนั้นจำเป็นต้องมีวงจรอ่านค่า เซ็นเซอร์ ISFET ซึ่งวงจรอ่านค่านี้มีขนาดใหญ่และใช้กำลังงานมากไม่เหมาะกับการใช้งานที่มีการพกพาไปใช้งานในที่ต่างๆ

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อการศึกษา วิจัย ออกแบบ และพัฒนางจรเชื่อมต่อสำหรับ เซ็นเซอร์ ISFET ที่ใช้กำลังงานต่ำ เพื่อให้สะดวกต่อการนำไปใช้งานในที่ต่างๆ และใช้กำลังงานต่ำ รค่า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อเป็นการประหยัดกำลังงานให้ใช้ได้ยาวนานขึ้น โดยวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET นี้สามารถสร้างร่วมกับเซ็นเซอร์ ISFET ได้ภายในแผ่นเวเฟอร์เดียวกันจึงทำให้มีความสะดวกมากขึ้นสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบดิจิทัลขนาด 8 บิต

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ที่ใช้กำลังงานต่ำนั้น สามารถสร้างได้จากทรานซิสเตอร์แบบมอส ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน (Weak Inversion Region) เนื่องจากทรานซิสเตอร์แบบมอส ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อนสามารถทำงานได้ภายใต้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ ใช้แรงดันไบอัสที่ต่ำ และสามารถกำหนดให้กระแสไหลได้ในปริมาณที่น้อยได้ วงจรออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแส เพื่อเป็นการประหยัดกำลังงานเนื่องจากการทำงานในโหมดกระแสสามารถลดแรงดันไฟเลี้ยงให้น้อยลงได้เพราะไม่มีผลต่อการสวิง (Swing) ของสัญญาณเหมือนกับในโหมดแรงดัน

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

หลักการทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET คือ เมื่อความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน หรือค่า pH ในสารละลายเปลี่ยนแปลง จะทำให้แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage:  $V_T$ ) ของ เซ็นเซอร์ ISFET เปลี่ยนแปลง และเมื่อทำการไบอัสด้วยแรงดันเดรน-ซอร์ส (Drain-Source Voltage) และแรงดันที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference Electrode) คงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน จะส่งผลให้กระแสที่ไหลผ่านเซ็นเซอร์ ISFET มีการเปลี่ยนแปลงด้วย โดยเมื่อทำการไบอัส เซ็นเซอร์ ISFET ให้ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน กระแสที่เปลี่ยนแปลงของเซ็นเซอร์ ISFET จะเปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential Function) กับความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน หรือค่า pH และเพื่อให้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณดิจิทัลจะต้องนำกระแสผ่านวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลโหมดกระแสเพื่อให้สัญญาณดิจิทัลเป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงของความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน

### 1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ โดยการออกแบบวงจรจะแบ่งเป็นสองส่วนคือ วงจรอ่านค่า (Readout Circuit) และวงจรแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบลอการิทึมในโหมดกระแส (Current Mode Logarithmic Analog-to-Digital Converter) โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Cadence Spectre™ 0.35  $\mu\text{m}$

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึง ทฤษฎี ขั้นตอนการออกแบบวงจร รวมถึงผลการจำลองการทำงานของวงจรเชื่อมต่อ สำหรับ เซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ ซึ่งจะแบ่งเนื้อหา ดังกล่าวออกเป็นบทต่างๆ ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึง ที่มาและความเป็นมาของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึง ค่า  $pH$  เซ็นเซอร์ ISFET, REFET ทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน, วงจรทรานซิลิเอร์, วงจร ADC แบบไพพ์ไลน์ และวงจรเชื่อมต่อ เซ็นเซอร์ ISFET ในงานวิจัยอื่นๆ

บทที่ 3 กล่าวถึง แบบจำลอง เซ็นเซอร์ ISFET วงจรอ่านค่า เซ็นเซอร์ ISFET วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ วงจรเปรียบเทียบกระแส วงจรยกกำลังสอง และวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

บทที่ 4 กล่าวถึง โครงสร้างวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ และผลการจำลองการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ

บทที่ 5 เป็นบทสรุป และข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแบบซีมอส เพื่อให้เข้าใจถึงพื้นฐานของส่วนต่างๆ ภายในวงจรได้ดียิ่งขึ้น ซึ่งจะอธิบายเกี่ยวกับค่า  $pH$ , เซ็นเซอร์ ISFET โดยเป็นการอธิบายหลักการทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET และเซ็นเซอร์ ISFET ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน, REFET (Referent FET), ทรานซิสเตอร์แบบมอส (Metal - Oxide - Semiconductor Field - Effect Transistor: MOSFET) ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน, หลักการของวงจรทรานติเนียร์ (Translinear Circuit) และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ โหมดกระแส โดยจะแบ่งเป็นแบบเชิงเส้น (Linear) และแบบลอการิทึม (Logarithmic)

### 2.2 ค่า $pH$ [1]

$pH$  (พี เอช) ย่อมาจาก Positive Potential Of The Hydrogen Ions คือ ค่าที่แสดงถึงความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน ( $H^+$ ) หรือไอออนไฮโดรเนียม ( $H_3O^+$ ) ใช้บอกความเป็นกรดหรือเบสของสารละลาย เนื่องจากความเข้มข้นของ ไอออนไฮโดรเจน และไอออนไฮโดรเนียม ในสารละลายมีค่าน้อยมากๆ จึงทำให้ไม่สะดวกในการหาค่าความเข้มข้น ในปี 1909 โชเรน ซอเรนเซน ได้เสนอการวัดหาความเข้มข้นในทางปฏิบัติที่เรียกว่า  $pH$  ซึ่งคือค่าลบของลอการิทึมของความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน ในหน่วย  $mol/L$

$$pH = -\log[H_3O^+] \text{ หรือ } pH = -\log[H^+] \quad (2.1)$$

ให้จำไว้เสมอว่า สมการที่ (2.1) เป็นนิยามที่ถูกคิดขึ้นมาเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณหาค่าความเข้มข้น ค่าลบของลอการิทึมทำให้  $pH$  เป็นบวก เนื่องจาก  $[H^+]$  มีค่าน้อย แต่  $pH$  อาจมีค่าเป็นลบได้ เช่น สารละลาย HCl เข้มข้น 2.0 M มี  $pH = -0.3$  สมการที่ (2.1) เป็นสมการที่ใช้แสดงความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน โดยที่เราไม่สามารถใส่ลอการิทึมของหน่วยได้ จึงทำให้  $pH$  ไม่มีหน่วย เหมือนกับค่าคงที่สมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากการใช้  $pH$  แทนความเข้มข้นของไฮออนไฮโดรเจนเป็นวิธีที่ง่ายที่จะแสดงถึงความเข้มข้นของไฮออนไฮโดรเจน เราสามารถจำแนกประเภทของสารละลายกรด และสารละลายเบสที่อุณหภูมิ  $25^{\circ}C$  จากค่า  $pH$  ได้ดังนี้

สารละลายกรด:  $[H^+] > 1.0 \times 10^{-7} M, pH < 7.00$

สารละลายกรด:  $[H^+] < 1.0 \times 10^{-7} M, pH > 7.00$

สารละลายเป็นกลาง:  $[H^+] = 1.0 \times 10^{-7} M, pH = 7.00$

ตัวอย่างการจำแนกประเภทของสารละลายแสดงดังรูปที่ 2.1 และตารางที่ 2.1 แสดงค่า  $pH$  ของสารละลายที่มีความเข้มข้นต่างๆ กัน

ในบางครั้งเราอาจทราบค่า  $pH$  ของสารละลายและต้องการคำนวณหาความเข้มข้นของไฮออนไฮโดรเจน ในกรณีเช่นนี้เราต้องหาแอนติล็อกของสมการที่ (2.1)

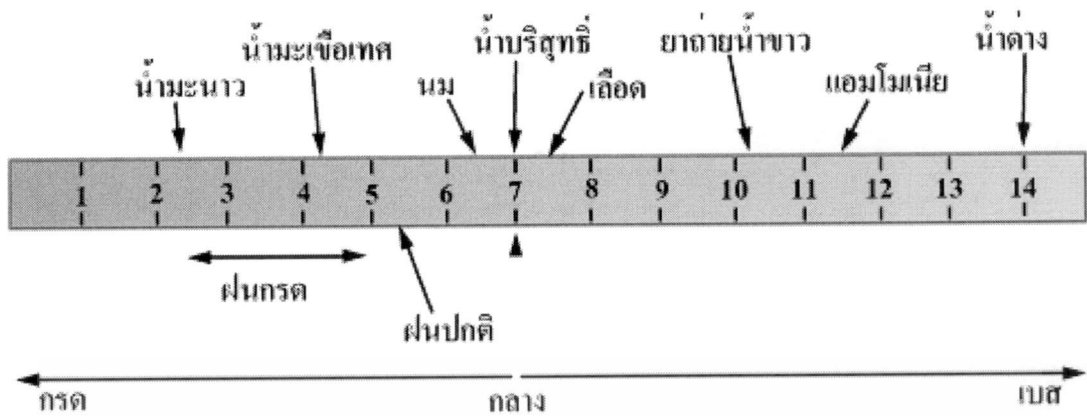
$$[H^+] = 10^{-pH} \quad (2.2)$$

ตารางที่ 2.1 ค่า  $pH$  ของสารละลายที่มีความเข้มข้นต่างๆ กัน

$H^+ (mol/L)$	$pH$
$1 \times 10^0$	0
$1 \times 10^{-1}$	1
$1 \times 10^{-2}$	2
$1 \times 10^{-3}$	3
$1 \times 10^{-4}$	4
$1 \times 10^{-5}$	5
$1 \times 10^{-6}$	6
$1 \times 10^{-7}$	7
$1 \times 10^{-8}$	8
$1 \times 10^{-9}$	9
$1 \times 10^{-10}$	10
$1 \times 10^{-11}$	11
$1 \times 10^{-12}$	12
$1 \times 10^{-13}$	13
$1 \times 10^{-14}$	14



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 การจำแนกประเภทของสารละลายตามค่า  $pH$

### 2.3 เซ็นเซอร์ ISFET

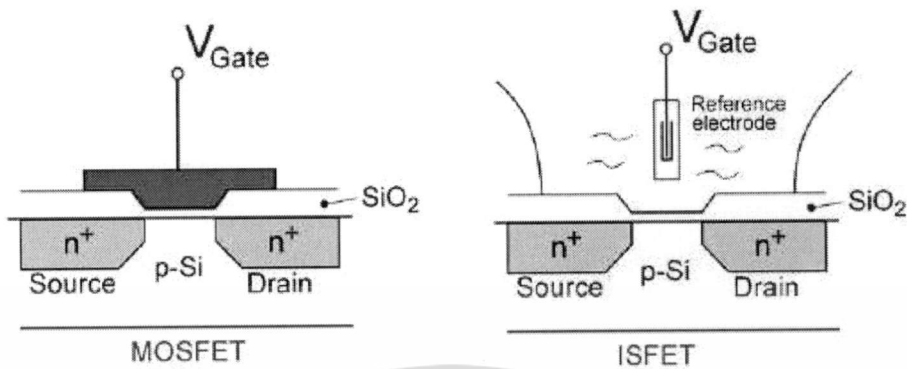
นักวิทยาศาสตร์ชื่อ Piet Bergveld คิดค้นเซ็นเซอร์ ISFET (Ion - Sensitive Field - Effect Transistor) สำเร็จครั้งแรก ในปี ค.ศ. 1970 [2] โดยการประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์ ทรานซิสเตอร์แบบมอส ด้วยการลอกชั้นฟิล์มเกตโลหะออก ให้ขั้วเกตสัมผัสกับสารละลาย เขาค้นพบว่าศักย์ไฟฟ้าบริเวณรอยต่อระหว่างชั้นฉนวนกับสารละลายเกิดการเปลี่ยนแปลงตามความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจนในสารละลายแต่ละชนิด ด้วยปรากฏการณ์ดังกล่าวปัจจุบันจึงใช้อุปกรณ์ ISFET เป็นหัววัดความเป็นกรด-เบสหรือค่า  $pH$

ข้อดีของหัววัดค่าความเป็นกรด-เบสหรือค่า  $pH$  แบบ ISFET

- ใช้เทคโนโลยีในการผลิตแบบเดียวกับ CMOS จึงสามารถทำได้ครั้งละจำนวนมาก และสามารถผลิตรวมเข้ากับตัวตรวจจับชนิดต่างๆ ได้ง่าย
- มีขนาดเล็กมาก (น้อยกว่า 1 ตารางมิลลิเมตร)
- มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่า  $pH$  ที่รวดเร็ว
- ทนทานต่อการวัดในสภาวะความดันและอุณหภูมิสูง ( $-15^{\circ}\text{C}$  ถึง  $130^{\circ}\text{C}$ )
- ทำความสะอาดและเก็บรักษาง่ายกว่าหัววัดแบบกระเปาะแก้ว
- อายุการทำงานยาวนานกว่าหัววัดแบบกระเปาะแก้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.1 การทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET



รูปที่ 2.2 ความเหมือนและความแตกต่างระหว่าง MOSFET และ ISFET [3]

เซ็นเซอร์ ISFET มีพื้นฐานมาจากอุปกรณ์มอสเฟตดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยส่วนที่ทำให้เซ็นเซอร์ ISFET แตกต่างจากอุปกรณ์มอสเฟต คือการลอกชั้นเกตออกแล้วแทนที่ด้วยขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference Electrode) ให้สัมผัสกับสารละลาย (Solution) ผลของสนามไฟฟ้าจากการเปลี่ยนแปลงของไอออนไฮโดรเจนของสารละลายที่พื้นผิวฉนวน (Insulator Surface) ส่งผลต่อคุณสมบัติของ กระแสเดรน ( $I_D$ ) และแรงดันเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ของเซ็นเซอร์ ISFET (ISFET  $I_D - V_{GS}$  Characteristic) โดยชั้นฉนวนของเซ็นเซอร์ ISFET เป็นการเชื่อมต่อระหว่าง อิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte) ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารละลาย และ ชั้นตรวจจับไอออนไฮโดรเจนแรงดันที่ได้จากขั้วไฟฟ้าอ้างอิง เป็นความจุไฟฟ้าที่ส่งผ่านจาก อิเล็กโทรไลต์ไปยังผิวฉนวน เมื่อค่าความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจนหรือค่า  $pH$  มีการเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อช่องทางเดินกระแส ก่อให้เกิดลักษณะการถ่ายโอนในตัว เซ็นเซอร์ ISFET ดังนั้นจึงเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage:  $V_T$ ) ของเซ็นเซอร์ ISFET โดยแรงดันขีดเริ่มของเซ็นเซอร์ ISFET ( $V_{T(ISFET)}$ ) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.3) [4] [5]

$$V_{T(ISFET)} = (E_{ref} + \phi_{lj}) - (\phi_{eo} - \chi_{eo}) - \left( \frac{Q_{SS} + Q_{SC}}{C_{OX}} \right) - 2\phi_f + \frac{\Phi_s}{q} \quad (2.3)$$

$$= V_T(MOS) + V_{chem}$$

เมื่อ  $E_{ref}$  คือ ศักย์ไฟฟ้า (Potential) ของขั้วไฟฟ้าอ้างอิง

$\phi_{lj}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าตกคร่อม (Potential Drop) ระหว่าง ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $\varphi_{eo}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าของการเชื่อมต่อ อิเล็กโทรไลต์-ฉนวน
- $\chi_{eo}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าขั้วคู่ (Dipole Potential) อิเล็กโทรไลต์-พื้นผิวฉนวน
- $Q_{SS}$  คือ ความหนาแน่นประจุ ที่พื้นผิว
- $Q_{SC}$  คือ ความหนาแน่นประจุบริเวณพื้นผิวดิพลีชันของสารกึ่งตัวนำ
- $C_{ox}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุออกไซด์
- $\phi_f$  คือ ศักย์ไฟฟ้าเฟอร์มิของสารกึ่งตัวนำ
- $\Phi_s$  คือ ฟังก์ชันงาน (Work Function) ซิลิกอน
- $q$  คือ ประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน
- $V_T(MOS)$  คือ แรงดันจิดเริ่มของทรานซิสเตอร์แบบมอส
- $V_{chem}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าเคมี (Chemical Potential) พื้นผิวฉนวน
- ศักย์ไฟฟ้าเคมีที่พื้นผิวฉนวน สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.4)

$$V_{chem} = (E_{ref} + \phi_{ij}) - (\varphi_{eo} - \chi_{eo}) - \frac{\Phi_m}{q} \quad (2.4)$$

เมื่อ ตัวแปร  $\Phi_m$  คือฟังก์ชันงานของโลหะขั้วไฟฟ้าอ้างอิง ศักย์ไฟฟ้าเคมีที่พื้นผิวฉนวน มีตัวแปร  $\varphi_{eo}$  เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน หรือค่า  $pH$  เพียงตัวแปรเดียวซึ่ง  $\varphi_{eo}$  มีค่าเท่ากับสมการที่ (2.5)

$$\varphi_{eo} = 2.3U_T \alpha (pH_{pzc} - pH) \quad (2.5)$$

เมื่อ  $U_T = kT/q$  คือแรงดันความร้อน (Thermal Voltage)  $pH_{pzc}$  คือ ความต้องการ  $pH$  สำหรับประจุศูนย์ (Zero Charge) บนผิวฉนวน และ  $\alpha$  เป็นพารามิเตอร์ความไวที่ไม่มีหน่วย [6] โดยมีค่าเท่ากับ ความไวของ ISFET (S) หากด้วย ความไวอุดมคติเนออสส์เซียน (Ideal Nernstian Sensitivity:  $S_{Nernst}$ ) แสดงดังสมการที่ (2.6)

$$\alpha = \frac{S}{S_{Nernst}} \quad (2.6)$$

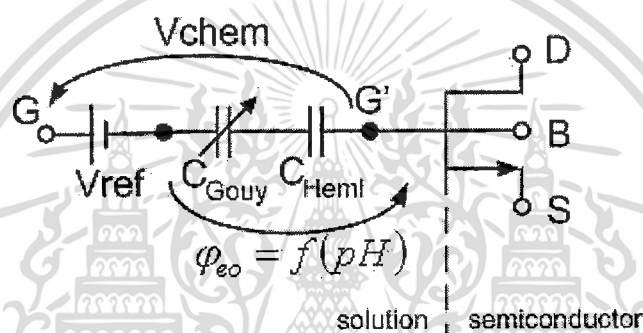
ตัวแปร  $\alpha$  ขึ้นอยู่กับ แรงดันเคมีบน  $pH$  ที่เป็นแบบจำลองซึ่งมีการใช้ร่วมกันระหว่างทฤษฎีไซต์-บิวดิง (Site-Binding Theory) และ แบบจำลอง เกย-เชพเมน-สเทอน สองชั้น (Gouy-Chapman-Stern Double-Layer Model) [7] ซึ่งสามารถเขียนแบบจำลองได้ดังรูปที่ 2.3 [8] โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
 $C_{Gouy}$  และ  $C_{Helm}$  คือ ตัวเก็บประจุ Gouy-Chapman และ Helmholtz ตามลำดับ จากแบบจำลองในรูปที่ 2.3  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 เราสามารถแยกแบบจำลองออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของศักย์ไฟฟ้าเคมีโดยสามารถหาได้จากการนำสมการที่ (2.5) ไปแทนในสมการที่ (2.4) เราสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.7)

$$V_{chem} = \gamma + 2.3\alpha U_T pH \quad (2.7)$$

เมื่อ  $\gamma$  คือกลุ่ม  $pH$  อิสระของศักย์ไฟฟ้าเคมี (pH-Independent Grouping of Chemical Potentials) และ  $\alpha$  ถือว่าเป็นค่าคงที่ โดยการประมาณลำดับแรกของ แรงดันขั้วเริ่มของ ISFET เป็นแบบเส้นตรงกับค่า  $pH$  แต่ขึ้นอยู่กับแรงดันความร้อนเนื่องจากอุณหภูมิ และส่วนที่สองของแบบจำลองคือ ส่วนของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำซึ่งเป็นโครงสร้างพื้นฐานเช่นเซินเซอร์ ISFET



รูปที่ 2.3 แบบจำลอง โครงสร้างของเซ็นเซอร์ ISFET

### 2.3.2 เซ็นเซอร์ ISFET ที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน

ทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ได้รับการไบอัสด้วยแรงดันเกต-ซอร์ส ต่ำๆ จะทำให้เกิด พื้นที่ผันกลับอ่อนๆ ขึ้นภายในและเป็นช่วงของการเริ่มทำงานของทรานซิสเตอร์ เมื่อแรงดันเกต-ซอร์ส น้อยกว่าแรงดันขั้วเริ่ม ( $V_{GS} < V_{th}$ ) เราสามารถเขียนสมการกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ไบอัสในย่านผันกลับอย่างอ่อนได้ดังสมการที่ (2.8) [9]

$$I_D = I_o e^{\left(\frac{V_{GS}}{nU_T}\right)} \left(1 - e^{\left(\frac{-V_{DS}}{U_T}\right)}\right) \quad (2.8)$$

$$= \left[2n\beta U_T^2 e^{\left(\frac{V_{GS}-V_{T0}}{nU_T}\right)} e^{\left(\frac{(n-1)V_{DS}}{nU_T}\right)}\right] \left(1 - e^{\left(\frac{-V_{DS}}{U_T}\right)}\right)$$

เมื่อ  $\beta = \mu C'_{OX} (W/L)$

$\mu$  คือ สภาพคล่องของอิเล็กตรอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C'_{ox}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุ เกต-ออกไซด์ ต่อหน่วยพื้นที่

$W$  คือ ความกว้างของช่องทางเดินกระแส

$L$  คือ ความยาวของช่องทางเดินกระแส

$n$  คือ ค่าความชันต่ำกว่าขีดเริ่ม (Subthreshold Slope Factor)

$U_T = kT/q$  คือ แรงดันอุณหภูมิต

$V_{GS}$  คือ แรงดัน เกต-ซอร์ส

$V_{T0}$  คือ แรงดันขีดเริ่มเมื่อ  $V_{BS} = 0$

$V_{BS}$  คือ แรงดัน ตัวถัง-ซอร์ส (Bulk-Source Voltage)

$V_{DS}$  คือ แรงดัน เทรน-ซอร์ส

เมื่อเราต้องการให้ทรานซิสเตอร์แบบมอสทำงานในย่านอิมิตัวจะต้องกำหนดให้แรงดัน เทรน-ซอส มากกว่าสี่เท่าของแรงดันความร้อน ( $V_{DS} > 4U_T$ ) [5]

สมการที่ (2.8) เป็นสมการกระแสเทรนของทรานซิสเตอร์แบบมอสแต่เราสามารถนำไปใช้ สำหรับเซ็นเซอร์ ISFET ที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อนได้ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ ปรากฏการณ์ทางเคมีเป็นการปรับค่าของแรงดันขีดเริ่มโดยศักย์ไฟฟ้าเคมี  $V_{chem}$  ซึ่งมีการ เปลี่ยนแปลงแบบเป็นเส้นตรงกับค่า  $pH$  จากคุณสมบัติของเซ็นเซอร์ ISFET ที่ทำงานในย่านผัน กลับอย่างอ่อน เราสามารถนำมาใช้ประโยชน์เมื่อต้องการใช้ร่วมกับวงจรที่ใช้กระแสและแรงดันที่ ต่ำ นอกจากนี้กระแสเทรนของเซ็นเซอร์ ISFET ที่เป็นฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียล (Exponential Function) กับแรงดันขีดเริ่มซึ่งเป็นสัดส่วนกับค่า  $pH$  และ ค่า  $pH$  เป็นลอการิทึมกับความเข้มข้น ของไอออนไฮโดรเจน ความสัมพันธ์โดยตรงระหว่าง กระแสเทรนและความเข้มข้นของไอออน ไฮโดรเจนจึงจะปรากฏ ความผันผวนของค่า  $pH$  ( $\Delta pH$ ) เราสามารถมองเห็นได้โดยผ่านทาง สมการที่ (2.3), (2.4) และ (2.5) โดยเราสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.9)

$$\Delta V_{T0} = \Delta V_{chem} = 2.3\alpha U_T \Delta pH \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.8) เมื่อ  $V_{BS} = 0$  และ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัว ( $V_{DS} > 4U_T$ ) ดังนั้นกระแสเทรนของเซ็นเซอร์ ISFET สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.10)

$$\begin{aligned} I_D(V_{T0} + \Delta V_{T0}) &= 2n\beta U_T^2 e^{\left(\frac{V_{GS}}{nU_T}\right)} e^{\left(\frac{-\Delta V_{T0}}{nU_T}\right)} \\ &= I_{DQ(ISFET)} e^{\left(\frac{-2.3\alpha U_T \Delta pH}{nU_T}\right)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\text{เมื่อ } I_{DQ(ISFET)} = 2n\beta U_T^2 e^{\left(\frac{V_{GS}}{nU_T}\right)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.10) เมื่อเราแทนค่า  $pH$  ที่ขึ้นอยู่กับความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจนแบบลอการิทึมดังแสดงในสมการที่ (2.11) เราสามารถเขียนสมการที่ (2.10) ได้ใหม่ดังสมการที่ (2.12)

$$pH = -\log_{10} [H^+] \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} I_D(V_{T0} + \Delta V_{T0}) &= I_{DQ(ISREF)} e^{\left( \frac{-2.3\alpha U_T (-\ln \Delta [H^+]/2.3)}{nU_T} \right)} \\ &= I_{DQ(ISFET)} \Delta [H^+]^{\alpha/n} \end{aligned} \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) ตัวแปรชี้กำลัง  $\alpha/n$  ของ  $[H^+]$  มีค่าอยู่ระหว่าง 0 และ 1 และ  $n$  มีค่าน้อยกว่า 1

## 2.4 REFET [3]

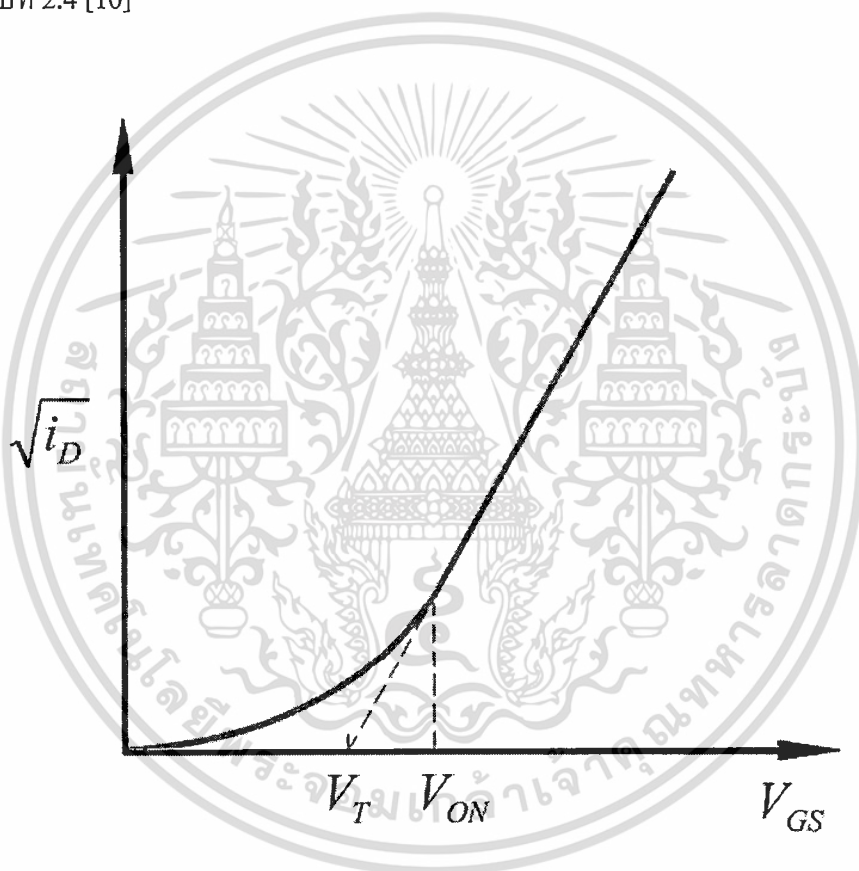
สิ่งที่เป็นปัญหาในด้านเคมีของโซลิดสเตต (Solid-State Chemical) เซ็นเซอร์ทั้งเซ็นเซอร์ที่เกี่ยวข้องกับศักย์ไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า นั่นคือ ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงของโซลิดสเตตซึ่งค่อนข้างขาดแคลนและหาได้ยาก โดยทั่วไปแผ่นเซ็นเซอร์ไมโครชิปขนาดเล็กๆ มักถูกเติมขั้วไฟฟ้าอ้างอิงลงไปเป็นส่วนประกอบด้วยเสมอ การทำให้แต่ละขั้วไฟฟ้ามีขนาดเล็กลง อาจทำได้โดยการใส่เจลลงในอิเล็กโทรไลต์ เพื่อให้เกิดกระจายภายนอกของ โพแทสเซียมคลอไรด์ (KCL) และการกระจายภายในของไอออน ซึ่งส่งผลให้ขั้วไฟฟ้าเหล่านี้ถูกจำกัดเสถียรภาพอายุการใช้งาน ดังนั้นในทางปฏิบัติ การตรวจสอบ (Probe) เซ็นเซอร์ซึ่งมีขนาดเล็ก มักถูกกระทำโดยการรวมเข้ากับขั้วไฟฟ้าอ้างอิงที่ใหญ่กว่าในการวัดปริมาณตัวอย่างที่เล็กมากที่สุด จะช่วยแก้ปัญหาขั้วไฟฟ้าอ้างอิงของ ISFET ได้ โดยการใช้การวัดผลต่างระหว่าง ISFET และ FET เฉพาะ อันได้แก่ REFET (Reference FET) ซึ่งไม่เกิดปฏิกิริยาต่อต้านทางเคมีบนสารที่มีความเข้มข้นของไอออน

REFET มีพื้นฐานมาจากอุปกรณ์ ทรานซิสเตอร์แบบมอส และมีคุณลักษณะคล้ายกับเซ็นเซอร์ ISFET แต่ในชั้นเกตจะแตกต่างกัน คือในชั้นเกตของ REFET มีการเพิ่มสารเคมีบางชนิดเพื่อช่วยในการจัดเรียงของโครงสร้างของสารเคมีดังกล่าว และเมื่อสัมผัสกับสารละลาย จะเกิดการเปลี่ยนแปลงสนามไฟฟ้าของไอออนไฮโดรเจนของสารละลายที่พื้นผิวฉนวน ส่งผลต่อคุณสมบัติของกระแสเดรนและแรงดันเกตของเซ็นเซอร์ REFET เพียงเล็กน้อย ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวจึงถูกนำมาใช้ในการตรวจวัดค่า  $pH$  ร่วมกับเซ็นเซอร์ ISFET โดยใช้การวัดผลต่าง ซึ่งใช้วิธีการต่อเชื่อมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวงจรผลต่างคู่ (Differential Pair Circuit) ศักย์ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์จะแสดงให้เห็นในลักษณะสัญญาณทั่วไปในระบบผลต่างซึ่งไม่เสถียรและ อาจแสดงในแพ็คเกจที่เรียกว่า Common-Mode-Rejection-Ratio (CMRR)

## 2.5 ทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน

การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอสขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัสเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ ) เพื่อให้กระแสเดรน ( $I_D$ ) ไหล เมื่อแรงดัน เกต-ซอร์ส มีค่าลดลงและเข้าใกล้แรงดันขีดเริ่ม คุณสมบัติเฉพาะของ กระแสเดรนและแรงดัน เกต-ซอร์ส จะเปลี่ยนจากยกกำลังสองเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ดังแสดงใน รูปที่ 2.4 [10]



รูปที่ 2.4 กราฟแสดง ลักษณะเฉพาะของกระแสเดรนและแรงดัน เกต-ซอร์ส ที่เปลี่ยนจากยกกำลังสองเป็นเอกซ์โพเนนเชียล

จากลักษณะเฉพาะของ กระแสเดรน และแรงดัน เกต-ซอร์ส ที่เปลี่ยนจากยกกำลังสองเป็นเอกซ์โพเนนเชียล จึงมีการแบ่งย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอสดังแสดงใน รูปที่ 2.5 โดยเมื่อแรงดัน เกต-ซอร์ส มากกว่า  $V_{ON}$  คือย่านผันกลับอย่างแรง (Strong Inversion Region) และเมื่อแรงดัน เกต-ซอร์ส น้อยกว่า  $V_{ON}$  คือย่านผันกลับอย่างอ่อน โดยจุดเปลี่ยนจากย่านผันกลับอย่างแรงไปเป็นย่านผันกลับอย่างอ่อนกำหนดโดย  $V_{ON}$  ซึ่งแสดงโดยสมการที่ (2.13) [10]

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{ON} = V_T + nkT/q \quad (2.13)$$

เมื่อ

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[ \sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right] \quad (2.14)$$

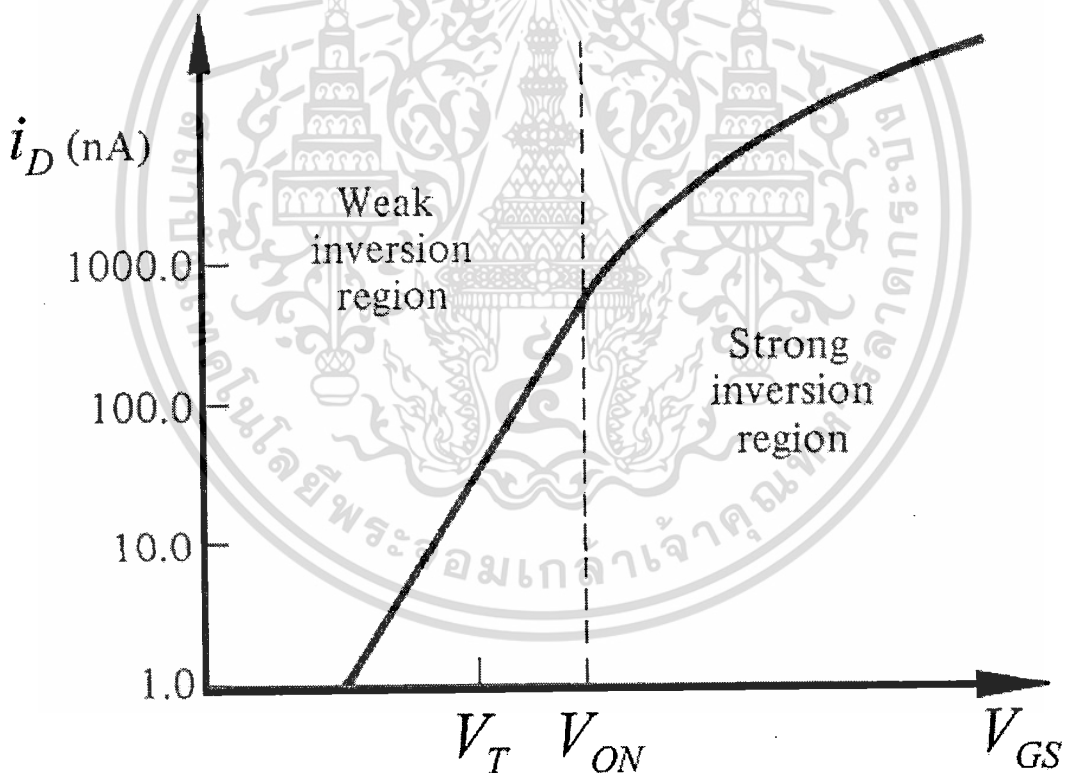
$V_{T0}$  คือ แรงดันขีดเริ่มเมื่อ  $V_{BS} = 0$

$\gamma$  คือ ค่าคงที่ที่เกิดจากตัวถัง (Body-Effect Coefficient)

$\phi_F$  คือ ศักย์ไฟฟ้าที่พื้นผิวซิลิกอน

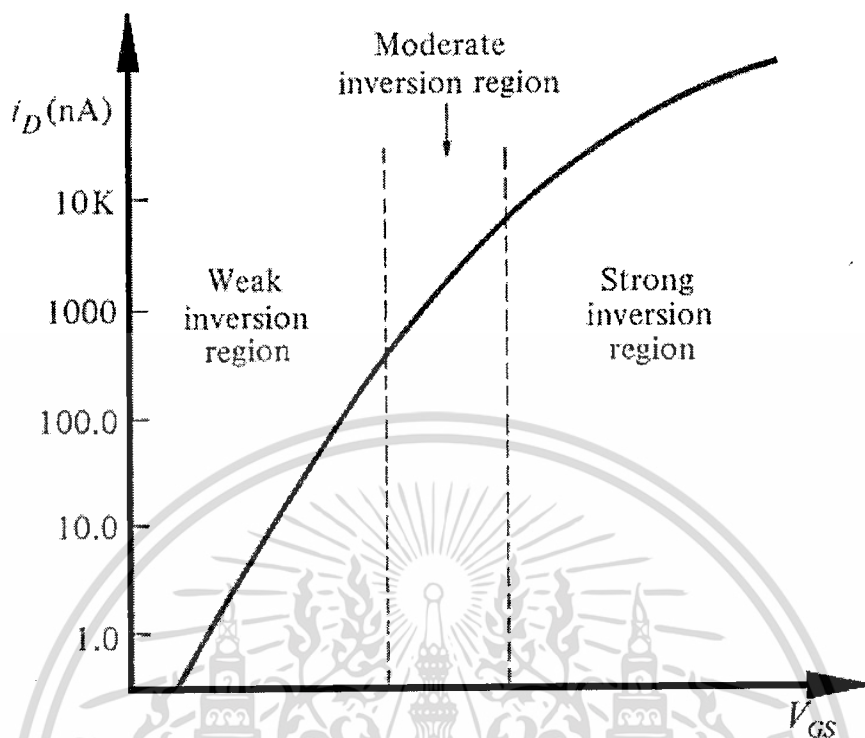
$V_{SB}$  คือ แรงดัน ซอร์ส-ตัวถัง (Source-Bulk Voltage)

$n$  คือ ค่าความชันต่ำกว่าขีดเริ่ม (Subthreshold Slope Factor)



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการแบ่งย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอส

การแบ่งย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอส นอกจากจะแบ่งเป็นย่านผันกลับอย่างแรง และย่านผันกลับอย่างอ่อนแล้ว ระหว่างย่านผันกลับอย่างแรง และย่านผันกลับอย่างอ่อน เรายังแบ่งเป็นย่านผันกลับอย่างปานกลาง (Moderate Inversion Region) ดังแสดงใน รูปที่ 2.6 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 กราฟแสดงย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอส

ทรานซิสเตอร์แบบมอส ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน ในย่านนี้ช่องทางเดินกระแสมีความหนาแน่นของประจุเหนี่ยวนำน้อยมากจึงทำให้สนามไฟฟ้าจากขั้วเดรน (Drain) และขั้วซอร์ส (Source) ไม่สามารถเร่งประจุให้ข้ามช่องทางเดินของกระแสได้ด้วยแรงจากสนามไฟฟ้า หรือที่เรียกว่าการดริฟท์ (Drift) แต่ก็ยังมีกระแสที่ไหลในย่านนี้ที่มีค่าน้อยมากนอกเหนือจากกระแสรั่วไหล (Leakage Current) การที่มีกระแสไหลในย่านนี้เนื่องมาจากความหนาแน่นของประจุพาหะในแต่ละบริเวณของช่องทางเดินกระแสที่ไม่เท่ากัน ซึ่งเรียกว่าการดิฟฟิวชัน (Diffusion) กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ไหลในย่านนี้เป็นสัดส่วนที่เป็นเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) กับ แรงดัน เกต-ซอร์ส กระแสเดรนที่ไหลในย่านการผันกลับอย่างอ่อนนี้ เราประมาณมาจากแบบจำลอง อีเควี มอส (The EKV MOS Model) [12] ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (2.15) [13]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = 2n\mu C_{OX} U_T^2 \left( \frac{W}{L} \right) \left( e^{\frac{V_{GS}-V_T}{nU_T}} \right) \quad (2.15)$$

$$= I_{DQ} \left( \frac{W}{L} \right) \left( e^{\frac{V_{GS}}{nU_T}} \right)$$

$$\text{เมื่อ } I_{DQ} = 2n\mu C_{OX} U_T^2 \left( e^{\frac{-V_T}{nU_T}} \right)$$

แรงดันอิ่มตัวเดรน-ซอร์ส (Drain-Source Saturation Voltage) ในย่านการผันกลับอย่างอ่อน มีค่าประมาณ  $4U_T$  ซึ่งมีค่าประมาณ 100 มิลลิโวลต์ ที่อุณหภูมิห้อง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 สำหรับ ความต้านทาน เดรน-ซอร์ส (Drain-Source Resistance) ไม่ต้องคำนึงถึงในกรณีที่ กระแสเดรน เพิ่มขึ้นกับ แรงดันเดรน-ซอร์สเพิ่มขึ้น ตัวแปร  $n$  ในสมการที่ (2.15) ที่ปรากฏขึ้นใน แบบจำลอง อีเควี [11] [12] และแบบจำลองอื่นๆ เป็นการแสดงถึงการสูญเสียของประสิทธิภาพการเชื่อมต่อระหว่าง ขั้วเกต และ ช่องทางเดินกระแส ซึ่งมีสาเหตุมาจาก โครงสร้างหรือตัวถัง ที่ทำหน้าที่เป็นขั้วเกต ด้านหลัง (Back Gate) ในย่านการผันกลับอย่างอ่อนนี้  $n$  เกี่ยวข้องกับการแบ่งแรงดันตัวเก็บประจุ ระหว่างแรงดันเกต (Gate Voltage) และศักย์ไฟฟ้าพื้นผิวซิลิกอน (Silicon Surface Potential) ซึ่งเป็นผลมาจาก เกต-ออกไซด์ (Gate-Oxide), ดีพลีชัน (Depletion) และ ค่าตัวเก็บประจุสภาพการเชื่อมต่อ (Interface State Capacitances) ในย่านการผันกลับอย่างอ่อน  $n$  เราสามารถเขียนได้ดัง สมการที่ (2.16)

$$n = \frac{C'_{OX} + C'_{DEP} + C'_{INT}}{C'_{OX}} \quad (2.16)$$

$$= 1 + \frac{C'_{DEP}}{C'_{OX}} + \frac{C'_{INT}}{C'_{OX}}$$

เมื่อ  $C'_{OX}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุ เกต-ออกไซด์ ต่อหน่วยพื้นที่

$C'_{DEP}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุ ดีพลีชัน (Depletion Capacitances)

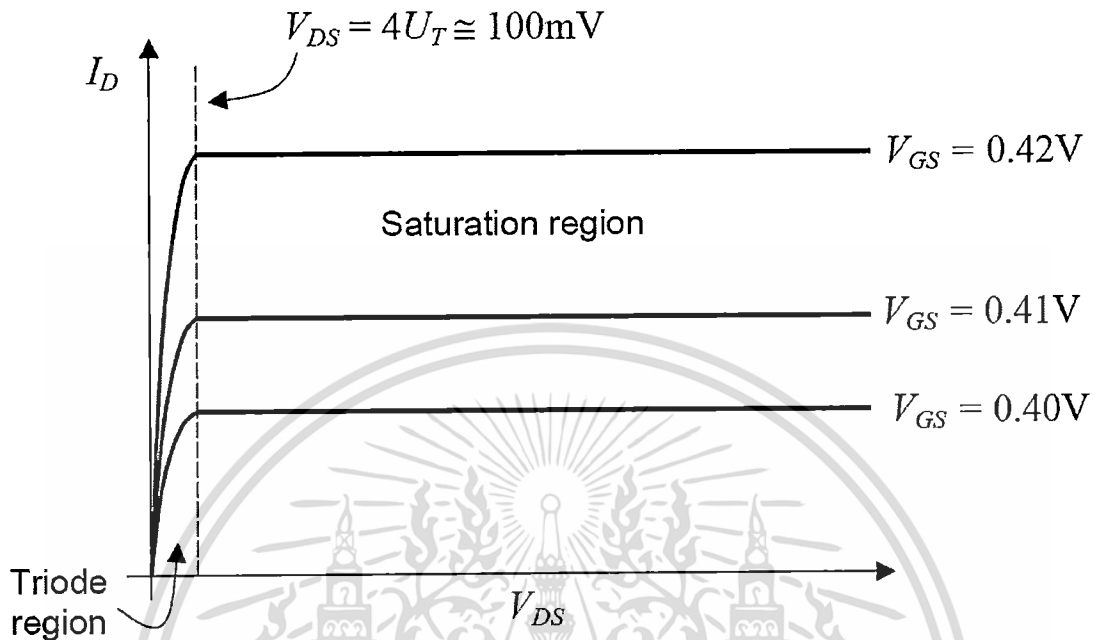
$C'_{INT}$  คือ ค่าตัวเก็บประจุสภาพการเชื่อมต่อ

โดยปกติ  $C'_{INT}/C'_{OX}$  ในเทอมทางขวา ของสมการที่ (2.16) ค่าตัวเก็บประจุสภาพการเชื่อมต่อ ( $C'_{INT}$ ) มีขนาดเล็กมากและไม่มีการนำไปคิดในสมการของ  $n$  [13] ดังนั้นสมการที่ (2.16) เราสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.17) การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบมอส ในย่านการผันกลับอย่างอ่อน  $n$  มีค่าประมาณ 1.4-1.5 สำหรับกลุ่มของ ซีมอส (CMOS) แต่สามารถลดลงได้ถึง

1.1 [14] สำหรับ Fully Depleted (FD) Silicon-On-Insulator (SOI) CMOS

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของสถาบันวิจัยวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) และสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n \approx 1 + \frac{C'_{DEP}}{C'_{OX}} \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.7 แสดงแรงดันอิมตัวแตรน-ซอร์ส ของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน

## 2.6 หลักการของวงจรถานลิเนียร์

B. Gilbert ได้นำเสนอหลักการทรานลิเนียร์เป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1975 ซึ่งเป็นหลักการที่มีสำคัญในวงการอิเล็กทรอนิกส์ เพราะเป็นการนำเสนอหลักการทรานลิเนียร์แบบง่ายและมีประสิทธิภาพผ่านการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรไม่เป็นเชิงเส้นบนพื้นฐานของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistors) [15] จากคุณสมบัติของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล เราสามารถนำหลักการทรานลิเนียร์มาใช้กับทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อนได้ และยังสามารถนำหลักการทรานลิเนียร์ไปประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ที่มีทรานคอนดักแตนซ์เป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงทางสัญญาณไฟฟ้า เช่นกระแสหรือแรงดัน [16] สำหรับอุปกรณ์ที่มีทรานคอนดักแตนซ์เป็นเชิงเส้นกับกระแส เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (2.18)

$$g = \frac{dI}{dV} = aI \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $g$  คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์  
 $a$  คือ ค่าคงที่

เมื่อเราทำการอินทิเกรตสมการที่ (2.18) จะได้สมการใหม่ดังสมการที่ (2.19)

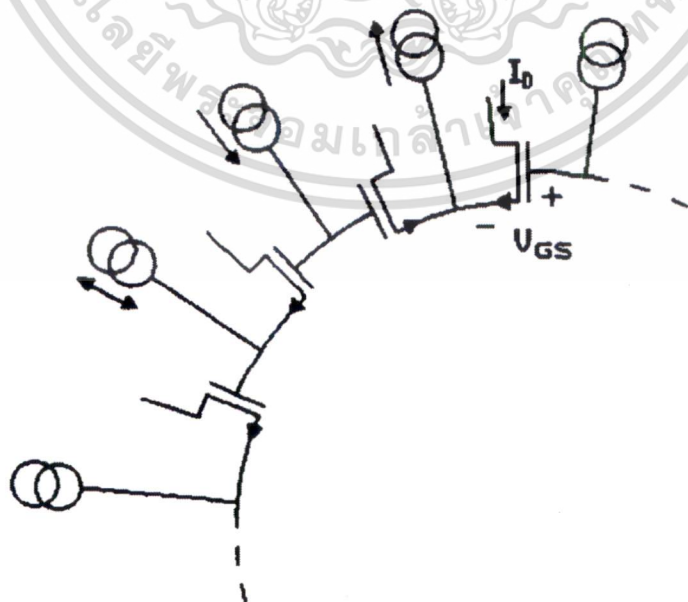
$$I = be^{aV} \tag{2.19}$$

เมื่อ  $b$  คือค่าคงที่

สมการที่ (2.19) มีคุณสมบัติของกระแสและแรงดันที่เป็นเอกซ์โพเนนเชียลของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

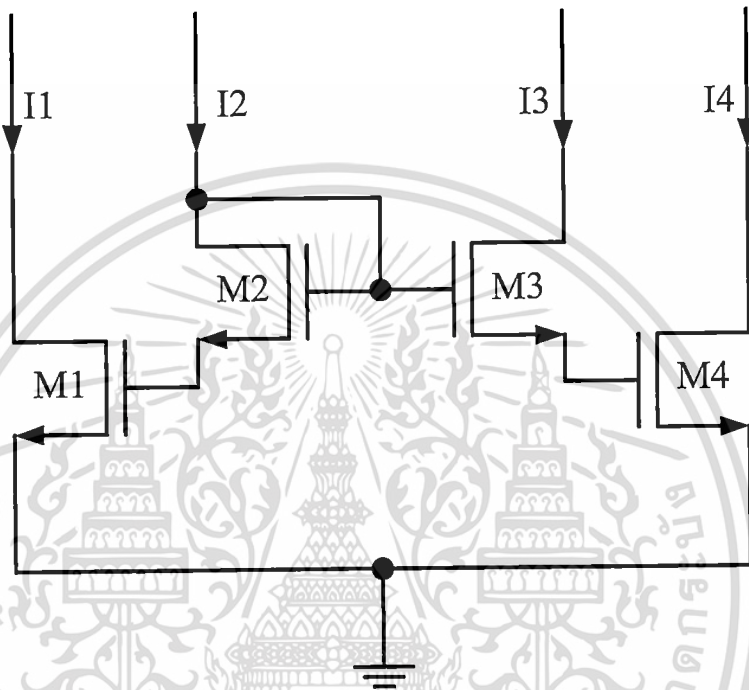
การอธิบายหลักการของวงจรทรานส์ไลน์ียร์มอส (MOS-TransLinear (MTL) Circuit Principle) ให้เราพิจารณารูปของทรานซิสเตอร์แบบมอส ที่เชื่อมต่อกันดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งเราจะเห็นว่าลูปแรงดันเกต-ซอร์ส (Gate-Source Voltages) เป็นการต่อกันในแบบอนุกรม จำนวนของทรานซิสเตอร์ที่มีการจัดเรียงในทิศทาง ตามเข็มนาฬิกา (ClockWise: CW) เท่ากับที่จัดเรียงในทิศทาง ทวนเข็มนาฬิกา (CounterClockWise: CCW) ซึ่งนี่เป็นข้อกำหนดที่สำคัญ และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law) เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันเกต-ซอร์ส ที่มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา (CW) และที่มีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (CCW) ได้ดังสมการที่ (2.20)

$$\sum_{CW} V_{GS} = \sum_{CCW} V_{GS} \tag{2.20}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.8 แสดงหลักการของมอสทรานส์ไลน์ียร์รูปให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น หลักการของวงจรถานลิเนียร์อาศัยคุณสมบัติของ กระแส-แรงดัน ที่เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล และการเชื่อมต่อที่เป็นลักษณะที่เป็นรูป ดังนั้น หลักการของวงจรถานลิเนียร์ สามารถนำมาประยุกต์ใช้งาน ได้กับอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบมอส ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน ดังตัวอย่างที่แสดงใน รูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างวงจรถานลิเนียร์

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์แบบมอส ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน สมการแสดงความสัมพันธ์ของ กระแสเดรน ( $I_D$ ) และ แรงดัน เกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ ) เป็นไปตามสมการที่ (2.21) ซึ่งเราจะเห็นว่าความสัมพันธ์ของ กระแสเดรน และ แรงดันเกต-ซอร์ส เป็นไปในรูปแบบของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล เช่นเดียวกับอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

$$I_D = I_{DQ} \left( \frac{W}{L} \right) \left( e^{\frac{V_{GS}}{nU_T}} \right) \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) เราสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันเกต-ซอร์ส และ กระแสเดรน ได้ใหม่ดังสมการที่ (2.22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{GS} = nU_T \ln\left(\frac{I_D}{(W/L)I_{DQ}}\right) \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) เราสามารถนำไปวิเคราะห์วงจรทรานซิสเตอร์ได้โดยนำไปแทนในสมการที่ (2.20) และสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.23)

$$\sum_{CW} V_{GS} = \sum_{CCW} V_{GS} \quad (2.23)$$

$$\sum_{CW} nU_T \ln\left(\frac{I_D}{(W/L)I_{DQ}}\right) = \sum_{CCW} nU_T \ln\left(\frac{I_D}{(W/L)I_{DQ}}\right)$$

เมื่อคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แบบมอสเหมือนกันทุกประการ เราสามารถเขียนสมการที่ (2.23) ใหม่ได้ดังสมการที่ (2.24)

$$\sum_{CW} \ln\left(\frac{I_D}{I_{DQ}}\right) = \sum_{CCW} \ln\left(\frac{I_D}{I_{DQ}}\right) \quad (2.24)$$

$$\prod_{CW} I_D = \prod_{CCW} I_D$$

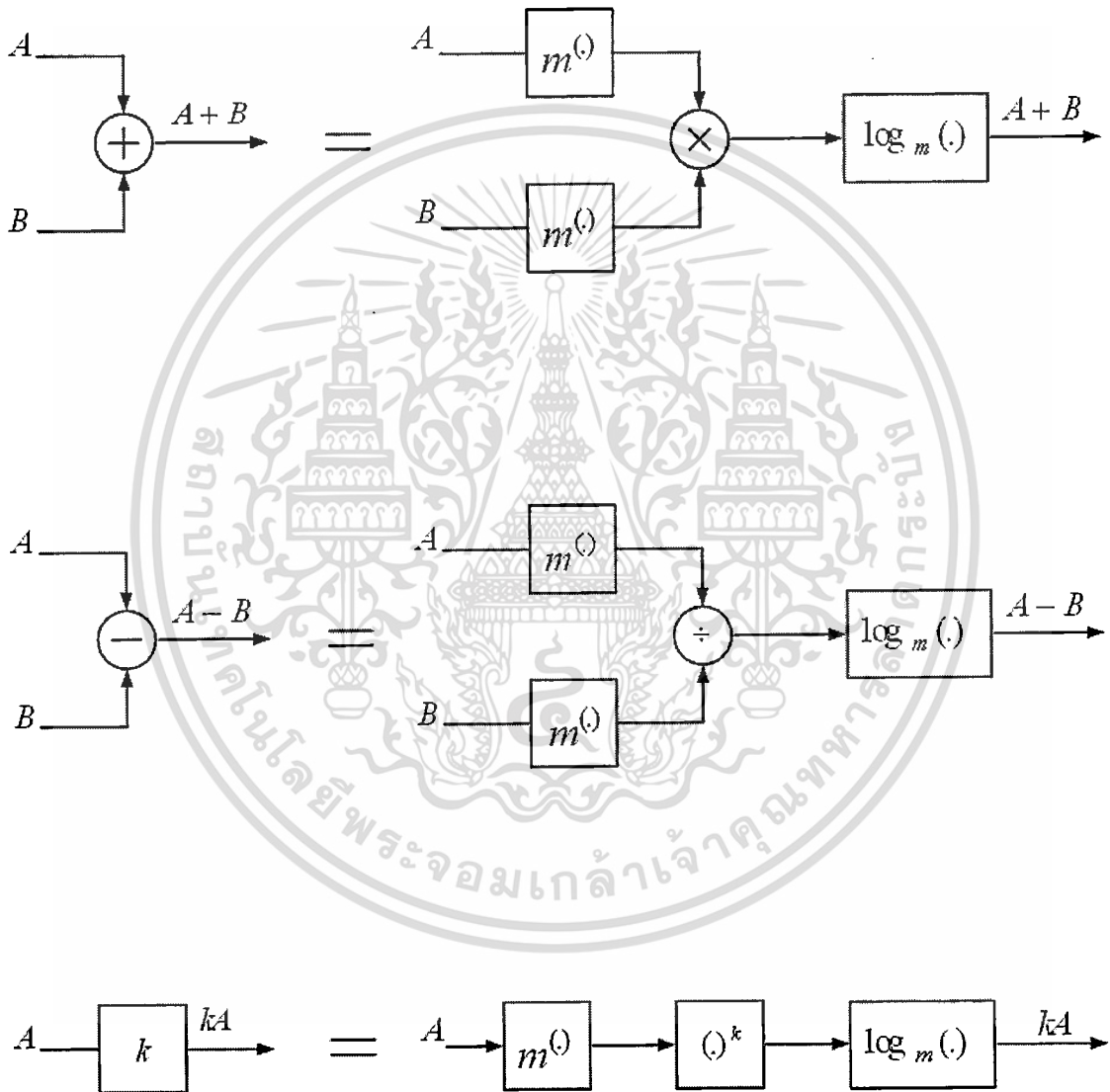
เมื่อเราพิจารณาสมการที่ (2.24) จะเห็นว่าวงจรทรานซิสเตอร์เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส โดยไม่มีผลกระทบกระเทือนจากอิทธิพลของอุณหภูมิ และเนื่องจากกำหนดให้อุปกรณ์มีคุณสมบัติที่เหมือนกันและทำงานในอุณหภูมิเดียวกัน ดังนั้นหลักการของวงจรทรานซิสเตอร์จึงเป็นหลักการที่มีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้สำหรับเทคโนโลยีการสร้างวงจรรวม

## 2.7 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไบนารี โหมดกระแส

วงจรแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไบนารีใช้หลักการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตกับสัญญาณอ้างอิงเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมา การนำเสนอนี้จะแบ่งเป็นสองแบบคือแบบเชิงเส้นและแบบลอการิทึม โครงสร้างของวงจรลอการิทึม ADC แบบไฟฟ้าไบนารีโหมดกระแส มีการพัฒนามาจากโครงสร้างของวงจร ADC เชิงเส้นแบบไฟฟ้าไบนารีโหมดกระแส โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันเลขชี้กำลังและฟังก์ชันลอการิทึม ในการแปลงจากโครงสร้างเชิงเส้นเป็นโครงสร้างลอการิทึม ความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันเลขชี้กำลังและฟังก์ชันลอการิทึมแสดงดังรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

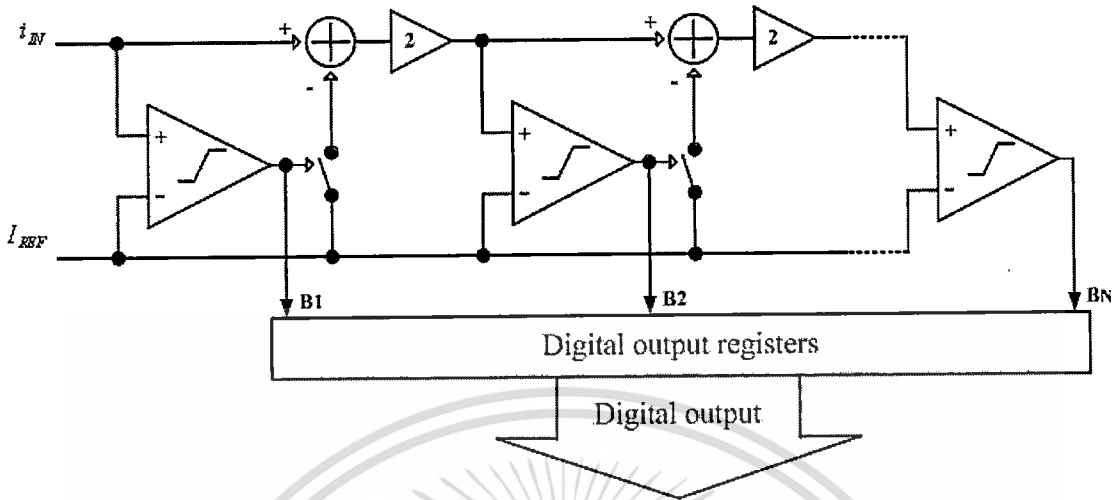
จากรูปที่ 2.10 เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างเชิงเส้นและลอการิทึมได้ดังนี้ การบวกกันในเชิงเส้นจะเป็นการคูณกันในลอการิทึม, การลบกันในเชิงเส้นจะเป็นการหารกันในลอการิทึม และการคูณกันในเชิงเส้นจะเป็นการยกกำลังในลอการิทึม



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันเลขชี้กำลัง  $m^{(\cdot)}$  และฟังก์ชันลอการิทึม  $\log_m(\cdot)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.1 ADC เชิงเส้นแบบไฟฟ้าไลน์ โหมดกระแส



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณเชิงเส้นแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์

รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณเชิงเส้นแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ [17] หลักการทำงานคือการนำสัญญาณอินพุต ( $i_{IN}$ ) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ถ้าสัญญาณอินพุตน้อยกว่าสัญญาณอ้างอิง เอาท์พุท ( $B$ ) ที่ได้จะเป็น “0” จากนั้นสัญญาณอินพุตจะถูกคูณด้วยสองก่อนส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงอีกครั้ง และถ้าสัญญาณอินพุตมากกว่าสัญญาณอ้างอิง เอาท์พุทที่ได้จะเป็น “1” จากนั้นสัญญาณอินพุตจะถูกกลับด้วยสัญญาณอ้างอิงและคูณด้วยสอง ก่อนส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงอีกครั้ง สัญญาณอ้างอิงของ วงจรแปลงสัญญาณเชิงเส้นแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของช่วงสูงสุดของสัญญาณอินพุต คุณสมบัติ ความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (Differential NonLinearity: DNL) และความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (Integral NonLinearity: INL) ของ ADC เชิงเส้นแบบไฟฟ้าไลน์ โหมดกระแสแสดงดังสมการที่ (2.25) และ (2.26) ตามลำดับ

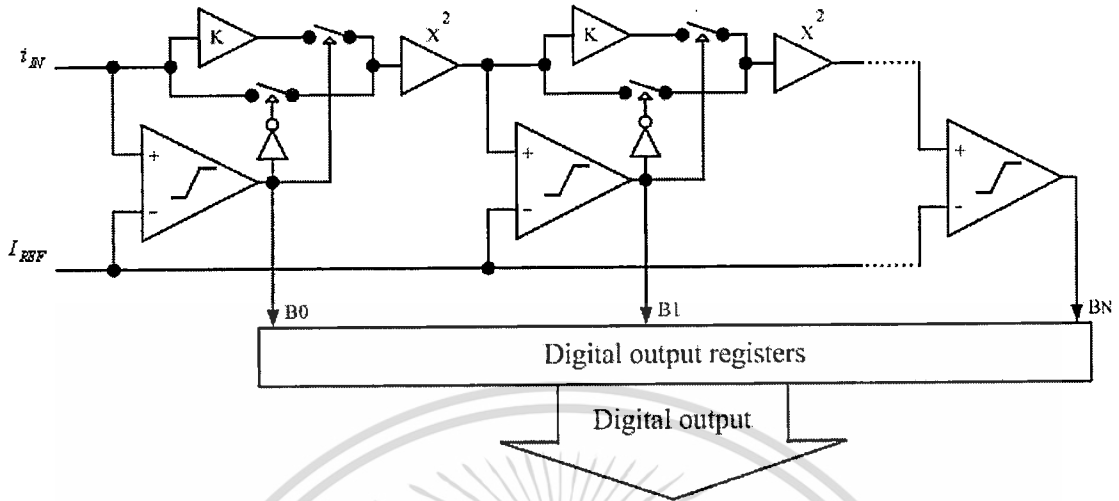
$$DNL_{Linear\ ADC} = \frac{i_{k+1} - i_k - LSB}{LSB} \quad (2.25)$$

$$INL_{Linear\ ADC} = \frac{i_k - i_i}{2^N \times LSB} \times 100\% \quad (2.26)$$

เมื่อ LSB (Least Significant Bit) คือ ระดับของสัญญาณที่มีนัยสำคัญเท่ากับ 1 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 ลอการิทึม ADC แบบไฟฟ้าไลต์ โหมดกระแส



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลต์

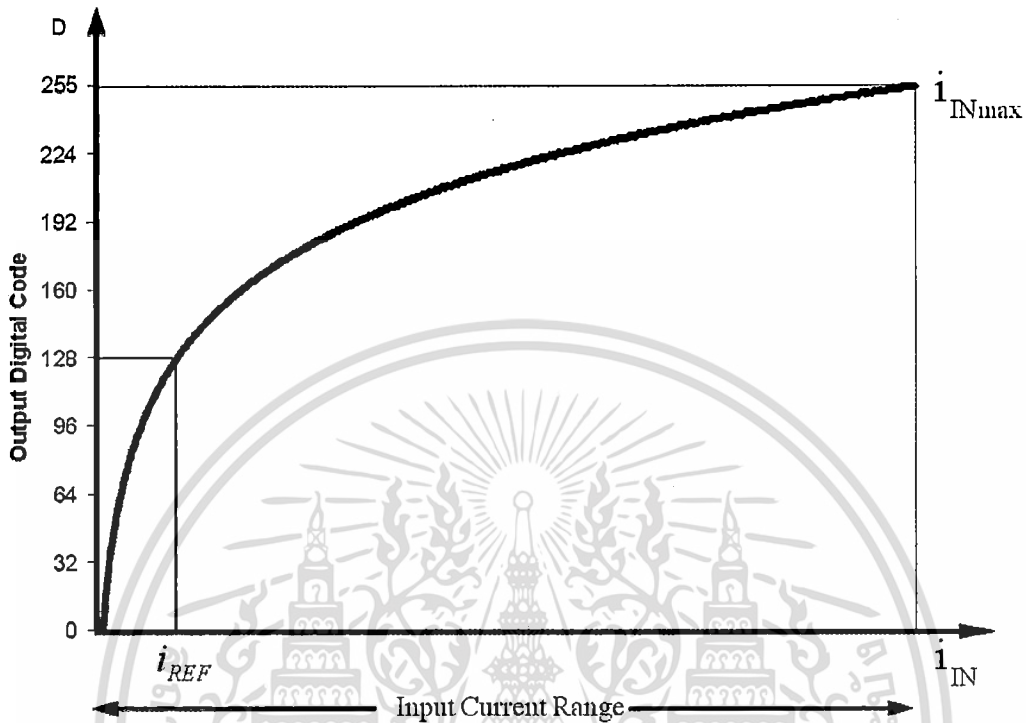
รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลต์ หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลต์เป็นการตัดแปลงมาจากวงจรแปลงสัญญาณเชิงเส้นแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลต์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันเลขชี้กำลังและฟังก์ชันลอการิทึม ข้อแตกต่างระหว่างวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลต์และวงจรแปลงสัญญาณเชิงเส้นแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลต์คือ แบบเชิงเส้นเมื่อมีการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุต กับสัญญาณอ้างอิงแล้วปรากฏว่าสัญญาณอินพุตมากกว่าสัญญาณอ้างอิง สัญญาณอินพุตจะถูกลดด้วยสัญญาณอ้างอิง แต่สำหรับแบบลอการิทึมการลดจะเปลี่ยนเป็นการหารแทนแต่ในที่นี้เพื่อให้ง่ายต่อการสร้างวงจรการหารเปลี่ยนเป็นการคูณแทน และในแบบเชิงเส้นสัญญาณอินพุตจะถูกคูณด้วยสองต่อ แต่ในแบบลอการิทึมการคูณด้วยสองเปลี่ยนเป็นการยกกำลังสองแทน ซึ่งการทำงานของวงจร กระแสอินพุตจะเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลกับดิจิทัลเอาต์พุต เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสอินพุตกับดิจิทัลเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.27)

$$i_{IN} = e^{\frac{D \ln(i_{IN,max})}{2^N}} \tag{2.27}$$

เมื่อ  $D$  คือ รหัสดิจิทัลเอาต์พุต,  
 $N$  คือ จำนวนบิต,

เอกสารนี้เป็นเอกสาร  $i_{IN,max}$  คือ กระแสอินพุตสูงสุด เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และคุณสมบัติการแปลงของ วงจรแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลลอการิทึมแบบไฟฟ้าไลน์ แสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติการแปลงของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์

กระแสอ้างอิงของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์ตรงกับรหัสดิจิทัล 128 สำหรับ 8 บิต ซึ่งตรงกับกึ่งกลางของช่วงกระแสอินพุทในลอการิทึมสเกล ดังนั้นจากสมการที่ (2.27) เราสามารถเขียนสมการกระแสอ้างอิงได้ดังสมการที่ (2.28)

$$i_{REF} = e^{\frac{128 \ln(i_{INmax})}{2^N}} \quad (2.28)$$

และกระแสอินพุทที่ถูกหารด้วยกระแสอ้างอิงก่อนทำการยกกำลังสองเมื่อเอาที่พุทเป็น “1” สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.29) ซึ่งการหารจะเปลี่ยนเป็นการปรับขนาดด้วย  $1/I_{REF}$  แทน

$$i_{IN+1} = \frac{i_{IN}}{I_{REF}} = i_{IN} \times \frac{1}{I_{REF}} \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติ ความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (Differential Non-Linearity: DNL) และ ความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (Integral Non-Linearity: INL) แสดงในสมการที่ (2.30) [18] และ (2.31) [18] ตามลำดับ

$$DNL = \frac{\ln(I_{k+1}) - \ln(I_k) - \Delta i_{IN}}{\Delta i_{IN}} \quad (2.30)$$

$$INL = \frac{\ln(I_{k+1}) - \ln(I_i)}{\Delta i_{IN}} \quad (2.31)$$

$$\Delta i_{IN} = \ln\left(\frac{1}{K} + 1\right) \quad (2.32)$$

เมื่อ  $K$  คือ ค่าคงที่ในสภาวะปกติ (Normalizing Constant)  $\Delta i_{IN}$  คือ LSB ในล็อกโดเมน

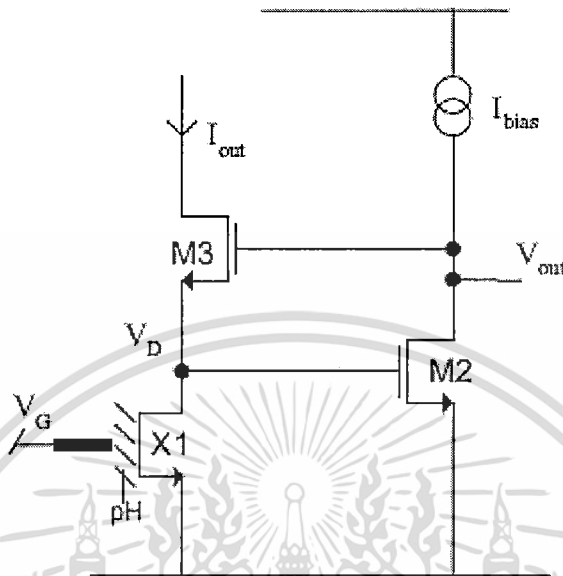
## 2.8 วงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ในงานวิจัยอื่น

ปัจจุบันเซ็นเซอร์ ISFET เป็นที่รู้จักมากขึ้น และมีความสนใจออกแบบวงจรเชื่อมต่อกับเซ็นเซอร์ ISFET มากขึ้นด้วยเช่นกัน เทคนิคที่ใช้ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อของแต่ละคนจะมีความแตกต่างกันออกไป ตามวัตถุประสงค์และความเชี่ยวชาญของแต่ละบุคคล โดยตัวอย่างของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET แสดงดังตัวอย่างต่อไปนี้

### 2.8.1 A novel voltage-clamped CMOS ISFET sensor interface [19]

บทความ A novel voltage-clamped CMOS ISFET sensor interface นำเสนอโดย Leila Shepherd, Pantelis Georgiou และ Chris Toumazou เป็นการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ ISFET ด้วยการกำหนดการไบอัสแบบคงที่ โดยใช้เทคนิค Voltage-Clamping วงจรสามารถทำงานได้ทั้งในย่านผันกลับอย่างแรงและย่านผันกลับอย่างอ่อน วงจรเชื่อมต่อจะแจ้งใช้การตรวจจับผลต่างระหว่างเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET รูปที่ 2.14 แสดงวงจรส่วนหน้าของ Voltage-Clamped ISFET ซึ่งวงจรกำหนดให้แรงดันที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงของเซ็นเซอร์ ISFET มีค่าคงที่ ขั้วซอร์สของเซ็นเซอร์ ISFET ต่อกับสายดิน (Grounded) และแรงดันที่ขั้วเดรนของเซ็นเซอร์ ISFET มีค่าคงที่เนื่องจากพฤติกรรมของ Voltage-Clamping ของทรานซิสเตอร์ M2 และ M3 ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความเข้มข้นของไอออนไฮโดรเจนของสารละลายที่ต้องการนำมาทดสอบจะเกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้นที่กระแสเดรนของเซ็นเซอร์ ISFET การกำหนดให้แรงดันคงที่ได้เป็นผลมาจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขยายชั้นเดียวที่มีอัตราขยายสูงของทรานซิสเตอร์ M2 และภาระ (Load) ของมันเอง ซึ่งต่อในวงรอบแบบการป้อนกลับแบบลบไปยัง  $V_D$  ผ่านทาง Source Follower ของทรานซิสเตอร์ M3



รูปที่ 2.14 วงจรส่วนหน้าของ Voltage-Clamped ISFET

กระแสเอาต์พุตของวงจร มีการเปลี่ยนแปลงเป็นแบบเชิงเส้น หรือเอกซ์โพเนนเชียล กับค่า  $pH$  ขึ้นอยู่กับการทำงานของวงจรว่าวงจรทำงานในช่วงเชิงเส้นของย่านผันกลับอย่างแรง หรือ ย่านผันกลับอย่างอ่อน โดยสมการของกระแสเอาต์พุตของวงจรที่ทำงานในช่วงเชิงเส้นของการผันกลับอย่างแรงและผันกลับอย่างอ่อน แสดงในสมการที่ (2.33) และ (2.24) ตามลำดับ

$$I_{out} = \mu_0 C_{OX} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (2.33)$$

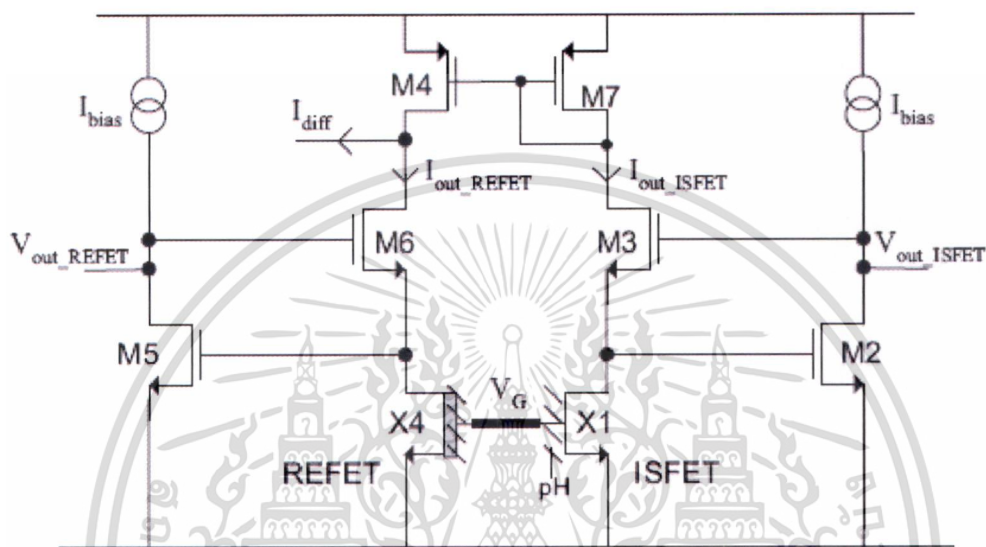
$$= \mu_0 C_{OX} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{chem} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$\begin{aligned} I_{out} &= I_o e^{V_{GS}/nU_T} \\ &= I_o e^{V_{GS}/nU_T} e^{-V_{chem}/nU_T} \end{aligned} \quad (2.34)$$

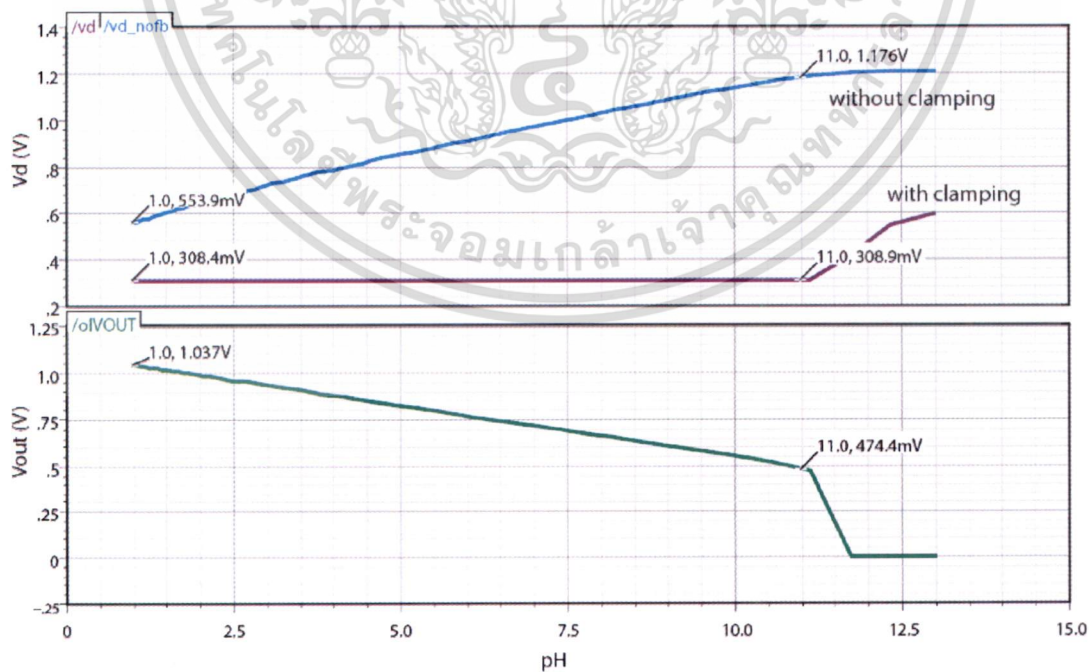
เมื่อ  $V_{GS}$  คือ แรงดันภายในของเกตโพลีซิลิกอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.15 แสดงวงจรผลต่างของ ISFET-REFET โดยที่กระแสและแรงดันเอาต์พุทของ เซ็นเซอร์ ISFET ขึ้นอยู่กับค่า  $pH$  แต่กระแสและแรงดันเอาต์พุทของ REFET ไม่ขึ้นอยู่กับค่า  $pH$  การจำลองการทำงานของวงจรเมื่อวงจรทำงานในย่านผันกลับอย่างแรง วงจรทำงานที่ แรงดันไฟเลี้ยง 2.5 โวลต์ กระแสไบอัส ( $I_{bias}$ ) ขนาด 1 นาโนแอมแปร์ แรงดันไบอัสขั้วไฟฟ้า อังอิง ( $V_G$ ) ขนาด 1 โวลต์



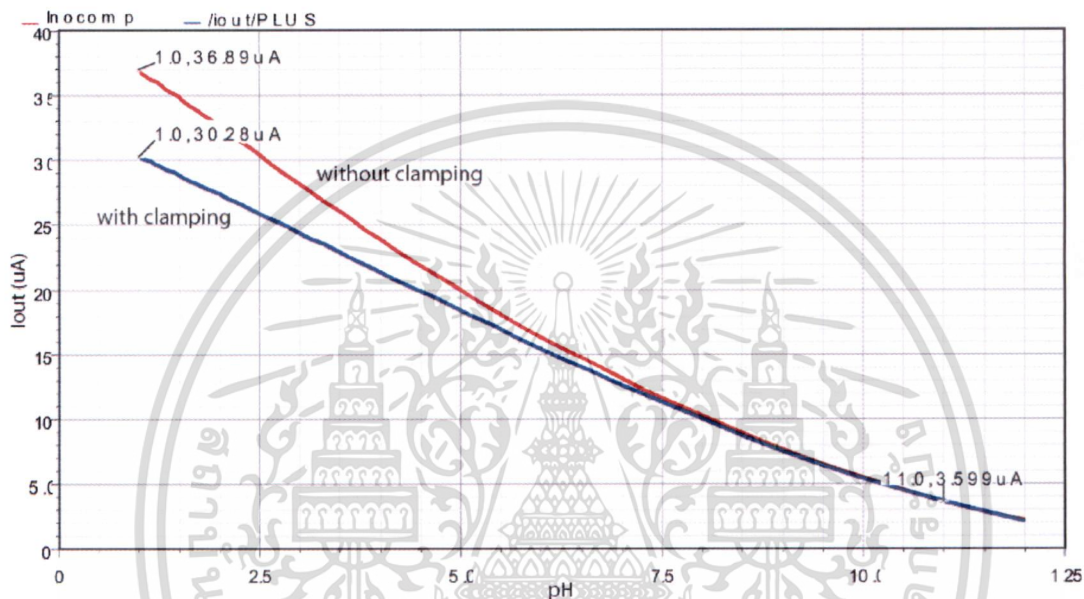
รูปที่ 2.15 วงจรผลต่างของ ISFET-REFET



รูปที่ 2.16  $V_D$  ของวงจรที่ใช้และไม่ใช้ Voltage-Clamping และแรงดันเอาต์พุทเทียบกับค่า  $pH$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

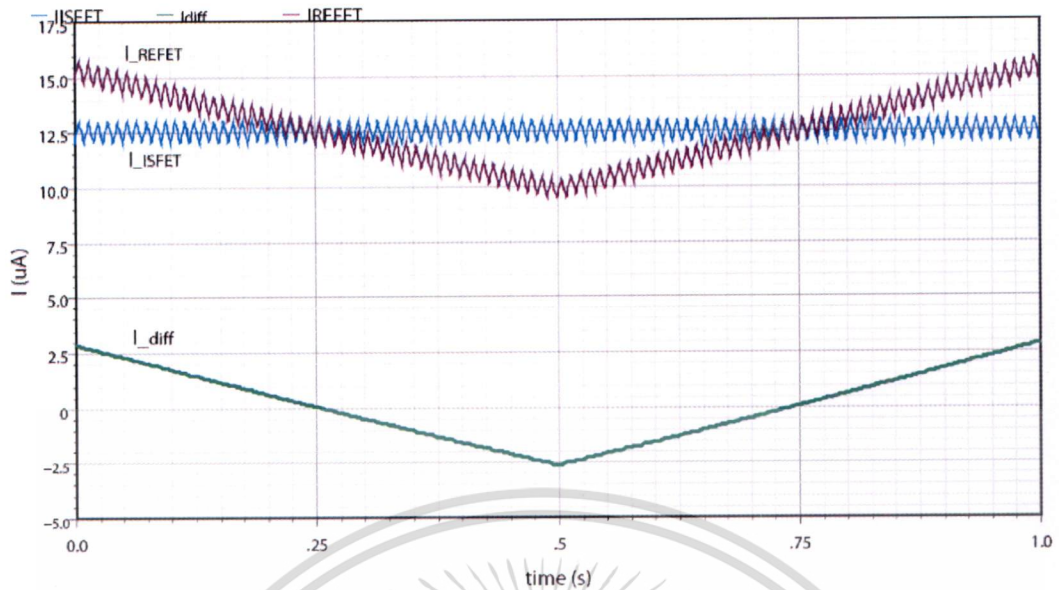
รูปที่ 2.16 แสดงผลการจำลองการทำงานในโหมดแรงดันของ  $V_D$  ที่ใช้ และไม่ใช่ Voltage-Clamping และแรงดันเอาต์พุตเทียบกับค่า  $pH$  จากรูปที่ 2.16 กราฟของ  $V_D$  ที่ไม่ใช่ Voltage-Clamping แรงดันเปลี่ยนแปลงไป 0.915 โวลต์ และแรงดันเอาต์พุตมีความไวอยู่ที่  $-53 \text{ mV/pH}$  ช่วงการวัดค่า  $pH$  ที่  $pH$  ต่ำๆ ถูกจำกัดด้วยแรงดันของแหล่งจ่ายและที่  $pH$  สูงๆ ถูกจำกัดด้วยทรานซิสเตอร์ M2 ผลของการป้อนกลับทำให้ค่าความต้านทานที่โหนด  $V_D$  ลดลงเหลือ 15 โอห์ม



รูปที่ 2.17 กระแสเอาต์พุตของวงจรที่ใช้และไม่ใช่ Voltage-Clamping เทียบกับค่า  $pH$

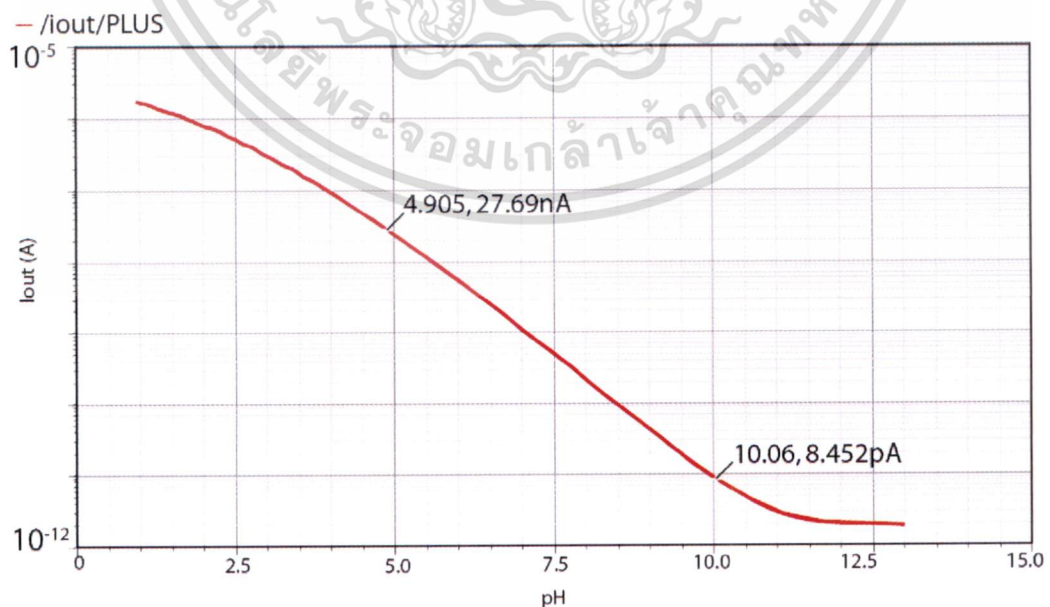
รูปที่ 2.17 แสดงกระแสเอาต์พุตของวงจรที่ใช้และไม่ใช่ Voltage-Clamping เทียบกับค่า  $pH$  โดยที่ค่าความไวของกระแสเอาต์พุตของวงจรที่ใช้ Voltage-Clamping มีค่าความไวอยู่ที่  $-2.7 \mu\text{A/pH}$  จากโครงสร้างของวงจรผลต่าง ISFET-REFET เพื่อแสดงให้เห็นการกำจัดโหมดรวม มีการใส่สัญญาณรบกวนขนาด  $20 \text{ mV}$  ที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงและเปลี่ยนค่า  $pH$  ระหว่าง  $pH6$  และ  $pH8$  ผลจากจำลองการทำงานแสดงดัง รูปที่ 2.18 ซึ่งกระแสเอาต์พุตผลต่างเท่ากับ ผลต่างของกระแส ISFET และ REFET ( $I_{diff} = I_{ISFET} - I_{REFET}$ ) การสูญเสียกำลังงานของวงจรที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างแรงมีค่าเท่ากับ  $0.187 \text{ mW}$  ที่  $pH7$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 กระแสเอาต์พุตวงจรผลต่าง, กระแสเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET

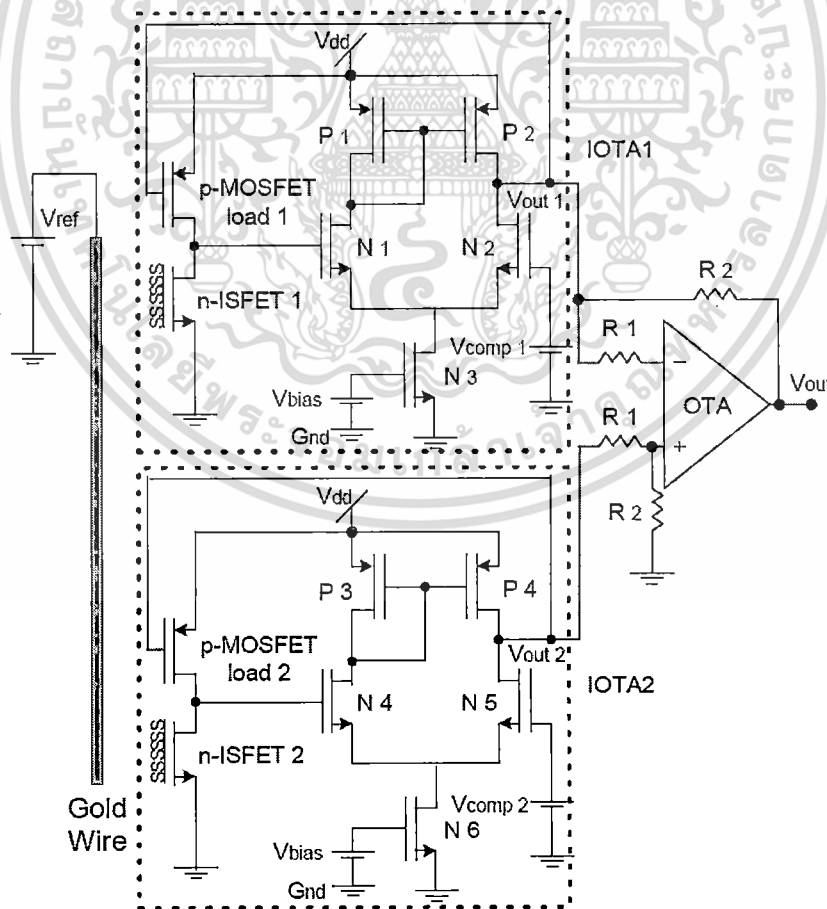
วงจรผลต่าง ISFET-REFET ที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน มีการจำลองการทำงาน โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 1.5 โวลต์ กระแสไบอัส 1 นาโนแอมแปร์ แรงดันไบอัสขั้วไฟฟ้าอ้างอิง 0.375 โวลต์ รูปที่ 2.19 แสดงกระแสเอาต์พุตของวงจรที่ทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อน กระแสเอาต์พุตแสดงในสเกลลอการิทึมเทียบกับค่า  $pH$  วงจรมีค่าความไวของกระแสเอาต์พุตอยู่ที่  $-6.9\text{dB}/pH$  และสิ้นเปลืองกำลังงาน 13 nA ที่  $pH7$



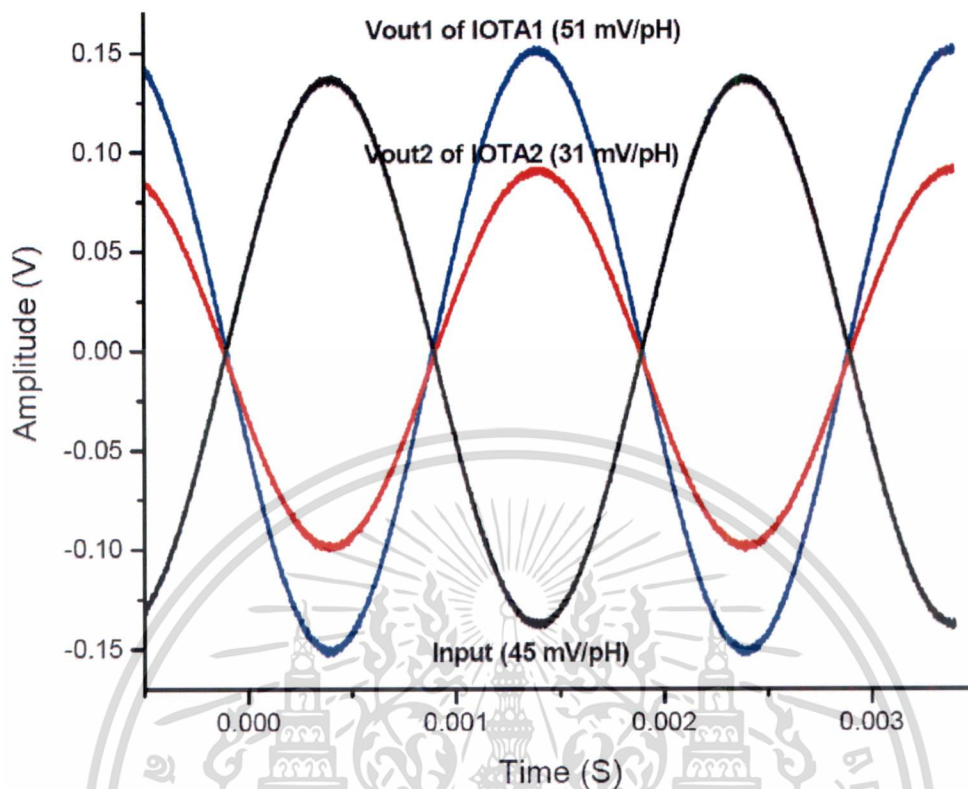
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.19 กระแสเอาต์พุตที่วงจรทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อนใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8.2 CMOS ISFET Microsystem for Biomedical Applications [20]

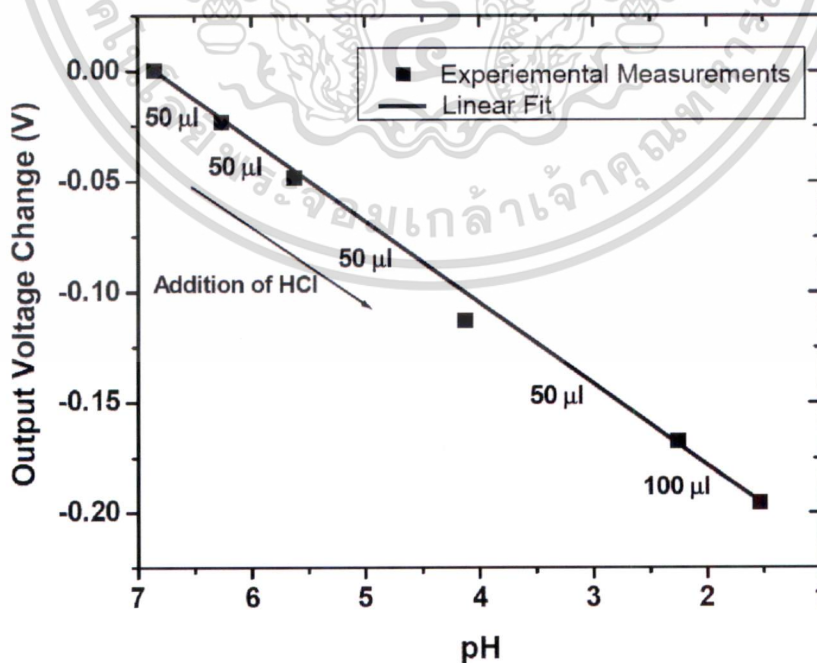
บทความ CMOS ISFET Microsystem for Biomedical Applications นำเสนอโดย V.P. Chodavarapu, A.H. Titus และ A.N. Cartwright ใช้โครงสร้างของวงจรผลต่าง ซึ่งเป็นการวัดผลต่างของวงจรรขยายทรานคอนดักแทน ISFET (ISFET Operational Transconductance Amplifiers: IOTA) สองวงจร โดยที่ IOTA สองวงจรมีค่าความไวต่อค่า  $pH$  ที่ต่างกัน ซึ่งเกิดจากขนาดของทรานซิสเตอร์แบบมอสใน IOTA ทั้งสอง รูปที่ 2.20 แสดงโครงสร้างของวงจรผลต่างที่ใช้ IOTA สองตัว การจำลองการทำงานของวงจรใช้แหล่งจ่ายแรงดันขนาด 5 โวลต์ แรงดันที่ที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง 5 โวลต์ แรงดันไบอัส ( $V_{bias}$ ) ขนาด 1 โวลต์ และอัตราขยายของ OTA มีขนาด 2.25 รูปที่ 2.21 แสดงความไวของ IOTA ทั้งสองโดยป้อนอินพุตที่มีความไว 45 mV/  $pH$  ความไวของ IOTA1 คือ 51 mV/  $pH$  และความไวของ IOTA2 คือ 31 mV/  $pH$  ความแตกต่างของความไวต่อ  $pH$  ของ IOTA ทั้งสอง คือ 20 mV/  $pH$  รูปที่ 2.22 แสดงแรงดันเอาต์พุตของระบบเทียบกับค่า  $pH$  ความไวต่อค่า  $pH$  เท่ากับ 40-45 mV/  $pH$  ในช่วงของ  $pH3$  ถึง  $pH11$  การสิ้นเปลืองกำลังงานของวงจรมีค่าเท่ากับ 4 mW



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 2.20 โครงสร้างของวงจรผลต่างที่ใช้ IOTA สองวงจรมีประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 ความไวของ IOTA1 และ IOTA2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.22 แรงดันเอาต์พุตของระบบเทียบกับค่า  $pH$  นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# โครงสร้างวงจรพื้นฐานที่นำเสนอ

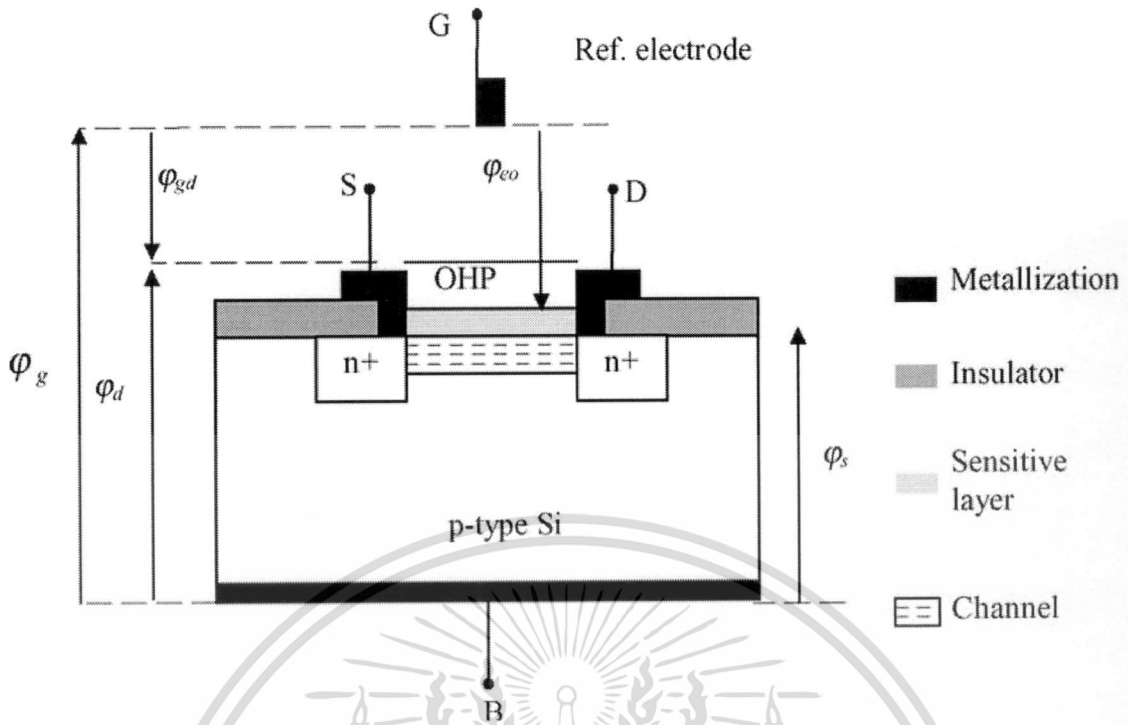
### 3.1 บทนำ

โครงสร้างวงจรที่นำเสนอในบทนี้เป็นโครงสร้างวงจรพื้นฐานที่ใช้ออกแบบวงจรเชื่อมต่อกับ เซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแบบซีมอส เป็นการนำเสนอเพื่อให้เข้าใจรายละเอียดของ โครงสร้างพื้นฐานของวงจร ซึ่งอธิบายเกี่ยวกับ แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET โดยจะอธิบายถึง ขั้นตอนในการสร้าง แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET, ISFET Readout Circuit, วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบพ็พไลน์, วงจรเปรียบเทียบกระแส (Current Comparator Circuit), วงจรยกกำลังสองและวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

### 3.2 แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET

เซ็นเซอร์ ISFET เป็นเซ็นเซอร์ที่มีความไวต่อค่า  $pH$  ซึ่งมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 3.1 เมื่อ  $\varphi_{eo}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าของการเชื่อมต่ออิเล็กโทรไลต์ – ฉนวน,  $\varphi_{gd}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าตามขวางของ ชั้นการแพร่,  $\varphi_s$  คือ ศักย์ไฟฟ้าระหว่างรอยต่อฉนวน – สารกึ่งตัวนำ – ตัวถัง,  $\varphi_d$  คือ ศักย์ไฟฟ้า ระหว่าง OHP (outer Helmholtz plane) – ตัวถัง และ  $\varphi_g$  คือ ศักย์ไฟฟ้าระหว่างอิเล็กโทรไลต์ – ตัวถัง พื้นผิวที่มีความไวของเซ็นเซอร์ ISFET สร้างจากชั้นของฉนวน เช่น  $Si_3N_4$ ,  $Al_2O_3$ ,  $Ta_2O_5$  ซึ่งมีความไวต่อสารละลายอิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte Solution) จากคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำ ชนิดพี (p-Type Semiconductor) และแผ่นฉนวน  $Si_3N_4$  ในสารละลายอิเล็กโทรไลต์ สามารถ พิจารณาผลตอบ สนองของเซ็นเซอร์ ISFET ต่อค่า  $pH$  ได้โดย ความเข้มข้นของ  $H^+$  ที่มีความสัมพันธ์ที่พื้นผิวฉนวน (Insulator Surface)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเซ็นเซอร์ ISFET ช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น

จากแบบจำลองทางกายภาพ-เคมี (Physico-Chemical Models) มีการพัฒนามาสร้างแบบจำลองใน SPICE เป็นผลในสมการระบบที่เกิดจากพฤติกรรมของคุณสมบัติของเซ็นเซอร์ ISFET การพิจารณาเซ็นเซอร์ ISFET เราแยกพิจารณาออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Stage) (คือ ทรานซิสเตอร์แบบมอสซึ่งเป็นการเริ่มต้นของโครงสร้างของเซ็นเซอร์ ISFET) และส่วนของไฟฟ้าเคมี (Electrochemical Stage) (คือ การเชื่อมต่ออิเล็กโทรไลต์-ฉนวน: Electrolyte-Insulator Interface) เมื่อกำหนดเงื่อนไขของประจุเป็นกลางของโครงสร้างในรูปที่ 3.1 จะได้สมการที่ (3.1)

$$\sigma_o + \sigma_d + \sigma_s = 0 \quad (3.1)$$

เมื่อ  $\sigma_o$ ,  $\sigma_d$  และ  $\sigma_s$  คือความเข้มข้นประจุ (Charge Densities) ที่ การเชื่อมต่ออิเล็กโทรไลต์-ฉนวน, ในชั้นการแพร่ (Diffuse Layer) และ ในสารกึ่งตัวนำ ตามลำดับ เมื่อเราพิจารณา ค่าคงที่  $\sigma_s$  ในส่วนที่เกี่ยวข้องกับค่า  $pH$  และโดยการกำหนดให้มีขนาดเล็กกว่า  $\sigma_o$  และ  $\sigma_d$  มากๆ [7] ดังนั้นสมการที่ (3.1) ลดรูปลงดังสมการที่ (3.2)

$$\sigma_o + \sigma_d = 0 \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก ส่วนของไฟฟ้าเคมีเราสามารถพิจารณาแยกออกจากส่วนของอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นจาก ทฤษฎี Site-Binding และ ทฤษฎี Electrical Double-Layer เราจะได้

$$\begin{aligned}\sigma_d &= \sqrt{8\varepsilon_w kT c_{bulk}} \sinh\left(\frac{\varphi_{gd}}{2U_T}\right) \\ &= \alpha \sinh\left(\frac{\varphi_{gd}}{2U_T}\right)\end{aligned}\quad (3.3)$$

$$\begin{aligned}\sigma_o &= qN_{Sil} \left( \frac{H_b^2 \exp\left(-2\frac{\varphi_{eo}}{U_T}\right) - K_A K_B}{H_b^2 \exp\left(-2\frac{\varphi_{eo}}{U_T}\right) + K_A H_b^2 \exp\left(-\frac{\varphi_{eo}}{U_T}\right) + K_A K_B} \right) + \\ &\quad qN_{Sil} \left( \frac{H_b^2 \exp\left(-\frac{\varphi_{eo}}{U_T}\right)}{H_b^2 \exp\left(-\frac{\varphi_{eo}}{U_T}\right) + K_N} \right) \\ &= qN_{Sil} f_a(\varphi_{eo}, pH) + qN_{Sil} f_b(\varphi_{eo}, pH)\end{aligned}\quad (3.4)$$

เมื่อ  $\varepsilon_w$  คือ สภาพยอม (Permittivity) ของอิเล็กโทรไลต์

$c_{bulk}$  คือ ความเข้มข้นของไอออนในอิเล็กโทรไลต์

$N_{Sil}$  และ  $N_{Nil}$  ความเข้มข้นพื้นผิวของ Silanol Sites และ ของสารประกอบเคมีขั้นแรก (Primary Amine) ตามลำดับ

$K_A$ ,  $K_B$  และ  $K_N$  คือ ค่าคงที่การแยกออก Binding Site

$H_b$  คือ ความเข้มข้นของโปรตอน (Proton Concentration) ในปริมาตรอิเล็กโทรไลต์

$\varphi_{eo}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าของการเชื่อมต่อ อิเล็กโทรไลต์-ฉนวน

$\varphi_{gd}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าตามขวางของชั้นการแพร่ (Diffusion Layer) (Gouy-Chapman Layer)

ที่แสดงในรูปที่ 3.1

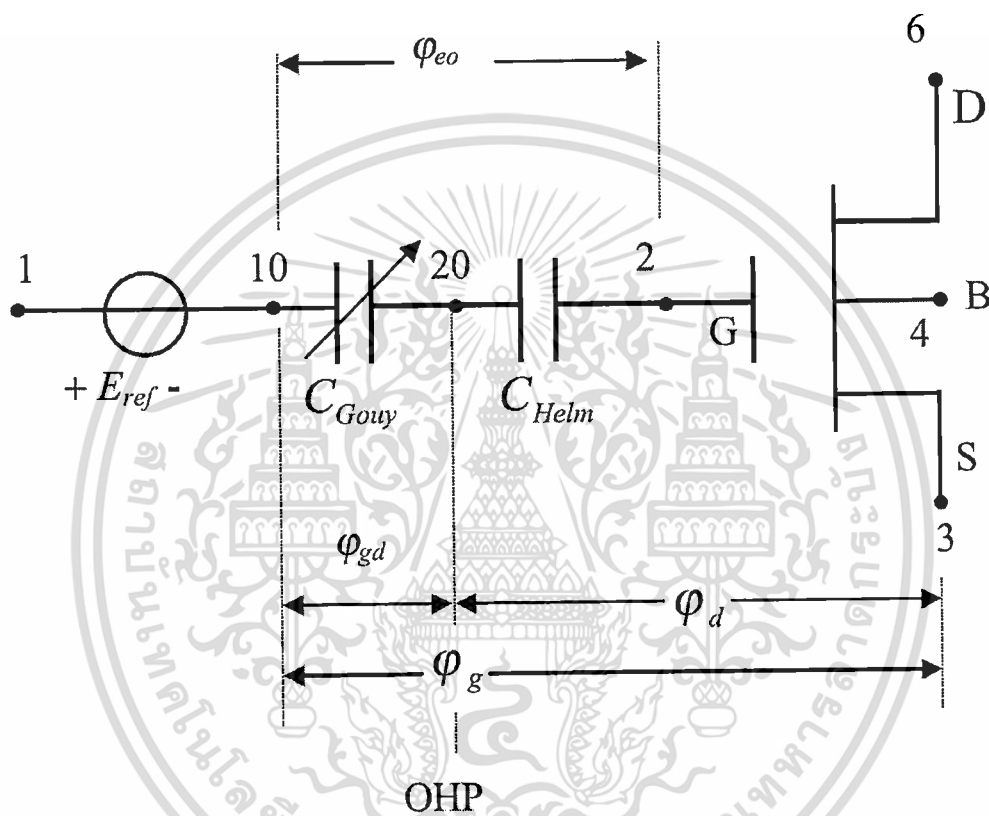
$U_T = kT/q$  คือ แรงดันอุณหภูมิตัว

$f_a(\varphi_{eo}, pH)$  และ  $f_b(\varphi_{eo}, pH)$  คือ ฟังก์ชันที่สร้างขึ้นเพื่อช่วยในการอธิบาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีทฤษฎีข้างต้น เราสามารถนำไปสร้าง วงจรเสมือนของเซ็นเซอร์ ISFET ได้ดังแสดง ในรูปที่ 3.2 เมื่อ ตัวเก็บประจุ  $C_{eq}$  เป็นตัวเก็บประจุที่มีค่าอธิบายโดย Gouy-Chapman หรือ Diffuse Layer ( $C_{Gouy}$ ) และ Helmholtz Layer ( $C_{Helm}$ ) ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.5)

$$C_{eq} = \frac{C_{Gouy} C_{Helm}}{C_{Gouy} + C_{Helm}} \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.2 วงจรไฟฟ้าเสมือนของโครงสร้างเซ็นเซอร์ ISFET

ตัวเก็บประจุ  $C_{eq}$  ขึ้นอยู่กับ ความเข้มข้นของประจุของ Diffuse Layer  $\varphi_d$  บนสัคย์ไฟฟ้าของการเชื่อมต่ออิเล็กโทรไลต์-ฉนวน  $\varphi_{eo}$  สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.6)

$$\sigma_d = -\sigma_o = -C_{eq} \varphi_{eo} \quad (3.6)$$

ตัวเก็บประจุ Gouy-Chapman และ Helmholtz เราสามารถเขียนสมการได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุ Helmholtz

$$C_{Helm} = \frac{\varepsilon_{IHP}\varepsilon_{OHP}}{\varepsilon_{OHP}d_{IHP} + \varepsilon_{IHP}d_{OHP}} WL \quad (3.7)$$

เมื่อ  $W$  และ  $L$  คือ ความกว้างและความยาวของเซ็นเซอร์ ISFET

$\varepsilon_{IHP}$  และ  $\varepsilon_{OHP}$  คือ สภาพยอม ระดับ Helmholtz ภายในและภายนอก ตามลำดับ

$d_{IHP}$  และ  $d_{OHP}$  คือ ระยะห่างระหว่าง ฉนวน-ไอออนที่ไม่ใช่ของไฮโดรเจน (Nonhydrated Ion) และ ฉนวน-ไอออนไฮโดรเจน ตามลำดับ

ตัวเก็บประจุ Gouy-Chapman เราสามารถพิจารณาการประมาณ ฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกเมื่อ  $\varphi_{gd} \ll 2U_T$  [7] ได้ดังสมการที่ (3.8)

$$C_{Gouy} = \frac{\partial \sigma_d}{\partial \varphi_{gd}} = \frac{\partial}{\partial \varphi_{gd}} \left[ \sqrt{8\varepsilon_w kTc_{bulk}} \sinh\left(\frac{\varphi_{gd}}{2U_T}\right) \right] \quad (3.8)$$

$$= \frac{\sqrt{8\varepsilon_w kTc_{bulk}}}{2U_T}$$

เมื่อ สมการที่ (3.7) และ (3.8) เป็นการแนะนำเข้าไปสู่ สมการที่ (3.5) ดังนั้น สมการที่ (3.4) และ (3.6) เป็นการกำหนด ศักย์ไฟฟ้าของการเชื่อมต่ออิเล็กโทรไลต์-ฉนวน คือ

$$\varphi_{eo} = \frac{q}{C_{eq}} [N_{SH} f_a(\varphi_{eo}, pH) + N_{NH} f_b(\varphi_{eo}, pH)] \quad (3.9)$$

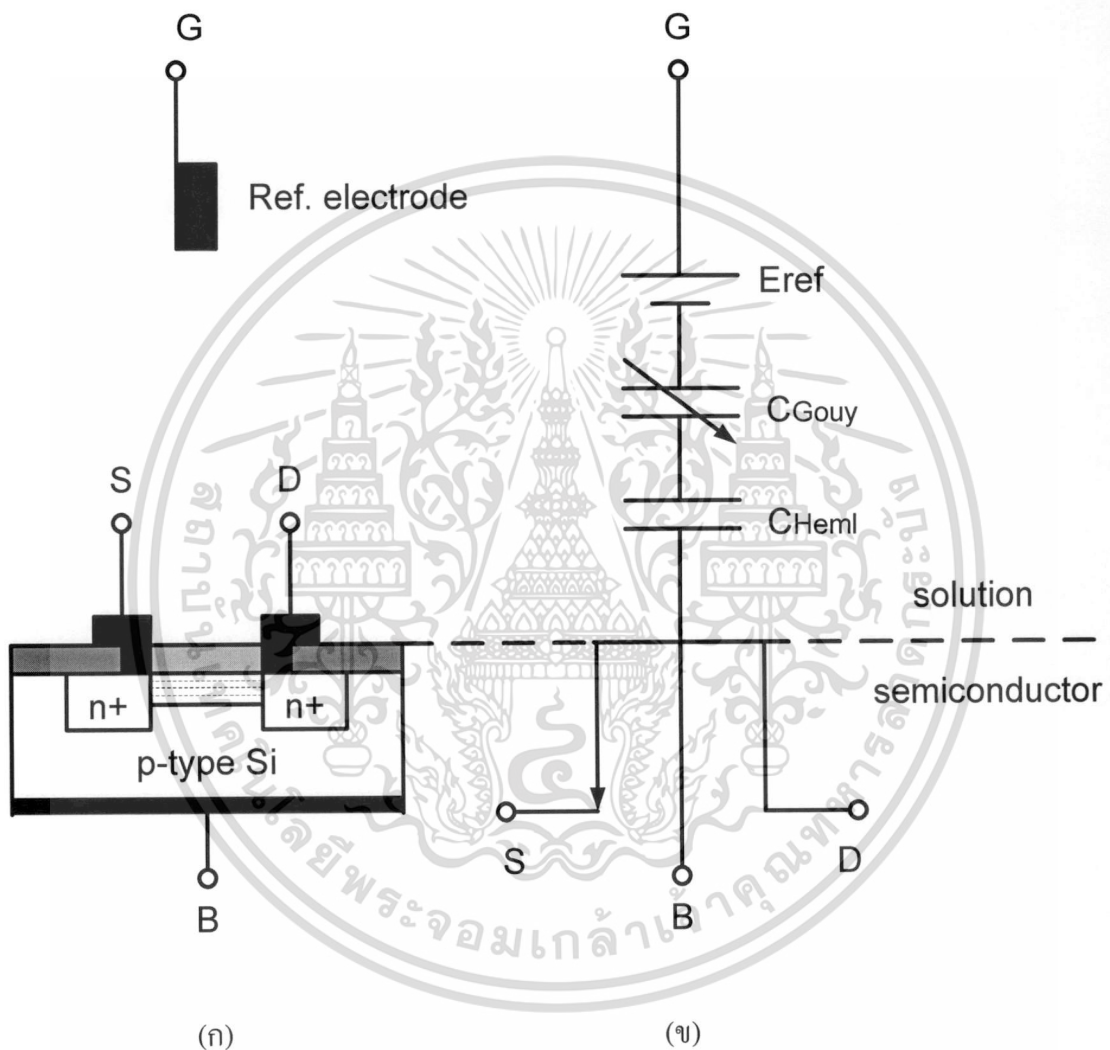
สมการที่ (3.9) กำหนดศักย์ไฟฟ้า  $\varphi_{eo}$  เป็นแบบจำลองที่เหมือนกับแหล่งจ่ายแรงดันซึ่งถูกควบคุมค่าโดยแรงดัน (Voltage-Controlled Voltage Source) แบบไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับส่วนของอิเล็กทรอนิกส์คือ แบบจำลองอย่างง่ายของทรานซิสเตอร์แบบมอส

จากแบบจำลองทางกายภาพ-เคมี และ วงจรไฟฟ้าเหมือนของเซ็นเซอร์ ISFET เราสามารถแสดงภาพตัดขวางของเซ็นเซอร์ ISFET ได้ดังรูปที่ 3.3

จากสมการที่ (3.5) และ (3.9) มีการแปลงไปเป็นวงจรเสมือน (ส่วนไฟฟ้าเคมีของเซ็นเซอร์ ISFET) ซึ่งมีการใช้คู่กับทรานซิสเตอร์แบบมอสชนิดเอ็น (ส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของเซ็นเซอร์ ISFET) ผลที่ได้คือ แบบจำลองซึ่งกำหนดแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ดังแสดงในรูปที่ 3.2

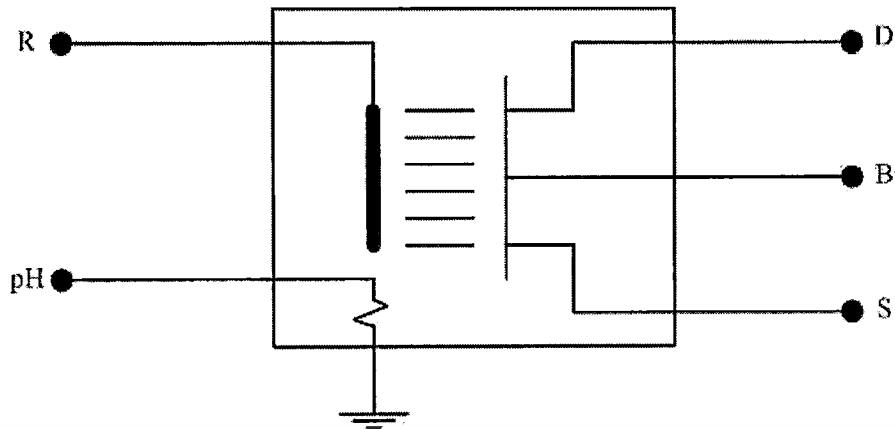
และมีการพัฒนาสร้างใน HSPICE เพื่อความสะดวกจึงมีการกำหนดโครงสร้างวงจรร้อยในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HSPICE ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งแสดงจุดเชื่อมต่อภายนอกของโครงสร้างวงจรรย่อ เมื่อ R, D, S และ B ใช้แทนชุดต่อ ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง, เคน, ซอร์ส และ ตัวถัง ตามลำดับ  $pH$  ใช้แทนจุดต่อสำหรับแหล่งจ่ายอินพุต  $pH$  อิสระ ซึ่งแหล่งจ่าย  $pH$  อิสระ คือ แบบจำลองสัญญาณอินพุตเคมี โดยแหล่งจ่ายแรงดันอิสระต่อกับตัวต้านทานจำลอง แบบจำลองนี้ใช้แรงดันซึ่งคือค่า  $pH$  เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าเคมี ควบคุมศักไฟฟ้า  $\phi_{eo}$  ในสมการที่ (3.9)



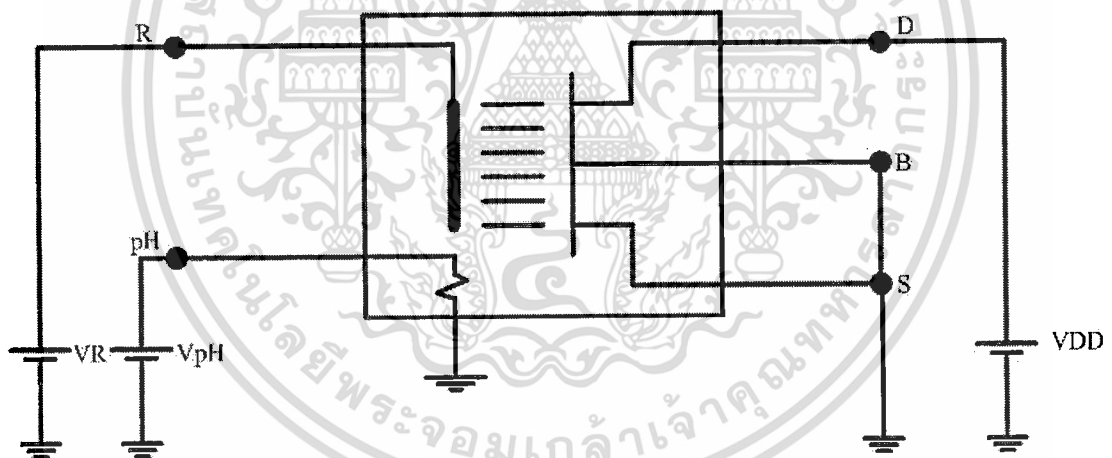
รูปที่ 3.3 ภาพตัดขวางของเซ็นเซอร์ ISFET (ก) โครงสร้างของเซ็นเซอร์ ISFET (ข) โครงสร้างวงจรร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างวงจรรย่อของเซ็นเซอร์ ISFET

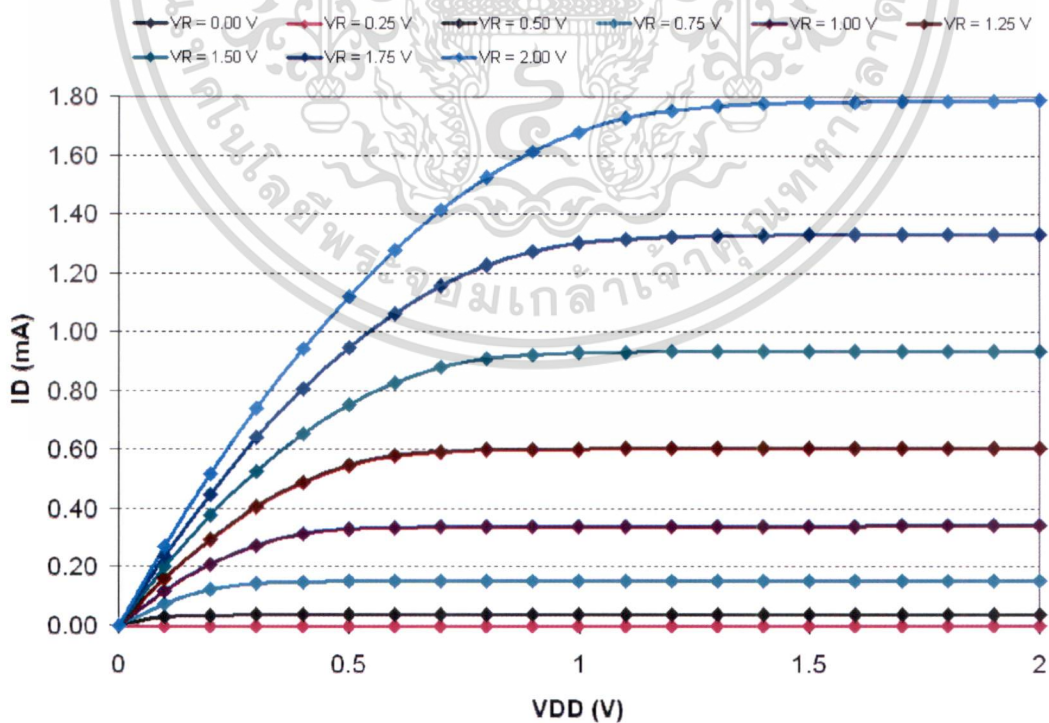
แบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ได้จากการนำโครงสร้างแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ในโปรแกรม HSPICE มาเปลี่ยนเป็นโครงสร้างในโปรแกรม Cadence Spectre ซึ่งแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ใน HSPICE มีอินพุตไฟต์ ดังแสดงในภาคผนวก ก



รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรถ่ายการจำลองการทำงานของ แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET

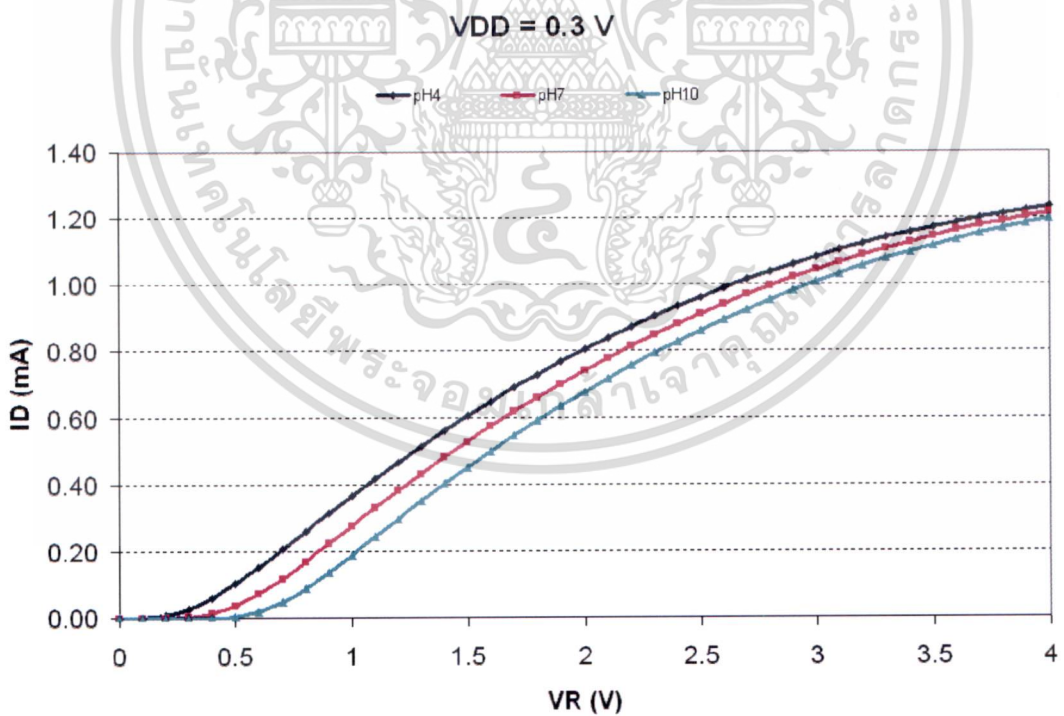
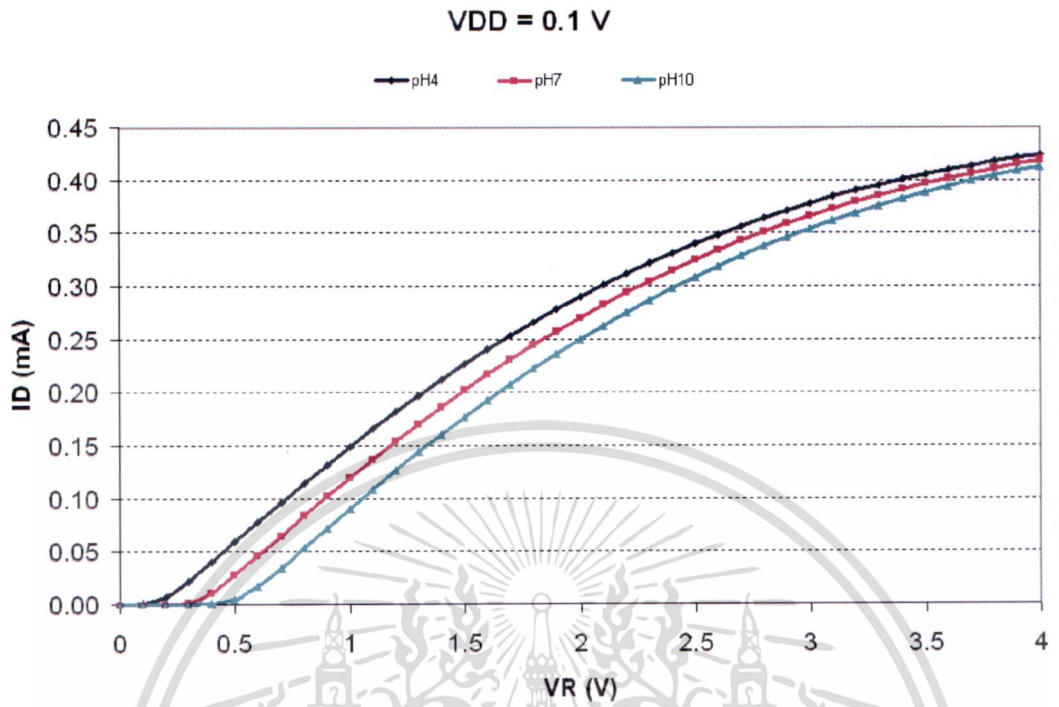
การจำลองการทำงานของ แบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET ต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.5 โดยเซ็นเซอร์ ISFET มีขนาดความกว้าง 100 ไมโครเมตร และความยาว 10 ไมโครเมตร การจำลองการทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET เพื่อแสดงให้เห็นคุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเดรน-ซอร์ส ของเซ็นเซอร์ ISFET ทำการจำลองการทำงานโดย ป้อนแรงดัน VDD ตั้งแต่ 0 โวลต์ (Volt) ถึง 2 โวลต์ กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงครั้งละ 0.1 โวลต์ และป้อนแรงดัน VR ค่าต่างๆ ตั้งแต่ 0 โวลต์ ถึง 2 โวลต์ กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงครั้งละ 0.25 โวลต์ สำหรับค่า  $pH$  กำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ  $pH7$  โดยการกำหนดค่าแรงดัน  $V_{pH}$  ให้มีค่าเท่ากับ 7 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานดังแสดงในเอกสารนี้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6 ซึ่งจาก รูปที่ 3.6 แสดงให้เห็นว่าเมื่อกำหนดให้ค่า  $pH$  มีค่าคงที่ คุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเดรน-ซอร์ส ของเซ็นเซอร์ ISFET เหมือนกับคุณสมบัติกระแสเดรน-แรงดันเดรน-ซอร์สของทรานซิสเตอร์แบบมอส การจำลองการทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET เพื่อแสดงให้เห็นคุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเกต-ซอร์ส ของเซ็นเซอร์ ISFET ทำการจำลองการทำงานโดย ป้อนแรงดัน VR ตั้งแต่ 0 โวลต์ ถึง 4 โวลต์ กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงครั้งละ 0.1 โวลต์ และกำหนดให้ค่า  $pH$  มีค่าเท่ากับ  $pH4$ ,  $pH7$  และ  $pH10$  ตามลำดับโดยการป้อนแรงดัน  $V_{pH}$  ที่ 4 โวลต์, 7 โวลต์ และ 10 โวลต์ ตามลำดับ จากนั้นทำการจำลองการทำงานที่  $V_{DD}$  มีค่าเท่ากับ 0.1 โวลต์, 0.3 โวลต์ และ 0.5 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานดังแสดงใน รูปที่ 3.7 (ก) ถึง รูปที่ 3.7 (ค) ตามลำดับ การจำลองการทำงานของเซ็นเซอร์ ISFET เพื่อแสดงให้เห็นคุณสมบัติ กระแสเดรน- $pH$  ของเซ็นเซอร์ ISFET ทำการจำลองการทำงานโดย กำหนดค่าแรงดัน  $V_{DD}$  ให้มีค่าคงที่คือ 0.3 โวลต์ ปรับค่า  $pH$  ตั้งแต่  $pH0$  ถึง  $pH14$  โดยการป้อนแรงดัน  $V_{pH}$  ตั้งแต่ 0 โวลต์ ถึง 14 โวลต์ ครั้งละ 1 โวลต์ และทำการปรับแรงดัน VR ตั้งแต่ 0 โวลต์ ถึง 1.4 โวลต์ ครั้งละ 0.2 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3.8 เมื่อพิจารณารูปที่ 3.8 จะเห็นว่าที่ แรงดัน VR มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์เป็นค่าแรงดัน VR ที่น้อยที่สุดที่กราฟยังคงเป็นเชิงเส้น และรูปที่ 3.9 แสดงคุณสมบัติ กระแสเดรน- $pH$  ของเซ็นเซอร์ ISFET ที่  $V_{DS}$  เท่ากับ 0.3 V และ VR เท่ากับ 1 V จากกราฟสามารถหาค่าความไว (Sensitivity) ได้เท่ากับ  $-27.89 \mu A/pH$



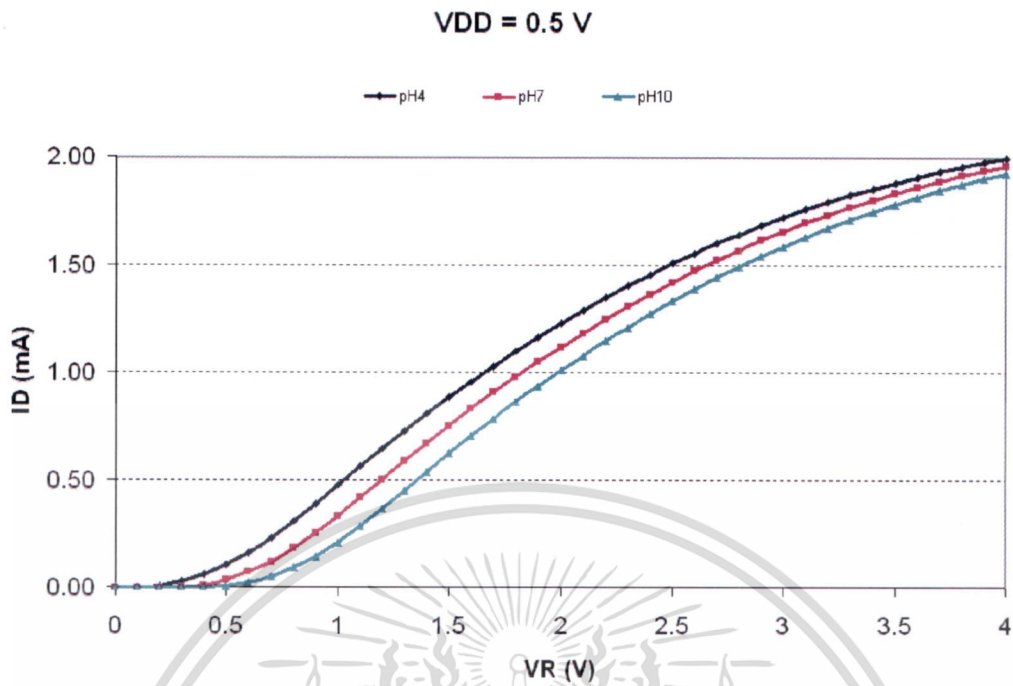
รูปที่ 3.6 แสดงคุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเดรน-ซอร์สของเซ็นเซอร์ ISFET ที่  $pH7$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อคุณได้เห็นเอกสารฉบับนี้แล้ว กรุณาอย่าเผยแพร่หรือแจกจ่ายเอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

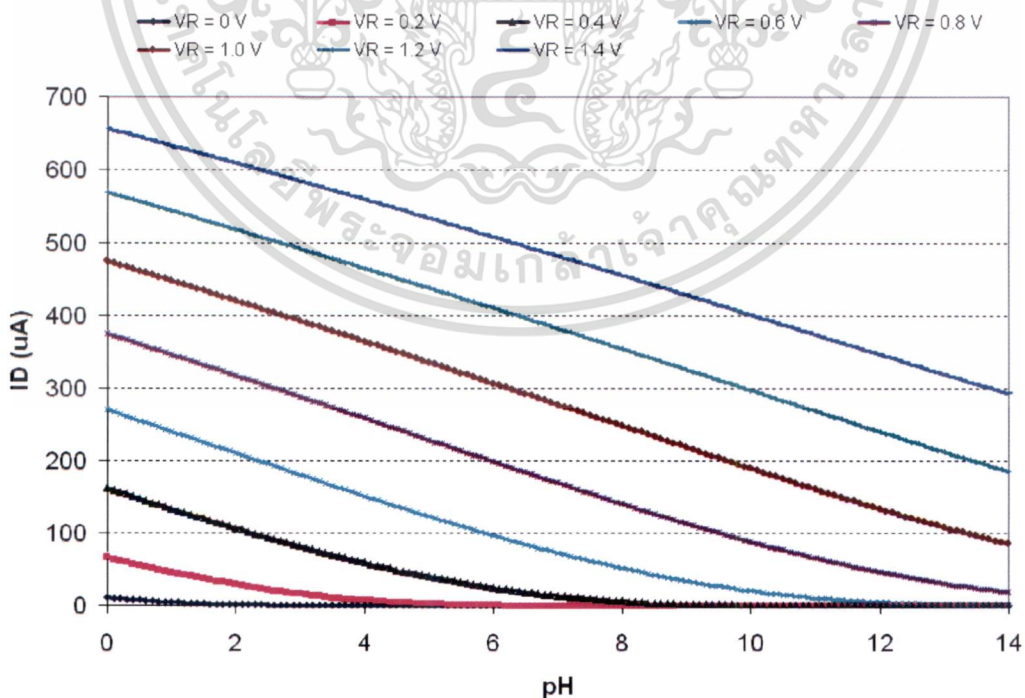


(ข)

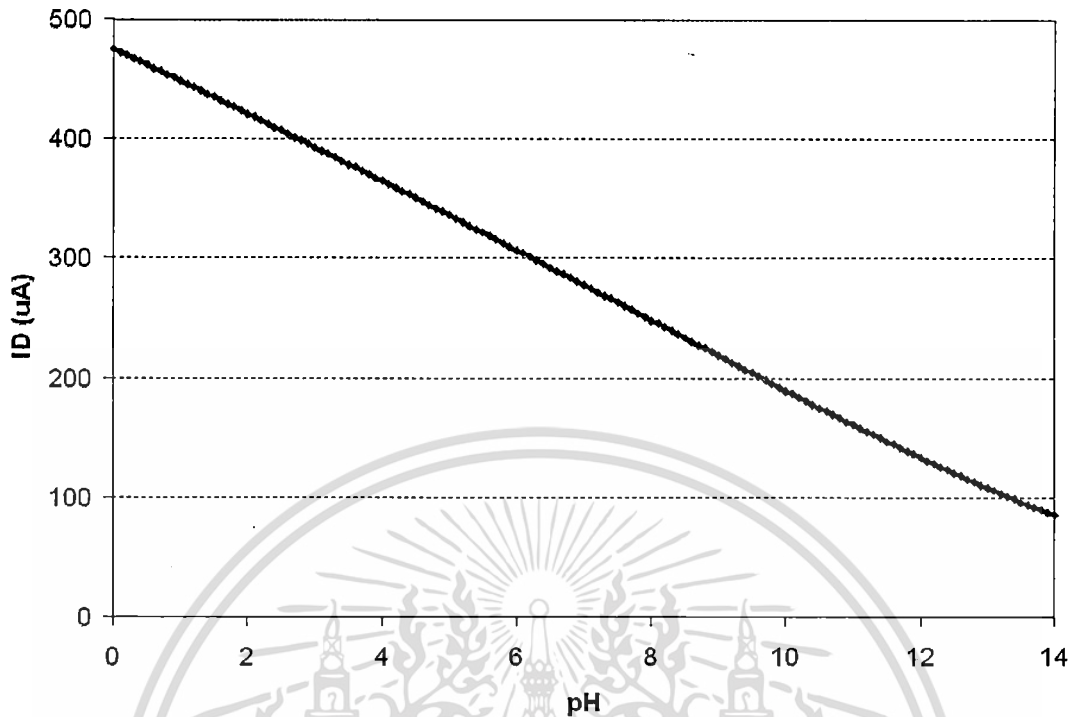
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 คุณสมบัติ กระแสเดรน-แรงดันเกต-ชอร์ส ของเซ็นเซอร์ ISFET (ก) VDD= 0.1 V, (ข) VDD = 0.3 V, (ค) VDD = 0.5 V



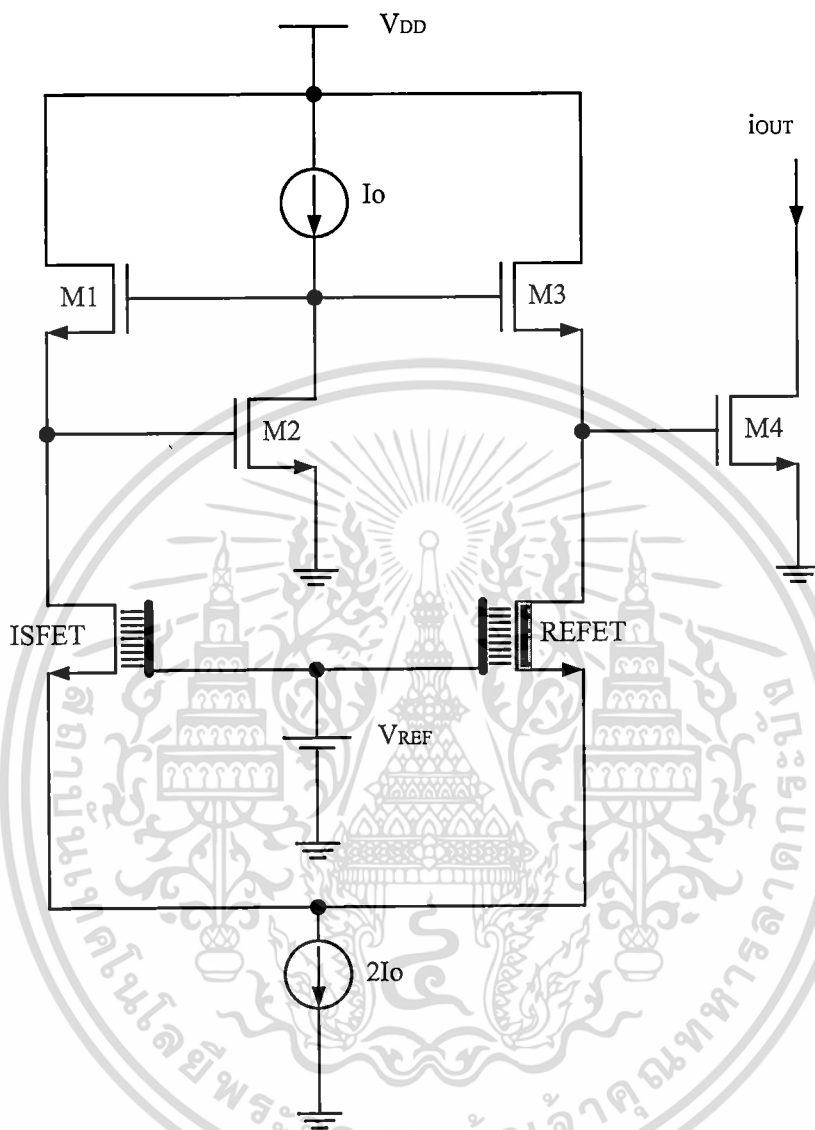
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 รูปที่ 3.8 คุณสมบัติ กระแสเดรน-*pH* ของเซ็นเซอร์ ISFET ที่ VR = 0-1.4 V โยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 คุณสมบัติ กระแสเดรน-  $pH$  ของเซ็นเซอร์ ISFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

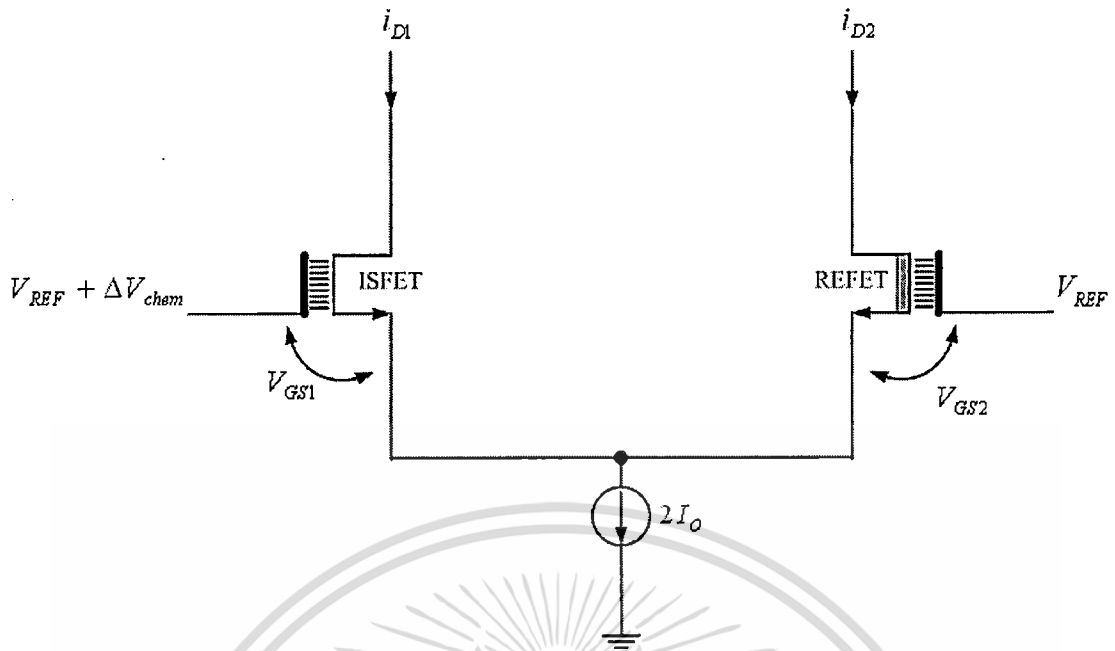
### 3.3 ISFET Readout Circuit



รูปที่ 3.10 โครงสร้างวงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ ISFET

รูปที่ 3.10 แสดงโครงสร้างวงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ ISFET (ISFET Readout Circuit) โดยการออกแบบวงจรใช้เซ็นเซอร์ ISFET ร่วมกับ REFET (Reference FET) ซึ่งต่อร่วมกันเป็นคู่ผลต่างแหล่งจ่ายร่วมกัน (Source-Coupled Differential Pair) ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงของทั้งเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET ต่อกับแรงดันอ้างอิงไฟตรงคงที่ ( $V_{REF}$ ) ทรานซิสเตอร์แบบมอส, เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อนแบบอิ่มตัว (Saturated Weak Inversion Region)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรคู่ผลต่างของเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET

จากคุณสมบัติของวงจรคู่ผลต่าง (Differential Pair) เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ซึ่งเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน เราสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$i_{D1} = I_{DQ} \left( \frac{W}{L} \right)_{ISFET} e^{\left( \frac{V_{GS1}}{nU_T} \right)} \quad (3.10)$$

$$i_{D2} = I_{DQ} \left( \frac{W}{L} \right)_{REFET} e^{\left( \frac{V_{GS2}}{nU_T} \right)} \quad (3.11)$$

$$i_{D1} + i_{D2} = 2I_0 \quad (3.12)$$

$$V_{GS1} - V_{GS2} = \Delta V_{chem} \quad (3.13)$$

เมื่อกำหนดให้เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET มีขนาดเท่ากันและเมื่อนำสมการที่ (3.10) บวกกับสมการ (3.11) ได้สมการ (3.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 i_{D1} + i_{D2} &= I_{DQ} \left( \frac{W}{L} \right)_{ISFET} \left( e^{\left( \frac{V_{GS1}}{nU_T} \right)} + e^{\left( \frac{V_{GS2}}{nU_T} \right)} \right) \\
 &= I_{DQ} \left( \frac{W}{L} \right)_{ISFET} e^{\left( \frac{V_{GS1}}{nU_T} \right)} \left( 1 + e^{-\left( \frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{nU_T} \right)} \right)
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

เมื่อนำสมการที่ (3.10), (3.12) และ (3.13) แทนในสมการที่ (3.14) ได้ดังสมการที่ (3.15)

$$i_{D1} = \frac{2I_O}{1 + e^{-\left( \frac{\Delta V_{chem}}{nU_T} \right)}} \tag{3.15}$$

จากสมการที่ (3.12) เราสามารถหา  $i_{D2}$  ได้ดังสมการที่ (3.16)

$$i_{D2} = 2I_O - i_{D1} \tag{3.16}$$

เมื่อนำสมการที่ (3.15) แทนในสมการที่ (3.16) ได้ดังสมการที่ (3.17)

$$\begin{aligned}
 i_{D2} &= 2I_O - \frac{2I_O}{1 + e^{-\left( \frac{\Delta V_{chem}}{nU_T} \right)}} \\
 &= 2I_O \left( \frac{e^{-\left( \frac{\Delta V_{chem}}{nU_T} \right)}}{1 + e^{-\left( \frac{\Delta V_{chem}}{nU_T} \right)}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

จากทฤษฎีของเซ็นเซอร์ ISFET เราสามารถเขียนสมการของ  $\Delta V_{chem}$  ได้ดังสมการที่ (3.18)

$$\Delta V_{chem} = 2.3\alpha U_T \Delta pH \tag{3.18}$$

ดังนั้นกระแสเดรนของ ISFET และ REFET เราสามารถเขียนได้ดังแสดงในสมการที่ (3.19) และ (3.20) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{D,ISFET} = \frac{2I_0}{1 + e^{\left(\frac{2.3\alpha U_T \Delta pH}{nU_T}\right)}} \quad (3.19)$$

$$i_{D,REFET} = 2I_0 \left( \frac{e^{-\left(\frac{2.3\alpha U_T \Delta pH}{nU_T}\right)}}{1 + e^{\left(\frac{2.3\alpha U_T \Delta pH}{nU_T}\right)}} \right) \quad (3.20)$$

เมื่อ  $I_0$  เป็นกระแสเดรนคงที่ของ ISFET และ REFET ที่  $pH$  อ้างอิง ( $pH = 7$ ),  $\alpha$  คือ ตัวแปรความไวไม่มีหน่วย (Dimensionless Sensitivity Parameter) ของเซ็นเซอร์ ISFET,  $U_T = kT/q$  คือ แรงดันความร้อน,  $n$  คือ ค่าความชันต่ำกว่าขีดเริ่ม และ  $\Delta pH$  คือ ผลต่างของการเปลี่ยนแปลงค่า  $pH$  ดังนั้น  $i_{D,ISFET}$  เท่ากับ  $2I_0$  และ  $i_{D,REFET}$  เป็นศูนย์สำหรับ ค่า  $\Delta pH$  เป็นลบ มากๆ และมีผลตรงกันข้ามกันสำหรับค่า  $\Delta pH$  เป็นบวกมากๆ นี่เป็นไปในทำนองเดียวกันกับของ คู่ผลต่างทรานซิสเตอร์แบบมอส (MOSFET Differential Pair)

โครงสร้างวงจรที่ใช้หลักการของทรานสิเนียร์ได้แก่ M1-M4, กระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  เรา สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.21) และ กระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  สามารถเขียนใหม่ได้เป็นดังสมการ ที่ (3.22) และ (3.23) เมื่อ  $\Delta pH = -\log_{10} \Delta [H^+]$  และ  $\Delta [H^+]$  เป็นการเปลี่ยนแปลงของความ เข้มข้นของไอออนไฮโดรเจน (Hydrogen Ion Concentration) โดยที่  $0 < \alpha < 1$ ,  $n > 1$  และ  $\alpha/n$  มี ค่าอยู่ระหว่าง 0 และ 1

$$i_{OUT} = \frac{i_{D1} \cdot i_{D2}}{i_{D3}} = \frac{i_{D,ISFET} \cdot I_0}{i_{D,REFET}} = I_0 \cdot e^{(-2.3\alpha U_T \Delta pH / nU_T)} \quad (3.21)$$

$$i_{OUT} = I_0 \cdot \Delta [H^+]^{\alpha/n} \quad (3.22)$$

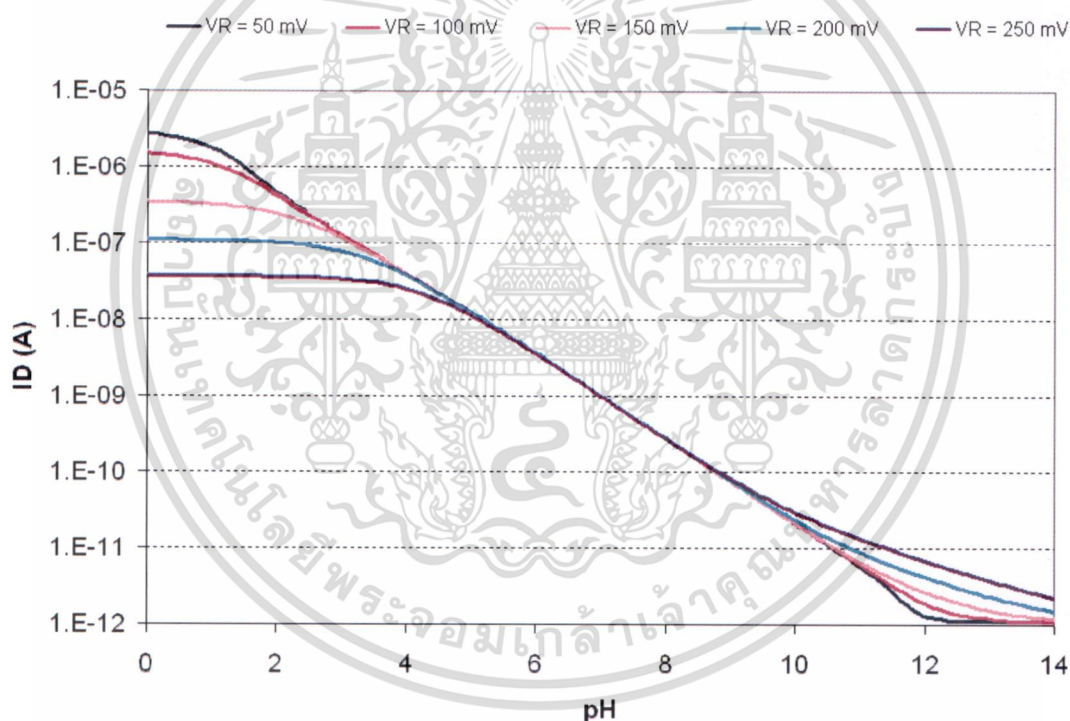
$$\log_{10} i_{OUT} = \log_{10} I_0 - \frac{\alpha}{n} \Delta pH \quad (3.23)$$

เมื่อกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวมีความสมมาตรกันและอุณหภูมิเหมาะสม อัตราส่วน ความสัมพันธ์ของหลักการของทรานสิเนียร์ ช่วยลดส่วนที่เกี่ยวข้องกับอุณหภูมิ (Temperature Dependence) ของวงจรและ พร้อมกับใช้เซ็นเซอร์ ISFET/REFET คู่ผลต่าง ดังนั้นผลกระทบจาก ตัวถัง (Body Effects) ของ ทรานซิสเตอร์แบบมอส, เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET สามารถกำจัด ออกเนื่องจากมีค่าเพียงเล็กน้อย เมื่อใช้ UTAT (Proportional-to-Absolute Temperature) แทนค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เชิงพาณิชย์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส  $I_o$  และเมื่อให้  $\alpha$  และ  $n$  เป็นตัวแปรที่ไม่เกี่ยวข้องกับอุณหภูมิ (Temperature-Independent Parameter) ดังนั้น  $i_{OUT}$  ที่ได้ก็จะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

วงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ ISFET เราต้องการออกแบบให้ทำงานที่แรงดันแหล่งจ่าย 1 โวลต์ เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET จำลองการทำงานโดยใช้แบบจำลอง และวงจรจำลองการทำงานโดยใช้เทคโนโลยี CMOS 0.35  $\mu\text{m}$ . ทรานซิสเตอร์แบบมอส ทุกตัวมีขนาด 5  $\mu\text{m}/2 \mu\text{m}$ , เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET มีขนาด 100  $\mu\text{m}/10 \mu\text{m}$  ซึ่งเป็นขนาดที่เหมาะสม แหล่งจ่ายกระแส DC ใช้วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย โดยมีความกว้างช่องสัญญาณขนาดใหญ่สำหรับความแม่นยำที่ดีและความต้านทานเอาท์พุทมาก มี  $\alpha/n$  มีค่าเท่ากับ 0.7,  $I_o$  มีค่าเท่ากับ 1 nA และ  $V_{ref}$  มีค่าเป็น 200 mV กระแสไบอัสและแรงดันทั้งหมดเลือกที่ตรงกลางที่วงจรทำงานที่ pH อ้างอิงคือ pH7 วงจรสิ้นเปลืองกำลังงาน 4 nW

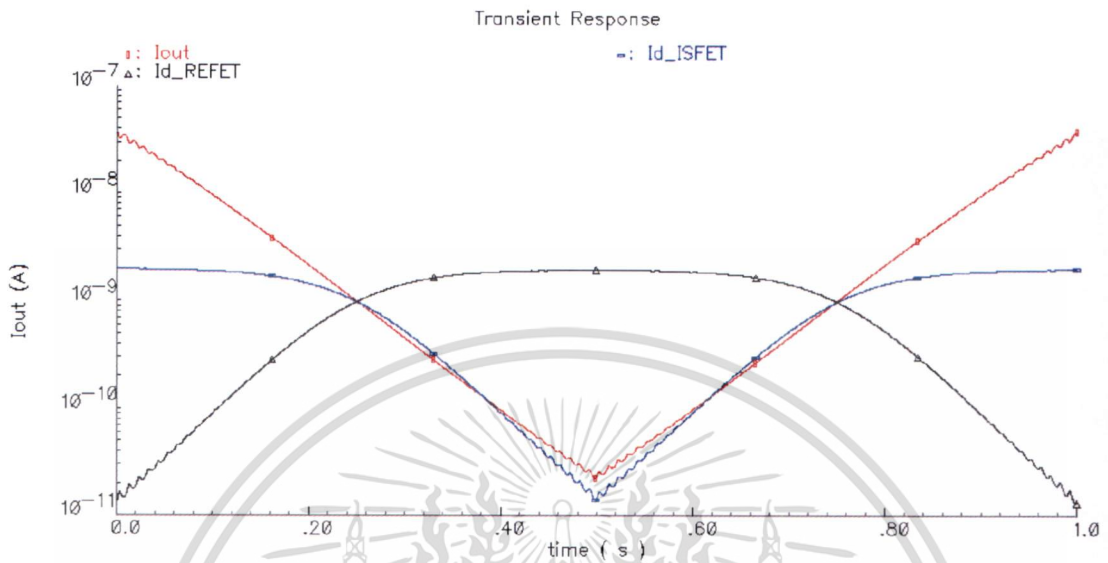


รูปที่ 3.12 กระแสเอาท์พุทกับค่า  $pH$  เมื่อเปลี่ยนแรงดัน VR

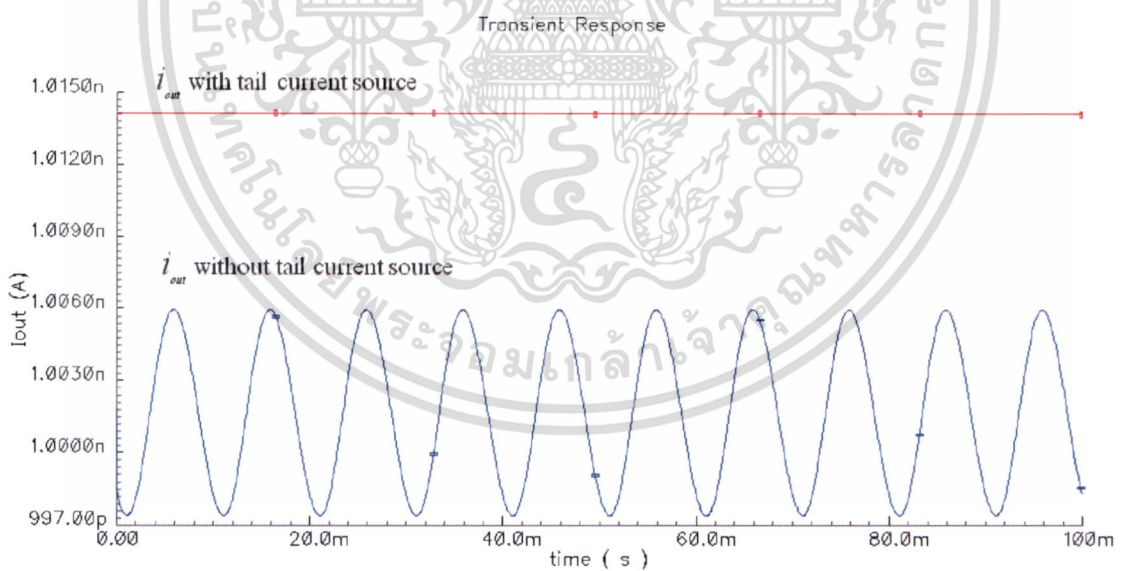
รูปที่ 3.12 แสดง  $i_{OUT}$  กับ  $pH$  ที่ค่า  $V_{ref}$  ค่าต่างๆ ที่ค่า  $V_{ref} = 200 \text{ mV}$  มีความเป็นเชิงเส้นดีที่สุดสำหรับช่วงค่า  $pH4 - pH10$  มีการกำหนดให้เซ็นเซอร์ ISFET มีการทำงานในช่วงการผันกลับอย่างอ่อน ซึ่งมีความกว้างของกระแสเดรน 3-5 decades แสดงการเปลี่ยนแปลงแรงดันขนาดใหญ่มากกว่า 200 mV ใน  $V_{ref}$  ที่เหมือนกับไม่มีผลกระทบต่อ  $i_{OUT}$  ในช่วง  $pH5 - pH9$  ดังนั้นที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า  $pH$  ต่ำๆ และ ค่า  $pH$  สูงๆ จะปรากฏการแกว่งไปมาของ  $i_{OUT}$  ที่เป็นเช่นนี้เพราะคู่ผลต่าง ISFET/REFET อยู่ใน ย่านอิมิตัว ซึ่ง  $i_{D,ISFET}$  หรือ  $i_{D,REFET}$  อย่างใดอย่างหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 3.13 กราฟ กระแสเอาต์พุต, กระแส ISFET และ กระแส REFET



รูปที่ 3.14 กราฟกระแสเอาต์พุตที่ใช้แหล่งจ่ายและไม่ใช้แหล่งจ่ายกระแส

รูปที่ 3.13 แสดงผลตอบสนองทรานเซียน (Transient Response) ของ  $i_{D,ISFET}$ ,  $i_{D,REFET}$  และ  $i_{OUT}$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตพุทที่ใช้แทนค่า  $pH$  มีค่าอยู่ระหว่าง 4 และ 10 ไปยัง

เซ็นเซอร์ ISFET และ REFET มีการใส่สัญญาณรบกวนขนาด  $20\text{ mV}$ ,  $100\text{ Hz}$  ไปยังขั้วไฟฟ้าอ้างอิง  
 เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อเผยแพร่ทางวิชาการซึ่งไม่ถือเป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยระบบอิเล็กทรอนิกส์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

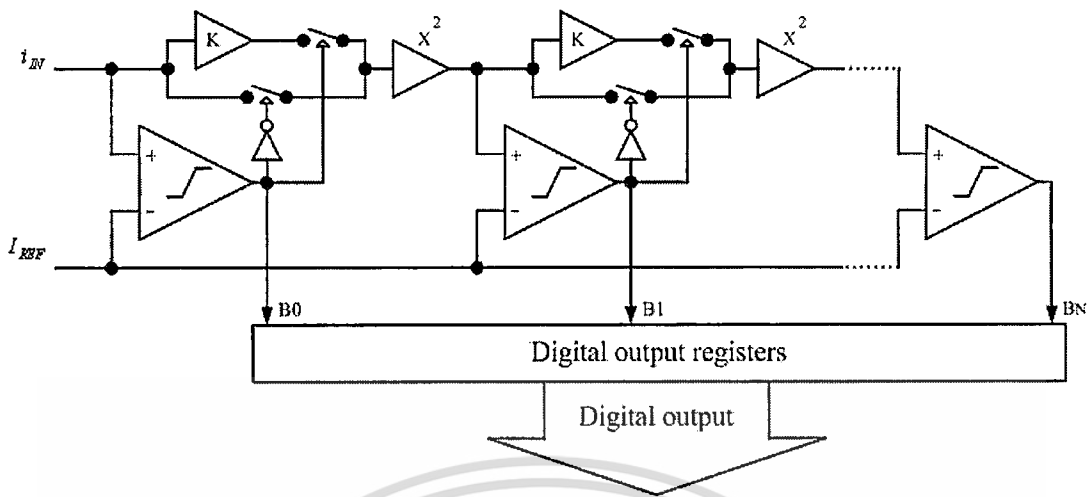
(Common Reference Electrode  $V_{REF}$ ) กระแสทั้งหมดเป็นอิสระจากผลกระทบจากคอมมอนโหมด (Common-Mode Disturbance) นอกจากในย่าน  $pH$  ที่น้อยกว่า  $pH5$  และ มากกว่า  $pH9$  เห็นได้ชัดถึงผลกระทบในค่า  $pH$  ต่ำ ๆ และค่า  $pH$  สูง ๆ รูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองของทรานเซียนของ  $i_{OUT}$  (ที่  $pH = 7$ ) ของวงจรโดยใช้แหล่งจ่ายกระแส (The Tail Current Source) และไม่ใช่แหล่งจ่ายกระแส เมื่อมีการใส่สัญญาณรบกวนขนาด  $20\text{ mV } 100\text{ Hz}$  ไปยังขั้วไฟฟ้าอ้างอิง ซึ่งเมื่อมีการใช้แหล่งจ่ายกระแส  $i_{OUT}$  มีค่าคงที่ โดยเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง  $10\text{ pA}$  ต้องการแสดงให้เห็นเมื่อไม่มีแหล่งจ่ายกระแส รูปที่ 3.13 และ รูปที่ 3.14 แสดงให้เห็นการกำจัดคอมมอน โหมด (Common-Mode) ที่ดีกว่าของวงจร

จากกระแสเอาต์พุตของวงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ ISFET ที่มีค่าอยู่ในระดับนาโนแอมแปร์ และเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลกับค่า  $pH$  ดังนั้นเมื่อต้องการนำไปต่อร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลจะต้องเลือกใช้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่ทำงานในโหมดกระแส สามารถรับอินพุตที่มีขนาดต่ำ และต้องเป็นแบบลอการิทึมเพื่อให้ดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงของค่า  $pH$

### 3.4 วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์

การแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Logarithmic Analog - to - Digital Converter) เป็นการแปลงสัญญาณอินพุตที่ไม่เป็นเชิงเส้น เป็น สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้ประโยชน์จาก ลักษณะเฉพาะ กระแส-แรงดัน แบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential  $i$ - $v$  Characteristic) ของ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพล่า [21], หรือ ไดโอด [15] และ Linear ADC โครงสร้างของวงจรทำงานใน ลอการิทึม โดเมน (Logarithmic Domain) [17] [22] และใช้เทคนิค โหมดกระแส (Current-Mode) [22]

แผนภาพหลักการทำงานของการทำงานของการแปลงสัญญาณลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ แสดงในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แผนภาพการแปลงสัญญาณลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์

โดยหลักการการทำงานตามแผนภาพนี้คือ การนำสัญญาณอินพุต ( $i_{IN}$ ) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ด้วยวงจรเปรียบเทียบ (Comparator Circuit) ถ้าสัญญาณอินพุตน้อยกว่าสัญญาณอ้างอิง ดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้เป็นศูนย์ (0) จากนั้นสัญญาณอินพุตถูกยกกำลังสองก่อนส่งไปยังขั้นตอนต่อไป แต่ถ้าสัญญาณอินพุตมากกว่าสัญญาณอ้างอิง ดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้เป็นหนึ่ง (1) จากนั้นสัญญาณอินพุตถูกคูณด้วย  $K$  และยกกำลังสองก่อนส่งไปยังขั้นตอนต่อไป สำหรับในวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้ วงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไฟฟ้าไลน์โหมดกระแสมีการออกแบบให้ดิจิทัลเอาต์พุตมีขนาด 8 บิต การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เราสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังในสมการที่ (3.24) เมื่อ  $i_{IN}$  คือ กระแสอินพุต ซึ่งเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential Function) ของดิจิทัลเอาต์พุต (D),  $N$  คือ จำนวนบิตของดิจิทัลเอาต์พุต และ  $i_{INmax}$  คือ กระแสอินพุตสูงสุด สำหรับในหัวข้อนี้กำหนดให้ จำนวนบิตของดิจิทัลเอาต์พุต และกระแสอินพุตสูงสุดของวงจรมีค่าเท่ากับ 8 และ 100 นาโนแอมแปร์ (nA) ตามลำดับ

$$i_{IN} = e^{\frac{D \ln(i_{INmax})}{2^N}} \quad (3.24)$$

กระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) สำหรับทุกๆ เซลล์ของวงจรมีค่าตรงกับจุดกึ่งกลางของอินพุตในย่านลอการิทึม ซึ่งดิจิทัลเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 128 สำหรับ 8 บิต ดังนั้นกระแสอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 10 นาโนแอมแปร์โดยเราสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.25)

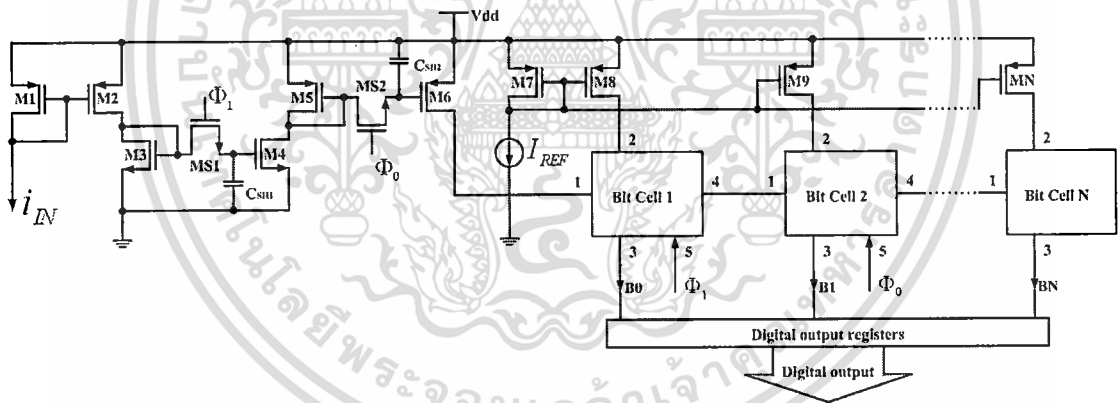
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{REF} = e^{\frac{128 \ln(100)}{256}} = 10 nA \quad (3.25)$$

ในทุกๆ เซลล์ของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล กระแสอินพุทเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงจากนั้นจึงได้บิตดิจิทัลเอาต์พุตออกมา โดยถ้ากระแสอินพุทน้อยกว่ากระแสอ้างอิง บิตดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้จะเป็น 0 และกระแสอินพุทถูกส่งผ่านไปยังวงจรยกกำลังสอง ถ้ากระแสอินพุทมากกว่ากระแสอ้างอิง บิตดิจิทัลเอาต์พุตที่ได้จะเป็น 1 และกระแสอินพุทถูกหารด้วยกระแสอ้างอิงเพื่อเป็นการปรับขนาดของกระแสอินพุท จากนั้นกระแสอินพุทที่ถูกปรับขนาดแล้วก็จะถูกส่งต่อไปยังวงจรยกกำลังสอง โดยในที่นี้การหารกระแสอินพุทด้วยกระแสอ้างอิงใช้การปรับขนาดแทน โดยการคูณกระแสอ้างอิงด้วย 0.1 แทนการหารด้วยกระแสอ้างอิงที่มีขนาดเท่ากับ 10 นาโนแอมแปร์แทน

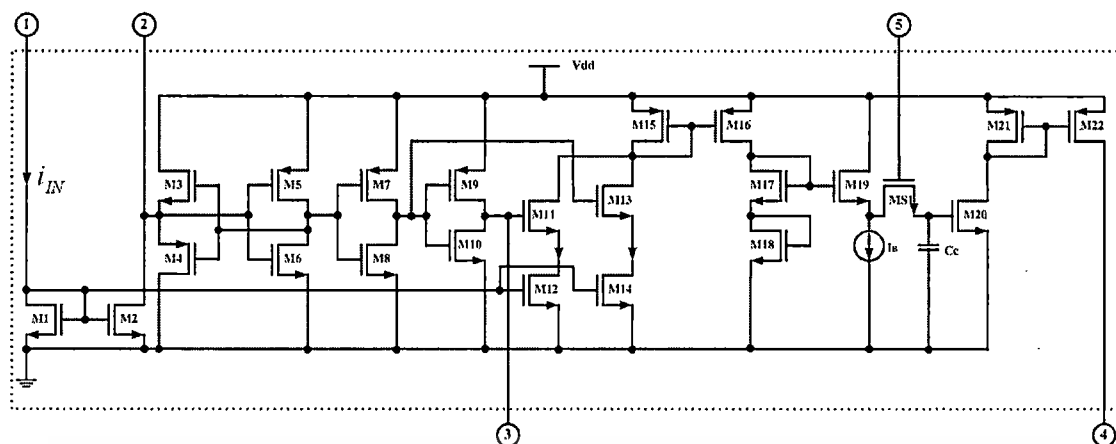
### 3.4.1 รายละเอียดวงจร

วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัล แบบ ไฟฟ์ไลน์ โหมดกระแส ดังแสดงใน รูปที่ 3.16 ซึ่งวงจรประกอบด้วยวงจรในส่วนต่างๆ ได้แก่ ทรานซิสเตอร์ M1-M6, สวิตช์



รูปที่ 3.16 โครงสร้างวงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัล แบบ ไฟฟ์ไลน์ โหมดกระแส

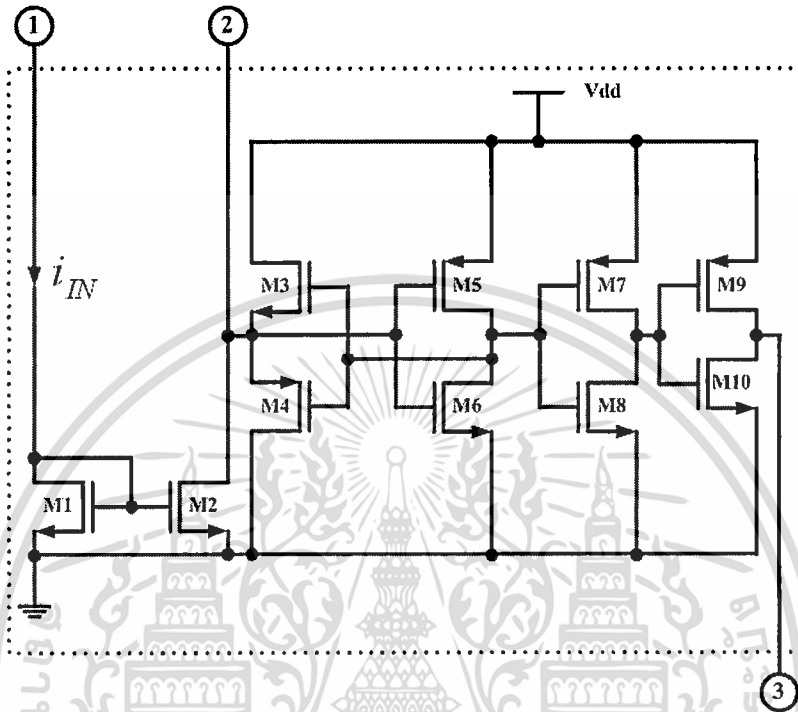
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 โครงสร้างวงจรบิตเซลล์ของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

MS1-MS2 และ คาปาซิเตอร์  $C_{SH1}-C_{SH2}$  เป็นวงจรตามและคงค่าสัญญาณ (Sample and Hold : S/H) กระแสอินพุทไปยังเซลล์แรกของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก สวิตช์ MS1-MS2 ถูกควบคุมด้วย สัญญาณนาฬิกาที่ไม่ซ้อนทับกัน (Non-Overlapping Clock Signal)  $\Phi_1$  และ  $\Phi_0$  ตามลำดับ ทรานซิสเตอร์ M7-MN เป็นวงจรสะท้อนกระแสอ้างอิงไปยังบิตเซลล์ต่างๆ สำหรับโครงสร้างวงจรของบิตเซลล์แสดงใน รูปที่ 3.17 โดยที่ จุดเชื่อมต่อที่ 1 เชื่อมต่อกับกระแสอินพุท จุดเชื่อมต่อที่ 2 เชื่อมต่อกับกระแสอ้างอิง จุดเชื่อมต่อที่ 3 คือดิจิทัลเอาต์พุท จุดเชื่อมต่อที่ 4 เป็นกระแสเอาต์พุทเพื่อส่งไปยังบิตเซลล์ถัดไป และจุดเชื่อมต่อที่ 5 คือสัญญาณนาฬิกาควบคุม ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดในวงจรทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน ทรานซิสเตอร์ M1-M2 ทำหน้าที่นำกระแสอินพุทจากขั้นตอนก่อนหน้าและคัดลอกส่งให้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (M3-M8) ทำหน้าที่เปรียบเทียบระหว่างกระแสอินพุทกับกระแสอ้างอิง โดยที่ดิจิทัลเอาต์พุทจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณออกที่จุดเชื่อมต่อที่ 3 ทรานซิสเตอร์ M11 และ M13 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ในการเลือกกระแสอินพุทเพื่อทำการปรับขนาดด้วย 1 หรือ 0.1 ก่อนส่งไปยังวงจรยกกำลังสองต่อไป การปรับขนาดกระแสอินพุท ใช้ขนาดความกว้างของทรานซิสเตอร์ M12 และ M14 โดยถ้าดิจิทัลเอาต์พุทออกมาเป็น 1 ทรานซิสเตอร์ M13 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M11 ทำงาน ผ่านกระแสอินพุทปรับขนาดด้วยค่า 0.1 และส่งต่อไปยังวงจรยกกำลังสอง ถ้าดิจิทัลเอาต์พุทออกมาเป็น 0 ทรานซิสเตอร์ M11 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M13 ทำงาน ผ่านกระแสอินพุทปรับขนาดด้วยค่า 1 และส่งต่อไปยังวงจรยกกำลังสอง วงจรยกกำลังสองประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ M17-M20 โดยใช้หลักการของทรานสิเนียร์ กระแสเอาต์พุทของวงจรออกที่ขั้วเดรนของทรานซิสเตอร์ M20 มีค่าเท่ากับยกกำลังสองของ กระแสอินพุท หรือ 0.1 ของกระแสอินพุท หาดด้วยกระแสไฟตรง  $I_o$  ทรานซิสเตอร์ MS1 เป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา และ คาปาซิเตอร์  $C_c$  ทำหน้าที่เก็บค่า หรือส่งผ่าน กระแสเอาต์พุทไปยังขั้นตอนต่อไป ความแม่นยำของวงจรสะท้อนกระแส และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรยกกำลังสองมีผลต่อการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อก เป็นดิจิทัล ดังนั้นทรานซิสเตอร์ทุกตัวจึงต้องมีช่องทางเดินกระแสที่ยาว เพื่อความแม่นยำของวงจร โครงสร้างวงจรบิตเซลล์สุดท้ายของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล แสดงใน รูปที่ 3.18



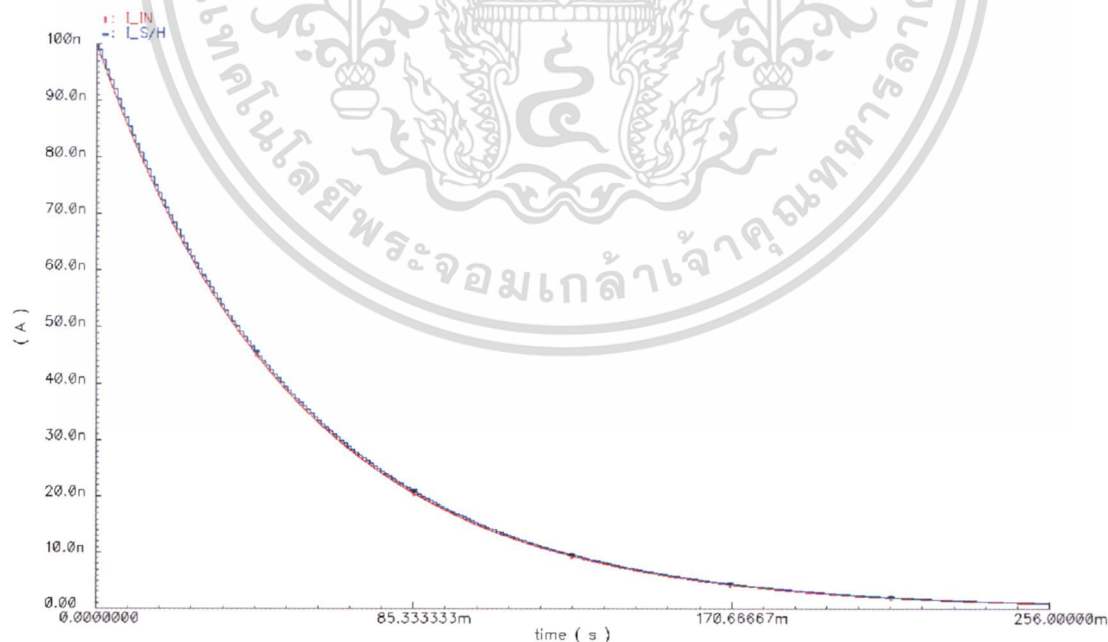
รูปที่ 3.18 โครงสร้างวงจรบิตเซลล์สุดท้ายของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

การจำลองการทำงานของวงจรออกแบบให้วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ ขนาด 8 บิต ให้วงจรทำงานที่แรงดันไฟฟ้าขนาด 1 โวลต์ กระแสอ้างอิงและกระแสไฟตรงไบอัส ( $I_O$ ) มีขนาด 10 นาโนแอมแปร์ คาปาซิเตอร์  $C_{SH1}$ ,  $C_{SH2}$  และ  $C_C$  มีขนาด 5 พิโคฟารัด (pF) ขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงใน ตารางที่ 3.1 สัญญาณนาฬิกาควบคุมมีความถี่ 1 กิโลเฮิร์ต (kHz) ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่เพียงพอสำหรับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อกับ วงจรอ่านค่า เซ็นเซอร์ ISFET การทดลองวงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ ทดสอบโดยป้อนสัญญาณ อินพุตที่เป็นสัญญาณ เอกซ์โพเนนเชียล มีขนาดตั้งแต่ 100 นาโนแอมแปร์ ถึง 0.7 นาโนแอมแปร์ ในเวลา 180 มิลลิวินาที ซึ่งผลการทดลองของวงจรตามและคงค่าสัญญาณกระแสอินพุตก่อนส่งไปยังบิตเซลล์แรกของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล แสดงใน รูปที่ 3.19 ผลการทดลองดิจิทัลเอาต์พุตทั้ง 8 บิต ของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล แสดงใน รูปที่ 3.20 ผลการทดลองรหัสดิจิทัลเอาต์พุตเขียนกราฟเทียบกับกระแสอินพุตแสดงใน รูปที่ 3.21 และผลการทดลองความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (INL)

เอกส และความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (DNL) แสดงในรูปที่ 3.22 และ รูปที่ 3.23 ตามลำดับ ระเบียบด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

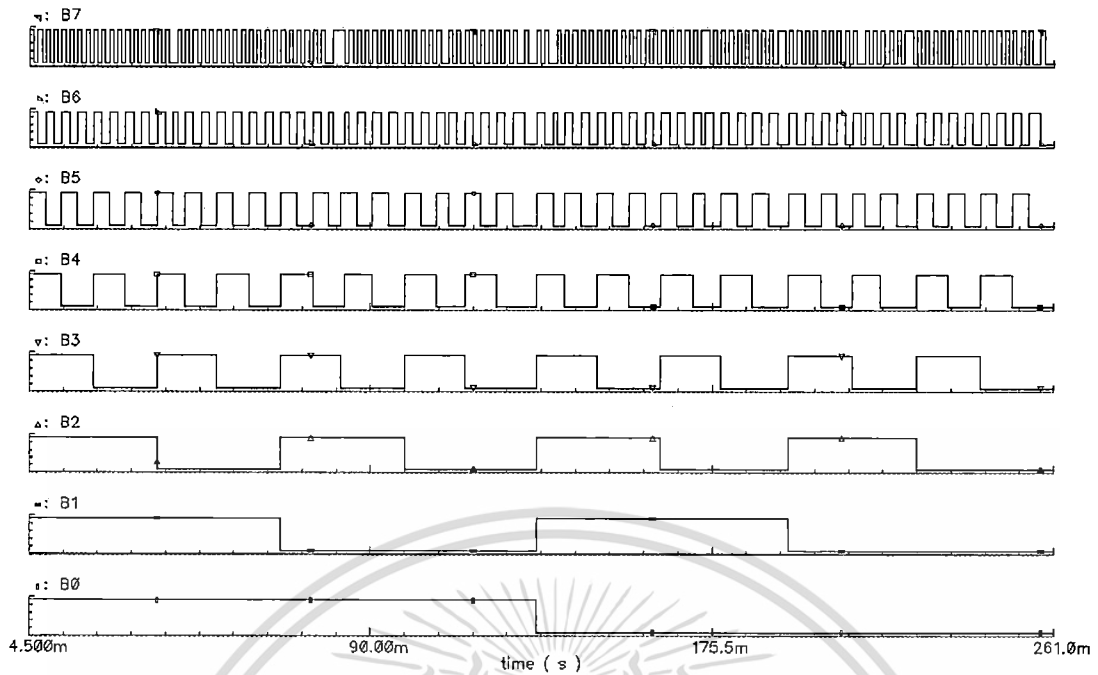
ตารางที่ 3.1 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรแปลงสัญญาณ ลอการิทึม แอนะล็อกเป็นดิจิทัล แบบพ็อพไลน์

	ทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (ไมโครเมตร)	ความยาว (ไมโครเมตร)
รูปที่ 3.16	M1-MN	100	10
	MS1-MS2	5	0.35
รูปที่ 3.17	M1-M2, M14-M16	100	10
	M3, M6, M8	9	5
	M4-M5, M7	25	5
	M9	20	10
	M10	10	10
	M11, M13, MS1	5	0.35
	M12	10	10
	M17-M20	50	10
	M21	10	10
	M22	100	10

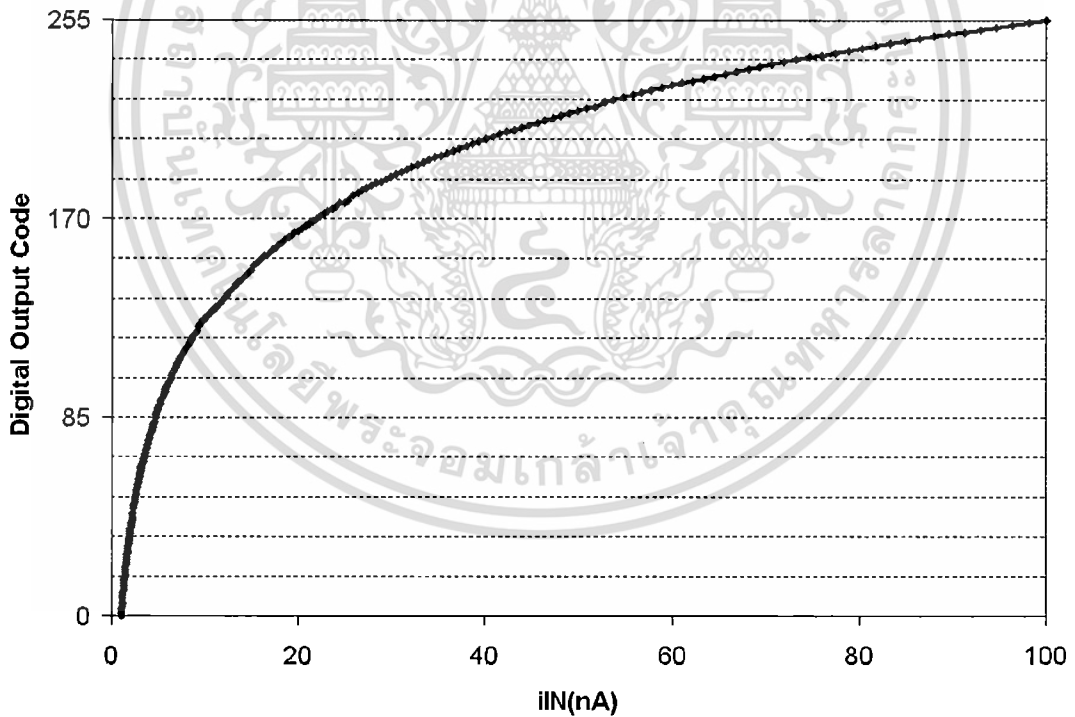


รูปที่ 3.19 ผลการจำลองการทำงานวงจรตามและคงค่าสัญญาณกระแสอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

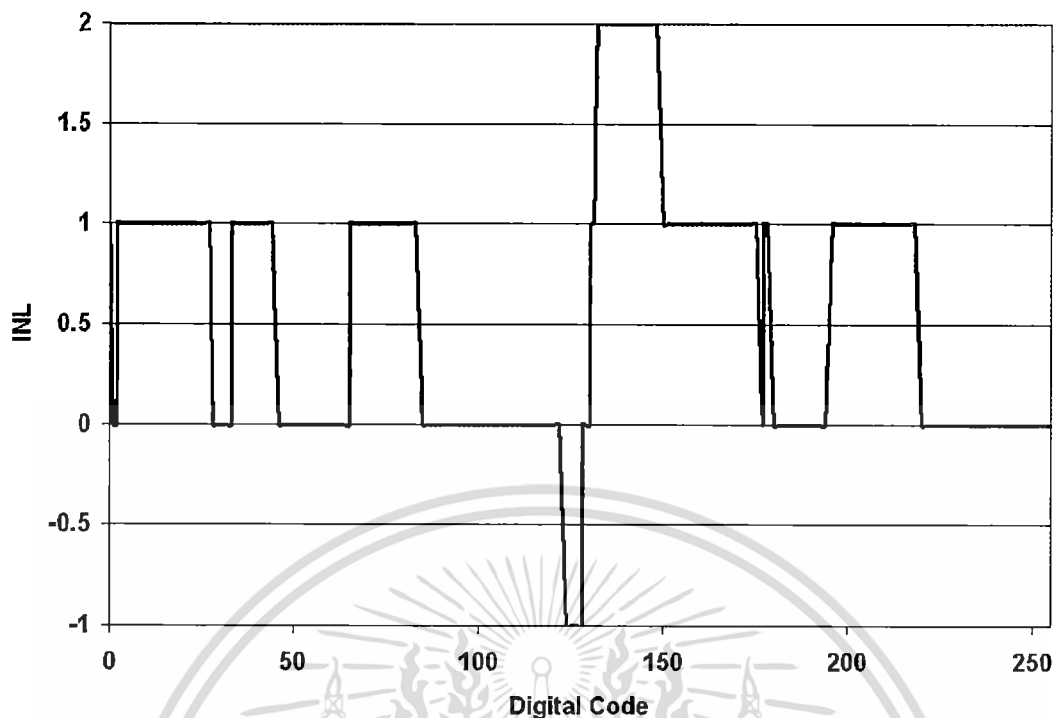


รูปที่ 3.20 ดิจิทัลเอาต์พุตทั้ง 8 บิตของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

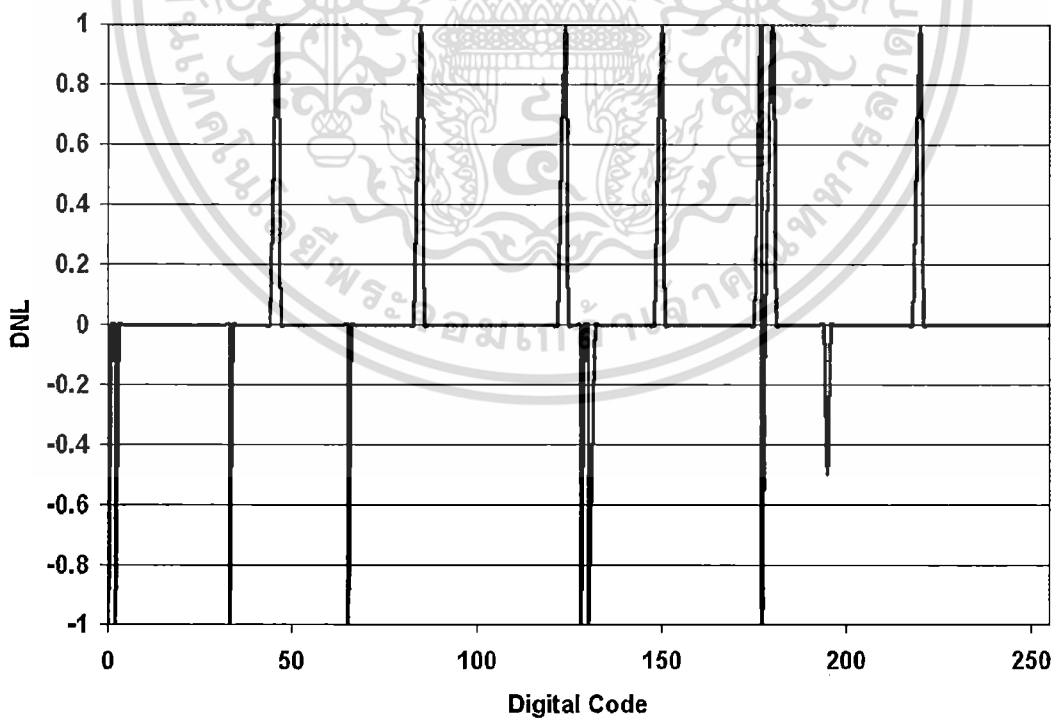


รูปที่ 3.21 กราฟแสดงรหัสดิจิทัลเอาต์พุตเทียบกับกระแสอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (INL)

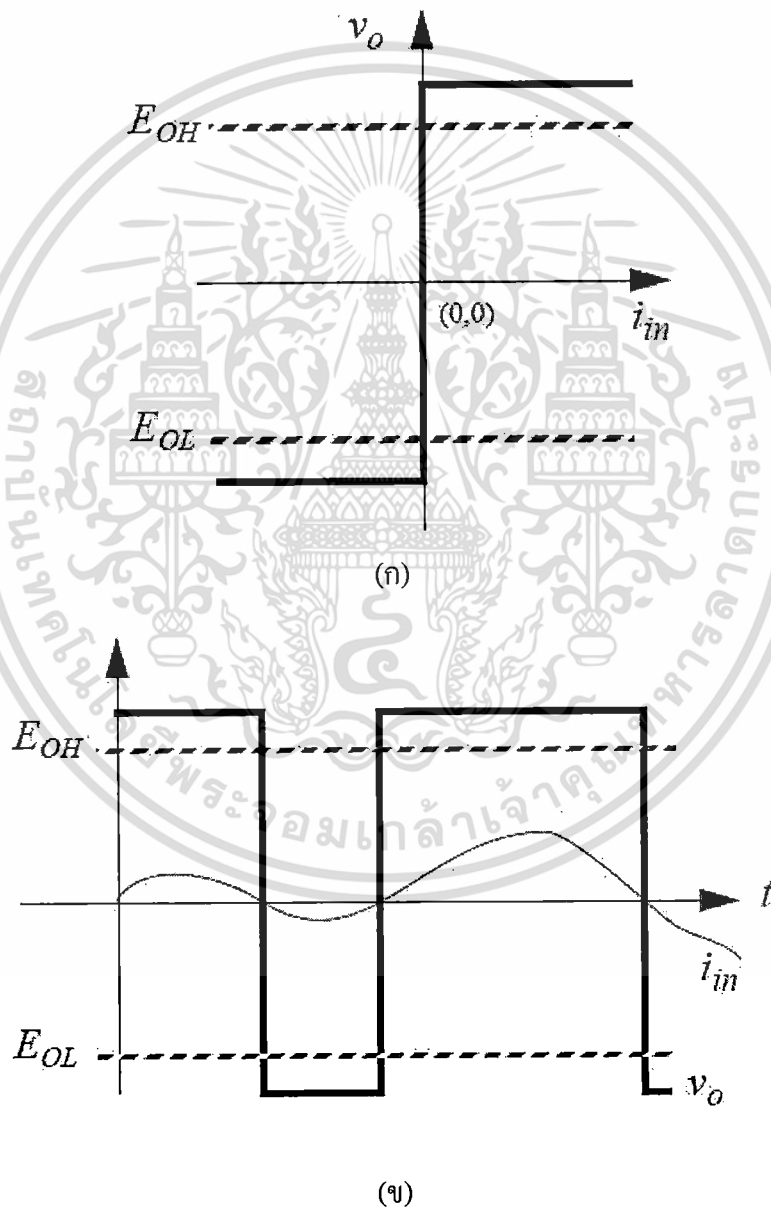


รูปที่ 3.23 ความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (DNL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรเปรียบเทียบกระแส (Current Comparator Circuit) [23]

วงจรเปรียบเทียบกระแสใช้สำหรับเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณกระแสอินพุตกับสัญญาณกระแสอ้างอิง การเปรียบเทียบกระแสเป็นการตรวจสอบความสามารถของโหนดที่มีความต้านทานสูงไปยังแหล่งจ่ายกระแสหรือแหล่งรับกระแสอื่นๆ การตรวจจับกระแสและการเปรียบเทียบกระแสเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการนำไปใช้งานที่แตกต่างกับไป และยังเป็นโครงสร้างพื้นฐานสำหรับการประมวลผลสัญญาณในโหมครกระแสที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล



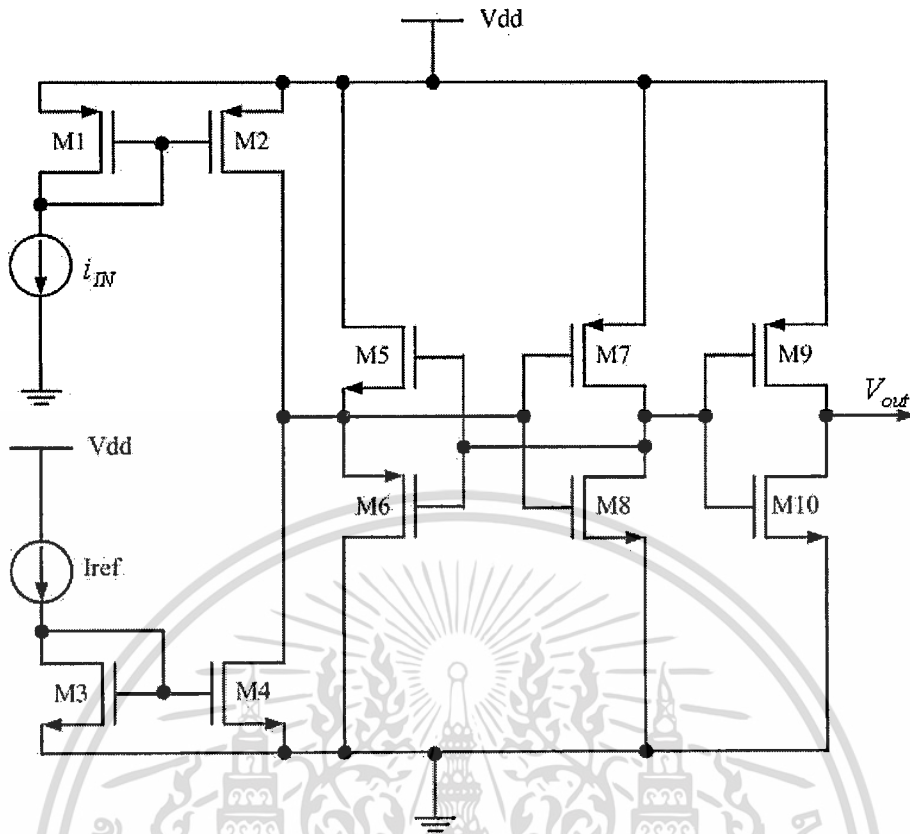
รูปที่ 3.24 ลักษณะการทำงานของวงจรเปรียบเทียบกระแสในอุดมคติ (ก) ลักษณะการถ่ายโอน

(ข) ผลตอบสนองของทรานเซียน

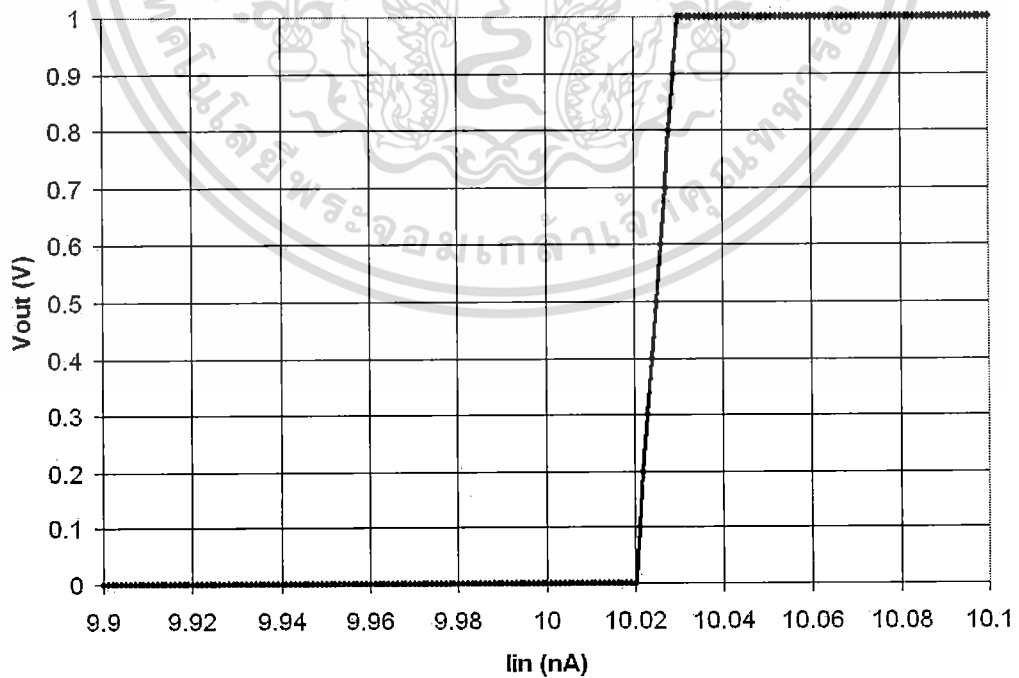
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่ของวงจรเปรียบเทียบกระแสคือตรวจจับสัญญาณกระแสอินพุทและให้สัญญาณเอาต์พุทออกมาซึ่งอยู่ในรูปแบบของไบนารี รูปที่ 3.24 (ก) แสดงลักษณะการถ่ายโอนของวงจรเปรียบเทียบกระแสในอุดมคติสำหรับการเข้ารหัสแรงดัน  $E_{OL}$  และ  $E_{OH}$  ในรูปนี้ใช้แทนค่าประมาณสำหรับกำหนดค่าเอาต์พุท รูปที่ 3.24 (ข) แสดงผลตอบสนองทรานเซียนของวงจรเปรียบเทียบกระแสในอุดมคติ

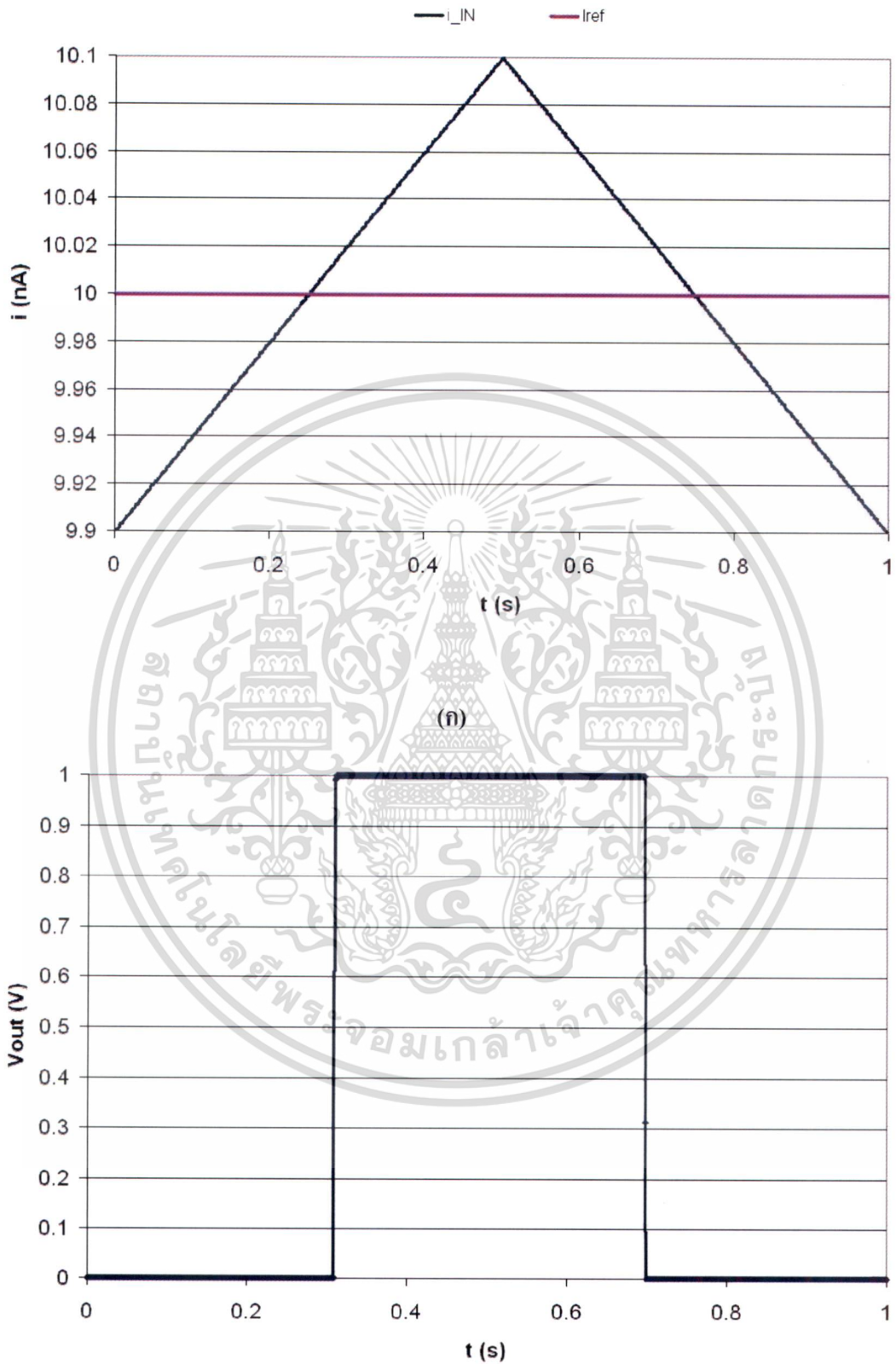
รูปที่ 3.25 แสดงโครงสร้างวงจรเปรียบเทียบกระแส ซึ่งทรานซิสเตอร์ M1-M4 เป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยหลักการการทำงานของวงจรคือ เมื่อ  $i_{IN}$  มีขนาดมากกว่า  $I_{REF}$  แรงดันเกตของทรานซิสเตอร์ M7 และทรานซิสเตอร์ M8 เพิ่มขึ้นเข้าใกล้ Vdd ทำให้ ทรานซิสเตอร์ M7 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M8 ทำงาน ส่งผลให้แรงดันเกตของทรานซิสเตอร์ M5 และทรานซิสเตอร์ M6 ลดลงเข้าใกล้ 0 ทำให้ทรานซิสเตอร์ M5 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M6 ทำงานเพื่อเป็นการแบ่งกระแสของทรานซิสเตอร์ M2 ให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M6 แทนที่จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M4 เพียงตัวเดียว นอกจากนี้แรงดันเกตของทรานซิสเตอร์ M9 และทรานซิสเตอร์ M10 ลดลงเข้าใกล้ 0 ด้วย ทำให้ทรานซิสเตอร์ M 10 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M9 ทำงาน ดังนั้นแรงดันที่ Vout จึงมีสถานะเป็น “1” และเมื่อ  $i_{IN}$  มีขนาดน้อยกว่า  $I_{REF}$  แรงดันเกตของทรานซิสเตอร์ M7 และทรานซิสเตอร์ M8 ลดลงเข้าใกล้ 0 ทำให้ ทรานซิสเตอร์ M8 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M7 ทำงาน ส่งผลให้แรงดันเกตของทรานซิสเตอร์ M5 และทรานซิสเตอร์ M6 เพิ่มขึ้นเข้าใกล้ Vdd ทำให้ทรานซิสเตอร์ M6 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M5 ทำงานเพื่อเป็นการแบ่งกระแส ของทรานซิสเตอร์ M4 ให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M5 แทนที่จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M2 เพียงตัวเดียว นอกจากนี้แรงดันเกตของทรานซิสเตอร์ M9 และทรานซิสเตอร์ M10 เพิ่มขึ้นเข้าใกล้ Vdd ด้วยทำให้ทรานซิสเตอร์ M 9 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M10 ทำงาน ดังนั้นแรงดันที่ Vout จึงมีสถานะเป็น “0” ขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงในตารางที่ 3.2 การจำลองการกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดัน Vdd มีขนาด 1 โวลต์ กระแสอ้างอิง  $I_{REF}$  มีขนาด 10 นาโนแอมแปร์ การจำลองการทำงานแบบไฟตรงป้อนกระแสอินพุทตั้งแต่ 9.9 นาโนแอมแปร์ ถึง 10.1 นาโนแอมแปร์ ผลการจำลองการทำงานแบบไฟตรงแสดงในรูปที่ 3.26 ซึ่งจากรูปที่ 3.26 แสดงให้เห็นว่า แรงดันเอาต์พุทเปลี่ยนจากศูนย์เป็นหนึ่งที่กระแสอินพุทมีขนาด 10.03 นาโนแอมแปร์ คิดเป็นร้อยละ 0.3 ของกระแสอ้างอิง การจำลองการทำงานแบบทรานเซียน ป้อนกระแสอินพุทเป็นรูปคลื่นฟันเลื่อยตั้งแต่ 9.9 นาโนแอมแปร์ ถึง 10.1 นาโนแอมแปร์ ในระยะเวลา 1 วินาที ดังแสดงใน รูปที่ 3.27 (ก) ผลการจำลองการทำงานแบบทรานเซียนแสดงใน รูปที่ 3.27 (ข)



รูปที่ 3.25 โครงสร้างวงจรเปรียบเทียบกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.26 ผลการจำลองการทำงานไฟตรงให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

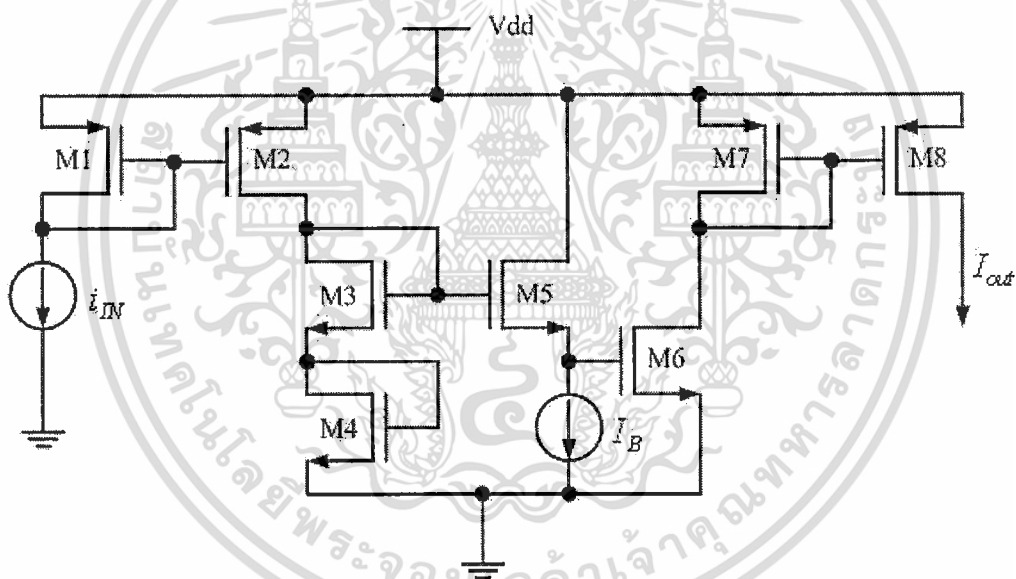
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 3.27 ผลการจำลองการทำงานของแบบทรานเซียนให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรเปรียบเทียบกระแส

ทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (ไมโครเมตร)	ความยาว (ไมโครเมตร)
M1-M4	100	10
M5, M8, M10	9	5
M6, M7, M9	25	5

### 3.6 วงจรยกกำลังสอง

วงจรยกกำลังสองเป็นวงจรที่ใช้หลักการของทรานซิสเตอร์ในการสร้างวงจรยกกำลังสอง โดยโครงสร้างของวงจรยกกำลังสองแสดงในรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 โครงสร้างวงจรยกกำลังสอง

จากโครงสร้างของวงจรยกกำลังสองเมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน และอาศัยหลักการของทรานซิสเตอร์ เราสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (3.26) และเมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ M1, M2, M7 และ M8 มีขนาดที่เท่ากันและเป็นวงจรสะท้อนกระแส สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (3.27) กระแสเอาต์พุตสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.28)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{M3}I_{M4} = I_{M5}I_{M6} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} I_{M3} &= I_{M4} = i_{IN} \\ I_{M5} &= I_B \\ I_{M6} &= I_{out} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$I_{out} = \frac{i_{IN}^2}{I_B} \quad (3.28)$$

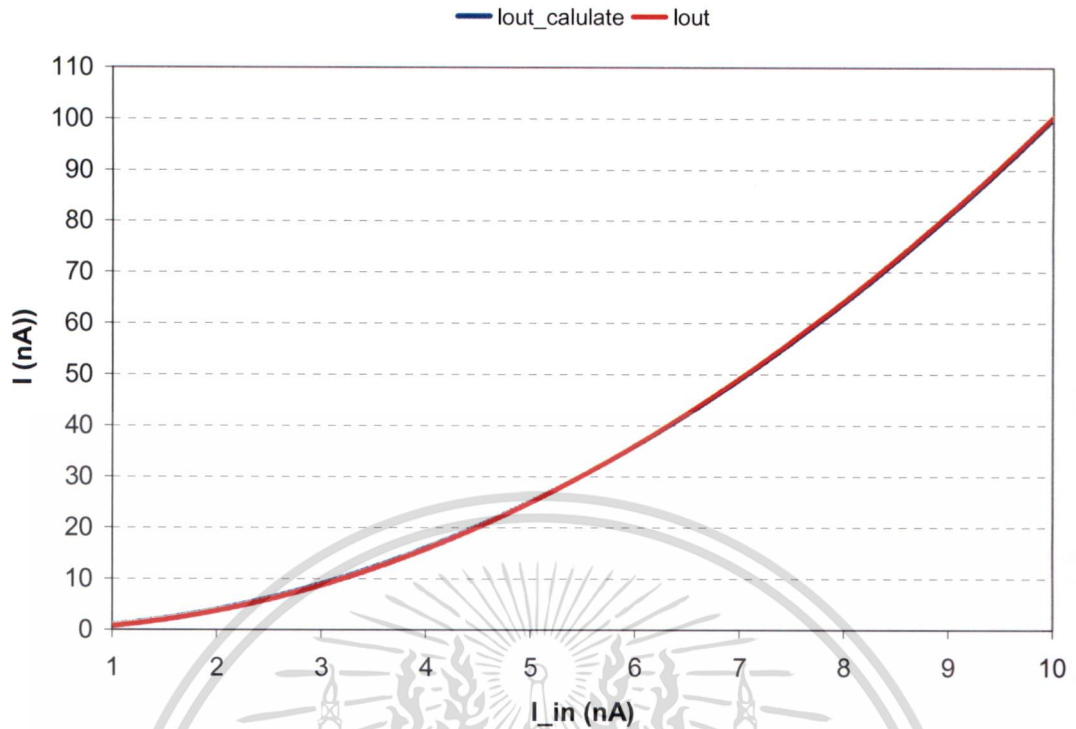
การจำลองการทำงานกำหนดให้แหล่งจ่าย Vdd มีขนาด 1 โวลต์ กระแสไฟตรงไบอัส  $I_B$  มีขนาด 10 นาโนแอมแปร์ ขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงใน ตารางที่ 3.3 ขนาดของทรานซิสเตอร์ M7 และ M8 มีอัตราส่วน 1 ต่อ 10 เพื่อเป็นการกำจัดกระแสไฟตรงไบอัส  $I_B$  เราสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (3.29) การจำลองการทำงานแบบไฟตรงกำหนดให้ กระแสอินพุท  $i_{IN}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 1 นาโนแอมแปร์ ถึง 10 นาโนแอมแปร์ ครั้งละ 0.01 นาโนแอมแปร์ ผลการจำลองการทำงานกระแสเอาต์พุท และกราฟกระแสเอาต์พุทจากการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.29 และค่าความผิดพลาดของการจำลองการทำงานแบบไฟตรงแสดงในรูปที่ 3.30 การจำลองแบบทรานเซียน กำหนดให้ กระแสอินพุท  $i_{IN}$  เปลี่ยนแปลงจาก 1 นาโนแอมแปร์ ถึง 10 นาโนแอมแปร์ และจาก 10 นาโนแอมแปร์ ถึง 1 นาโนแอมแปร์ ในเวลา 100 มิลลิวินาที ดังแสดงใน รูปที่ 3.31 และผลการจำลองการทำงานกระแสเอาต์พุท และกราฟกระแสเอาต์พุทจากการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.32 กราฟค่าความผิดพลาดของการจำลองการทำงานแบบทรานเซียนแสดงในรูปที่ 3.32

$$I_{out} = \frac{i_{IN}^2}{10} \times 10 = i_{IN}^2 \quad (3.29)$$

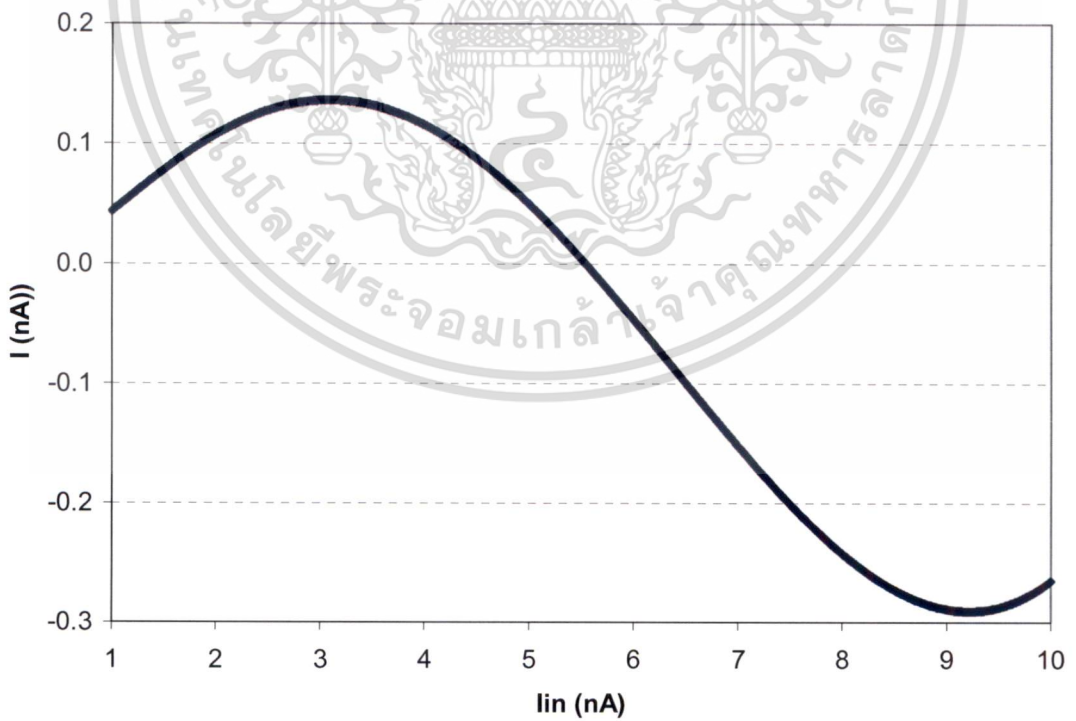
ตารางที่ 3.3 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรรยกกำลังสอง

ทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (ไมโครเมตร)	ความยาว (ไมโครเมตร)
M1-M6, M8	50	10
M7	5	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

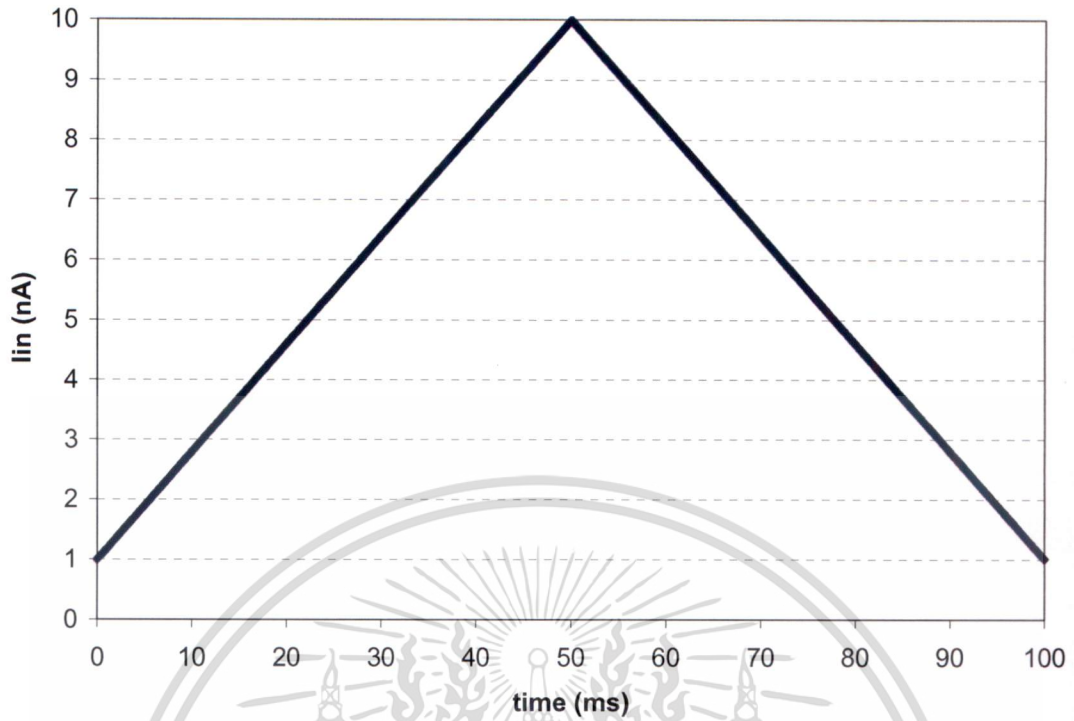


รูปที่ 3.29 ผลการจำลองการทำงานแบบไฟตรงของวงจรกำลังสอง

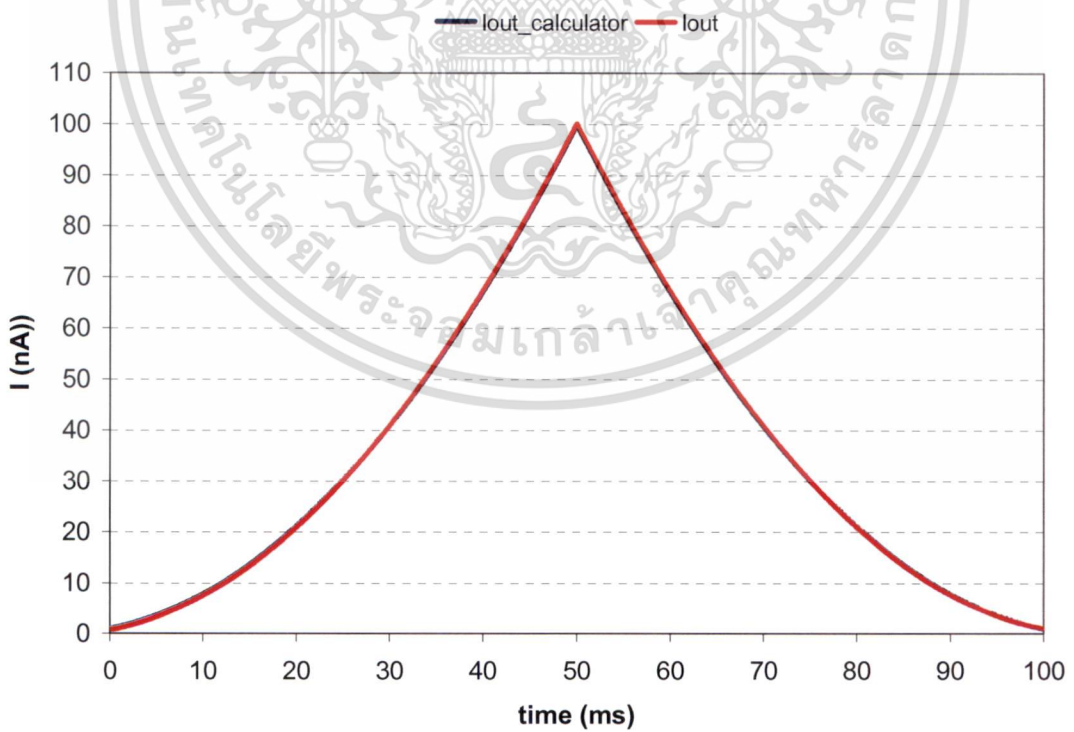


รูปที่ 3.30 ค่าความผิดพลาดของการจำลองการทำงานแบบไฟตรงของวงจรกำลังสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

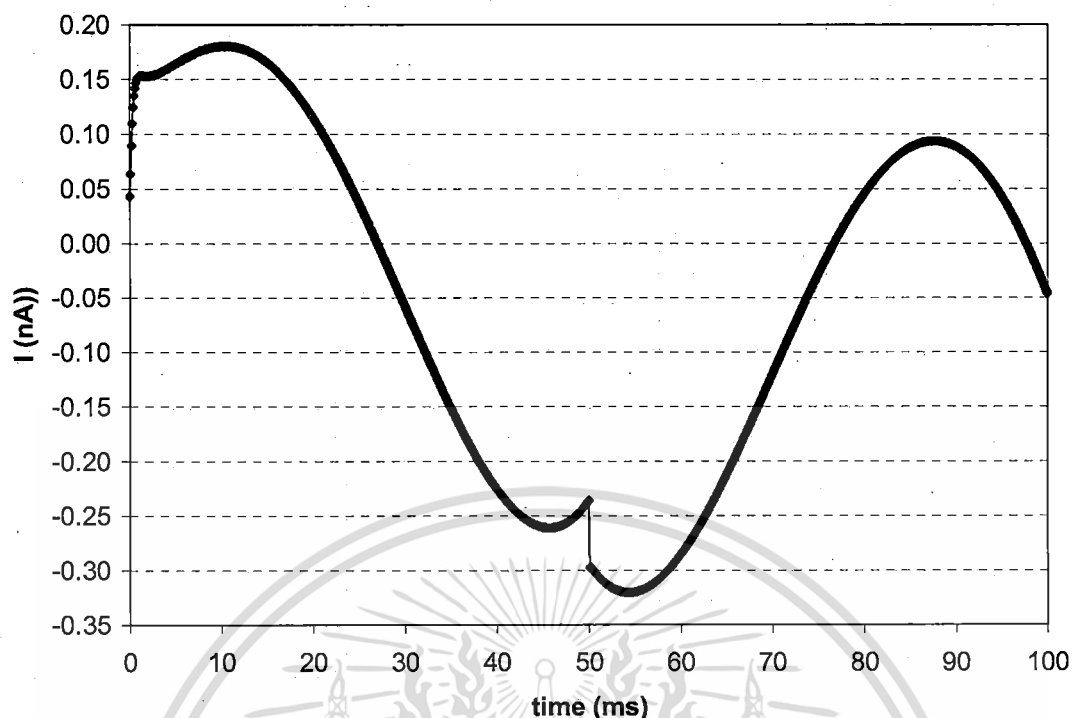


รูปที่ 3.31 กระแสอินพุทแบบทราpezoidal ของวงจรรยอกกำลังสอง



รูปที่ 3.32 ผลการจำลองการทำงานแบบทราpezoidal ของวงจรรยอกกำลังสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

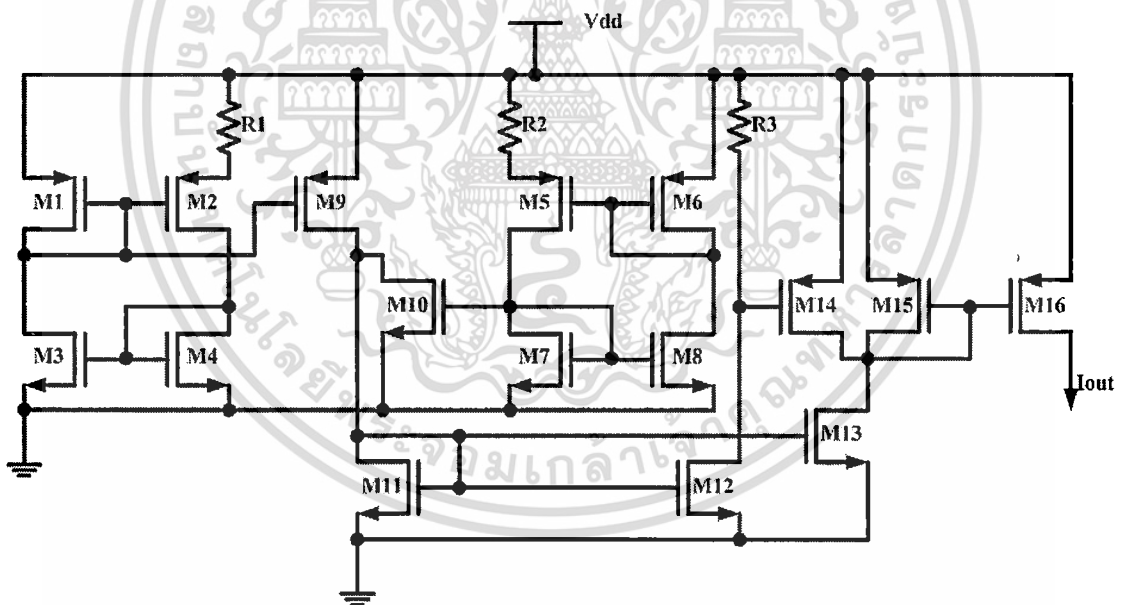


รูปที่ 3.33 ค่าความผิดพลาดของการจำลองการทำงานแบบทรานเซียนของวงจรถักกำลังสอง

### 3.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง [24]

วงจรสร้างกระแสอ้างอิงใช้วงจรดังแสดงใน รูปที่ 3.34 โดยหลักการทำงานของวงจรคือ ใช้วงจรสร้างกระแสอ้างอิงไบอัสตัวเอง สองวงจร ที่ให้ขนาดของกระแสออกมาไม่เท่ากัน จากนั้นนำกระแสจากทั้งสองวงจรมาทักล้างกันเพื่อเป็นการชดเชยแหล่งจ่ายแรงดันและอุณหภูมิ ซึ่งทรานซิสเตอร์ M1-M4 และตัวต้านทาน R1 คือ วงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบไบอัสตัวเองวงจรที่หนึ่ง ทรานซิสเตอร์ M5-M8 และตัวต้านทาน R2 คือวงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบไบอัสตัวเองวงจรที่สอง โดยกระแสจากวงจรที่หนึ่งถูกสะท้อนโดยทรานซิสเตอร์ M9 และกระแสจากวงจรที่สองถูกสะท้อนโดยทรานซิสเตอร์ M10 กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M9 จะถูกลบด้วยกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M10 ซึ่งผลต่างของกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M9 และทรานซิสเตอร์ M10 จะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M11 ซึ่ง เมื่อแรงดันของแหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M9 และทรานซิสเตอร์ M10 จะมีการเปลี่ยนแปลงในอัตราส่วนที่เท่ากัน ทำให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M11 มีค่าคงที่ และกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M11 ถูกสะท้อนโดยทรานซิสเตอร์ M12 และทรานซิสเตอร์ M13 กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M12 จะไหลผ่านตัวต้านทาน R3 เพื่อสร้างแรงดันไบอัส ทรานซิสเตอร์ M14 และกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M13 คือกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M14 และทรานซิสเตอร์ M15 รวมกัน

ดังนั้นเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M12 และทรานซิสเตอร์ M13 เปลี่ยนแปลง ทำให้แรงดันตกคร่อม R3 เปลี่ยนแปลงด้วย และส่งผลให้ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M14 มีการเปลี่ยนแปลงในอัตราส่วนที่เท่ากับการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M13 ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M15 จึงไม่เปลี่ยนแปลง กระแสอ้างอิงที่ทำการชดเชยแหล่งจ่ายแรงดัน แสดงดังใน รูปที่ 3.35 ขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงในตารางที่ 3.4 ความต้านทาน R1, R2 มีขนาด  $600\text{ k}\Omega$  และ R3 มีขนาด  $1\text{ M}\Omega$  โดยการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันตั้งแต่  $0.9\text{ V} - 1.1\text{ V}$  ซึ่งแรงดันเปลี่ยนแปลงไปร้อยละ 20 ของแรงดันปกติซึ่งมีขนาด  $1\text{ V}$  กระแสอ้างอิงเปลี่ยนแปลงจาก  $0.995\text{ nA} - 1.004\text{ nA}$  คิดเป็นร้อยละ 0.9 ของขนาดกระแสอ้างอิงปกติ คือ  $1\text{ nA}$  สำหรับ กระแสอ้างอิงที่ชดเชยอุณหภูมิ แสดงใน รูปที่ 3.36 โดยเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิตั้งแต่  $0\text{ }^{\circ}\text{C} - 54\text{ }^{\circ}\text{C}$  ซึ่งอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปร้อยละ 200 ของอุณหภูมิปกติซึ่งมีขนาด  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$  กระแสเปลี่ยนแปลงจาก  $0.92\text{ nA} - 1.073\text{ nA}$  คิดเป็นร้อยละ 15.3 ของกระแสปกติ คือ  $1\text{ nA}$

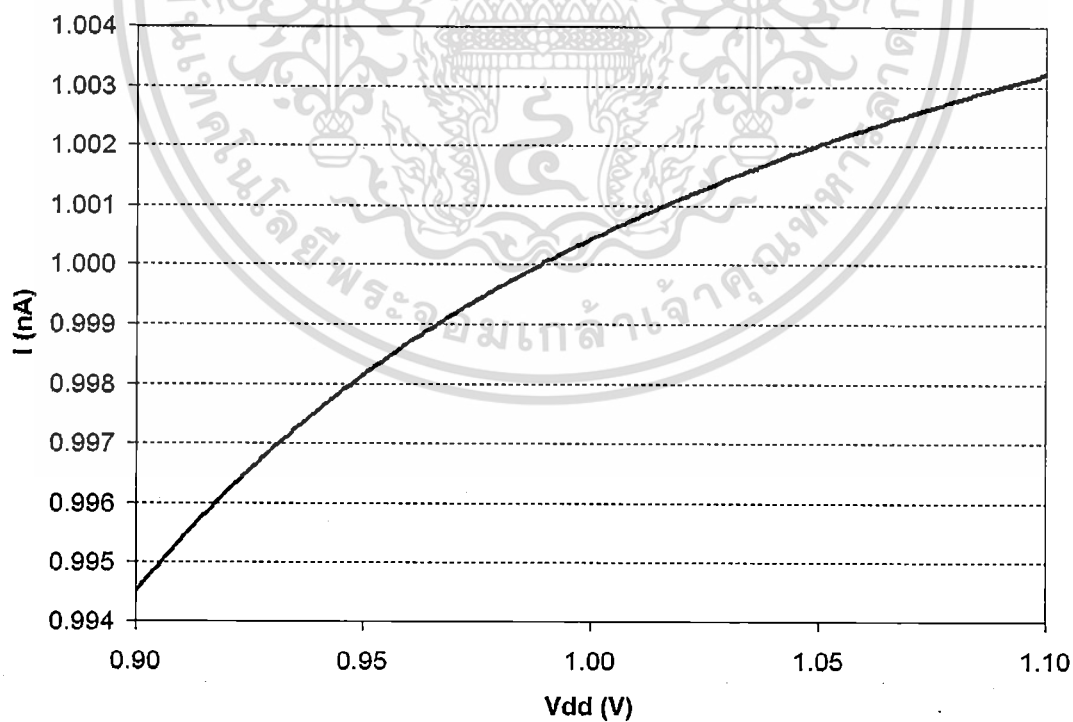


รูปที่ 3.34 โครงสร้างวงจรสร้างกระแสอ้างอิง [24]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

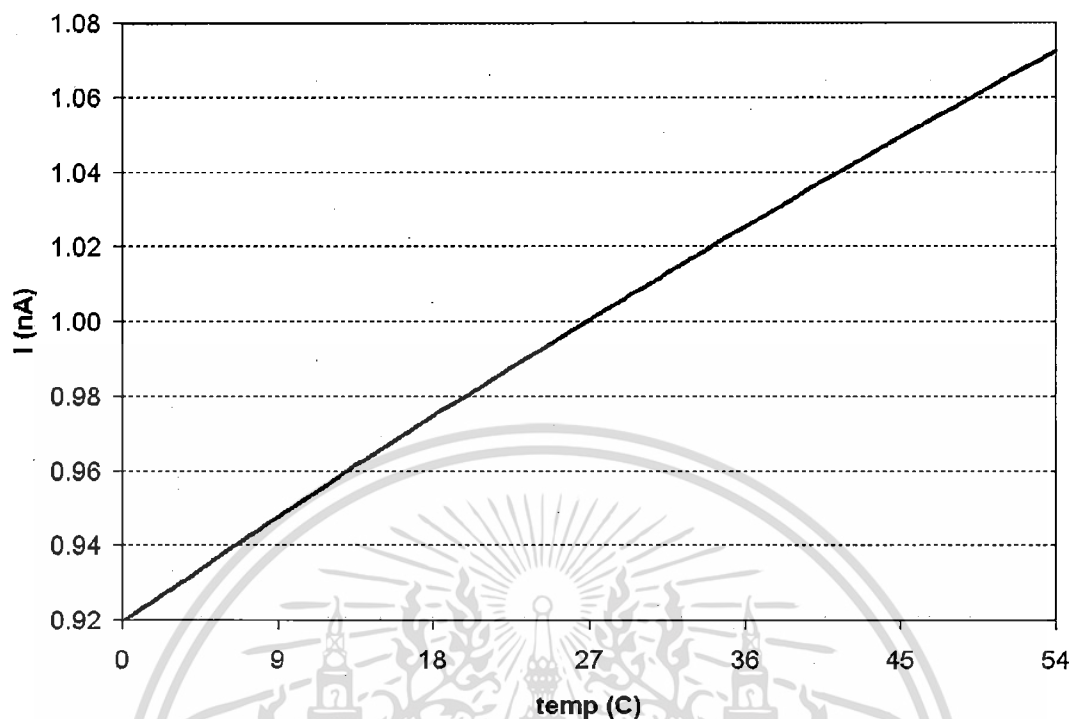
ตารางที่ 3.4 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรสร้างกระแสอ้างอิง

ทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (ไมโครเมตร)	ความยาว (ไมโครเมตร)
M1, M3-M4, M6-M8	10	1
M2	40	1
M5	15	1
M9, M11	20	10
M10	38	10
M12-M13	50	10
M14	100	10
M15	400	10
M16	12.2	10



รูปที่ 3.35 กราฟกระแสอ้างอิงเมื่อ เปลี่ยนขนาดของแหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.36 กราฟกระแสอ้างอิงเมื่อ เปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

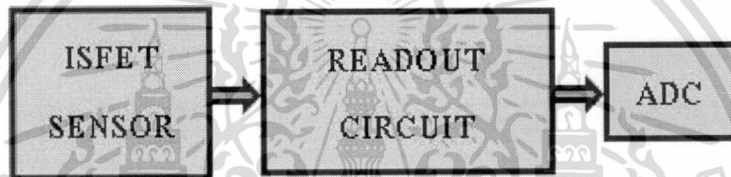
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# โครงสร้างวงจรที่นำเสนอและผลการจำลองการทำงาน

### 4.1 บทนำ

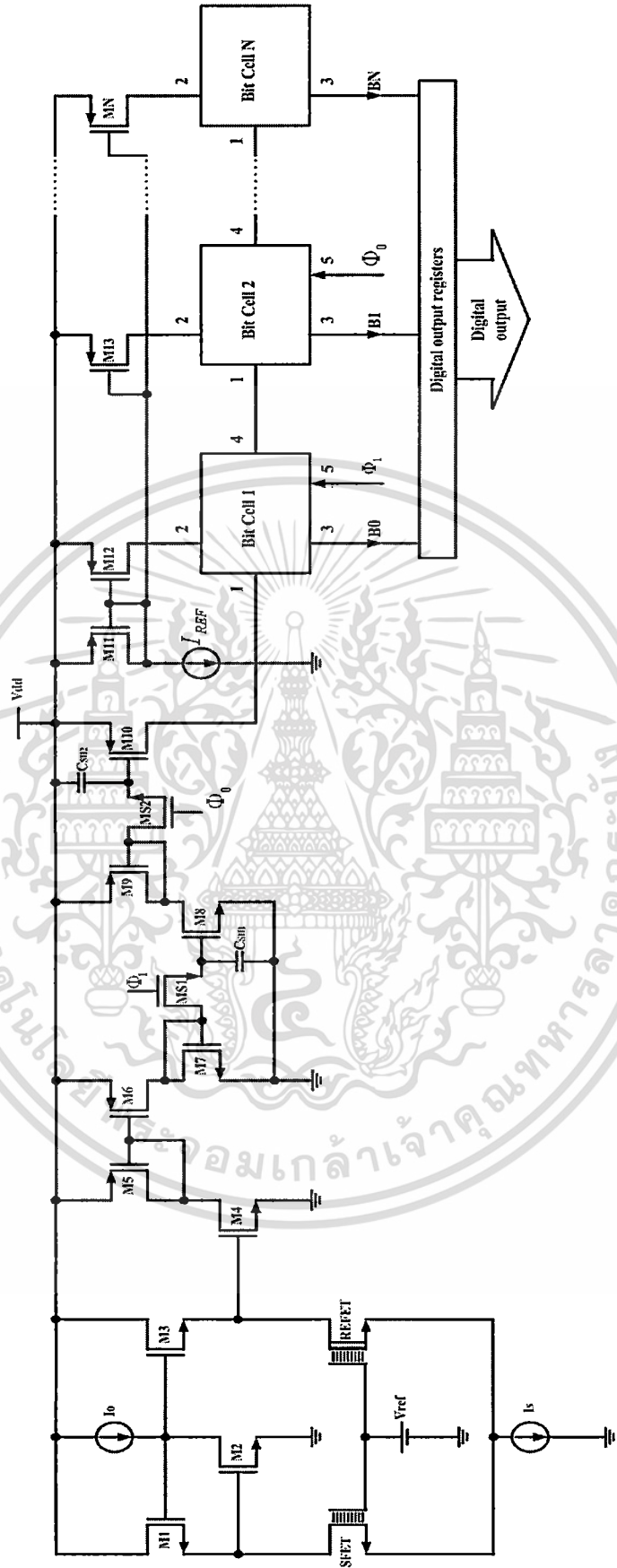
โครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ ที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรอ่านค่าและวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ในบทนี้อธิบายโครงสร้างวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ และผลการจำลองการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ ISFET

### 4.2 โครงสร้างวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ

โครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำแสดงใน รูปที่ 4.2 ซึ่งประกอบด้วย วงจรสองส่วนคือ วงจรอ่านค่าและวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ที่นำมาเชื่อมต่อกัน โดยทรานซิสเตอร์ M1, M2, M3, M4, ISFET, REFET,  $I_0$  และ  $I_s$  เป็นส่วนของวงจรอ่านค่า ซึ่งทำหน้าที่ อ่านค่าการเปลี่ยนแปลงของค่า pH แปลงออกมาเป็นค่ากระแส โดยใช้หลักการของ ทรานสิเนียร์ จากทรานซิสเตอร์ M1, M2, M3 และ M4 โดยกระแสแตรนของ M4 จะเป็น ฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลกับค่า pH หลักการทำงานของวงจรในส่วนนี้คือ เมื่อค่า pH เปลี่ยนแปลง

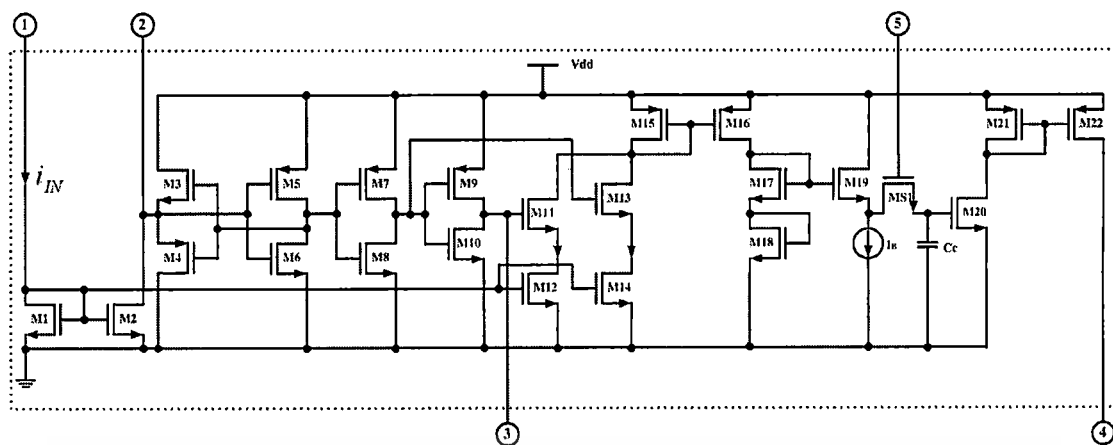


รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ

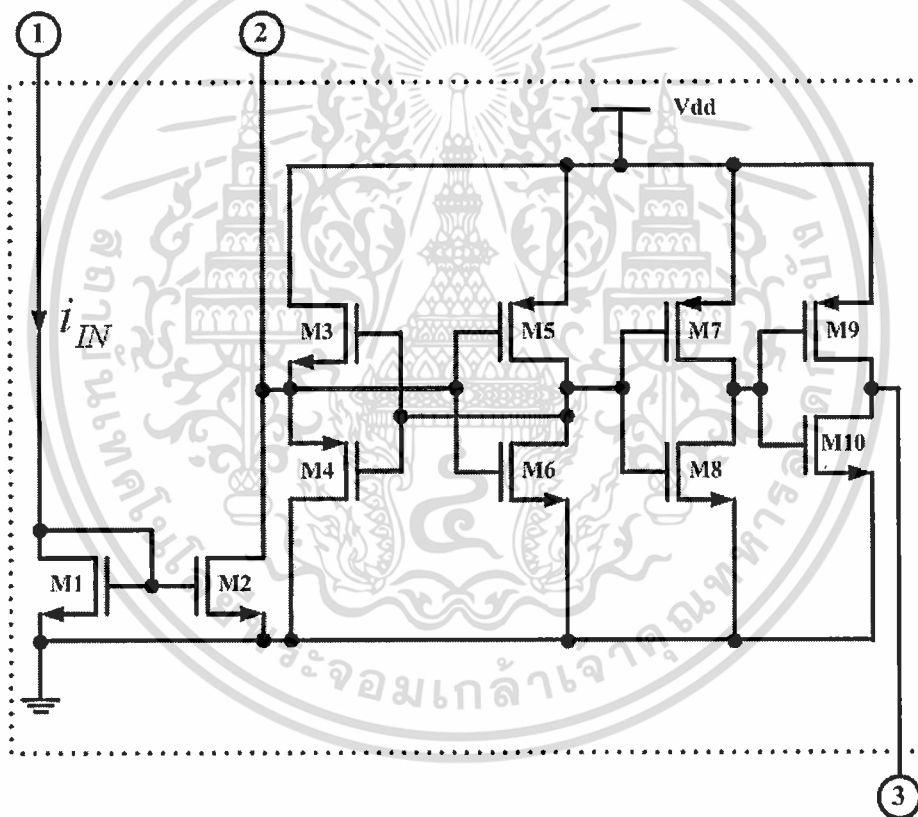
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือมีเครื่องหมายการค้าของผู้อื่น ซึ่งผู้จัดทำเอกสารนี้ขอสงวนสิทธิ์ในประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลผ่าน เซ็นเซอร์ ISFET ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงด้วย ส่งผลให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M1 มีการเปลี่ยนแปลงด้วย เนื่องจากเป็นกระแสเดียวกัน ดังนั้นจากหลักการของทรานสิเนียร์เมื่อกระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ M1 มีการเปลี่ยนแปลง กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M4 ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยการเปลี่ยนแปลงของทรานซิสเตอร์ M1 ด้วย ทรานซิสเตอร์ M5 และ M6 เป็นส่วนที่สะท้อนกระแสจากทรานซิสเตอร์ M4 ไปยังส่วนต่อไป ทรานซิสเตอร์ M7-M10, สวิตช์ MS1-MS2 และ คาปาซิเตอร์  $C_{SH1}$ - $C_{SH2}$  เป็นวงจรตามและคงค่าสัญญาณ (Sample and Hold : S/H) กระแสที่สะท้อนมาจากทรานซิสเตอร์ M4 ไปยังเซลล์แรกของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล สวิตช์ MS1-MS2 ถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกาที่ไม่ซ้อนทับกัน (non-overlapping clock signal)  $\Phi_1$  และ  $\Phi_0$  ตามลำดับ ทรานซิสเตอร์ M11-MN เป็นวงจรสะท้อนกระแสอ้างอิงส่งไปยังบิตเซลล์ต่างๆ สำหรับโครงสร้างวงจรของบิตเซลล์แสดงในรูปที่ 4.3 โดยที่ จุดเชื่อมต่อที่ 1 เชื่อมต่อกับกระแสอินพุท จุดเชื่อมต่อที่ 2 เชื่อมต่อกับกระแสอ้างอิง จุดเชื่อมต่อที่ 3 คือดิจิทัลเอาต์พุท จุดเชื่อมต่อที่ 4 เป็นกระแสเอาต์พุทเพื่อส่งให้บิตเซลล์ถัดไป และจุดเชื่อมต่อที่ 5 คือสัญญาณนาฬิกาควบคุม ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดในวงจรทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน ทรานซิสเตอร์ M1-M2 ทำหน้าที่นำกระแสอินพุทจากขั้นตอนก่อนหน้าและคัดลอกส่งให้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ซึ่งวงจรเปรียบเทียบสัญญาณทำหน้าที่เปรียบเทียบระหว่างกระแสอินพุทกับกระแสอ้างอิง โดยที่ดิจิทัลเอาต์พุทจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณออกที่จุดเชื่อมต่อที่ 3 ทรานซิสเตอร์ M11 และ M13 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ในการเลือกกระแสอินพุทเพื่อทำการปรับขนาดด้วย 1 หรือ 0.035 ก่อนส่งไปยังวงจรยกกำลังสองต่อไป การปรับขนาดกระแสอินพุท ใช้ขนาดความกว้างของทรานซิสเตอร์ M12 และ M14 โดยถ้าดิจิทัลเอาต์พุทออกมาเป็น 1 ทรานซิสเตอร์ M13 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M11 ทำงาน ผ่านกระแสอินพุทปรับขนาดด้วยค่า 0.034 และส่งต่อไปยังวงจรยกกำลังสอง ถ้าดิจิทัลเอาต์พุทออกมาเป็น 0 ทรานซิสเตอร์ M11 ไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ M13 ทำงาน ผ่านกระแสอินพุทปรับขนาดด้วยค่า 1 และส่งต่อไปยังวงจรยกกำลังสอง วงจรยกกำลังสองประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์ M17-M20 โดยใช้หลักการของทรานสิเนียร์ กระแสเอาต์พุทของวงจรออกที่ขั้วเดรนของทรานซิสเตอร์ M20 มีค่าเท่ากับยกกำลังสองของกระแสอินพุท หรือ 0.034 ของกระแสอินพุท หากด้วยกระแสดีซี  $I_B$  ทรานซิสเตอร์ MS1 เป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา และ คาปาซิเตอร์  $C_C$  ทำหน้าที่เก็บค่า หรือส่งผ่าน กระแสเอาต์พุทไปยังขั้นต่อไป ความแม่นยำของวงจรสะท้อนกระแส และวงจรยกกำลังสองมีผลต่อการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อก เป็นดิจิทัล ดังนั้นทรานซิสเตอร์ทุกตัวจึงต้องมีช่องทางเดินกระแสที่ยาว เพื่อความแม่นยำของวงจร โครงสร้างวงจรบิตเซลล์สุดท้ายของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล แสดงใน รูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 โครงสร้างวงจรบิตเซลล์ของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล



รูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรบิตเซลล์สุดท้ายของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

### 4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ

การจำลองการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ ได้มีการ  
 เอกสาร จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence Spectre ใช้เทคโนโลยี CMOS 0.35 ไมครอนเมตร วงจร  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

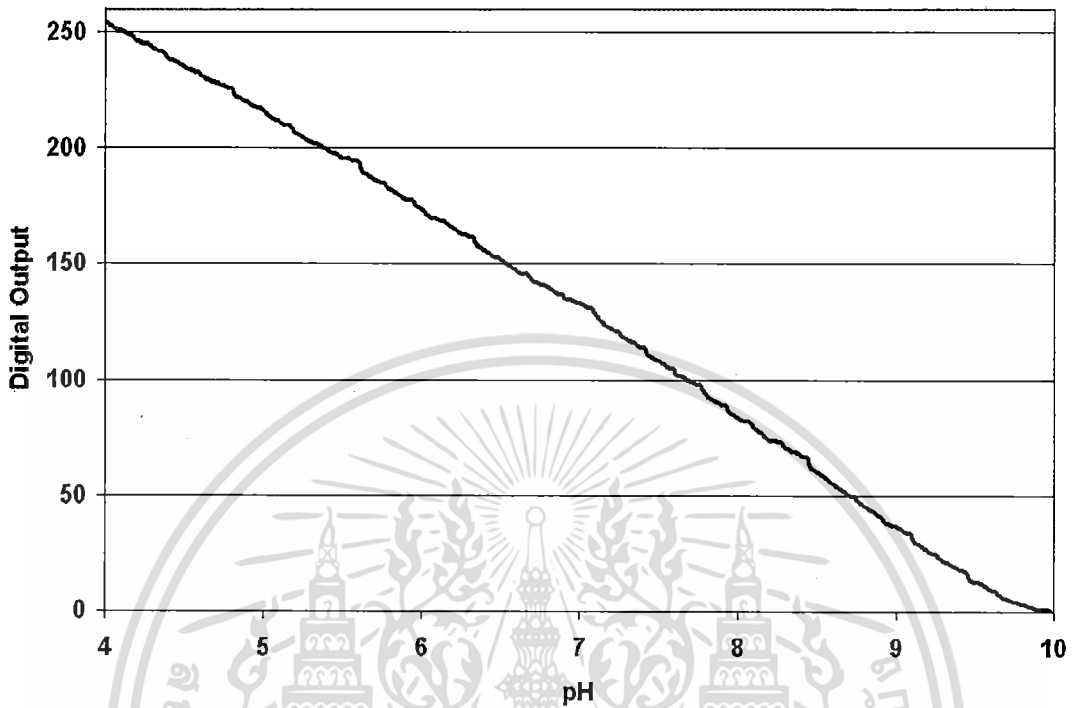
ทำงานโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันขนาด 1 โวลต์ กระแสไฟตรงสำหรับไบอัสที่ส่วนต่าง ๆ มีขนาดดังนี้  $I_0$  มีขนาด 34 nA, กระแสเอาต์พุตสูงสุดของวงจรอ่านค่า มีค่าเท่ากับ 846 นาโนแอมแปร์  $I_{REF}$  มีขนาด 29 nA ซึ่งหาได้จากสมการที่ (4.1),  $I_B$  มีขนาด 29 nA, คาปาซิเตอร์  $C_{SH1}$ ,  $C_{SH2}$  และ  $C_C$  มีขนาด 3 pF ขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงในตารางที่ 4.1 สัญญาณนาฬิกาที่ไม่ซ้อนทับกัน  $\Phi_0$  และ  $\Phi_1$  มีขนาด 1 kHz ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.5 เป็นการเขียนกราฟ ดิจิทัลเอาต์พุตเทียบกับการเปลี่ยนค่า pH โดยค่า pH มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ pH4 ถึง pH10 รูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 เป็นผลการจำลองการทำงานความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (INL) และความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (DNL)

ตารางที่ 4.1 ขนาดของทรานซิสเตอร์วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ

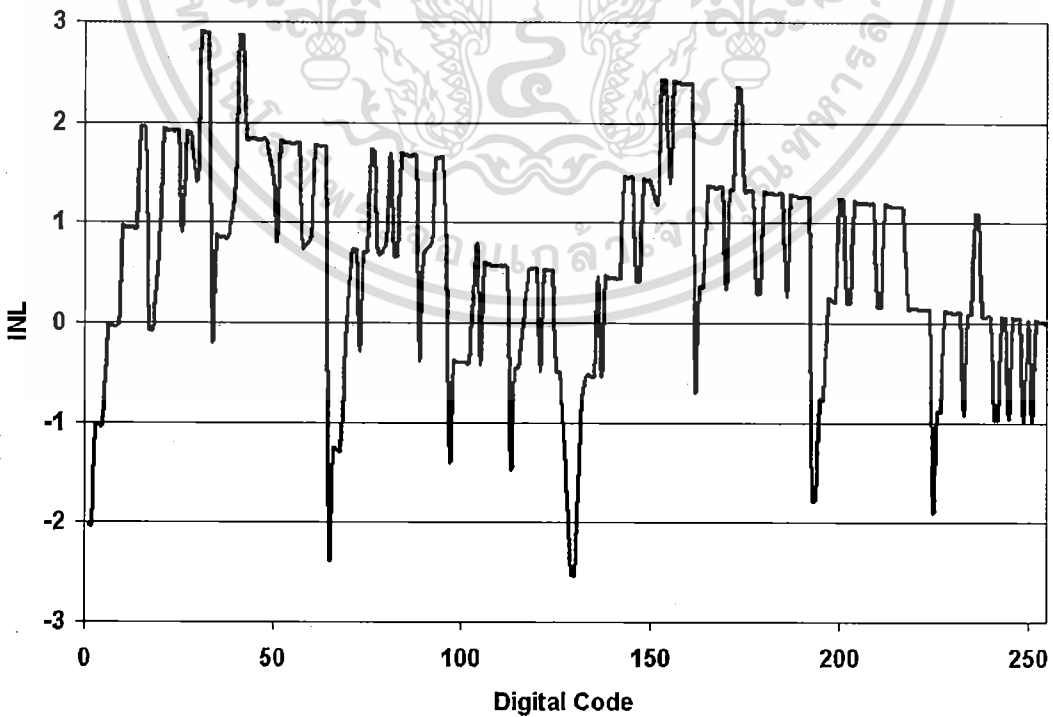
	ทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (ไมโครเมตร)	ความยาว (ไมโครเมตร)
รูปที่ 4.2	M1, M3	100	2
	M2, M4	10	2
	M5-M10	100	10
	M11-MN	100	10
	MS1-MS2	5	0.35
รูปที่ 4.3	M1-M2, M14-M16	100	10
	M3, M6, M8	9	5
	M4-M5, M7	25	5
	M9	20	10
	M10	10	10
	M11, M13, MS1	5	0.35
	M12	3.4	10
	M17-M20	50	10
	M21	10	10
	M22	290	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{REF} = e^{\frac{128 \ln(846)}{256}} = 29 \text{ nA} \quad (4.1)$$

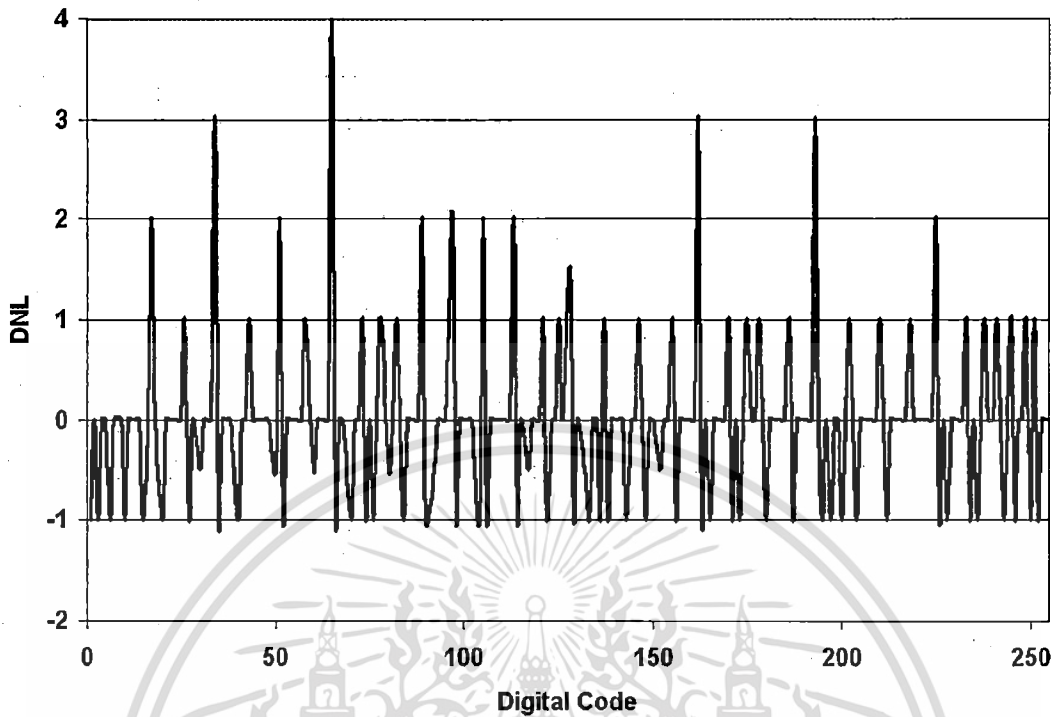


รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานรหัสดิจิทัลเอาต์พุตเทียบกับค่า *pH*



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวม (INL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานความไม่เป็นเชิงเส้นผลต่าง (DNL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ วงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ โครงสร้างของวงจรแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ วงจรอ่านค่า เซ็นเซอร์ ISFET และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล วงจรอ่านค่า เซ็นเซอร์ ISFET ใช้หลักการของเซ็นเซอร์ ISFET และ REFET คู่ผลต่าง (ISFET/REFET Differential Pair) ที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน และโครงสร้างของวงจรทรานซิสเตอร์ในโหมดกระแส ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของค่า  $pH$  และให้เอาต์พุตออกมาเป็นกระแส โดยการตรวจจับช่วงการเปลี่ยนแปลงของค่า  $pH$  สามารถตรวจจับได้ดีในช่วง  $pH4$  ถึง  $pH10$  กระแสเอาต์พุตอยู่ในระดับ นาโนแอมแปร์ และกระแสเอาต์พุตเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลกับค่า  $pH$  วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ใช้โครงสร้างวงจรของวงจรแปลงสัญญาณลอการิทึมแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบไพพ์ไลน์ในโหมดกระแส โดยใช้หลักการของทรานซิสเตอร์แบบมอสที่ทำงานในย่านการผันกลับอย่างอ่อน และหลักการของวงจรทรานซิสเตอร์ เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสและใช้กำลังงานต่ำ โดยวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ ISFET ใช้กำลังงานต่ำ ที่ค่า  $pH7$  ใช้กำลังงาน 1.5 ไมโครวัตต์

### 5.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ส่วนมากเป็นวงจรพื้นฐานและทรานซิสเตอร์มีขนาดใหญ่ เพื่อให้วงจรมีความแม่นยำ ดังนั้นเพื่อเป็นการปรับปรุงวงจร ควรหาเทคนิคใหม่ ๆ มาสร้างวงจรเพื่อให้วงจรมีความแม่นยำและขนาดของทรานซิสเตอร์ก็ไม่ควรใหญ่มากนัก วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกแบบไพพ์ไลน์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้จำนวนของทรานซิสเตอร์มาก เพื่อเป็นการลดจำนวนของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นจึงควรหาวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ไม่มากและสามารถทำงานในโหมดกระแสได้ จะช่วยลดจำนวนของทรานซิสเตอร์และกำลังงานที่ใช้ได้อีก การตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของค่า  $pH$  ยังจำกัดอยู่ในช่วง  $pH4$  ถึง  $pH10$  ควรปรับปรุงให้สามารถตรวจจับช่วงการเปลี่ยนแปลงของค่า  $pH$  ให้ได้ทุกค่า และควรลดค่าความไม่เป็นเชิงเส้น ผลต่างและความไม่เป็นเชิงเส้นผลรวมลงอีกเพื่อความถูกต้องของค่า  $pH$  กับรหัสดิจิทัลเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

**FILE: ISFET MACROMODEL**

\*\*\*\*\*

FILE: ISFET MACROMODEL

\*\*\*\*\*

- \* Behavioral macromodel for the ISFET with two
- \* kinds of binding sites: silanol and amine sites
- \* By Sergio Martinoia and Giuseppe Massobrio
- \* Bioelectronics Laboratory, Dept. of Biophysical and Electronic Eng.
- \* Via Opera Pia 11A, 16145, Genova, ITALY
- \* email: giaser@dibe.unige.it
- \* September 1998

\*\*\*\*\*

\* **PARAMETER LIST**

\* **General constants:**

- \*  $q$ =electronic charge [C]
- \*  $k$ =Boltzmann's constant[J/K]
- \*  $T$ =Absolute temperature [K]
- \*  $N_{Av}$  = Avogadro's constant[1/mole] (volume of a gas)

\* **ISFET geometrical parameters:**

- \*  $d_{ihp}$ =distance between the Inner Helmholtz Plane(IHP)and the ISFET surface [m]
- \*  $d_{ohp}$ =distance between the Outer Helmholtz Plane(OHP)and the ISFET surface [m]

\* **ISFET electrochemical parameters:**

- \*  $K_a$ =positive dissociation constant[mole/l]
- \*  $K_b$ =negative dissociation constant[mole/l]
- \*  $K_n$ =dissociation constant for amine sites[mole/l]
- \*  $N_{sil}$ =silanol(or oxide)surface site density[#/m<sup>2</sup>]
- \*  $N_{nit}$ =amine surface site density[#/m<sup>2</sup>]

- \*  $C_{bulk}$ =electrolyte concentration[1/moles]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- \* epsihp=relative permittivity of the Inner Helmholtz layer
- \* epsohp=relative permittivity of the Outer Helmholtz layer
- \* epsw=relative permittivity of the bulk electrolyte solution
- \* **Reference-electrode electrochemical parameters:**
- \* Eabs=absolute potential of the standard hydrogen electrode [V]
- \* Erel=potential of the ref. electrode(Ag/AgCl)relative to the hydrogen electrode [V]
- \* Phim=work function of the metal back contact / electronic charge [V]
- \* Philj=liquid-junction potential difference between the ref. solution and the electrolyte [V]
- \* Chieo=surface dipole potential [V]

\*\*\*\*\*

```
.OPTION LIST ingolds0 post probe
+ absmos=1e-15 dcstep=1000 nopiv
+ absv=1e-15 relv=1e-12 absi=1e-15
+ gmindc=1e-24 itl1=1000 converge accurate
+ method=gear lvltim=2 itl5=10000 delmax=1e-15
+ dv=0.2
.PARAM
+ k=1.38e-23 T=300 eps0=8.85e-12
+ Ka=15.8 Kb=63.1e-9 Kn=1e-10
+ Nsil=3.0e18 Nnit=2.0e18
+ Cbulk=0.1
* Beginning of the sub-circuit definition
```

=====

```
.SUBCKT ISFET 6 1 3 4 101
*drain|ref.el|source|bulk|pH input
+ q=1.6e-19 NAv='6.023e23*1e3'
+ epsw=78.5 epsihp=32 epsohp=32
+ dihp=0.1n dohp=0.3n Cbulk=0.1
+ Eabs=4.7 Phim=4.7 Erel=0.200 Chieo=3e-3 Philj=1e-3
+ ET='q/(k*T)'
+ sq='sqrt(8*eps0*epsw*k*T)'
```

```
+ Cb='NAv*Cbulk'
```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

+ KK='Ka*Kb'
+ Ch='((eps0*epsihp*epsohp)/(epsohp*dihp+epsihp*dohp))'
+ Cd='(sq*ET*0.5)*sqrt(Cb)'
+ Ceq='1/(1/Cd+1/Ch)'
Eref 1 10 VOL='Eabs-Phim-Erel+Chieo+Philj'
Ceq 10 2 C='1/(1/Cd+1/Ch)'
EP1 46 0 VOL='log(KK)+4.6*V(101)'
RP1 46 0 1G
EP2 23 0 VOL='log(Ka)+2.3*V(101)'
RP2 23 0 1G
EPH 2 10 VOL='(q/Ceq)*(Nsil*((exp(-2*V(2,10)*ET)-exp(V(46)))/(exp(-2*V(2,10)*ET)
+exp(V(23))*exp(-1*V(2,10)*ET)+exp(V(46))))+Nnit*((exp(-1*V(2,10)*ET))/
(exp(-1*V(2,10)*ET+(Kn/Ka)*exp(V(23))))))'
RpH 101 0 1K
MIS 6 2 3 4 MISFET L=18u W=804u NRS=5 NRD=5
*****
.MODEL MISFET NMOS LEVEL=2
+ VTO=7.99E-01 LAMBDA=7.59E-03 RSH=3.5E+01 TOX=86E-9
+ UO=6.53E+02 TPG=0
+ UEXP=7.64E-02 NSUB=3.27E+15 NFS=1.21E+11
+ NEFF=3.88 VMAX=5.35E+04 DELTA=1.47 LD=2.91E-06
+ UCRIT=7.97E+04 XJ=6.01E-09 CJ=4.44E-4 IS=1E-11
+ CJSW=5.15E-10 PHI=5.55E-01 GAMMA=9.95E-01
+ MJ=0.395 MJSW=0.242 PB=0.585
*****
.ENDS ISFET

```

\*=====

\* Beginning of the example circuit

XIS 100 1 0 0 200 ISFET

Vbias 1 0 DC 1.5

VpH 200 0 DC 10

Vd 110 0 DC 0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Vid 110 100 DC 0
```

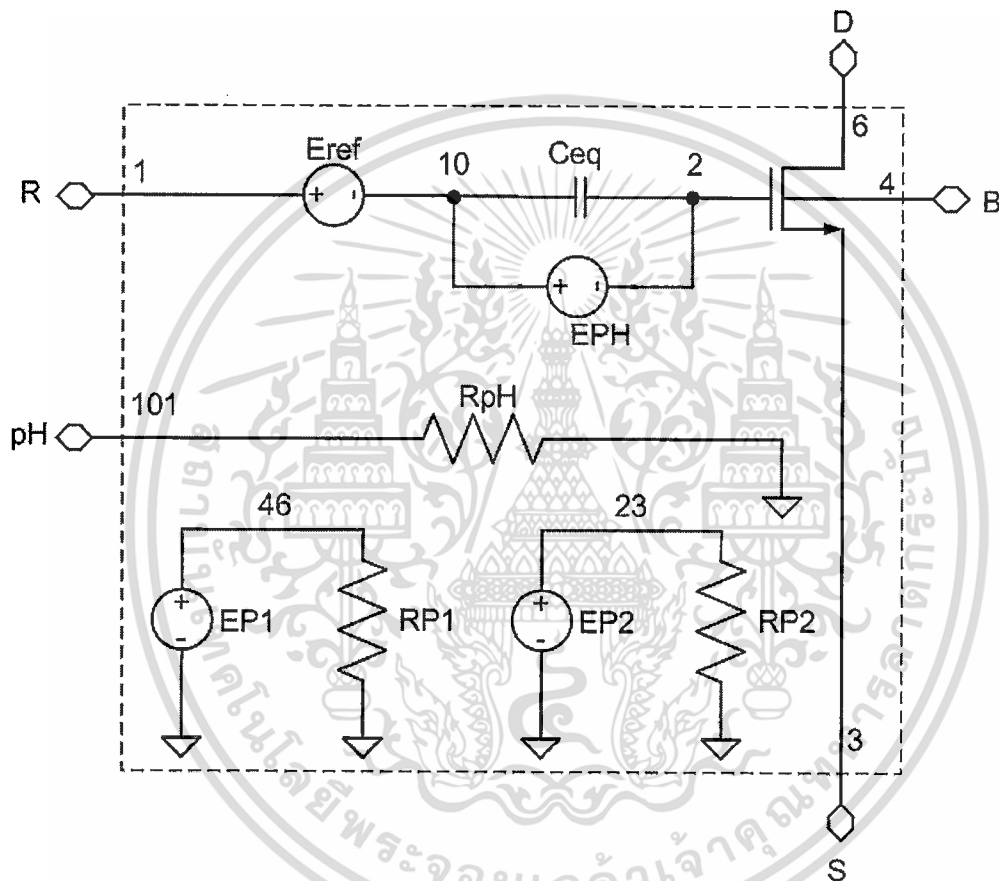
```
.OP debug
```

```
.DC Vbias 0.0 4 0.1
```

```
.PRINT DC V(1,XIS.2)V(XIS.2,0)V(XIS.23)V(XIS.46)V(1)I(Vid)
```

```
.PROBE DC V(1,XIS.2)V(XIS.2,0)V(XIS.23)V(XIS.46)V(1)I(Vid)
```

```
.END
```



รูปที่ ก.1 โครงสร้างแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET สร้างจากอินพุตไฟล์ในโปรแกรม HSPICE

จากอินพุตไฟล์ของแบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET ในโปรแกรม HSPICE สามารถเขียนเป็นโครงสร้างของแบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET ได้ดังใน รูปที่ ก.1 โดยจากโครงสร้างของแบบจำลองใน รูปที่ ก.1 จะเห็นว่า EP1, RP1, EP2 และ RP2 ต่ออยู่กับ โหนด 46 และ โหนด 23 ตามลำดับ ซึ่ง โหนด 46 และ โหนด 23 มีความสัมพันธ์กับ EPH ดังนั้นเพื่อให้สามารถนำไปสร้างได้ในโปรแกรม Cadence Spectre จึงต้องทำการนำค่า EP1, RP1, EP2 และ RP2 ไปแทนค่าใน EPH โดยการนำค่า EP1, RP1, EP2 และ RP2 ไปแทนค่าใน EPH จะต้องทำให้ EP1, RP1, EP2 และ RP2 เป็นค่าคงที่ เอกสารอื่นเพื่อความสะดวกในการนำไปแทนค่า โดยการแทนค่าตัวแปรต่างๆ ใน EP1, RP1, EP2 และ RP2 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RP2 ซึ่งค่าตัวแปรต่างๆ จากอินพุตไฟล์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ ก.1 ซึ่ง EPH, EP1 และ EP2 แสดงดังสมการที่ (ก.1) ถึง (ก.3) ตามลำดับ

$$EPH = (q / Ceq) * \{ \{ Nsil * [\exp(-2 * V(2,10) * ET) - \exp(V(46))] / [\exp(-2 * V(2,10) * ET) + \exp(V(23)) * \exp(-1 * V(2,10) * ET) + \exp(V(23))] \} \} + \{ Nsil * [\exp(-1 * V(2,10) * ET)] / [\exp(-1 * V(2,10) * ET) + ((Kn / Ka) * \exp(V(23)))] \} \} \quad (ก.1)$$

$$EP1(V46) = \log(KK) + 4.6 * V(101) \quad (ก.2)$$

$$EP2(V23) = \log(Ka) + 2.3 * V(101) \quad (ก.3)$$

จากสมการที่ (ก.1) เทอม  $V(2,10)$  แทนด้วย A และจากสมการที่ (ก.2) และ (ก.3) มีเทอม  $V(101)$  ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ ก.1 คือแรงดัน  $pH$  ดังนั้นจึงแทนด้วย B และเมื่อแทนค่าตัวแปรลงในสมการที่ (ก.2) และ (ก.3) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (ก.4) และ (ก.5) ตามลำดับ

$$EP1(V46) = \log(9.9698 * 10^{-7}) + 4.6 * B \\ = -6 + 4.6B \quad (ก.4)$$

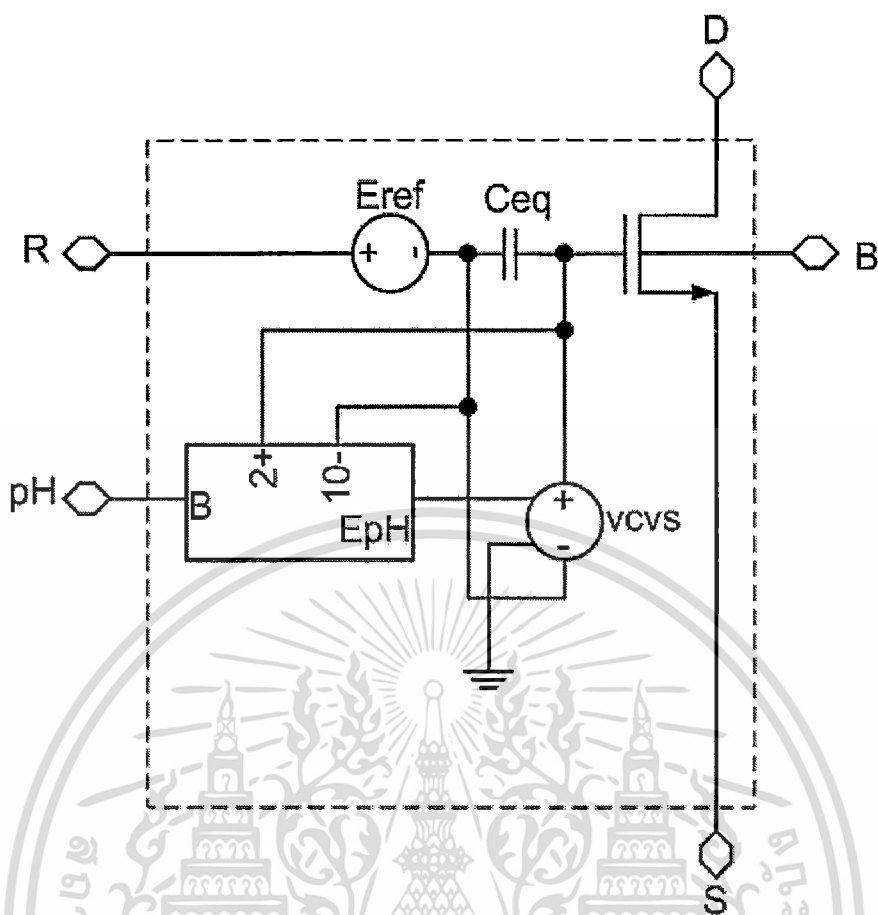
$$EP2(V23) = \log(15.8) + 2.3 * B \\ = 1.2 + 2.3B \quad (ก.5)$$

เมื่อนำสมการที่ (ก.4), (ก.5) และตัวแปรต่างๆ ไปแทนในสมการที่ (ก.1) สามารถเขียนและจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (ก.6)

$$EPH = \frac{1.344 \exp(-77.3A) - 1.344 \exp(-6 + 4.6B)}{\exp(-77.3A) + [\exp(1.2 + 2.3B) * \exp(-38.6473A)] + \exp(-6 + 4.6B)} + \frac{0.896 \exp(-38.6473A)}{\exp(-38.6473A) + 6.33 * 10^{-12} \exp(1.2 + 2.3B)} \quad (ก.6)$$

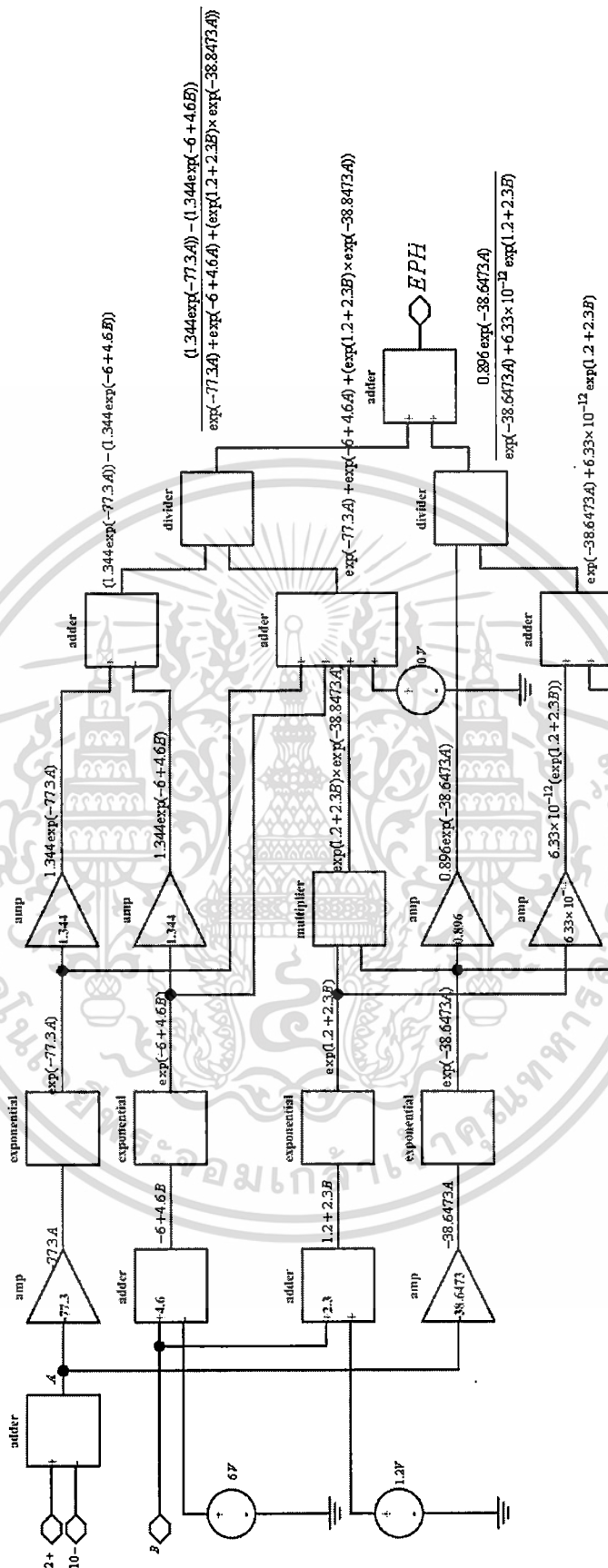
จากอินพุตไฟล์ .SUBCKT และสมการที่ (ก.6) สามารถสร้างแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ในโปรแกรม Cadence Spectre ได้ดัง รูปที่ ก.2 และจากสมการที่ (ก.6) สามารถสร้าง EPH ในโปรแกรม Cadence Spectre ดังแสดงในรูปที่ ก.3 โดยใช้ Library ที่มีชื่อว่า Functional

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.2 โครงสร้างแบบจำลองของเซ็นเซอร์ ISFET ในโปรแกรม Cadence Spectre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.3 โครงสร้างของ EPH ในโปรแกรม Cadence Spectre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 ค่าคงที่และค่าตัวแปรของแบบจำลองเซ็นเซอร์ ISFET

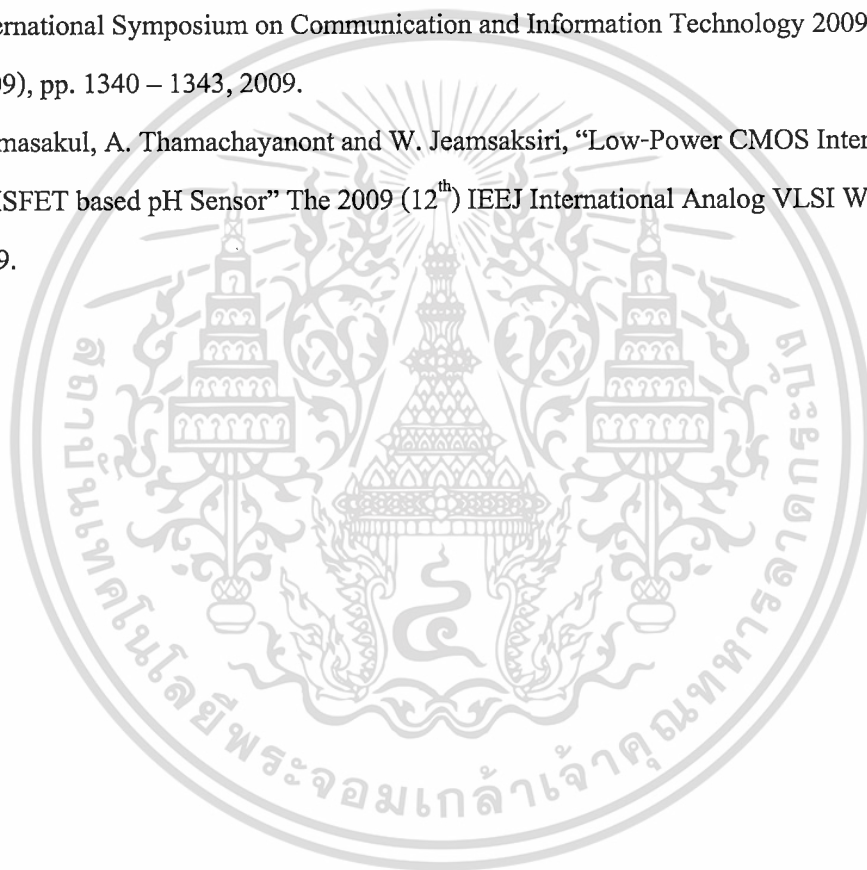
ตัวแปร	ค่าของตัวแปร	ตัวแปร	ค่าของตัวแปร
k	1.38e-23	dohp	0.3e-9
T	300	Cbulk	0.1
eps0	8.85e-12	Eabs	4.7
Ka	15.8	Phim	4.7
Kb	63.1e-9	Erel	0.2
Kn	1e-10	Chieo	3e-3
Nsil	3.0e18	Philj	1e-3
Nnit	2.0e18	ET	38.6473
Cbulk	0.1	sq	4.7968e-15
q	1.6e-19	Cb	6.023e25
NAv	6.03e23*1e3	KK	9.9698e-7
epsw	78.5	Ch	0.708
epsihp	32	Cd	719.3623e-3
epsohp	32	Ceq	356.818e-3
dihp	0.1e-9	Eref	-0.196

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Apinunt Thanachayanont and Silar Sirimasakul, “Ultra-Low-Power Differential ISFET/REFET Readout Circuit” ETRI Journal, Volume 31, Number 2, April 2009.
2. S. Sirimasakul, A. Thamachayanont and W. Jeamsaksiri, “Low-Power Current-Mode Logarithmic Pipeline Analog-to-Digital Converter for ISFET based pH Sensor” The 9<sup>th</sup> International Symposium on Communication and Information Technology 2009(ISCIT 2009), pp. 1340 – 1343, 2009.
3. S. Sirimasakul, A. Thamachayanont and W. Jeamsaksiri, “Low-Power CMOS Interface Circuit for ISFET based pH Sensor” The 2009 (12<sup>th</sup>) IEEJ International Analog VLSI Workshop, 2009.

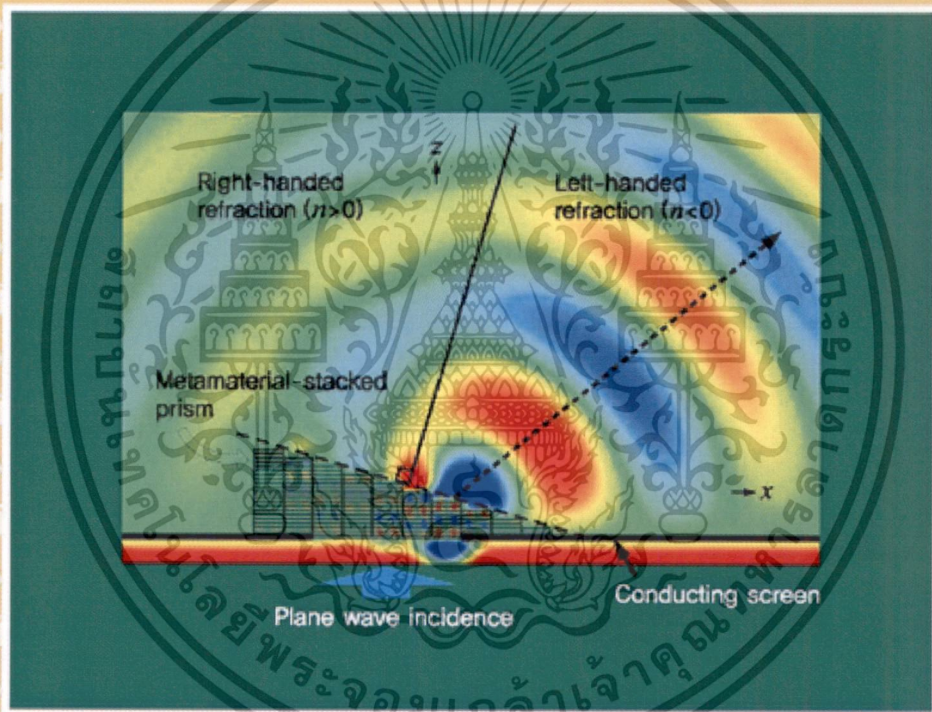


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ETRI Journal

Information, Telecommunications & Electronics

ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal  
Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal  
ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal  
VOLUME 31 · NUMBER 2 · APRIL 2009 · ISSN 1225-6463



ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal  
Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal  
ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal  
ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal ETRI Journal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



drain currents of the subthreshold ISFET [2] and REFET differential pair can be derived in (1) and (2), respectively, where  $I_O$  is the quiescent drain current of the ISFET and REFET at the reference pH of 7,  $\alpha$  is a dimensionless sensitivity parameter of the ISFET [2],  $U_T = kT/q$  is the thermal voltage,  $n$  is the subthreshold slope parameter, and  $\Delta pH$  is the differential pH variation. Therefore,  $i_{D, ISFET}$  equals  $2I_O$  and  $i_{D, REFET}$  is zero for a large negative  $\Delta pH$ , and vice versa for a large positive  $\Delta pH$ . This is similar to the operation of a conventional MOSFET differential pair.

$$i_{D, ISFET} = 2I_O \cdot \frac{e^{(-2.3\alpha U_T \Delta pH / nU_T)}}{1 + e^{(-2.3\alpha U_T \Delta pH / nU_T)}} \quad (1)$$

$$i_{D, REFET} = 2I_O - i_{D, ISFET} = 2I_O \cdot \frac{1}{1 + e^{(-2.3\alpha U_T \Delta pH / nU_T)}} \quad (2)$$

Applying the translinear principle to  $M_1$  to  $M_4$ , the output current  $i_{OUT}$  can be calculated as in (3). The current  $i_{OUT}$  can also be rewritten as (4) and (5) since  $\Delta pH = -\log_{10}[H^+]$ , where  $\Delta[H^+]$  is the differential change in hydrogen ion concentration. Since  $0 < \alpha < 1$  and  $n > 1$ , the index  $(\alpha/n)$  is always between 0 and 1. Therefore, if a linear relationship between  $i_{OUT}$  and  $\Delta[H^+]$  is desired,  $i_{OUT}$  can be applied to an appropriate translinear circuit as in [2].

$$i_{OUT} = \frac{i_{D1} \times i_{D2}}{i_{D3}} = \frac{i_{D, ISFET} \times I_O}{i_{D, REFET}} = I_O \cdot e^{(-2.3\alpha U_T \Delta pH / nU_T)} \quad (3)$$

$$i_{OUT} = I_O \cdot \Delta[H^+]^{\alpha/n} \quad (4)$$

$$\log_{10} i_{OUT} = \log_{10} I_O - \frac{\alpha}{n} \Delta pH \quad (5)$$

Assuming that all devices are in close proximity and thermally matched, the ratio-metric relationship of the translinear principle reduces the temperature dependence of the circuit, and together with the ISFET/REFET differential topology, the body effects of MOSFETs, ISFET, and REFET can easily be shown to cancel out, at least in theory [3]. A temperature-independent current source  $I_O$  can be provided by a bandgap voltage reference generator, and assuming that  $\alpha$  and  $n$  are temperature-independent parameters to a first-order approximation,  $i_{OUT}$  is inherently temperature insensitive.

### III. Simulation Results

The proposed ISFET readout circuit was designed to operate with a single 1 V power supply voltage. The ISFET and REFET were modeled with the behavioral macromodel described in [4], and the circuit was simulated with Cadence

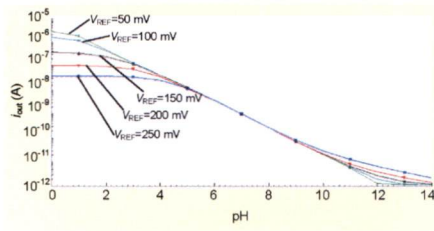


Fig. 2. Simulated  $i_{OUT}$  vs. pH at different values of  $V_{REF}$ .

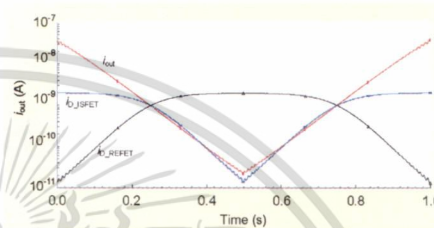


Fig. 3. Simulated transient response due to changes in pH.

and component parameters from a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology. All MOSFETs have the aspect ratio of 5  $\mu\text{m}/2 \mu\text{m}$ , while the ISFET and REFET have a large aspect ratio of 100  $\mu\text{m}/10 \mu\text{m}$  for good matching. Both DC current sources were realized with simple current mirrors with large channel length for good accuracy and large output resistance. The index  $\alpha/n$  is around 0.7,  $I_O$  is 1 nA, and  $V_{REF}$  is 200 mV. All bias currents and voltages were chosen to center the circuit operation on the reference pH of 7. The circuit dissipates 4 nW.

Figure 2 plots the simulated  $i_{OUT}$  against the pH value at various  $V_{REF}$  values. At the nominal  $V_{REF}$  of 200 mV, a good linearity is obtained for the pH range of 4 to 10. This is limited by the weak-inversion operating range of the ISFET [2], which spans about 3 to 5 decades of drain current. Figure 2 shows that a large voltage variation of over 200 mV (100% fluctuation) in  $V_{REF}$  has virtually no effect in  $i_{OUT}$  in the pH range of 5 to 9. However, at lower and higher pH values, evident fluctuations in  $i_{OUT}$  were observed because the ISFET/REFET differential pair saturated with either  $i_{D, ISFET}$  or  $i_{D, REFET}$  was practically zero.

To test the common-mode signal rejection ability of the circuit, a 20 mV and 50 Hz disturbance voltage was added to the common reference electrode  $V_{REF}$ , while the input pH value was ramped up and down between 4 and 10 within 1 second. Figure 3 plots a transient response of  $i_{D, ISFET}$ ,  $i_{D, REFET}$ , and  $i_{OUT}$ . All signal currents are virtually free of common-mode disturbance except for the regions where the pH is either less

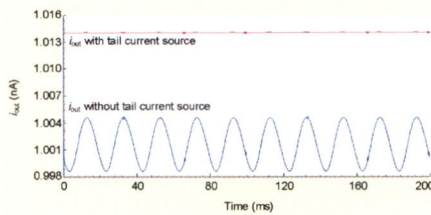


Fig. 4. Simulated  $i_{OUT}$  with and without the tail current source.

than 5 or more than 9. The noticeable disturbance in the low and high pH values is due to the saturation of the ISFET/REFET differential. Figure 4 plots the transient response of  $i_{OUT}$  of the circuit with and without the tail current source at pH = 7 when a common-mode disturbance of 20 mV at 50 Hz was applied to the reference electrode. With the tail current source,  $i_{OUT}$  was virtually constant, while a variation of around 10 pA (i.e. 1% of  $I_C$ ) was shown when the tail current source was omitted. Figures 3 and 4 clearly demonstrate the superior common-mode rejection ability of the proposed circuit.

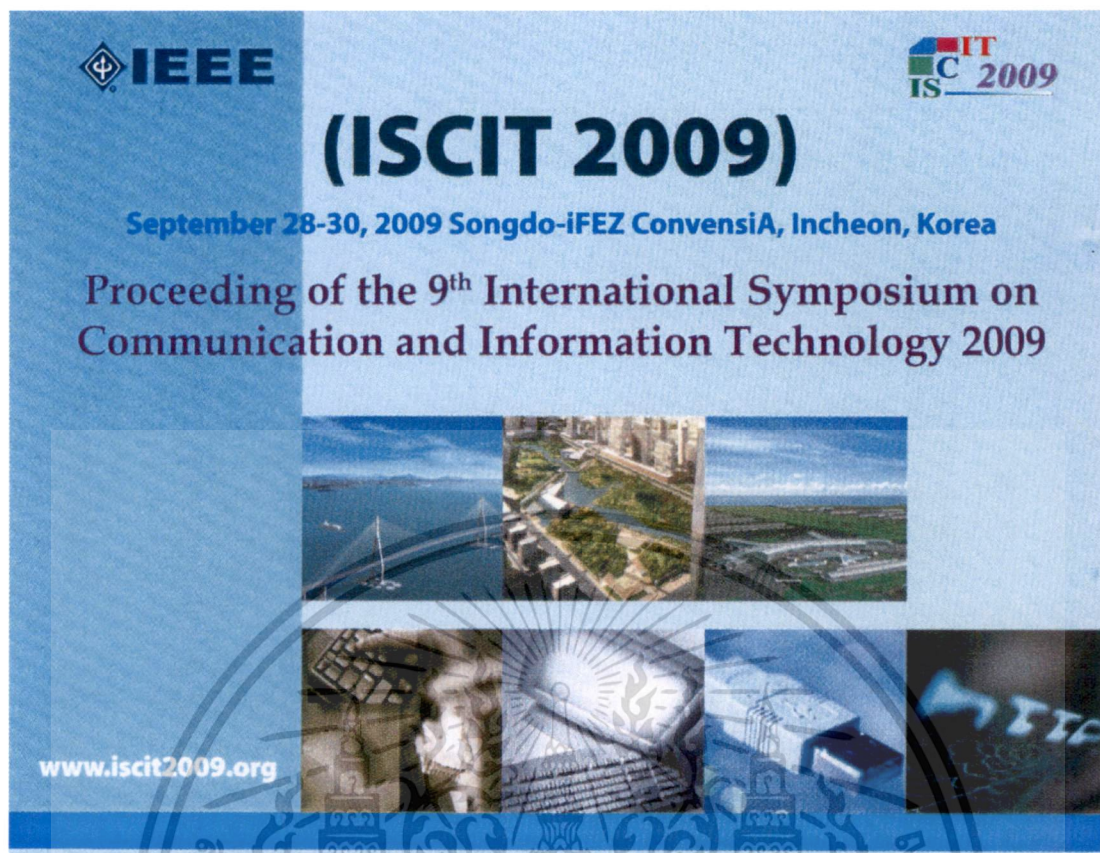
#### IV. Conclusion

A simple ultra-low-power readout circuit for pH-sensitive ISFET was presented. The circuit employs an ISFET/REFET differential pair operating in weak-inversion and a simple current-mode translinear circuit to achieve good linearity, excellent suppression of common-mode disturbance in the reference electrode, and compensation of the body effects. The proposed circuit was demonstrated to be an attractive candidate for signal processing front-end of a real-time implanted biochemical sensing system.

#### References

- [1] J. Bausells et al., "Ion-Sensitive Field-Effect Transistors Fabricated in a Commercial CMOS Technology," *Sens. Actuators B. Chem.*, vol. 57, 1997, pp. 56-62.
- [2] P.A. Hammond, D. Ali, and D.R.S. Cumming, "Design of a Single-Chip pH Sensor Using Conventional 0.6- $\mu$ m CMOS Process," *IEEE Sensors J.*, vol. 4, no. 6, Dec. 2004, pp. 706-712.
- [3] L. Shepherd and C. Toumazou, "A Biochemical Translinear Principle with Weak Inversion ISFETs," *IEEE Trans. Circuits Syst. -I*, vol. 52, no. 12, Dec. 2005, pp. 2614-2619.
- [4] S. Martinoia and G. Massobrio, "A Behavioral Macromodel of the ISFET in SPICE," *Sens. Actuators B. Chem.*, vol. 62, 2000, pp. 182-189.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Incheon  
Metropolitan City



Incheon  
U-City Forum



KICS  
Korea Information and  
Communications Society



INHA UNIVERSITY

IEEE Catalog Number: CFP09830-CDR

ISBN: 978-1-4244-4522-6

Library of Congress: 2009903792

©2009 IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Power Current-Mode Logarithmic Pipeline Analog-to-Digital Converter for ISFET based pH Sensor

S. Sirimasakul\*, A. Thanachayanont\*, W. Jeamsaksiri\*\*

\*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road, Bangkok 10520, Thailand  
ktapinun@kmitl.ac.th

\*\* Thai Microelectronics Center (TMEC), National Electronics and Computer Technology Center, National Science and Technology Development Agency, 51/4 Moo 1, Wang-Takien District, Amphur Muang, Chachoengsao 24000, Thailand  
wutthinan.jeamsaksiri@nectec.or.th

**Abstract**— This paper describes the design and realization of a low power current-mode logarithmic pipeline analog-to-digital converter in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The ADC is intended for conversion of sub-microampere analog output current of an ISFET based pH sensor. Subthreshold MOSFETs and the Translinear principle are exploited to achieve simple and low-power ADC realization. The ADC was simulated with a 1-V power supply voltage and dissipated 3.3  $\mu\text{W}$  static power at 1-kHz clock frequency.

**Keywords:** low power, logarithmic, analog-to-digital converter, pipeline, weak inversion.

## I. INTRODUCTION

Logarithmic analog-to-digital converters (ADCs) are usually employed to perform non-linear signal compression and conversion for an optimum system signal-to-noise ratio over a large input dynamic range. Logarithmic ADCs can be realized with an analog logarithmic converter, which exploits the inherent exponential  $i$ - $v$  characteristic of a bipolar-junction transistor [1] or a diode [2], and a linear ADC. Alternative implementations of logarithmic ADCs, in CMOS technology, using pipeline, algorithmic, and two-step flash structures have been proposed by performing signal operation in the logarithmic domain [3], [4]. Recently, a simple logarithmic and  $\mu$ -law ADC has been proposed by using current-mode techniques [5].

This paper proposes the design and realization of a low-power current-mode logarithmic pipeline ADC suitable for sensor and biomedical applications. The proposed ADC is intended to be used with the weak-inversion ISFETs pH sensor readout circuits [6]-[7], where the output current is exponentially related to the detected pH changes. A logarithmic ADC provides analog-to-digital conversion and achieves a linear relationship between the input pH changes and the digital output codes. This paper is organized as follows. Section 2 describes the operation of the logarithmic ADC. Section 3 describes the circuit implementation of the proposed current-mode logarithmic ADC. Simulation results and conclusion are given in sections 4 and 5, respectively.

## II. LOGARITHMIC PIPELINE ADC

A conceptual block diagram of a logarithmic pipeline ADC is shown in Fig. 1. In each stage of a linear pipeline ADC, the input signal is first compared with a reference signal. Depending on the comparator output, the input signal is either subtracted, or not, with the reference signal and the subtraction output is multiplied by two before proceeding to the next stage. Comparing to its linear counterpart, a logarithmic pipeline ADC performs all signal operations in the logarithmic domain. In a logarithmic pipeline ADC, the subtraction is replaced by a division (i.e. scaling) and the multiplication-by-two is replaced by a squaring.

In this work, a current-mode logarithmic pipeline ADC has been designed in order to obtain an 8-bit digital representation of the output current from the ISFET readout circuit [6]. The operation of the ADC can be described by (1) where the input current  $i_{IN}$  is represented as an exponential function of the output digital word  $D$ ,  $N$  is the conversion resolution, and  $i_{INmax}$  is the full-scale input current. In this work,  $N$  and  $i_{INmax}$  are equal to 8 and 100 nA, respectively.

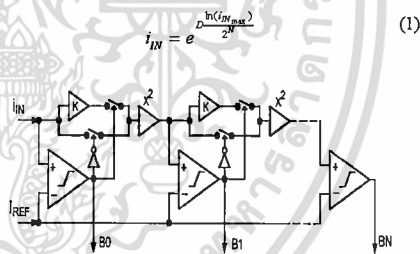
$$i_{IN} = e^{\frac{D \cdot i_{INmax}}{2^N}} \quad (1)$$


Fig. 1. Block diagram of the logarithmic pipeline ADC.

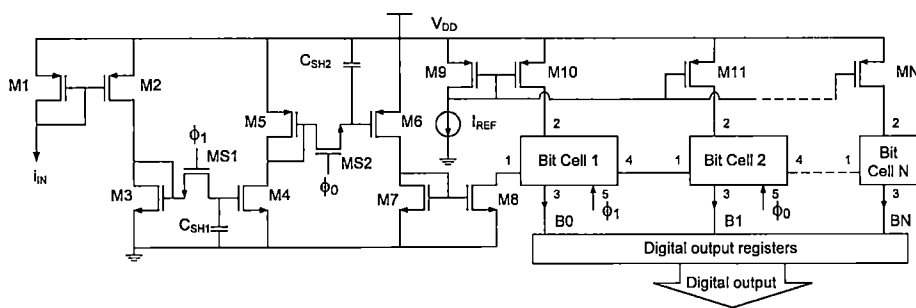


Fig. 2. Schematic circuit diagram of the current-mode logarithmic pipeline ADC.

The reference current ( $I_{REF}$ ) for each stage of the ADC corresponds to the midpoint of the input range in the logarithmic scale, which is equal to the digital output code of 128 for 8-bit resolution. In this case,  $I_{REF}$  is equal to 10 nA as calculated in (2)

$$I_{REF} = e^{\frac{128 - \ln(100)}{256}} = 10 \text{ nA} \quad (2)$$

In each stage of the ADC, the stage input current is compared with  $I_{REF}$  to produce the digital output bit. If the stage input current is less than  $I_{REF}$ , then the stage digital output is 0 and the input current is passed to the squarer. If the stage input current is greater than  $I_{REF}$ , then the stage digital output is 1 and the input current is divided by  $I_{REF}$  (i.e. scaling) and the resultant current applying to the squarer. In this work, the resultant current applied to the next stage is equal to the input current scaled by a factor of 0.1. Similar to the conventional linear pipeline ADC, the digital output bit of

each stage is appropriately delayed for a correct digital output representation.

### III. CIRCUIT IMPLEMENTATION

Fig. 2 shows the simplified schematic circuit diagram of the current-mode logarithmic pipeline ADC. Transistors  $M_1$ - $M_8$ , switches  $M_{S1}$ - $M_{S2}$ , and capacitors  $C_{SH1}$ - $C_{SH2}$  deliver the sampled input current signal to the first stage of the ADC. Switches  $M_{S1}$ - $M_{S2}$  are controlled by non-overlapping clock signals,  $\phi_1$  and  $\phi_0$ , respectively. The simplified schematic circuit diagram of the bit cell is shown in Fig. 3. All transistors operate in the subthreshold region. Transistors  $M_1$ - $M_4$  take the input current from the preceding stage and copy it to the comparator. The current comparator, realized with a simple CMOS inverter ( $M_5$ - $M_6$ ), compares the input current with the reference current. The stage digital output is taken from the comparator output at terminal 3. According to the stage digital output,  $M_7$  and  $M_{11}$  function as switches that

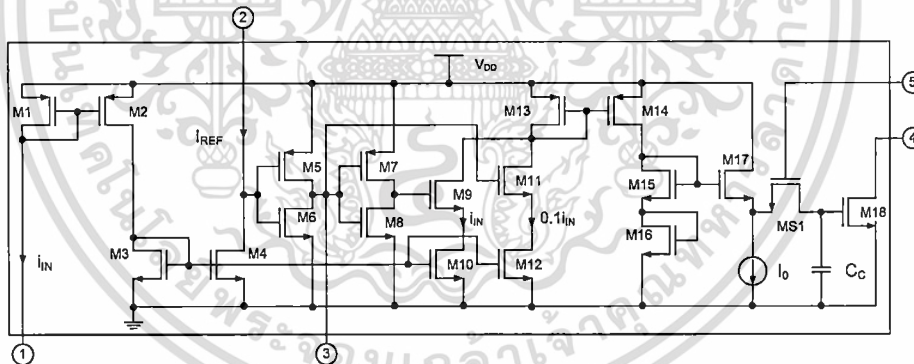


Fig. 3. Schematic circuit diagram of the bit cell of the ADC.

select the input current scaled by a factor of either 1 or 0.1 to the subsequent current squarer. By scaling the channel widths of  $M_{10}$  and  $M_{12}$  appropriately, the input current is copied to the sources of  $M_9$  and  $M_{11}$  by a factor of 1 and 0.1, respectively. If the stage digital output is 1,  $M_9$  is OFF and  $M_{11}$  is ON passing the input current scaled by a factor of 0.1 to the current squarer. If the stage digital output is 0,  $M_{11}$  is OFF and  $M_9$  is ON allowing the input current scaled by a factor of 1 to the current squarer. The current squarer is realized by  $M_{13}$ - $M_{18}$  based upon the translinear principle. It can easily be shown that the stage output current at the drain of  $M_{18}$  is equal the square of either  $i_{IN}$  or  $0.1i_{IN}$  divided a DC current  $I_0$ . The transistor  $M_{S1}$  as a switch controlled by the clock signal and the capacitor  $C_C$  either hold or pass the output current of the squarer to the next stage. The accuracy of the current mirrors and the current squarer is important to the operation of the ADC. Therefore all transistors are realized with long channel length.

The final bit cell stage N of the ADC comprises only current mirrors and comparator as shown in Fig. 4.

IV. SIMULATION RESULTS

The proposed current-mode logarithmic pipeline 8-bit ADC was designed to operate with a single 1 V power supply voltage. The circuit was simulated by using Cadence Spectre with component parameters from a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The reference current  $I_{REF}$  is 10 nA,  $I_0$  is 10 nA, CSH1, CSH2, and CC are each 5 pf. The static power consumption at full scale input current is 3.3  $\mu\text{W}$ . The sizes of transistors are summarized in Table 1. A non-overlapping clock signal of 1 kHz is used for simulation as the ADC is intended the low-frequency ISFET readout signal. An exponential decaying input current signal was applied to test the ADC. The input current decays exponentially from 100 nA to 0.7 nA in 180 mS. The simulated sample and hold input current applied to the first stage of the ADC is shown in Fig. 5. The simulated 8-bit digital output of the ADC is shown in

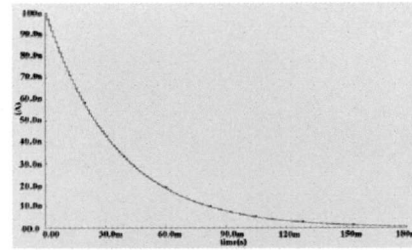


Fig. 5. Simulated waveform of the sample and hold input current to the first stage of the ADC.

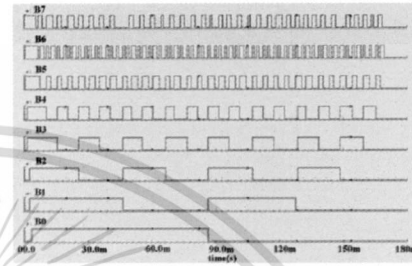


Fig. 6. Simulated waveform of the ADC digital output bits.

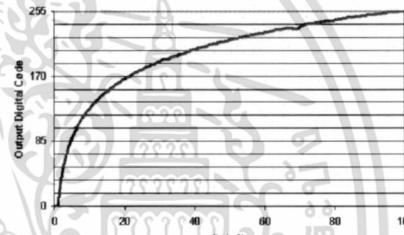


Fig. 7. Simulated output digital code vs. input current.

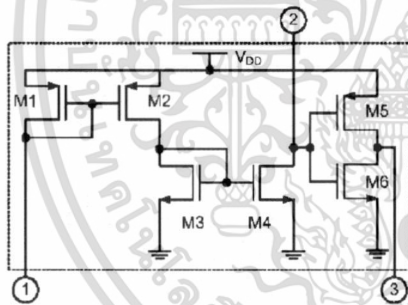


Fig. 4. Schematic circuit diagram of the final bit cell stage N

TABLE I  
SIZES OF TRANSISTORS

Transistors	W( $\mu\text{m}$ )	L( $\mu\text{m}$ )
Fig 2 M1-MN	100	10
MS1-MS2	5	0.35
M1-M4	100	10
M5-M7	20	10
M6,M8	10	10
Fig 3 M9,M11	5	0.35
M10,M13-M17	100	10
M12	10	10
M18	1,000	10
MS1	5	0.35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

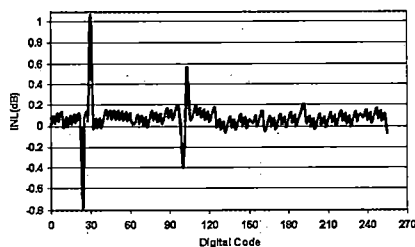


Fig. 8. Simulated INL

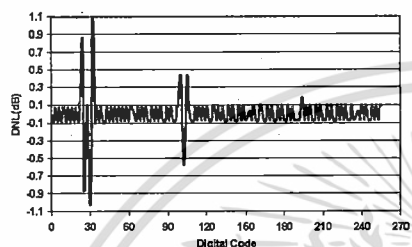


Fig. 9. Simulated DNL

Fig. 6. The simulated output digital code is plotted against the input current in Fig. 7 to show the logarithmic relationship of the ADC. Fig. 8 and Fig. 9 show the simulated integral non-linearity (INL) and differential non-linearity (DNL), as defined by (3)-(5) [4].

$$INL_{dB} = 20 \cdot (\log_{10}(IT_{ideal}) - \log_{10}(IT_{measured})) \quad (3)$$

$$DNL_{dB} = INL_{dB}(i+1) - INL_{dB}(i) \quad (4)$$

$$IT_n = K \cdot e^{\frac{\ln(I,K+D)}{2^n}} \quad (5)$$

#### V. CONCLUSION

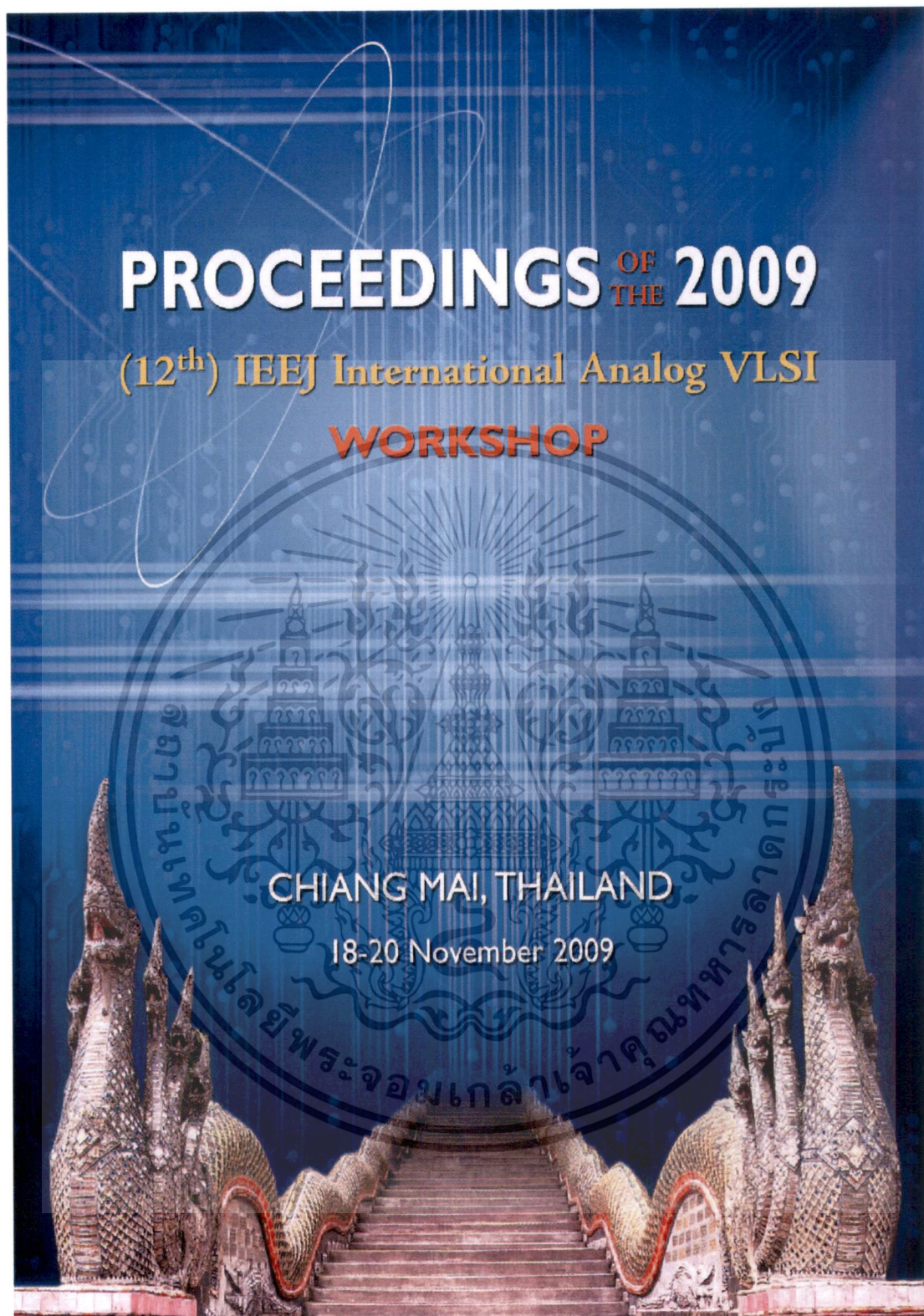
A 8-bit low-power current-mode logarithmic pipeline ADC was designed and implemented in a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology. Subthreshold MOSFETs and current-mode techniques are exploited to achieve low-power and simple circuit realization of the proposed ADC. Simulation results verified the ADC operation at 1 kHz clock frequency. The ADC is potentially suitable for conversion of sub-microampere output current from an ISFET based pH sensor.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by Thailand Graduate Institute of Science and Technology (Grant #TGIST 01-50-080) and Thailand Research Fund (Grant #RSA5180015).

#### REFERENCES

- [1] S. Cantarano and G. V. Palotino, "Logarithmic Analog-to-Digital Converters: A Survey," *IEEE Trans. Instru. Meas.*, Vol. 22, No. 3, pp. 201-213, Sep. 1973.
- [2] J.-J. Sit and R. Sarpeshkar, "A Micropower Logarithmic A/D With Offset and Temperature Compensation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 2, pp. 308-319, Feb. 2004.
- [3] J. Guilherme and Jose E. Franca, "New CMOS Logarithmic A/D converters Employing Pipeline and Algorithmic Architectures", *Proc. IEEE ISCAS 1995*, Vol. 1, pp. 529-532, 1995.
- [4] J. Guilherme and Jose E. Franca, "New CMOS Logarithmic Two-Step Flash A/D converters with Digital Error Correction", *Proc. IEEE MWCAS 1995*, pp. 881-884, 1995.
- [5] J. Mahattanakul, "Logarithmic data converter suitable for hearing aid applications," *Electronic Letters*, Vol. 41, No. 7, pp. Oct. 2004.
- [6] A. Thanachayanont and S. Sirimasakul, "Ultra-Low-Power Differential ISFET/REFET Readout Circuit", *ETRI Journal*, Vol. 31, No. 2, pp. 243-245, April 2009.
- [7] L. Shepherd and C. Toumazou, "A Biochemical Translinear Principle with Weak Inversion ISFETs," *IEEE Trans. Circuits Syst. -I*, vol. 52, no. 12, Dec. 2005, pp. 2614-2619.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Low-Power CMOS Interface Circuit for ISFET based pH Sensor

S. Sirimasakul and A. Thanachayanont  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of  
Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road,  
Bangkok, Thailand  
Email: silarsi@gmail.com, ktapinun@kmitl.ac.th

W. Jeamsaksiri  
Thai Microelectronics Center (TMEC), National  
Science and Technology Development Agency,  
Amphur Muang, Chachoengsao, Thailand  
Email: wutthinan.jeamsaksiri@nectec.or.th

**Abstract** This paper describes the design and realization of a low power CMOS interface circuit with digital output for ISFET-based pH sensor in a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The circuit comprises a current-mode translinear sensor readout circuit using subthreshold ISFET and MOSFETs and a 8-bit current-mode logarithmic pipeline analog-to-digital converter. The proposed interface circuit was simulated with a 1-V power supply voltage and dissipated 15.7  $\mu\text{W}$  at 1-kHz clock frequency.

### I INTRODUCTION

Recently, there is a considerable research interest in the integration of Ion-Sensitive Field-Effect Transistor or ISFET-based chemical and biochemical sensors and CMOS signal processing circuitry in a single chip [1]. Subthreshold operation of CMOS compatible ISFET has been demonstrated and exploited to realize simple translinear circuits for ultra low power current-mode sensor readout [2]. This poses a great potential for the realization of low power sensor interface circuit for real-time biochemical sensing of biomedical signals. The authors have recently proposed a simple low-power pH sensor readout translinear circuit using subthreshold ISFETs and MOSFETs [3]. This paper describes the progress of our attempt on the design and realization of a low power sensor interface circuit with digital outputs for ISFET-based pH sensor. This paper is organized as follows. Section II describes the operation of the ISFET sensor readout circuit. Section III describes the operation of the logarithmic ADC. Section IV describes the circuit implementation of the proposed sensor interface circuit with digital outputs.

Simulation results and conclusion are given in sections V and VI, respectively.

### II ISFET/REFET readout circuit

Figure 1 shows the schematic diagram of the proposed ultra-low-power differential readout circuit. An Ion-insensitive FET, also known as an REFET, is used together with an ISFET to realize a source-coupled differential pair with a shared quasi-reference metal electrode as their gate connected to a stable DC reference voltage ( $V_{\text{REF}}$ ).

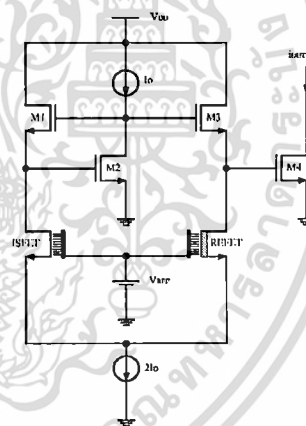


Fig. 1 Proposed differential ISFET/REFET readout

circuit.

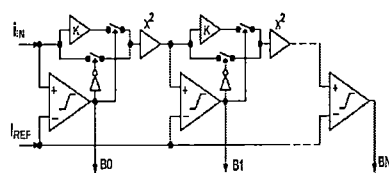


Fig. 2 Block diagram of the logarithmic pipeline

ADC

easily be shown that the stage output current at the drain of  $M_{10}$  is equal the square of either  $i_{IN,SH}$  or  $0.035i_{IN,SH}$  divided a DC current  $I_0$ . The transistor  $M_{11}$  as a switch controlled by the clock signal and the capacitor  $C_c$  either hold or pass the output current of the squarer to the next stage. The accuracy of the current mirrors and the current squarer is important to the operation of the ADC. Therefore all transistors are realized with long channel length. The final bit cell stage  $N$  of the ADC comprises only current mirrors and comparator as shown in Fig. 5.

V. SIMULATION RESULTS

of the bit cell is shown in Fig. 4. All transistors operate in the subthreshold region. Transistors  $M_1$ - $M_4$  takes the input current from the preceding stage and copies it to the comparator. The current comparator, realized with a simple CMOS inverter ( $M_5$ - $M_6$ ), compares the input current with the reference current. The stage digital output is taken from the comparator output at terminal 3. According to the stage digital output,  $M_9$  and  $M_{11}$  function as switches that select the input current scaled by a factor of either 1 or 0.035 to the subsequent current squarer. By scaling the channel widths of  $M_{10}$  and  $M_{12}$  appropriately, the input current is copied to the sources of  $M_9$  and  $M_{11}$  by a factor of 1 and 0.035, respectively. If the stage digital output is 1,  $M_9$  is OFF and  $M_{11}$  is ON passing the input current scaled by a factor of 0.035 to the current squarer. If the stage digital output is 0,  $M_{11}$  is OFF and  $M_9$  is ON allowing the input current scaled by a factor of 1 to the current squarer. The current squarer is realized by  $M_{13}$ - $M_{16}$  based upon the translinear principle. It can

The proposed sensor interface circuit with the logarithmic pipeline 8-bit ADC was designed to operate with a single 1 V power supply voltage. The circuit was simulated by using Cadence Spectre with component parameters from a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology. The currents  $I_{REF}$  and  $I_0$  are both equal to 28.7 nA.  $C_{SH1}$ ,  $C_{SH2}$  and  $C_c$  are all equal to 3 pF. The static power consumption at full scale input current is 15.7  $\mu\text{W}$ . The sizes of transistors are summarized in Table 1. A non-overlapping clock signal of 1 kHz is used for simulation. An exponential decaying input current signal was applied to test the ADC. Fig. 6 is shown the simulated digital code output of ADC is plotted against the output current  $i_{IN}$  from the ISFET readout circuit and the pH range of 4 to 10 at the nominal  $V_{REF}$  of 200 mV. In Fig. 7 and Fig. 8, The simulated integral non-linearity (INL) and differential non-linearity (DNL) [4] of the interface circuit is shown in Fig. 7 and Fig. 8, respectively.

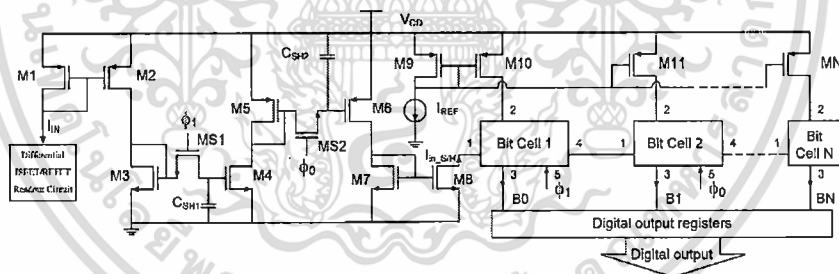


Fig. 3 Schematic circuit diagram of the current-mode logarithmic pipeline ADC.

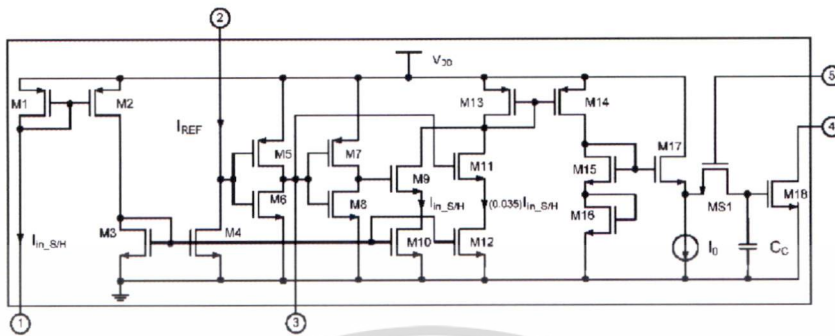


Fig. 4 Schematic circuit diagram of the bit cell of the ADC

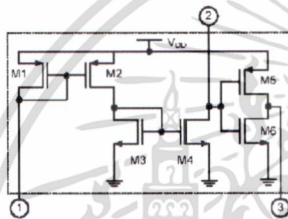


Fig. 5 Schematic diagram of the final bit cell stage N



Fig. 6 Simulated output digital code vs. pH

Table 1 Transistors dimension

	Transistors	W( $\mu\text{m}$ )	L( $\mu\text{m}$ )
Fig. 3	M <sub>1</sub> - M <sub>8</sub>	300	10
	M <sub>9</sub> - M <sub>N</sub>	100	10
	M <sub>31</sub> - M <sub>32</sub>	5	0.35
Fig. 4	M <sub>1</sub> - M <sub>4</sub>	100	10
	M <sub>5</sub> , M <sub>7</sub>	20	10
	M <sub>6</sub> , M <sub>8</sub>	10	10
	M <sub>9</sub> , M <sub>11</sub>	5	0.35
	M <sub>10</sub> , M <sub>13</sub> - M <sub>17</sub>	100	10
	M <sub>12</sub>	3.5	10
	M <sub>18</sub>	2870	10
	M <sub>31</sub>	5	0.35

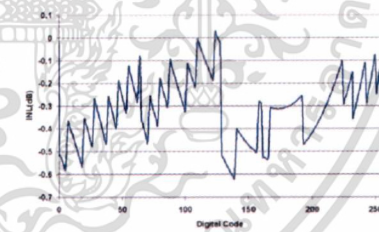


Fig. 7 Simulated INL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI. CONCLUSIONS

A low-power digital-output CMOS interface circuit for ISFET-based pH sensor in a 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology was described. Subthreshold ISFETs and MOSFETs and current-mode techniques are exploited to achieve low-power and simple circuit realization of the proposed circuit. Simulation results verified the circuit operation at 1 kHz clock frequency. The circuit is potentially suitable for conversion of sub-microampere output current from an ISFET based pH sensor.

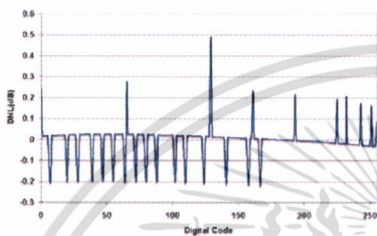


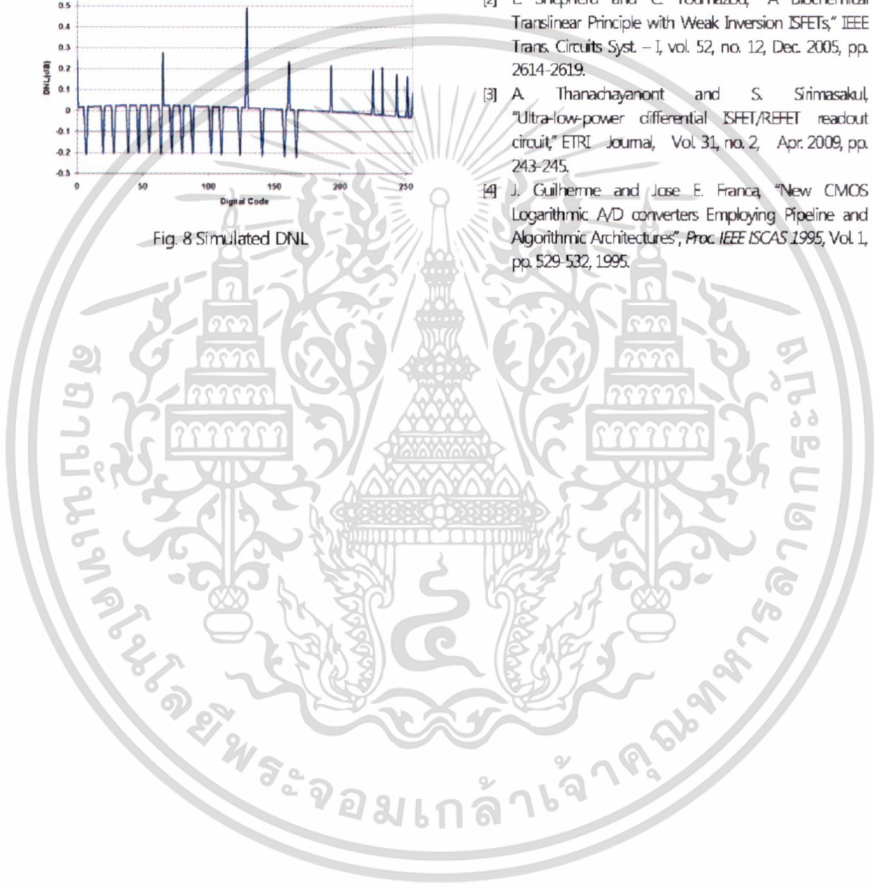
Fig. 8 Simulated DNL

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by Thailand Graduate Institute of Science and Technology (Grant #TGIST 01-50-080) and Thailand Research Fund (Grant #RSA5180015).

VII. REFERENCES

- [1] P.A. Hammond, D. Ali, and D.R.S. Cumming, "Design of a Single-Chip pH Sensor Using Conventional 0.6- $\mu\text{m}$  CMOS Process," *IEEE Sensors Journal*, vol. 4, no. 6, Dec. 2004, pp. 706-712.
- [2] L. Shepherd and C. Toumazou, "A Biochemical Translinear Principle with Weak Inversion ISFETs," *IEEE Trans. Circuits Syst. - I*, vol. 52, no. 12, Dec. 2005, pp. 2614-2619.
- [3] A. Thanachayanont and S. Srirasakul, "Ultra-low-power differential ISFET/REFET readout circuit," *ETRI Journal*, Vol. 31, no. 2, Apr. 2009, pp. 243-245.
- [4] J. Guilherme and Jose E. Franca, "New CMOS Logarithmic A/D converters Employing Pipeline and Algorithmic Architectures", *Proc. IEEE ISCAS 1995*, Vol. 1, pp. 529-532, 1995.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1] C. Raymond, **Chemistry** (9<sup>th</sup> edition), The McGraw-Hill Companies, pp.649-652, 2007
- [2] J. Bausells et al., **Ion-Sensitive Field-Effect Transistors Fabricated in a Commercial CMOS Technology**, Sens. Actuators B. Chem., vol. 57, 1997, pp. 56-62.
- [3] P. Bergveld, **Thirty years of ISFETOLOGY What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years**, Sensors and Actuators, B 88, 2003, pp. 1-20, 2003.
- [4] S. Martinoia, G. Massobrio, L. Lorenzelli, **Modeling ISFET microsensor and ISFET-based microsystems: a review**, Sensors and Actuators B 105 (2005), pp. 14-27, 2005.
- [5] L. Shepherd and C. Toumazou, **Weak Inversion ISFETs for ultra-low power biochemical sensing and real-time analysis**. Sensors and Actuators B 107 (2005), pp. 468-473, 2005.
- [6] R.E.G. van Hal, J.C.T. Eijkel, P. Bergveld, **A novel description of ISFET sensitivity with the buffer capacity and double-layer capacitance as key parameters**. Sens. Actuators B: Chem. 24 (1-3), pp. 201-205, 1995.
- [7] L.J. Bousse, N.F. de Rooij, P. Bergveld, **Operation of chemically sensitive field effect sensors as a function of the properties of the insulator/electrolyte interface**. IEEE Trans. Electr. Devic. 30, pp. 1263-1270, 1983.
- [8] S. Martinoia and G. Massobrio, **A behavioral macromodel of the ISFET in SPICE**. Sensors and Actuators B 62 (2000), pp. 182-189, 2000.
- [9] Y. Tsvividis, **Operation and Modeling of the MOS Transistor**, 2<sup>nd</sup> ed., Oxford University Press, 1999.
- [10] P. E. Allen and D. R. Holberg, **CMOS Analog Circuit Design**, Oxford University Press, 1987.
- [11] C. Enz, F. Krummenacher, and E. A. Vittoz, **An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low-voltage and low-current applications**, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 8, pp. 83-114, July 1995.
- [12] M. Bucher, C. Lallement, C. Enz, F. Theodoloz, and F. Krummenacher, **The EPFL-EKV MOSFET model equations for simulation, version 2.6**, Technical Report, EPFL, July

- [13] David M. Binkley, **Tradeoffs and Optimization in Analog CMOS Design**, John Wiley & Sons Ltd, England, 2007.
- [14] J.P. Colinge, **Fully-depleted SOI CMOS for analog applications**, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 45, pp. 1010-1016, 1998.
- [15] T. Serrano-Gotarredona, B. Linares-Barranco, A.G. Andreou, **A general translinear principle for subthreshold MOS transistors**, IEEE Trans. Circ. Syst. I-Fund. Theory Appl. 46 (5) (1999) pp. 607–616. 1999.
- [16] E. Seevinck and R. J. Wiegink, **Generalized translinear circuit principle**, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 26, pp. 1198–1102, Aug. 1991.
- [17] J. Guilherme and J. E. Franca, **New CMOS Logarithmic A/D Converters Employing Pipeline and Algorithmic Architectures**. IEEE, pp. 529-532, 1995.
- [18] J. Guilherme, J. Vital and J. Franca, **A True Logarithmic Analog-to-Digital Pipeline Converter with 1.5bit/stage and Digital Correction**, ICECS 2001., Vol.1, pp. 393 – 396, 2001.
- [19] Leila Shepherd, Pantelis Georgiou and Chris Toumazou, **A novel voltage-clamped CMOS ISFET sensor interface**, IEEE, pp. 3331 – 3334, 2007.
- [20] V.P. Chodavarapu, A.H. Titus and A.N. Cartwright, **CMOS ISFET Microsystem for Biomedical Applications**, IEEE, 109 – 112, 2005.
- [21] S. Cantarano and G. V. Pallottino, **Logarithmic Analog-to-Digital Converters: A Survey**. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT. VOL. IM-22, NO. 3, pp. 201-213, SEP 1973.
- [22] J. Guilherme, J. Vital and J. E. Franca, **New Logarithmic Two-step Flash A/D Converter with Digital Error Correction for MOS Technology**. IEEE, pp. 881-884, 1996.
- [23] A. Rodríguez-Vázquez, R. Domínguez-Castro, F. Medeiro and M. Delgado-Restituto, **High Resolution CMOS Current Comparators : Design and Applications to Current-Mode Function Generation**. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 7, pp. 149-165, 1995.
- [24] C. Yoo and J. Park, **CMOS current reference with supply and temperature compensation**, ELECTRONICS LETTERS Vol. 43 No. 25, Dec. 2007.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล                   ว่าที่ ร.ต. ศิลา ศิริมาสกุล  
 วัน เดือน ปี เกิด               4 พฤษภาคม 2525  
 ที่อยู่                               132 หมู่ที่ 8 ตำบลนากระตาม อำเภอท่าแพะ จังหวัดชุมพร 86140  
 ประวัติการศึกษา               2549 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
   สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ความชำนาญเฉพาะด้าน      ออกแบบวงจรรวมแอนะล็อก  
 ประสบการณ์การทำงาน      -



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้