

วงจรเชื่อมต่อกับ ISFET สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะ

ISFET'S INTERFACE CIRCUIT FOR SMART PILL CAPSULE APPLICATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2562

KMITL-2019-EN-M-040-147

วงจรเชื่อมต่อกับ ISFET สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะ

ISFET'S INTERFACE CIRCUIT FOR SMART PILL CAPSULE APPLICATION



ภูวนัตต์ บำรุงญาติ
PUVANAT BUMRUNGYAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2562

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2019-EN-M-040-147

ISFET'S INTERFACE CIRCUIT FOR SMART PILL CAPSULE APPLICATION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2019
KMITL-2019-EN-M-040-147

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2019

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรถูกเชื่อมต่อกับ ISFET สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะ
นักศึกษา	นายภูวนัตต์ บำรุงญาติ
รหัสประจำตัว	59601248
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.วรากร เกษมสุวรรณ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรถูกเชื่อมต่อกับ ISFET สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะซึ่งใช้ ISFET ทำงานในโหมดเชิงเส้น ทำให้กระแสที่ได้จากวงจรมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงของ pH (ครอบคลุมตั้งแต่ช่วง pH 0 ถึง pH 14) กระแสที่ได้ถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยวงจรถูกแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบเดลต้า-ซิกม่า ในการออกแบบวงจรถูกใช้เทคโนโลยีซีมอสที่มีขนาดเท่ากับ 0.18 ไมโครเมตรและใช้ไฟเลี้ยงของวงจรถูกเท่ากับ 1.8 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานพบว่า วงจรมีความสามารถในการวัดค่า pH ด้วยความแม่นยำเท่ากับ ± 0.052 pH ในช่วง pH 0 ถึง pH 10 (ช่วงการวัด pH ที่แคปซูลอัจฉริยะต้องการ) และวงจรถูกใช้กำลังไฟฟ้าทั้งหมด 71 ไมโครวัตต์

Thesis	ISFET's interface circuit for smart pill capsule application
Student	Mr.Puvanat Bumrunyat
Student ID.	59601248
Degree	Master of engineering
Program	Electronics engineering
Year	2562
Thesis Advisor	Prof.Dr.Varakorn Kasemsuwan

Abstract

This thesis presents an ISFET's interface circuit for smart pill capsule (wireless motility capsule) application. The proposed design operates ISFET in the linear region so that an output current is linearly dependent on pH over a wide range (pH 0 to pH 14). Conversion to a digital output domain is done using a sigma-delta converter making the interface circuit very robust and reliable for most sensor applications. The proposed circuit is designed in a 0.18 μm CMOS technology with the supply voltage 1.8V. The simulation results showed that the proposed circuit is capable of sensing a pH with an accuracy of ± 0.052 pH for pH ranging from 0 to 10 (the range of pH that smart pill is required) and the power consumption of 71 μW .

กิตติกรรมประกาศ

การที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ ข้าพเจ้าต้องขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร.วรกร เกษมสุวรรณ สำหรับความกรุณาที่อาจารย์คอยให้คำปรึกษาแนะนำเป็นอย่างดีมาตลอดระยะเวลาในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นอกเหนือจากคำแนะนำต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์แล้ว อาจารย์ยังกรุณาสั่งสอนสิ่งต่างๆ ให้แก่ข้าพเจ้ามากมาย ทั้งในเชิงวิชาการและในเชิงจริยธรรม ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในพระคุณของอาจารย์และจะไม่มีวันลืมความเมตตากรุณาที่อาจารย์มักจะมีให้แก่ข้าพเจ้าและลูกศิษย์ของอาจารย์ทุกคนเสมอ

ขอขอบคุณบริษัทซิลิคอนกราฟท์เทคโนโลยี และพี่ๆ วิศวกรในบริษัทที่ให้ทุนการศึกษาและคำแนะนำต่างๆ มากมายแก่ข้าพเจ้าในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ TMEC (Thai microelectronic center) ที่ให้ความรู้เกี่ยวกับ ISFET แก่ข้าพเจ้า และยังเอื้ออำนวยทั้งเครื่องมืออุปกรณ์ และสถานที่ ในการทดลองเกี่ยวกับ ISFET

ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และบรรดาอาจารย์ในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ที่มอบความรู้ให้แก่ข้าพเจ้า ที่นี่นอกจากเป็นสถานศึกษาแล้วยังเปรียบเสมือนกับเป็นบ้านหลังที่สองของข้าพเจ้า เป็นสถานที่ที่เปลี่ยนเด็กมัธยมปลายธรรมดาๆ คนหนึ่ง ให้กลายเป็นวิศวกรอิเล็กทรอนิกส์

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าต้องกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และน้องสาวของข้าพเจ้า ที่เป็นทั้งกำลังใจและแรงบันดาลใจสำหรับข้าพเจ้า ทำให้ข้าพเจ้าไม่เคยมีความคิดที่จะยอมแพ้หรือเลิกล้ม แม้ในวันที่จะรู้สึกท้อแท้หรือว่าจะเจอปัญหาใหญ่เพียงใด นอกจากนี้ท่านทั้งสองยังคอยปลุกฝังและให้การสนับสนุนข้าพเจ้าในเรื่องของการศึกษามาตลอด หากจะมีความดีความชอบใดในตัวข้าพเจ้าหรืองานที่ข้าพเจ้าได้ทำ ข้าพเจ้าขอมอบมันแก่บิดามารดาของข้าพเจ้า

ภูวนต์ บำรุงญาติ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	4
1.3 ขอบเขตการวิจัย	4
1.4 เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์	5
บทที่ 2 Ion Sensitive Field Effect Transistor (ISFET)	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 หลักการทำงานของ ISFET.....	7
2.2.1 ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นเมื่อ ISFET สัมผัสกับสารละลายตัวอย่าง	8
2.2.2 โมเดลตัวเก็บประจุของ Helmholtz และ Gouy-chapman	12
2.2.3 สมการกระแสของ ISFET	14
2.3 โมเดลของ ISFET ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน.....	14
บทที่ 3 วงจรอ่านค่า pH จาก ISFET.....	17
3.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรอ่านค่า pH จาก ISFET	17
3.2 วงจรอ่านค่า pH แบบใช้การป้อนกลับแบบลบ	18
3.2.1 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบที่ขาเกต	18
3.2.2 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบทางอ้อม.....	20
3.2.3 วงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge	21
3.3 วงจรอ่านค่า pH แบบไม่มีการป้อนกลับ	23
3.3.1 วงจรอ่านค่า pH แบบ Source-follower.....	23
3.3.2 วงจรอ่านค่า pH แบบ Drain-source-follower.....	24
3.3.3 วงจรอ่านค่า pH แบบ Pass transistor	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 วงจรอ่านค่า pH ที่มีการใช้ Reference FET (REFET)	25
3.5 วงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสโดยใช้ ISFET ในโหมดเชิงเส้น	27
3.5.1 ข้อได้เปรียบของการใช้เอาต์พุตกระแส	27
3.5.2 การทำงานของ ISFET ในโหมดเชิงเส้น.....	28
3.5.3 การออกแบบวงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส	33
บทที่ 4 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล	38
4.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของวงจร ADC.....	38
4.1.1 การสุ่มสัญญาณและความสำคัญของ Anti-aliasing filter.....	39
4.1.2 การจัดระดับและเข้ารหัสสัญญาณ.....	41
4.1.3 การเลือกใช้ ADC	43
4.2 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบเดลต้า-ซิกม่า ($\Delta\Sigma$ ADC).....	44
4.2.1 การ Oversampling	48
4.2.2 กระบวนการ Noise shaping ของ $\Delta\Sigma$ Modulator.....	49
4.2.3 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่อันดับสูงขึ้น.....	51
บทที่ 5 ระบบเก็บค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะ	53
5.1 แคปซูลอัจฉริยะ.....	53
5.2 การเก็บค่า pH โดย ISFET	55
5.3 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเก็บค่า pH จาก ISFET.....	57
5.3.1 วงจรมอดูเลตสัญญาณแบบเดลต้า-ซิกม่า ($\Delta\Sigma$ modulator).....	59
5.3.2 วงจร Counter และ Registers	63
5.3.3 การจำลองการทำงานของวงจร	65
5.4 ความไม่เป็นเชิงเส้นของ ISFET และการ Calibrate	69
5.4.1 Calibrate 2 ครั้ง ด้วย pH 1 และ pH 10	71
5.4.2 Calibrate 3 ครั้ง ด้วย pH 1, pH 5 และ pH 10	74
5.4.3 เปรียบระหว่างความคลาดเคลื่อนระหว่างการ Calibrate 2 และ 3 ครั้ง	77
บทที่ 6 สรุปผลและแนวทางการต่อยอดงานวิจัย	81
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	81

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2 แนวทางการต่อยอดงานวิจัย	82
6.2.1 การ Calibrate วงจรจุดเดียว (One-point calibration).....	82
6.2.2 การปรับช่วงของสัญญาณอินพุตให้เหมาะสมต่อการทำงานของ ADC.....	84
6.2.3 ชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของ ISFET.....	86
6.2.4 การชดเชยผลของการดริฟท์.....	87
6.2.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอกับเซนเซอร์ชนิดอื่นภายในแคปซูลอัจฉริยะ	87
เอกสารอ้างอิง	88
ภาคผนวก.....	92
ประวัติผู้เขียน.....	98



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตัดVIอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 1.1	สรุปอัตราการดริฟท์ของ ISFET จากการทดลอง 3
ตารางที่ 2.1	ค่า S_{PH} ที่วัดได้จากอินซูเลเตอร์ชนิดต่างๆ 11
ตารางที่ 3.1	ผลการวัดกระแสของ ISFET เมื่อ $V_{GS} = 1.2$ V และ $V_{DS} = 50$ MV 29
ตารางที่ 3.2	ผลการวัดกระแสของ ISFET เมื่อ $V_{GS} = 1.2$ V และ $V_{DS} = 100$ MV 30
ตารางที่ 3.3	ผลการวัดกระแสของ ISFET เมื่อ $V_{GS} = 1.2$ V และ $V_{DS} = 200$ MV 31
ตารางที่ 3.4	ผลการทำงานของออปแอมป์ 36
ตารางที่ 4.1	การจ่ายเงิน/ไม่จ่ายเงิน ค่าขานมิใช่บวก 45
ตารางที่ 5.1	คุณสมบัติต่างในการเก็บค่า PH ที่แคปซูลอัจฉริยะต้องการ [7-8] 55
ตารางที่ 5.2	ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรที่ออกแบบ 65
ตารางที่ 5.3	ความสัมพันธ์ระหว่าง Resolution, Conversion time และจำนวน Sample/S ของ วงจรที่ f_{CLK} เท่ากับ 64 kHz (จำนวน Sample/S ในตารางไม่ได้คำนวณ f_{Reset}) 65
ตารางที่ 5.4	คุณสมบัติของตัวเก็บประจุประเภท SMD ขนาด 1.5 NF [41] 66
ตารางที่ 5.5	ค่าตัวแปรต่างๆ ในการทดลอง 66
ตารางที่ 5.6	สรุปผลการทดลอง 79
ตารางที่ 5.7	สรุปคุณสมบัติของวงจรอ่านค่า PH 80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตี VI บ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 1.1 เซนเซอร์ ISFET สำหรับวัด pH.....	1
รูปที่ 1.2 แคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule) [6].....	2
รูปที่ 1.3 การดริฟท์ของ ISFET 3 ตัวจากการทดลองของ TMEC.....	3
รูปที่ 1.4 วงจรสำหรับเชื่อมต่อกับ ISFET.....	4
รูปที่ 2.1 (ก) โครงสร้างของ MOSFET และ (ข) โครงสร้างของ ISFET [1].....	6
รูปที่ 2.2 ค่า $V_{T(ISFET)}$ ที่สารละลาย pH4, pH7 และ pH10.....	7
รูปที่ 2.3 Surface binding บนผิวสัมผัสระหว่างอินซูเลเตอร์กับสารละลาย.....	8
รูปที่ 2.4 แสดง (ก) เมื่อ ISFET สัมผัสกับสารละลาย, (ข) พฤติกรรมการแพร่ของประจุไฟฟ้า, (ค) การเปลี่ยนแปลงของศักย์ไฟฟ้า และ (ง) วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุ C_{Helm} และ C_{Gouy}	12
รูปที่ 2.5 โมเดลของ ISFET.....	14
รูปที่ 2.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{T(ISFET)}$ กับการเปลี่ยนแปลงของ pH.....	15
รูปที่ 3.1 วงจรเชื่อมต่อกับ ISFET.....	17
รูปที่ 3.2 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบที่เกต [29,34].....	18
รูปที่ 3.3 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบที่ขาเกต [31].....	19
รูปที่ 3.4 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบทางอ้อม [29,34].....	20
รูปที่ 3.5 วงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge แบบป้อนกลับแบบลบโดยตรง.....	21
รูปที่ 3.6 วงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge แบบป้อนกลับแบบลบโดยตรง.....	22
รูปที่ 3.7 วงจรอ่านค่า pH แบบ Source-follower [33].....	23
รูปที่ 3.8 วงจรอ่านค่า pH แบบ Drain-source-follower [34].....	24
รูปที่ 3.9 วงจรอ่านค่า pH แบบ Pass transistor [35].....	25
รูปที่ 3.10 วงจรอ่านค่า pH แบบผลต่างกระแส ISFET/REFET [36].....	25
รูปที่ 3.11 เทคนิคการ Layout แบบ Interdigitated devices.....	26
รูปที่ 3.12 ผลการวัด $V_{gs} (V_{out})$ Vs pH เมื่อ $I_D = 10 \mu A$ และ $V_{DS} = 0.3 V$	28
รูปที่ 3.13 กราฟแสดงผลการวัดจากตารางที่ 3.1.....	29
รูปที่ 3.14 กราฟแสดงผลการวัดจากตารางที่ 3.2.....	30
รูปที่ 3.15 กราฟแสดงผลการวัดจากตารางที่ 3.3.....	31
รูปที่ 3.16 กระแส (I_D) ของ ISFET เมื่อ V_{DS} เท่ากับ 50 mV, 100 mV และ 200 mV ตามลำดับ... 32	
รูปที่ 3.17 วงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส.....	33
รูปที่ 3.18 ออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรอ่านค่า pH.....	34
รูปที่ 3.19 อัตราขยายแรงดันของออปแอมป์.....	35
รูปที่ 3.20 เฟสของออปแอมป์.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตัด VIII ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 3.21 ผลการทำงานของวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส	36
รูปที่ 4.1 ขั้นตอนการแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกให้เป็นดิจิทัล [38]	38
รูปที่ 4.2 พฤติกรรมเชิงเวลาและความถี่ของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา [38]	39
รูปที่ 4.3 พฤติกรรมเชิงเวลาและความถี่ของสัญญาณที่ถูกสุ่มที่ความถี่ f_s ต่างกัน [38]	40
รูปที่ 4.4 พฤติกรรมเชิงความถี่ของสัญญาณที่ถูกสุ่มที่ความถี่ f_s ต่างกัน [39]	40
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแอนะล็อกอินพุตและดิจิทัลเอาต์พุตของ Quantizer [38]	41
รูปที่ 4.6 การหาความคลาดเคลื่อนจากการจัดระดับสัญญาณ [38]	42
รูปที่ 4.7 ความคลาดเคลื่อนจากการจัดระดับสัญญาณ [38]	42
รูปที่ 4.8 คุณสมบัติของ ADC หลัก 3 โครงสร้างกับความละเอียดและอัตราการสุ่ม	43
รูปที่ 4.9 การสุ่มและจัดระดับสัญญาณไซน์ ที่ $f_s = 8f_B$ [40]	44
รูปที่ 4.10 กราฟแสดงราคาของขานมไข่มุกเมื่อเทียบกับจำนวนวันที่เก็บข้อมูล	46
รูปที่ 4.11 โครงสร้างของการแปลงสัญญาณแบบ $\Delta\Sigma$ [40]	47
รูปที่ 4.12 วงจรจัดระดับสัญญาณ (Quantizer) และโมเดลการทำงานแบบเชิงเส้น [38]	48
รูปที่ 4.13 Spectral density ของ Quantization noise [38]	49
รูปที่ 4.14 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 1 ใน z-domain [40]	49
รูปที่ 4.15 Linear model ของ $\Delta\Sigma$ ADC ใน z-domain [40]	50
รูปที่ 4.16 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 2 [40]	51
รูปที่ 5.1 แคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule หรือ Wireless Motility Capsule, WMC)	53
รูปที่ 5.2 เซนเซอร์และวงจรรภายในแคปซูลอัจฉริยะ	53
รูปที่ 5.3 ขั้นตอนการใช้งานแคปซูลอัจฉริยะ [7]	54
รูปที่ 5.4 ขั้นตอนการใช้เซนเซอร์วัดค่า pH (1) Calibrate เซนเซอร์, (2) คำนวณค่า pH โดยวงจรรส่วนประมวลผล และ (3) วัดค่า pH จากสารละลายต่างๆ	56
รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรเชื่อมต้อสำหรับอ่านค่า pH	57
รูปที่ 5.6 ไดอะแกรมการทำงานของวงจรร	58
รูปที่ 5.7 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator สำหรับ ISFET	59
รูปที่ 5.8 วงจร Clock-comparator	60
รูปที่ 5.9 การหาค่า M สำหรับวงจรร Counter	60
รูปที่ 5.10 แรงดัน V_x และ Bitstream ของวงจรร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่ pH เท่ากับ 0	61
รูปที่ 5.11 M ที่ pH เท่ากับ 0	61
รูปที่ 5.12 แรงดัน V_x และ Bitstream ของวงจรร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่ pH เท่ากับ 14	62
รูปที่ 5.13 M ที่ pH เท่ากับ 14	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 5.14 วงจร Counter และ Registers	63
รูปที่ 5.15 วงจร D flip-flop.....	63
รูปที่ 5.16 Binary เอาต์พุตของวงจร.....	64
รูปที่ 5.17 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเก็บค่า pH	65
รูปที่ 5.18 การทำงานของวงจรเมื่อมีผลจากความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิต.....	67
รูปที่ 5.19 ผลการจำลองเมื่อพิจารณาตัวเก็บประจุ C_L มีความคลาดเคลื่อน $\pm 20\%$	68
รูปที่ 5.20 ผลการจำลองเมื่อพิจารณาอุณหภูมิที่ 0 C และ 100 C	68
รูปที่ 5.21 แสดง PSD ของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator.....	69
รูปที่ 5.22 การทำงานของวงจร 4 bit โดยที่ ISFET มีความไม่เป็นเชิงเส้น	69
รูปที่ 5.23 การทำงานของวงจร 6 bit โดยที่ ISFET มีความไม่เป็นเชิงเส้น	70
รูปที่ 5.24 การทำงานของวงจร 8 bit โดยที่ ISFET มีความไม่เป็นเชิงเส้น	70
รูปที่ 5.25 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 2 จุดที่ pH 1 และ 10 (วงจร 4 บิต)	71
รูปที่ 5.26 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 2 จุด (วงจร 4 บิต).....	72
รูปที่ 5.27 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 2 จุด ที่ pH 1 และ 10 (วงจร 6 บิต).....	72
รูปที่ 5.28 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 2 จุด (วงจร 6 บิต).....	73
รูปที่ 5.29 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 2 จุด ที่ pH 1 และ 10 (วงจร 8 บิต).....	73
รูปที่ 5.30 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 2 จุด (วงจร 8 บิต).....	74
รูปที่ 5.31 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 3 จุด ที่ pH 1, pH 5 และ pH 10 (วงจร 4 บิต).....	74
รูปที่ 5.32 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 3 จุด (วงจร 4 บิต).....	75
รูปที่ 5.33 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 3 จุด ที่ pH 1, pH 5 และ 10 (วงจร 6 บิต).....	75
รูปที่ 5.34 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 3 จุด (วงจร 6 บิต).....	76
รูปที่ 5.35 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 3 จุด ที่ pH 1, pH 5 และ 10 (วงจร 8 บิต).....	76
รูปที่ 5.36 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 3 จุด (วงจร 8 บิต).....	77
รูปที่ 5.37 ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด และ 3 จุด (วงจร 4 บิต).....	77
รูปที่ 5.38 ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด และ 3 จุด (วงจร 6 บิต).....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัด X ว่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

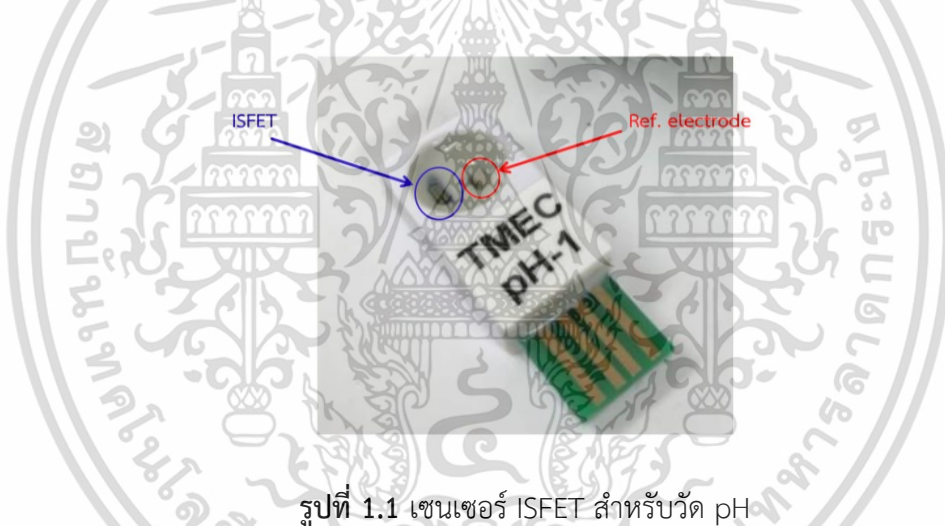
รูปที่	หน้า
รูปที่ 5.39 ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด และ 3 จุด (วงจร 8 บิต).....	78
รูปที่ 5.40 ความผิดพลาดจากการวัดของวงจร 6 บิต เมื่อ Calibrate ด้วยบัฟเฟอร์ pH 1, 5 และ 9	79
รูปที่ 6.1 (ก) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate วงจร 2 จุด, (ข) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate วงจร 3 จุด, (ค) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate วงจร n จุด และ (ง) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate จุดเดียว.....	82
รูปที่ 6.2 (ก) เอาต์พุตของ ISFET เมื่อมี Offset และ Gain error, (ข) เอาต์พุตของ ISFET หลังกำจัด Offset และ (ค) เอาต์พุตของ ISFET หลังกำจัด Gain error	83
รูปที่ 6.3 แสดงอินพุตในอุดมของ ADC และอินพุตในความเป็นจริง (เอาต์พุตปกติจาก ISFET).....	85
รูปที่ 6.4 การปรับกระแส I_{REF} ให้พอดีกับช่วงของสัญญาณอินพุต.....	85
รูปที่ 6.5 การปรับกระแส I_{REF} โดยใช้วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้.....	86

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ISFET (Ion Sensitive Field Effect Transistor) [1] เป็นเซนเซอร์เคมี (Chemical sensor) และเซนเซอร์ชีวเคมี (Biochemical sensor) ชนิดหนึ่งซึ่งโดยปกติแล้วจะถูกใช้งานเป็นเซนเซอร์สำหรับวัดค่าความเป็นกรด-เบส (pH) ในสารละลายต่างๆ นอกจากนี้แล้ว ด้วยโครงสร้างพื้นฐานที่คล้ายกับ MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) ทำให้ ISFET เป็นเซนเซอร์สำหรับวัดค่า pH ที่มีขนาดเล็กที่สุด โดยมีพื้นที่ประมาณ 1 mm^2 (รูปที่ 1.1) ด้วยเหตุนี้เอง นักวิจัยจำนวนมากจึงให้ความสนใจใน pH เซนเซอร์ชนิดนี้ ด้วยขนาดที่เล็กจึงทำให้สามารถประยุกต์ใช้งานในแอปพลิเคชันที่เซนเซอร์ขนาดใหญ่ไม่สามารถทำได้และด้วยโครงสร้างพื้นฐานที่เหมือนกับ MOSFET จึงทำให้สามารถสร้าง ISFET บนเทคโนโลยีซีมอสได้



รูปที่ 1.1 เซนเซอร์ ISFET สำหรับวัด pH

อย่างไรก็ตาม ISFET ยังเป็นเซนเซอร์ที่มีข้อด้อยบางประการที่ไม่สามารถมองข้ามได้ จึงทำให้ ISFET ไม่สามารถเอาชนะเซนเซอร์วัดค่า pH ชนิดอื่นได้ ในเรื่องของความแม่นยำในการวัด โดยข้อด้อยของ ISFET ได้แก่ การดริฟท์ (Drift), การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และการเปลี่ยนแปลงตามความเข้มของแสง เป็นต้น โดยข้อเสียต่างๆข้างต้นสามารถขยายความได้ดังนี้

- 1) การดริฟท์ [2-3] หรือความคลาดเคลื่อนจากการวัดอันเกิดจากการใช้เซนเซอร์เป็นระยะเวลานาน ตัวอย่างเช่น หากใช้ ISFET วัดค่า pH จากสารละลายบัฟเฟอร์ (สารละลายที่ให้ pH คงที่เสมอ) ในทางทฤษฎีเครื่องมือวัดควรอ่านค่า pH ได้เท่าเดิมเสมอ ไม่ว่าจะเวลาผ่านไปนานเท่าใดก็ตาม อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจริงพบว่าเมื่อเวลาผ่านไปหลายชั่วโมงค่า pH ที่อ่านได้จะไม่เท่าเดิม โดยจะเกิดความคลาดเคลื่อนทางการวัดขึ้นและความคลาดเคลื่อนทางการวัดนั้นจะแปรผันกับเวลาที่ทำการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ [4-5] คือการที่คุณสมบัติของเซนเซอร์มีการแปรผันกับอุณหภูมิ โดยสาเหตุของการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวมาจาก 2 ปัจจัยหลัก ได้แก่ โครงสร้างส่วนที่เป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) และสารละลายที่ทำการวัด ปัจจัยหลังส่งผลให้สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (Temperature Coefficient, TC) ของ ISFET ไม่คงที่ในการละลายต่างชนิดซึ่งมี pH แตกต่างกัน ดังนั้นการชดเชยการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของ ISFET จึงทำได้ยากเมื่อเทียบกับอุปกรณ์อื่นที่มีสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิที่คงที่
- 3) การเปลี่ยนแปลงตามความเข้มของแสง [5] คือการที่คุณสมบัติของเซนเซอร์มีการแปรผันกับความเข้มแสง สาเหตุเกิดจาก ISFET ต้องเปิดส่วนที่เป็นสารกึ่งตัวนำออกเพื่อสัมผัสกับสารละลายที่ต้องการวัดค่า pH และเมื่อสารกึ่งตัวนำโดนแสงจะทำให้คุณสมบัติบางประการเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นแสงจึงเป็นตัวแปรหนึ่งที่ต้องทำการควบคุมอย่างระมัดระวัง

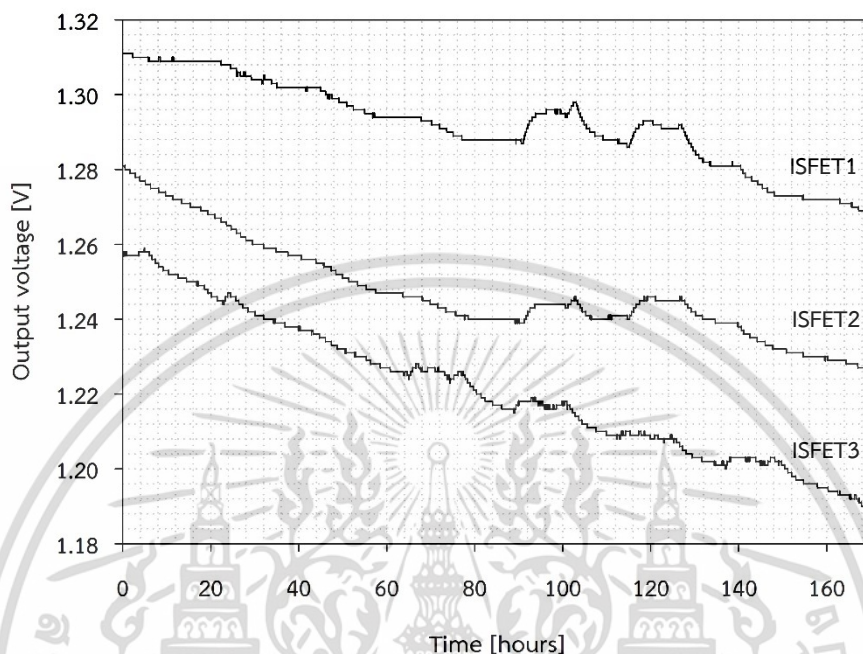
ถึงแม้ว่าจะมีข้อด้อยที่สำคัญตามที่กล่าวมาข้างต้น อย่างไรก็ตาม ISFET ยังคงเป็นเซนเซอร์ที่คุ้มค่าที่จะทำการวิจัยและนำมาพัฒนาต่อทั้งในด้านการพัฒนาตัวเซนเซอร์โดยตรงและในด้านของวงจรสำหรับอ่านค่า pH จากเซนเซอร์ เพราะว่ามีบางแอปพลิเคชันที่ ISFET สามารถทำได้ ในขณะที่เซนเซอร์อ่านค่า pH ชนิดอื่นไม่สามารถทำได้ เช่น การประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ทางการแพทย์ซึ่งมีขนาดเล็กอย่างแคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule หรือ Wireless Motility Capsule, WMC) [6-7] เพื่อทำการวัดค่า pH ของสารละลายต่างๆ ภายในกระเพาะและลำไส้ของมนุษย์



รูปที่ 1.2 แคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule) [6]

แคปซูลอัจฉริยะ (รูปที่ 1.2) คืออุปกรณ์ทางการแพทย์ที่มีขนาดเล็กและมีลักษณะเป็นแคปซูล แต่ภายในจะประกอบไปด้วยเซนเซอร์หลายชนิด, วงจรอ่านค่าที่เซนเซอร์ต่างๆ วัดได้ และวงจรสำหรับส่งข้อมูลที่ได้รับจากเซนเซอร์ออกมายังอุปกรณ์ประมวลผลที่อยู่ภายนอก เช่น คอมพิวเตอร์หรือสมาร์ทโฟน เป็นต้น เมื่อพิจารณาข้อเสียต่างๆ ของ ISFET กับการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะจะพบว่าข้อเสียหลายประการถูกลดทอนความสำคัญลง ดังนี้

- (1) การวัดค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะต้องการความแม่นยำเพียง ± 0.5 pH [7-8] ดังนั้น ความคลาดเคลื่อนจากการวัดที่เกิดจากการดริฟท์หรือแม้แต่ความไม่เป็นเชิงเส้นของ ISFET จะไม่ส่งผลร้ายเท่าเดิม



รูปที่ 1.3 การดริฟท์ของ ISFET 3 ตัวจากการทดลองของ TMEC

ตารางที่ 1.1 สรุปอัตราการดริฟท์ของ ISFET จากการทดลอง

ISFET#	Drift over time [mV/hour]
1	-0.23
2	-0.25
3	-0.38

รูปที่ 1.3 แสดงข้อมูลการดริฟท์ของ ISFET 3 ตัวจากการทดลองของ TMEC (Thai Microelectronics center) และตารางที่ 1.1 สรุปอัตราการดริฟท์ที่เกิดขึ้น จากข้อมูลดังกล่าวพบว่าอัตราการดริฟท์สูงสุดที่วัดได้คือ -0.38 mV/hour หรือ 0.008 pH/hour สมมติว่าแคปซูลอัจฉริยะวัดค่า pH ต่อเนื่องเป็นเวลา 10 ชั่วโมง ดังนั้น pH ที่ผิดพลาดจากการดริฟท์จะเท่ากับ 0.08 pH ซึ่งเมื่อเทียบกับความต้องการของระบบที่ต้องการความแม่นยำเพียง ± 0.5 pH จึงมีความเป็นไปได้สูงที่จะทำได้ในทางปฏิบัติจริงเมื่อเทียบกับแอปพลิเคชันบางอย่างที่ต้องการความแม่นยำสูงถึง ± 0.01 pH

- (2) ร่างกายของมนุษย์มีช่วงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิค่อนข้างต่ำหรือแทบจะคงที่ ดังนั้น ความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจึงมีช่วงที่จำกัดเช่นเดียวกัน

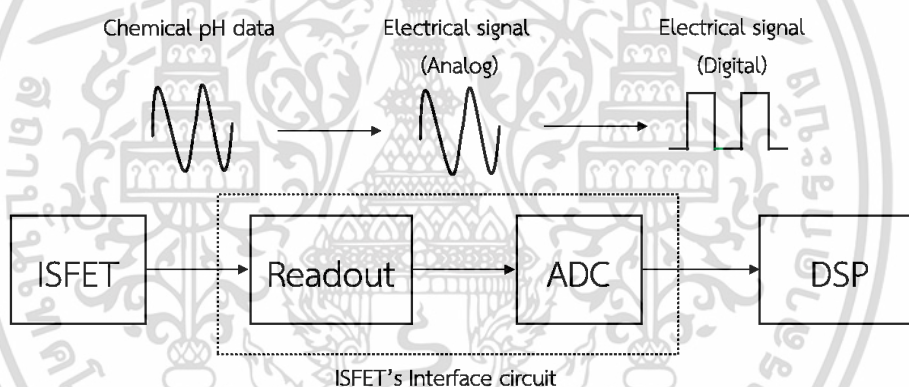
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นชอบที่จะใช้เอกสารนี้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3) แคปซูลอัจฉริยะคืออุปกรณ์ที่ทำการวัด pH ภายในร่างกายของมนุษย์ ดังนั้นจึงไม่มีส่วนใดของเซนเซอร์ที่มีโอกาสสัมผัสกับแสง ทำให้ปัญหาจากการแปรผันตามความเข้มแสงไม่ส่งผลใด ๆ ต่อเซนเซอร์สำหรับแอปพลิเคชันนี้

ด้วยเหตุผลทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการออกแบบระบบการวัดค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะโดยใช้ ISFET เป็นเซนเซอร์สำหรับวัด pH

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความมุ่งหมายในการวิจัยการออกแบบระบบการวัดค่า pH สำหรับ ISFET โดยคำนึงถึงการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะ ซึ่งระบบดังกล่าวสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนได้แก่ วงจรสำหรับเชื่อมต่อกับ ISFET (Interface circuit) ซึ่งประกอบด้วย วงจรอ่านค่า pH (Readout circuit) และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter, ADC) ดังรูปที่ 1.3 และส่วนที่สองคือการนำเสนอกระบวนการคาลิเบรท (Calibrate) วงจรเพื่อหาจำนวนจุดในการ Calibrate ที่น้อยที่สุดในขณะที่วงจรมีความแม่นยำตามที่ระบบต้องการ



รูปที่ 1.4 วงจรสำหรับเชื่อมต่อกับ ISFET

1.3 ขอบเขตการวิจัย

ถึงแม้ว่าการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะจะสามารถช่วยลดทอนปัญหาบางประการที่ทำให้การวัดเกิดความคลาดเคลื่อนได้ อย่างไรก็ตาม ยังมีตัวแปรต่าง ๆ มากมายที่จะต้องมีการออกแบบและการทดลองกับ ISFET ของจริงเพื่อเก็บข้อมูลในเชิงสถิติจำนวนมากเพื่อให้ได้ความถูกต้องแม่นยำมากที่สุด เช่น พฤติกรรมในการดริฟท์ของ ISFET และสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของ ISFET ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไม่สามารถทำการทดลองครอบคลุมตัวแปรเหล่านี้ทั้งหมดได้ ดังนั้นในการทำงานวิจัยจึงขอกำหนดขอบเขตและตัวแปรที่จะต้องถูกควบคุมในการทำวิจัยดังนี้

- (1) ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อกับ ISFET ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอจะไม่กำจัดปัญหาเรื่องดริฟท์หรือการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของ ISFET ในส่วนของวงจรส่วนหน้า (Front-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

end) แต่จะนำเสนอความเป็นไปได้หรือแนวทางที่น่าสนใจเพื่อกำจัดปัญหาดังกล่าวในส่วนของการต่อยอดงานวิจัย

- (2) วงจรจะถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสมาตรฐาน 0.18 ไมโครเมตรของ UMC และจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Cadence
- (3) ภายในแคปซูลอัจฉริยะประกอบไปด้วยเซนเซอร์และวงจรต่างๆ มากมาย แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมุ่งเน้นไปที่เซนเซอร์ ISFET และวงจรเชื่อมต่อสำหรับ ISFET เท่านั้น ไม่ครอบคลุมถึงเซนเซอร์ชนิดอื่นและวงจรสำหรับรับส่งข้อมูล
- (4) ผลสุดท้ายของงานที่ได้คือผลการจำลองการทำงานของวงจรเท่านั้น ยังไม่มีการสร้างแคปซูลอัจฉริยะและทำการทดลองจริง

1.4 เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแนวทางหนึ่งในการออกแบบวงจรสำหรับเชื่อมต่อกับ ISFET โดยการใช้ ISFET ทำงานในโหมดเชิงเส้นเพื่อให้ได้เอาต์พุตกระแสที่เป็นตัวแทนของการเปลี่ยนแปลงของ pH และการประยุกต์ใช้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบเดลต้า-ซิกมา (Delta-sigma ADC, $\Delta\Sigma$ ADC) ในการเก็บค่า pH ในรูปของสัญญาณดิจิทัล จากนั้นจะกล่าวถึงการนำวงจรที่ออกแบบไปใช้งานรวมถึงวิธีการและจำนวนครั้งที่ต้องทำการ Calibrate วงจรเพื่อให้ได้ความแม่นยำตามที่ระบบต้องการ และสุดท้ายคือการสรุปผลของงานวิจัยรวมถึงแนวทางในการพัฒนาต่อยอดของงานวิจัยนี้ โดยรายละเอียดของเนื้อหาทั้งหมดสามารถแบ่งออกเป็นบทต่าง ๆ ได้ดังนี้

บทที่ 2 นำเสนอ ISFET และหลักการทำงานของ ISFET แก่ผู้อ่าน

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรอ่านค่า pH ซึ่งเนื้อหาประกอบด้วย แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบ, ตัวอย่างวงจรอ่านค่า pH ที่เคยมีการนำเสนอมาก่อน และวงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิจัย

บทที่ 4 กล่าวถึงพื้นฐานการทำงานของวงจร ADC ทั้งแบบ Nyquist rate และ Oversampling รวมถึงพื้นฐานการทำงานของวงจร $\Delta\Sigma$ ADC

บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบระบบเก็บค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะ โดยเนื้อหาประกอบด้วย การแนะนำแคปซูลอัจฉริยะ, ขั้นตอนการเก็บค่า pH ด้วย ISFET, การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเก็บค่า pH และแนวทางในการ Calibrate วงจร

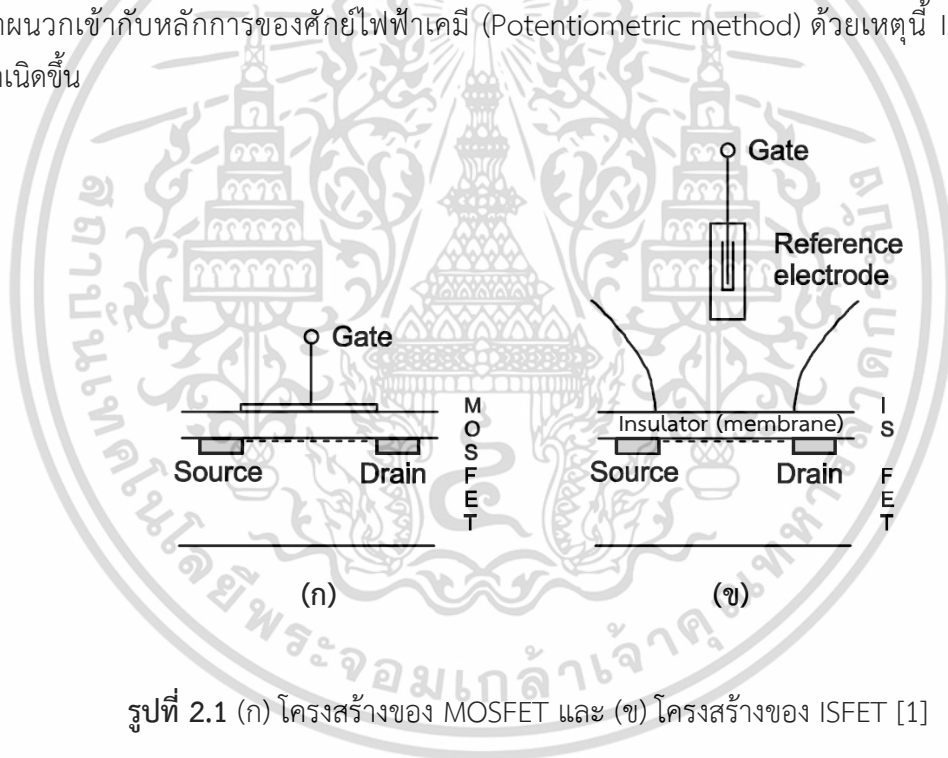
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและแนวทางการต่อยอดงานวิจัย

บทที่ 2

Ion-Sensitive Field Effect Transistor (ISFET)

2.1 กล่าวนำ

Ion-Sensitive Field Effect Transistor (ISFET) คืออุปกรณ์เซนเซอร์ชีวเคมี (Biochemical sensor) ชนิดหนึ่งซึ่งถูกคิดค้นโดยวิศวกรชาวดัตช์ Piet Bergveld ในช่วงปี ค.ศ. 1970 โดยแรงบันดาลใจเริ่มแรกในพัฒนา ISFET เกิดขึ้นจากความต้องการเซนเซอร์ชีวเคมีขนาดเล็กสำหรับเก็บข้อมูล pH จากของเหลวภายในร่างกายผู้ป่วย เพื่อเป็นข้อมูลสำหรับแพทย์ในการวินิจฉัยสุขภาพ อย่างไรก็ตาม ในขณะนั้นไม่มีเซนเซอร์สำหรับวัด pH ชนิดใดที่เหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งานดังกล่าว เนื่องจากขนาดที่ใหญ่ของตัวเซนเซอร์ ดังนั้นจึงมีการคิดค้นเซนเซอร์สำหรับวัด pH ชนิดใหม่ขึ้น โดยการใช้โครงสร้างของอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กอย่าง MOSFET (Metal Oxide Field Effect Transistor) มาผนวกเข้ากับหลักการของศักย์ไฟฟ้าเคมี (Potentiometric method) ด้วยเหตุนี้ ISFET จึงถือกำเนิดขึ้น



รูปที่ 2.1 (ก) โครงสร้างของ MOSFET และ (ข) โครงสร้างของ ISFET [1]

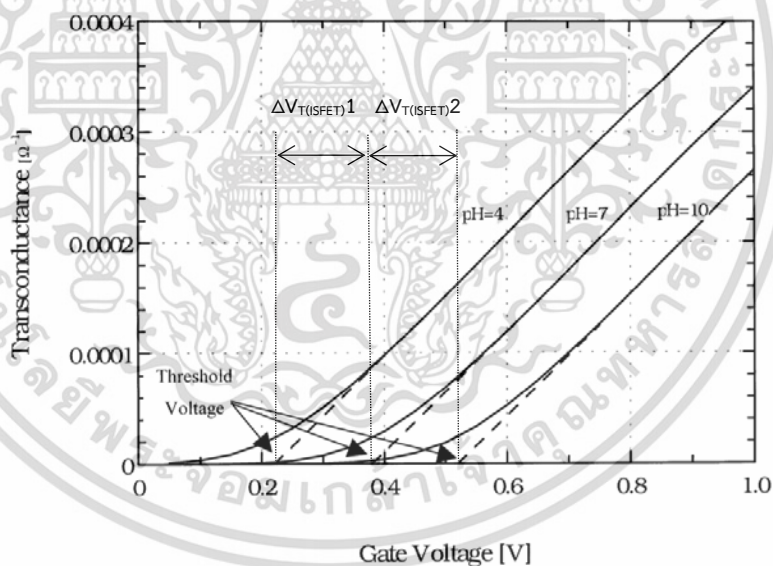
รูปที่ 2.1 (ก) และ (ข) แสดงโครงสร้างของ MOSFET และ ISFET ตามลำดับ เราจะพบว่าโครงสร้างของอุปกรณ์ทั้งสองในส่วนของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) เหมือนกันทุกประการ อย่างไรก็ตาม ISFET ถูกปรับให้กลายเป็นเซนเซอร์โดยการเปลี่ยนเกต (Gate) จากเมทัล (Metal) ให้เป็นขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference electrode) และเปลี่ยนชั้นฉนวน (Insulator) ให้เป็นชั้นเมมเบรน (Membrane) ที่เราต้องการ ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงและเมมเบรนจะเป็นส่วนที่สัมผัสกับสารละลาย (Solution) เพื่อทำการวัดค่า pH ของสารละลายนั้นๆ

นอกเหนือจากขนาดที่เล็กแล้ว ISFET ยังสามารถถูกสร้างบนเทคโนโลยีซีมอสมาตรฐานได้ ดังนั้น เราจึงสามารถผลิตเซนเซอร์และวงจรประมวลผลของเซนเซอร์ลงบนชิปเดียวกันเพื่อลดต้นทุน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ขึ้นด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการผลิต ด้วยเหตุนี้ ISFET จึงเป็นเซนเซอร์ที่นักวิจัยจำนวนมากให้ความสนใจอย่างมาก โดยมีความพยายามนำ ISFET มาประยุกต์ใช้งานในแอปพลิเคชันต่างๆ มากมาย อาทิเช่น การใช้ ISFET เป็นเซนเซอร์ชีวเคมีสำหรับตรวจ DNA, โพรตีน หรือเอนไซม์ต่างๆ เป็นต้น [9-10] วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น การนำ ISFET มาประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule) เนื่องจากข้อได้เปรียบต่างๆ ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 1

2.2 หลักการทำงานของ ISFET

หัวใจสำคัญในการทำงานของ ISFET คือ แรงดันขีดเริ่มของ ISFET ($V_{T(ISFET)}$) เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับความเข้มข้นของประจุไฟฟ้าในสารละลายอิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte solution) หากเราต้องการให้ $V_{T(ISFET)}$ เปลี่ยนแปลงกับความเข้มข้นของประจุชนิดใดก็สามารถทำได้โดยการเลือกใช้ อินซูเลเตอร์ (เมมเบรน) ที่เลือกตอบสนองต่อความเข้มข้นของประจุชนิดนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ISFET ถูกใช้งานเป็นเซนเซอร์สำหรับวัดค่า pH ดังนั้น $V_{T(ISFET)}$ จะเปลี่ยนแปลงในลักษณะเป็นเชิงเส้นกับ pH รูปที่ 2.2 แสดง $V_{T(ISFET)}$ ที่มีค่าแตกต่างกันในสารละลาย pH4, pH7 และ pH10 โดยในอุดมคติ $\Delta V_{T(ISFET)1} = \Delta V_{T(ISFET)2}$ หมายเหตุ pH ขึ้นกับความเข้มข้นของประจุไฮโดรเจน ($[H^+]$) โดยที่ $pH = -\log[H^+]$



รูปที่ 2.2 ค่า $V_{T(ISFET)}$ ที่สารละลาย pH4, pH7 และ pH10

$V_{T(ISFET)}$ สามารถแสดงได้ในสมการที่ 2.1 แรงดันที่ผิวสัมผัส (Surface potential, ψ_0) เป็นฟังก์ชันกับ pH และตัวแปร β เป็นค่าคงที่ไม่ขึ้นกับ pH

$$V_{T(ISFET)} = -\psi_0(pH) + \beta \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถแสดงค่า β ดังนี้

$$\beta = E_{ref} + \chi_{sol} + 2\phi_F - \frac{\Phi_{Si}}{q} - \frac{Q_{SS} + Q_{ox} - Q_B}{C_{ox}} \quad (2.2)$$

โดยที่ E_{ref} คือศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงสัมพัทธ์กับสุญญากาศ, χ_{sol} คือศักย์ไฟฟ้าจากแรงยึดเหนี่ยวของโมเลกุลในสารละลายกับผิวสัมผัส, ϕ_F คือศักย์เฟอร์มิ (Fermi-potential), Φ_{Si} คือฟังก์ชันงาน (Work function) ของซิลิกอน, Q_{SS} คือความหนาแน่นประจุบนหน้าผิวสัมผัส, Q_{ox} คือประจุคงที่ในออกไซด์, Q_B คือประจุในบริเวณปลอดพาหะของซิลิกอน และ C_{ox} คือตัวเก็บประจุที่เกิดจากชั้นออกไซด์

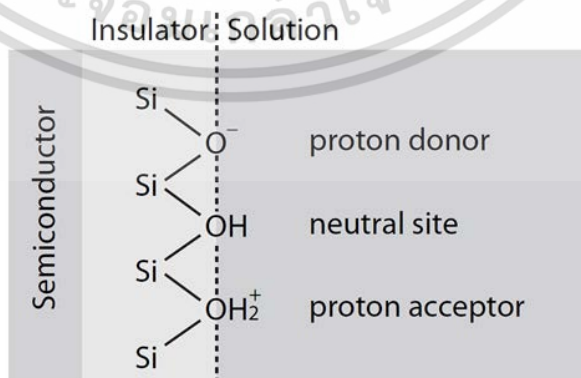
ข้อสังเกตที่สำคัญคือ การเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(ISFET)}$ มาจากการเปลี่ยนแปลงของค่า ψ_0 ตาม $[H^+]$ ในสารละลายชนิดต่างๆ ที่เมมเบรนสามารถตรวจจับได้ Sensitivity ของ ISFET (S_{pH}) สามารถหาได้โดยการหาอนุพันธ์ของสมการที่ 2.1 เทียบกับการเปลี่ยนแปลงของ pH ดังแสดงในสมการที่ 2.3

$$S_{pH} = \frac{\delta V_{T(ISFET)}}{\delta pH} = - \frac{\delta \psi_0(pH)}{\delta pH} \quad (2.3)$$

พฤติกรรมที่เกิดปฏิกิริยาเคมีของ ISFET เมื่อสัมผัสกับสารละลายส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของ ψ_0 จะถูกอธิบายอย่างละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.1

2.2.1 ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นเมื่อ ISFET สัมผัสกับสารละลายตัวอย่าง

เมื่อจุ่ม ISFET ลงในสารละลายตัวอย่าง (สารละลายอิเล็กโทรไลต์) จะเกิดปรากฏการณ์สำคัญขึ้นระหว่างผิวสัมผัสของอินซูเลเตอร์ (เมมเบรน) กับ H^+ ในสารละลาย กล่าวคือ ณ บริเวณจุดสัมผัสจะเกิด Surface binding หรือ Site binding ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 Surface binding บนผิวสัมผัสระหว่างอินซูเลเตอร์กับสารละลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาเหตุของการเกิด Surface binding มาจากการที่เราใช้อินซูลเตอร์ที่มีองค์ประกอบของหมู่ไฮดรอกซิล (Hydroxyl group, OH) เช่น สมมติว่าเราใช้ SiO₂ เป็นอินซูลเตอร์ (รูปที่ 2.3) โดยธรรมชาติแล้ว หากหน้าสัมผัสของ SiO₂ สัมผัสกับอากาศ (ทำปฏิกิริยากับอากาศ) จะเปลี่ยนสภาพเป็น SiOH ซึ่งเป็นสารประกอบประเภท Amphoteric ที่พร้อมจะให้และรับ H⁺ หรือกล่าวคือ SiOH พร้อมจะเปลี่ยนสถานะเป็น SiOH₂⁺ (รับ H⁺ จากสารละลาย) และ SiO⁻ (ให้ H⁺ แก่สารละลาย) ดังแสดงในสมการที่ 2.4 และ 2.5 ตามลำดับ



โดยค่าคงที่ของปฏิกิริยาเคมีในสมการที่ 2.4 และ 2.5 ได้แก่ K_a และ K_b ในสมการที่ 2.6 และ 2.7 ซึ่งบ่งบอกว่า SiOH มีอัตราส่วนในการให้และรับ H⁺ มากน้อยเพียงใด

$$K_a = \frac{[SiOH][H^+]_s}{[SiOH_2^+]} \quad (2.6)$$

$$K_b = \frac{[SiO^-][H^+]_s}{[SiOH]} \quad (2.7)$$

หากสารละลายตัวอย่างมี pH ต่ำ (สารละลายมี [H⁺] มาก) SiOH จะมีการรับ H⁺ มาก หรือมีค่าคงที่ K_a มากกว่า K_b มากๆ (มีการเกิด SiOH₂⁺ มากกว่า SiO⁻) หรืออาจกล่าวได้ว่าสารละลายที่มี pH ต่างกันจะมีผลรวมของประจุที่เกิดจาก Surface binding ไม่เท่ากัน ดังแสดงในสมการที่ 2.8

$$\sigma_0 = q([SiOH_2^+] - [SiO^-]) \quad (2.8)$$

เมื่อ σ_0 คือความหนาแน่นของประจุต่อพื้นที่ ซึ่งมีหน่วยเป็น [C/m²]

อย่างไรก็ตามจำนวนประจุทั้งหมดที่ผิวสัมผัสของอินซูลเตอร์สามารถรับได้มีจำนวนจำกัด ดังแสดงในสมการที่ 2.9 เมื่อ N₀ คือจำนวนประจุต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ที่อินซูลเตอร์สามารถรับได้

$$N_0 = [SiO^-] + [SiOH] + [SiOH_2^+] \quad (2.9)$$

เมื่อเรานำสมการที่ 2.6, 2.7, และ 2.9 มาแทนค่าลงในสมการที่ 2.8 เราจะได้ค่า σ_0 ดังแสดงในสมการที่ 2.10 โดย [H⁺]_s หมายถึงความเข้มข้นของ H⁺ บนผิวสัมผัส (Surface)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sigma_0 = qN_0 \left(\frac{[H^+]_S^2 - K_a K_b}{[H^+]_S^2 + K_b [H^+]_S + K_a K_b} \right) \quad (2.10)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง $[H^+]_S$ และ $[H^+]_B$ (ความเข้มข้นของ H^+ ในสารละลายตัวอย่าง (Bulk solution)) สามารถแสดงได้ด้วยสมการของ Boltzmann ดังสมการที่ 2.11 [1]

$$[H^+]_S = [H^+]_B \cdot e^{\frac{q\psi_0}{kT}} = 10^{-pH} \cdot e^{\frac{q\psi_0}{kT}} \quad (2.11)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.11 มาเขียนในรูปความสัมพันธ์ของ pH จะได้สมการที่ 2.12

$$pH_S = pH_B + \frac{q\psi_0}{kT} \quad (2.12)$$

ตัวแปรสำคัญที่เราต้องการทราบคืออัตราการเปลี่ยนแปลงของประจุบนผิวสัมผัสเมื่อเทียบ pH ที่เปลี่ยนไป ซึ่งสามารถหาได้โดยนำสมการที่ 2.10 มาหาอนุพันธ์ ดังแสดงในสมการที่ 2.13 เมื่อ β_{int} คือค่า Intrinsic buffer capacity ซึ่งเป็นค่าจำเพาะของอินซูลเตอร์แต่ละชนิด

$$\frac{\delta\sigma_0}{\delta pH_S} = -q\beta_{int} \quad (2.13)$$

เพื่อต้องการทราบว่า การเปลี่ยนแปลงของ $[H^+]_B$ ส่งผลอย่างไรต่อ ψ_0 และ $V_{T(SFET)}$ เราจึงนำสมการที่ 2.12 มาหาอนุพันธ์ ดังแสดงในสมการที่ 2.14

$$\frac{\delta\psi_0}{\delta pH_S} = \frac{\delta\psi_0}{\delta pH_B + (q/2.3kT)\delta\psi_0} \quad (2.14)$$

เราสามารถหาค่า $\delta\psi_0/\delta pH_S$ ได้ดังสมการที่ 2.15 โดย C_{DL} คือตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากพฤติกรรมกระจายของประจุที่หน้าสัมผัส (Double-layer capacitance) และในสารละลายซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยโมเดลตัวเก็บประจุของ Helmholtz และ Gouy-chapman (เราจะอธิบายถึงที่มาของ C_{DL} อย่างละเอียดในหัวข้อที่ 2.22)

$$\frac{\delta\psi_0}{\delta pH_S} = \frac{\delta\psi_0}{\delta\sigma_0} \times \frac{\delta\sigma_0}{\delta pH_S} = \frac{1}{C_{DL}} \times (-q\beta_{int}) \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ 2.15 ลงในสมการที่ 2.14 เราจะได้ค่า $\delta\psi_0/\delta pH_B$ ดังสมการที่ 2.16 และ 2.17 ตามลำดับ

$$\frac{\delta\psi_0}{\delta pH_B} = -2.3 \frac{kT}{q} \left(1 + \frac{2.3kTC_{DL}}{q^2\beta_{int}} \right)^{-1} \quad (2.16)$$

$$\frac{\delta\psi_0}{\delta pH_B} = -2.3 \frac{kT}{q} \cdot \alpha, \quad \alpha = \left(1 + \frac{2.3kTC_{DL}}{q^2\beta_{int}} \right)^{-1} \quad (2.17)$$

เมื่อแทนสมการที่ 2.17 ลงในสมการที่ 2.3 จะได้ค่า S_{pH} ของ ISFET ดังสมการที่ 2.18

$$S_{pH} = \frac{\delta V_{T(ISFET)}}{\delta pH} = -\frac{\delta\psi_0}{\delta pH} = 2.3 \frac{kT}{q} \alpha \quad (2.18)$$

เนื่องจากเทอม α มีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 นั้นหมายความว่า S_{pH} สูงสุดของ ISFET ที่เป็นไปได้ ณ อุณหภูมิห้อง (300 K) จะมีค่าเท่ากับ 59.8 mV/pH ดังแสดงในสมการที่ 2.19

$$S_{pH(max)} = 2.3 \frac{kT}{q} \cdot (1) \approx 59.8 \text{ mV/pH} \quad (2.19)$$

ตารางที่ 2.1 ค่า S_{pH} ที่วัดได้จากอินซูลเตอร์ชนิดต่างๆ

ชนิดของเมมเบรน	ช่วงของ S_{pH} (mV/pH)	เอกสารอ้างอิง
SiO ₂	24-36	[11-12]
Si ₃ N ₄	40-58	[11-15]
Ta ₂ O ₅	50.2-59.7	[16-19]
Al ₂ O ₃	48.8-45.23	[19-21]
SnO ₂	58	[22-23]
TiO ₂	58	[24-25]
Y ₂ O ₃	56.09	[26]
TiN	57-59	[27-28]

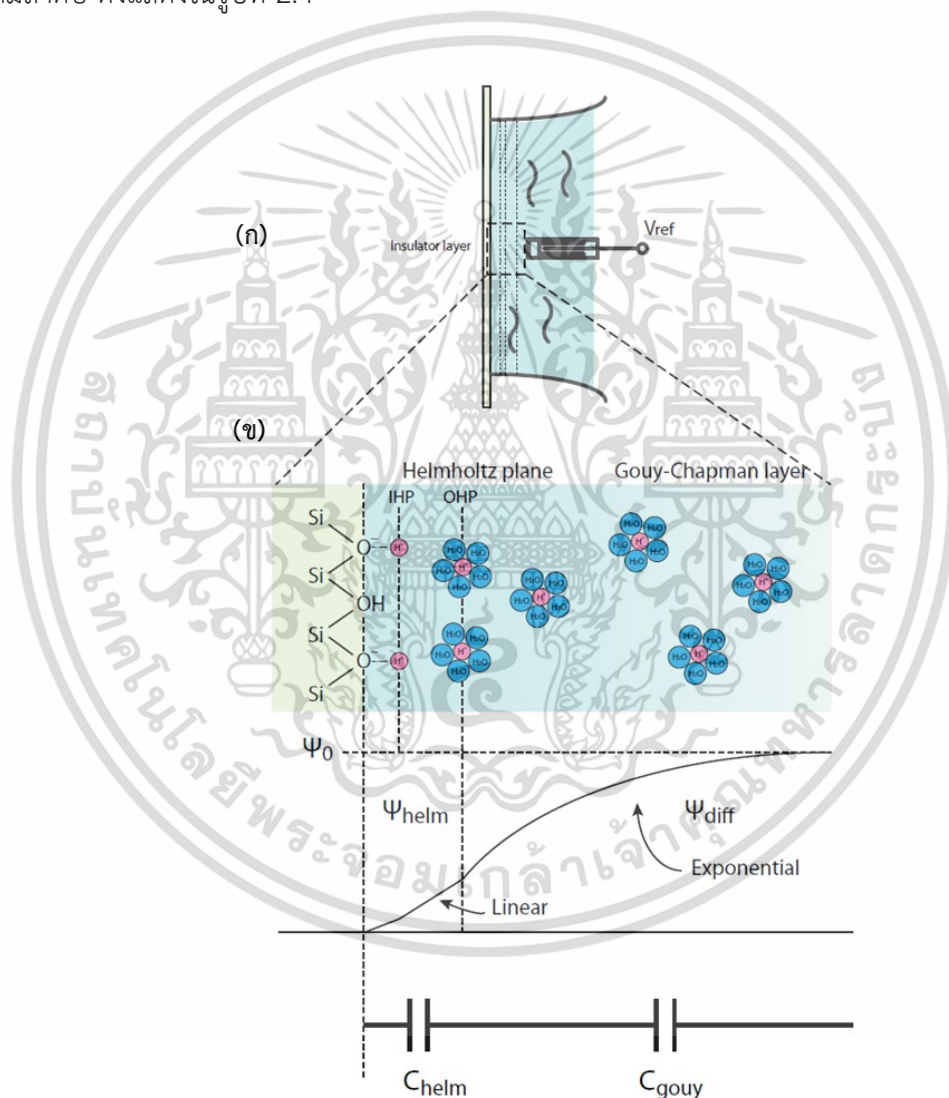
ตารางที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่าอินซูลเตอร์ต่างชนิดกันมีความสามารถในการให้ S_{pH} ที่แตกต่างกันไปตามค่า β_{int} ของอินซูลเตอร์แต่ละชนิด สำหรับ SiO₂ สามารถให้ S_{pH} สูงสุดเพียงแค่ 36 mV/pH เท่านั้น ดังนั้นในปัจจุบันเราจะไม่ใช่ SiO₂ เป็นอินซูลเตอร์ แต่จะใช้สารประกอบชนิดอื่น เช่น Si₃N₄ ที่สามารถให้ S_{pH} ได้มากถึง 58 mV/pH (ใกล้เคียงอุดมคติ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานในภาพรวมของ ISFET รวมถึงค่า S_{pH} ของ ISFET ได้ถูกอธิบายแล้วในหัวข้อนี้ อย่างไรก็ตาม เรายังไม่ทราบถึงที่มาของ C_{DL} (Double-layer capacitance) ในสมการที่ 2.15 หัวข้อที่ 2.2.2 จะขยายความถึงที่มาและขนาดของ C_{DL}

2.2.2 โมเดลตัวเก็บประจุของ Helmholtz และ Gouy-chapman

ตัวเก็บประจุ C_{DL} หรือ Double-layer capacitance เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างผิวสัมผัสของอินซูเลเตอร์และสารละลายอิเล็กโทรไลต์ โดย C_{DL} ถูกอธิบายด้วยตัวเก็บประจุ 2 ตัวต่อกัน ได้แก่ ตัวเก็บประจุ Helmholtz (C_{Helm}) และตัวเก็บประจุ Gouy-chapman (C_{Gouy}) ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดง (ก) เมื่อ ISFET สัมผัสกับสารละลาย, (ข) พฤติกรรมการแพร่ของประจุไฟฟ้า, (ค) การเปลี่ยนแปลงของศักย์ไฟฟ้า และ (ง) วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุ C_{Helm} และ C_{Gouy}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.4 เราพบว่าศักย์ไฟฟ้าตกคร่อม ณ บริเวณผิวสัมผัสกับสารละลายอิเล็กโทรไลต์ โดยศักย์ไฟฟ้าตกคร่อมภายในสารละลายอิเล็กโทรไลต์สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.20

$$\psi_0 = \psi_{helm} + \psi_{diff} \quad (2.20)$$

เรานิยาม $1/C_{DL}$ ที่เกิดขึ้นโดยการหาอนุพันธ์ของ ψ_0 เทียบกับ σ_0 ดังแสดงในสมการที่ 2.21

$$\frac{1}{C_{DL}} = \frac{\delta\psi_0}{\delta\sigma_0} = \frac{\delta\psi_{helm}}{\delta\sigma_0} + \frac{\delta\psi_{diff}}{\delta\sigma_0} = \frac{1}{C_{Helm}} + \frac{1}{C_{Gouy}} \quad (2.21)$$

สมการที่ 2.21 แสดงว่า C_{DL} เกิดจากตัวประกอบประจุ C_{Helm} และ C_{Gouy} ต่ออนุกรมกัน โดยจากรูปที่ 2.4(ข) เราจะพบว่า C_{Helm} เกิดจากประจุไฟฟ้าสอง ชั้นสร้างสนามไฟฟ้าต่อกัน ได้แก่ ประจุบนผิวสัมผัสของอินซูเลเตอร์ (Inner Helmholtz plane, IHP) และประจุที่อยู่ใกล้ผิวสัมผัสมากที่สุดซึ่งถูกจำกัดไม่ให้เข้าไปที่ผิวสัมผัสได้ด้วยโมเลกุลของน้ำ (Outer Helmholtz plane, OHP) เราสามารถหาค่าของ C_{Helm} [C/m^2] ได้ดังสมการที่ 2.22

$$C_{Helm} = \frac{\delta\sigma_0}{\delta\psi_{helm}} = \frac{\epsilon_0\epsilon_r}{x_H} \quad (2.22)$$

โดยที่ ϵ_0 คือสภาพคล่องของอิเล็กตรอนในสุญญากาศ, ϵ_r คือสภาพคล่องของอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำ และ x_H คือระยะห่างระหว่าง IHP และ OHP (โดยทั่วไปจะมีระยะห่างประมาณ 5 \AA) [1]

C_{Gouy} เป็นตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากการแพร่ของประจุหลังจากชั้น OHP ดังรูปที่ 2.4(ข) ประจุที่แพร่ (σ_{dl}) มีขนาดเท่ากับประจุบนผิวสัมผัส (σ_0) แต่เป็นประจุชนิดตรงข้าม ดังสมการที่ 2.23 [1]

$$\sigma_0 = -\sigma_{dl} = \sqrt{8kT\epsilon_0\epsilon_r n^0} \sinh\left(\frac{zq\psi_{diff}}{2kT}\right) \quad (2.23)$$

โดยที่ n^0 คือความเข้มข้นของประจุในสารละลาย มีหน่วยเป็น [ions/litre] และ z คือวาเลนซ์อิเล็กตรอน (Valence of ions)

เมื่อนำสมการที่ 2.23 มาหาอนุพันธ์เทียบกับ ψ_{diff} เราจะได้ขนาดของ C_{Gouy} ดังสมการที่ 2.24

$$C_{Gouy} = \frac{\delta\sigma_0}{\delta\psi_{diff}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_r z^2 q^2 n^0}{kT}} \cosh\left(\frac{zq\psi_{diff}}{2kT}\right) \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกตที่น่าสนใจคือ C_{DL} และ β_{int} (หัวข้อที่ 2.2.1) เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ส่งผลต่อ S_{pH} ของ ISFET ซึ่งการเลือกชนิดของอินซูเลเตอร์ที่ใช้ส่งผลกระทบต่อตัวแปรทั้งสอง หากเราเลือกใช้อินซูเลเตอร์ที่มี β_{int} เพื่อหวังว่าจะได้ S_{pH} ที่มากขึ้น อย่างไรก็ตาม S_{pH} ที่มากขึ้นก็จะถูกจำกัดด้วยการเพิ่มขึ้นของ C_{DL} เช่นกัน สุดท้ายจึงเป็นเหตุผลที่ทำให้ ISFET มี S_{pH} สูงสุดไม่เกินค่า ๆ หนึ่ง

2.2.3 สมการกระแสของ ISFET

สมการกระแสของ ISFET เหมือนกับ MOSFET ทุกประการ โดยสมการกระแสในโหมดเชิงเส้น (Linear) และสมการกระแสในโหมดอิ่มตัว (Saturation) สามารถแสดงในสมการที่ 2.25 และ 2.26 ตามลำดับ

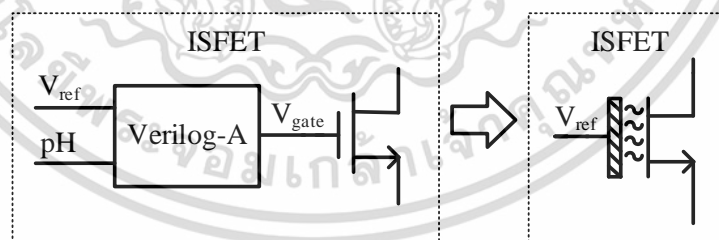
$$I_D = \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{ref} - V_S - V_{T(ISFET)}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.25)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{ref} - V_S - V_{T(ISFET)})^2 \quad (2.26)$$

โดยที่ V_{ref} คือแรงดันที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference electrode) และ V_S คือแรงดันที่ขั้วซอร์สของ ISFET โดยทั่วไป ISFET มักจะต่อขาบอดี้เข้ากับขั้วซอร์สเสมอเพื่อป้องกันผลของบอดี้ (Body effect)

2.3 โมเดลของ ISFET ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

โมเดล ISFET ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ในการจำลองผลการทำงานของวงจรถูกแสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 โมเดลของ ISFET

จากรูปที่ 2.5 โมเดลของ ISFET สร้างจากโมเดลของ MOSFET ต่อกับบล็อก Verilog-A ซึ่งจำลองปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้น เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต (V_{ref} และ pH) กับเอาต์พุต (V_{gate}) ได้ดังสมการที่ 2.27

$$V_{gate} = V_{ref} - \gamma + \psi_0, \quad (\psi_0 = S_{pH} \cdot pH = -2.3 \frac{kT}{q} \cdot \alpha \cdot pH) \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 1 γ คือตัวแปรที่มีพารามิเตอร์ต่างๆ ของ ISFET ซึ่งไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ pH และ ψ_0 (Surface potential) คือพารามิเตอร์ที่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ pH สมการกระแสของ MOSFET ในโหมดอิ่มตัวสามารถแสดงดังสมการที่ 2.28

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_{T(MOSFET)})^2 \quad (2.28)$$

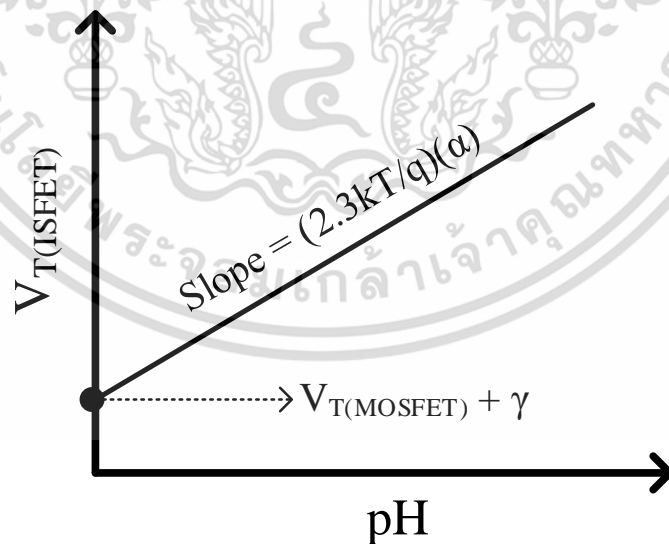
เมื่อเราแทนค่าสมการที่ 2.27 ลงในสมการที่ 2.28 จะได้ว่า

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left[V_{ref} - \left(\gamma + 2.3 \frac{kT}{q} \cdot \alpha \cdot pH + V_{T(MOSFET)} \right) \right]^2 \quad (2.29)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ 2.28 กับ 2.29 เราสามารถหาค่า $V_{T(ISFET)}$ ได้ดังนี้

$$V_{T(ISFET)} = \left(2.3 \frac{kT}{q} \alpha \right) (pH) + (V_{T(MOSFET)} + \gamma) \quad (2.30)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.30 มาสร้างกราฟจะได้ดังรูป 2.6 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเราสามารถปรับ S_{pH} และ Offset (จุดตัดแกน y) ของ ISFET ให้ตรงกับคุณสมบัติของ ISFET ใดๆ ได้ โดยการปรับค่าพารามิเตอร์ α และ γ ตามลำดับ



รูปที่ 2.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{T(ISFET)}$ กับการเปลี่ยนแปลงของ pH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโค้ด Verilog-A สำหรับ ISFET สามารถเขียนได้ดังนี้ [42-43]

```

*****
\ VerilogA for ISFET, chembasic, veriloga
\ PARAMETER LIST
\ Eabs = absolute potential of the standard hydrogen electrode [V]
\ Phim = work function of the metal back contact / electronic charge [V]
\ Erel = potential of the ref.electrode(Ag/AgCl) relative to the hydrogen electrode [V]
\ Chieo = surface dipole potential [V]
\ Philj = liquid-junction potential difference between the ref. solution and
\         the electrolyte [V]
*****

1   'include "constants.vams"
2   'include "disciplines.vams"
3   module chembasic(ref, pH, gate);
4   input ref, pH;
5   inout gate;
6   electrical n10, ref, pH, gate;
7   parameter real alpha = 0.95;
8   real Eabs;
9   real Phim;
10  real Erel;
11  real Chieo;
12  real Philj;
13  analog begin
14  Eabs = 4.7;
15  Phim = 4.7;
16  Erel = 0.2;
17  Chieo = 3e-3;
18  Philj = 1e-3;
19  V (ref; n10) < +Eabs - Phim - Erel + Chieo + Philj;
20  V (gate; n10) < + - 1 * 2.3 * alpha * $vt * (V(pH) - 3);
21  end
22  endmodule

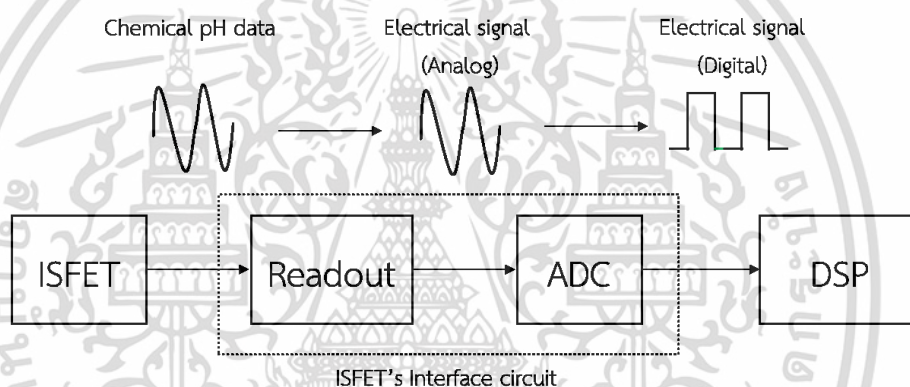
```

บรรทัดที่ 1-2 เป็นการเพิ่มพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆ, บรรทัดที่ 3-5 สร้างบล็อกVerilog-A โดยระบุอินพุตและเอาต์พุตของบล็อก, บรรทัดที่ 6-18 กำหนดตัวแปรและค่าของตัวแปรต่างๆ และบรรทัดที่ 19-20 กำหนดความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรให้เป็นดังสมการที่ 2.30 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรอ่านค่า pH จาก ISFET

จากบทที่ 2 เราพบว่าการเปลี่ยนแปลงของ pH ส่งผลให้แรงดันขั้วเริ่มของ ISFET ($V_{T(ISFET)}$) เกิดการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตาม $V_{T(ISFET)}$ เป็นเพียงคุณสมบัติทางไฟฟ้าซึ่งอยู่ในตัวอุปกรณ์เท่านั้น จึงจำเป็นต้องมีวงจรสำหรับนำคุณสมบัติดังกล่าวออกมาเป็นเอาต์พุตในรูปของแรงดันหรือกระแส สุดท้ายเปลี่ยนเอาต์พุตดังกล่าวให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลเพื่อนำมาใช้ประมวลผลด้วยวงจร DSP (Digital Signal Processing) เราเรียกวงจรที่ทำหน้าที่ดังกล่าวว่า วงจรเชื่อมต่อกับ ISFET (ISFET's Interface circuit) ซึ่งภายในประกอบด้วย วงจรอ่านค่า pH (Readout circuit) และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to digital converter, ADC) ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรเชื่อมต่อกับ ISFET

สำหรับเนื้อหาในบทที่ 3 จะกล่าวถึงวงจรอ่านค่า pH จาก ISFET โดยเนื้อหาแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ๆ ได้แก่ แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบ, ตัวอย่างของวงจรอ่านค่า pH ที่เคยมีการนำเสนอมาก่อน และวงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสที่วิทยาลัยนานาชาติบึงนารางได้นำเสนอ

3.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรอ่านค่า pH จาก ISFET

การออกแบบวงจรอ่านค่า pH จาก ISFET โดยพื้นฐานแล้วจะทำการไบอัสเซนเซอร์ให้ทำงานในโหมดอิ่มตัว (Saturation) โดยมีสมการกระแสตรงสมการที่ 3.1 จากสมการ มีตัวแปร 3 ตัวที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบ ได้แก่ I_D , V_{DS} , และ V_{GS} (แรงดันที่ Reference electrode, V_{ref}) และในการออกแบบจะกำหนดให้ตัวแปร 2 ใน 3 ตัวนี้มีค่าคงที่และตัวแปรที่เหลือจะมีการเปลี่ยนแปลงกับ $V_{T(ISFET)}$ ยกตัวอย่างเช่น หากออกแบบให้มีกระแส I_D และแรงดัน V_{DS} คงที่ ดังนั้นเมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เปลี่ยนแรงดัน V_{GS} ของ ISFET ก็จะไปเปลี่ยนตาม เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

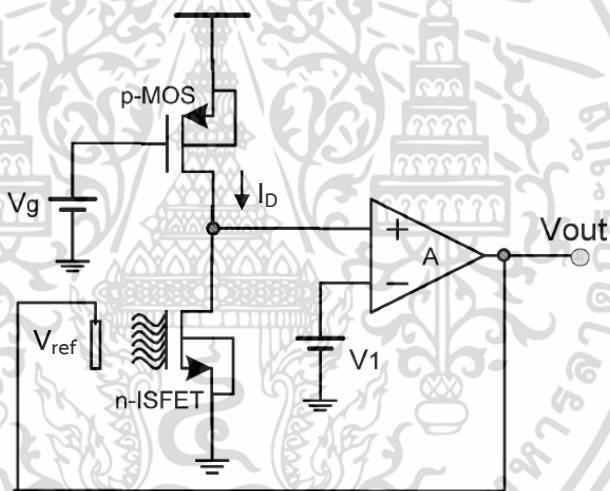
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{T(ISFET)})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3.1)$$

3.2 วงจรอ่านค่า pH แบบใช้การป้อนกลับแบบลบ

หัวข้อนี้จะยกตัวอย่างวงจรอ่านค่า pH ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบเข้ามาช่วย ซึ่งวงจรที่ใช้การป้อนกลับแบบลบค่อนข้างเป็นที่นิยมและให้อาตัพุดที่มีความเป็นเชิงเส้นมาก ตัวอย่างของวงจรอ่านค่า pH ที่ใช้การป้อนกลับแบบลบที่เป็นที่นิยมมีดังต่อไปนี้

3.2.1 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบที่ขาเกต

วงจรป้อนกลับแบบลบที่ขาเกต (Gate-negative-feedback readout circuit) [29,34] แสดงในรูปที่ 3.2 ภายในวงจรประกอบไปด้วย ISFET และ PMOS ซึ่งทำหน้าที่ไบอัสเป็นแหล่งจ่ายกระแสและออปแอมป์ถูกต่อในลักษณะที่มีการป้อนกลับแบบลบที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง (Reference electrode) ของ ISFET



รูปที่ 3.2 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบที่เกต [29,34]

หลักการทำงานของวงจรเป็นดังนี้ ISFET จะถูกไบอัสด้วยแรงดัน V_{ref} ซึ่งมีค่าเท่ากับ V_{out} และกระแส I_D ให้ทำงานในโหมดอิมิตัวซึ่งมีสมการกระแสดังสมการที่ 3.1 ขาเดรนของ ISFET ต่อเข้ากับออปแอมป์เพื่อรักษาแรงดัน V_{DS} ให้คงที่เท่ากับ V_1 ด้วยกลไกของการป้อนกลับแบบลบ เมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง เช่นถ้าหาก $V_{T(ISFET)}$ เพิ่มขึ้น แรงดัน V_{out} ก็จะเพิ่มขึ้นด้วยค่าที่เท่ากัน เพื่อให้ I_{DS} ของ ISFET มีค่าเท่าเดิม

หลักการทำงานดังกล่าวสามารถอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้ เมื่อเราแทนค่ากระแสจากแหล่งจ่ายกระแส PMOS ลงในสมการที่ 3.1 จะได้ว่า

$$\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_p (|V_{GS}| - |V_{Tp}|)^2 = \frac{1}{2} \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{ISFET} (V_{out} - V_{T(ISFET)})^2$$

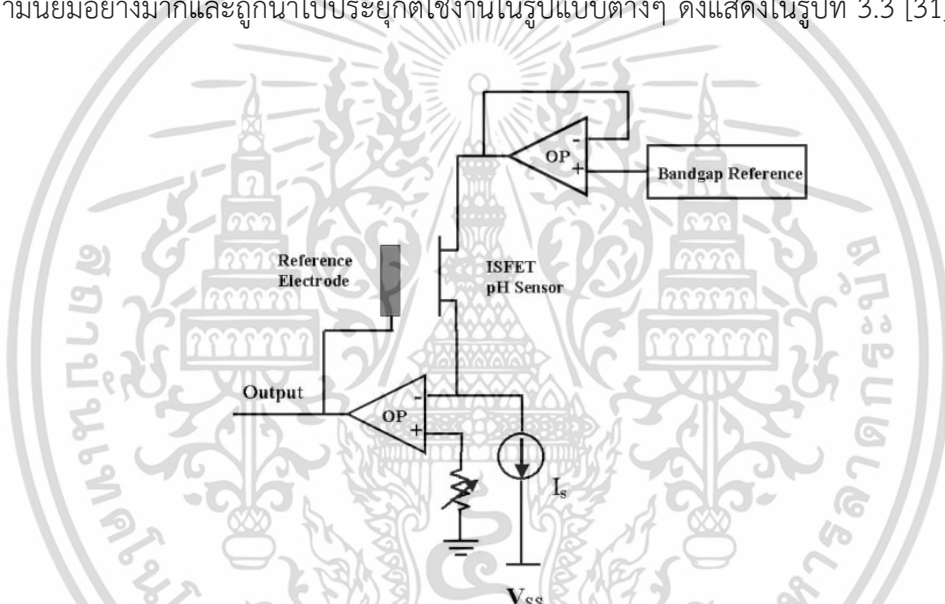
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ให้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = V_{T(ISFET)} + (|V_{GS}| - |V_{Tp}|) \left(\sqrt{\frac{\mu_p C_{ox} (W/L)_p}{\mu_o C_{ox} (W/L)_{ISFET}}} \right) \quad (3.2)$$

จากสมการที่ 3.2 หากแรงดันขิมเริ่มของ ISFET ($V_{T(ISFET)}$) เปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ $\Delta V_{T(ISFET)}$ แรงดันเอาต์พุต (ΔV_{out}) ก็เปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{T(ISFET)} (pH) \quad (3.3)$$

จากสมการที่ 3.2 และ 3.3 เราจะพบว่า การเปลี่ยนแปลงของ V_{out} มีลักษณะแปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(ISFET)}$ นอกจากนี้ กลไกของการป้อนกลับแบบลบในรูปที่ 3.2 ได้รับความนิยมนอย่างมากและถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในรูปแบบต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 [31]



รูปที่ 3.3 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบที่ขาคเกต [31]

วงจรในรูปที่ 3.3 ใช้โอปแอมป์ตัวบนต่อแบบบัฟเฟอร์เพื่อกำหนดให้แรงดันที่ขาคเกตของ ISFET มีค่าคงที่เท่ากับแรงดันของวงจรแบนด์แกป (Bandgap), กำหนดแรงดันขาคอร์สของ ISFET ด้วยโอปแอมป์ตัวล่างที่ต่อป้อนกลับแบบลบที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิง และสุดท้ายกระแสที่ไหลผ่าน ISFET จะถูกกำหนดด้วยแหล่งจ่ายกระแส I_s เมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ V_{out} ของโอปแอมป์ตัวล่างเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยมีหลักการในการทำงานเหมือนกันวงจรในรูปที่ 3.2

วงจรแบบป้อนกลับแบบลบที่ขาคเกตนี้มีข้อดีอย่างมากในเรื่องของความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตที่ได้จากวงจร อย่างไรก็ตาม เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรต่อเข้ากับขั้วไฟฟ้าอ้างอิงของ ISFET โดยตรง ทำให้วงจรไม่เหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับงานบางประเภท ตัวอย่างเช่น หากเราต้องการวัดคุณสมบัติของสารละลายโดยที่มี ISFET หลายอันทำหน้าที่เป็นเซนเซอร์ต่างชนิดกัน หรืองานบาง

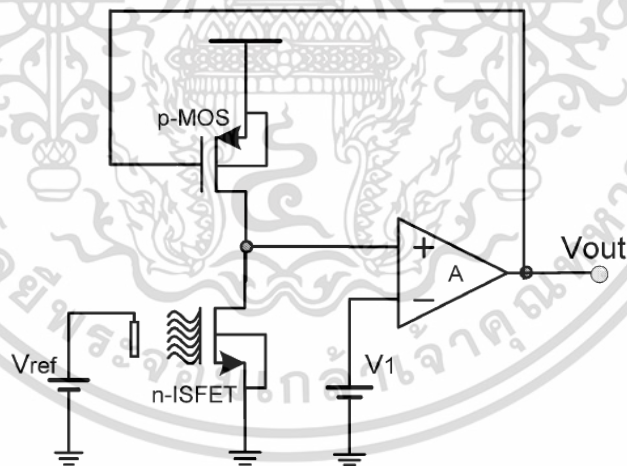
ประเภทที่ต้องการใช้ ISFET แบบอาร์เรย์ (Array) นั้นหมายความว่าวงจรจะต้องการขั้วไฟฟ้าอ้างอิงไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ ISFET ทุกตัว (ไม่สามารถแชร์กันได้) ซึ่งเป็นผลเสียเนื่องจากขั้วไฟฟ้าของ ISFET มีขนาดค่อนข้างใหญ่และกินพื้นที่มาก ดังนั้นในการประยุกต์ใช้งานในรูปแบบดังกล่าว ISFET แต่ละตัวควรจะใช้ Reference electrode ร่วมกันเพื่อประหยัดพื้นที่ของวงจร

3.2.2 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบทางอ้อม

วงจรแบบป้อนกลับแบบลบทางอ้อมถูกแสดงในรูปที่ 3.4 [29,34] วงจรประกอบด้วย ISFET, แหล่งจ่ายกระแส PMOS และออปแอมป์เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 3.2 ข้อแตกต่างระหว่างวงจรทั้งสองคือเอาต์พุตของออปแอมป์ในวงจรนี้ไม่ได้ป้อนกลับไปที่ ISFET โดยตรงแต่ป้อนกลับไปที่ขาเกตของแหล่งจ่ายกระแส PMOS

จากโครงสร้างของวงจรตามที่กล่าวมาข้างต้นนั้น ทำให้วิธีการในการชดเชยการเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(ISFET)}$ ทำได้โดยเพิ่มหรือลดแหล่งจ่ายกระแส PMOS ยกตัวอย่างเช่น เมื่อ $V_{T(ISFET)}$ ลดลง ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน ISFET เพิ่มมากขึ้น ดังนั้น V_{out} จะลดลงเพื่อทำให้กระแสของแหล่งจ่ายกระแส PMOS เพิ่มขึ้นจนสมดุลกับกระแสของ ISFET ข้อสังเกตคือเมื่อ $V_{T(ISFET)}$ ลดลง จะทำให้ V_{out} ลดลง และขนาดการลดลงของ V_{out} จะขึ้นอยู่กับขนาดของ PMOS กล่าวคือ หาก PMOS มีขนาดเล็ก V_{out} จะมีการลดลงอย่างมากและหาก PMOS มีขนาดใหญ่ V_{out} จะลดลงเพียงเล็กน้อย หรือสามารถกล่าวได้ว่า Sensitivity ของเอาต์พุตที่ได้จากวงจรนี้สามารถเพิ่มขึ้นหรือลดลงได้จากการกำหนดขนาดของ PMOS



รูปที่ 3.4 วงจรอ่านค่า pH แบบป้อนกลับแบบลบทางอ้อม [29,34]

จากพฤติกรรมการทำงานของวงจรที่ได้อธิบายมาข้างต้นนั้น เราสามารถเขียนอธิบายด้วยสมการกระแสได้ดังนี้ กระแสที่ไหลผ่าน PMOS และ ISFET มีขนาดเท่ากันจะได้ว่า

$$\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_p (V_{DD} - V_{out} - |V_{Tp}|)^2 = \frac{1}{2} \mu_o C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{ISFET} (V_{ref} - V_{T(ISFET)})^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DD} - V_{out} - |V_{Tp}| = \left(\sqrt{\frac{\mu_p C_{ox} (W/L)_p}{\mu_o C_{ox} (W/L)_{ISFET}}} \right) (V_{ref} - V_{T(ISFET)})$$

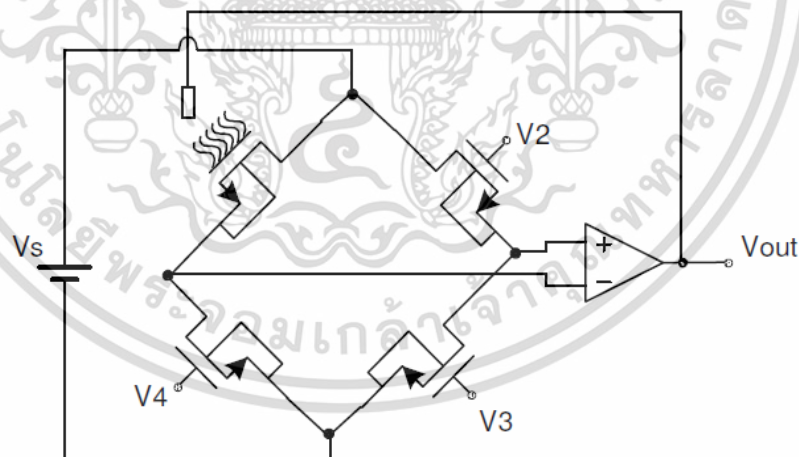
$$V_{out} = (\beta) V_{T(ISFET)} + [(\beta) V_{ref} + |V_{Tp}| - V_{DD}], \quad \beta = \sqrt{\frac{\mu_p C_{ox} (W/L)_p}{\mu_o C_{ox} (W/L)_{ISFET}}} \quad (3.4)$$

$$\Delta V_{out} = \beta \Delta V_{T(ISFET)} (pH) \quad (3.5)$$

จากสมการที่ 3.4 และ 3.5 เราพบว่า V_{out} และ $V_{T(ISFET)}$ มีความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นกันและ Sensitivity ของ V_{out} สามารถปรับค่าได้โดยการออกแบบค่า β ให้เหมาะสมด้วยการกำหนดขนาด W/L ของแหล่งจ่ายกระแส PMOS

3.2.3 วงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge

อีกตัวอย่างหนึ่งที่น่าสนใจของวงจรค่า pH แบบใช้การป้อนกลับแบบลบก็คือวงจรแบบ Wheatstone-bridge [32] ดังปรากฏในรูปที่ 3.5 และ 3.6 ซึ่งแสดงวงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge ที่ใช้เทคนิคป้อนกลับแบบลบโดยตรง (ป้อนกลับแบบลบที่ขาเกตของ ISFET โดยตรง) และเทคนิคป้อนกลับแบบลบทางอ้อม ตามลำดับ

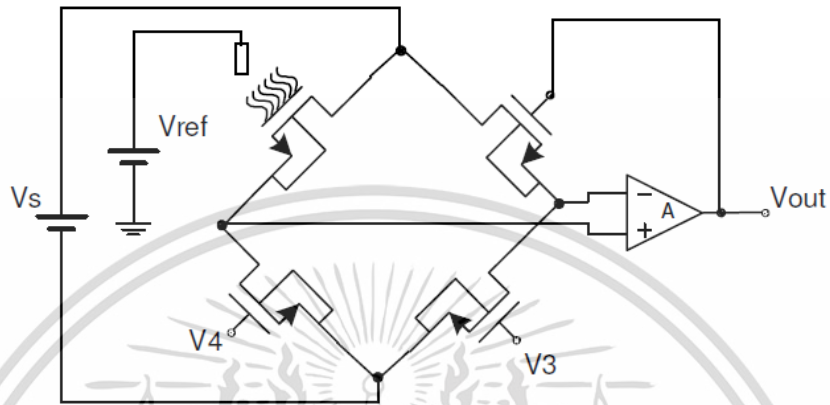


รูปที่ 3.5 วงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge แบบป้อนกลับแบบลบโดยตรง

หลักการทํางานของวงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge ทั้งสองแบบ สามารถอธิบายได้ดังนี้ วงจรแบบแรกในรูปที่ 3.5 ใช้ ISFET และ MOSFET 3 ตัวต่อกันในรูปแบบของ Wheatstone-bridge แรงดัน V_{DS} และกระแส I_D ของ ISFET จะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ เมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง V_{out} ของวงจรก็จะเปลี่ยนแปลงเช่นกัน เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แต่ละตัวและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันขาบวกกับขาลบของออปแอมป์อยู่ในจุดสมดุลดั้งเดิม ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของ V_{out} และ $V_{T(ISFET)}$ จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นดังสมการที่ 3.6

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{T(ISFET)} (pH) \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.6 วงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge แบบป้อนกลับแบบลบโดยตรง

สำหรับวงจรในรูปที่ 3.6 V_{out} ของวงจรจะถูกป้อนกลับไปที่เกตของ MOSFET แทนที่จะป้อนกลับไปที่ขั้วไฟฟ้าอ้างอิงของ ISFET ดังนั้นเมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันขาบวกของออปแอมป์ก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงเช่นกัน ด้วยกลไกของการป้อนกลับแบบลบทำให้ออปแอมป์พยายามปรับแรงดันขาบวกให้เท่ากับขาลบโดยการปรับกระแสของ MOSFET เพื่อให้แรงดันขาบวกมีการเปลี่ยนแปลงเท่ากับแรงดันขาลบและทำให้วงจรเข้าสู่จุดสมดุลอีกครั้ง ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของ V_{out} และ $V_{T(ISFET)}$ เป็นเชิงเส้น ดังสมการที่ 3.7

$$\Delta V_{out} = \left(\frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_n}{\mu_o C_{ox} (W/L)_{ISFET}} \right) \Delta V_{T(ISFET)} (pH) \quad (3.7)$$

ข้อสังเกตจากสมการที่ 3.7 คือ Sensitivity ของวงจรมีสามารถปรับได้โดยการปรับขนาด W/L ของ MOSFET เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 3.4

การทำงานของวงจรอ่านค่า pH แบบ Wheatstone-bridge ทั้งสองแบบที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นมีความคล้ายกับการทำงานของวงจรอ่านค่า pH ทั้งสองแบบที่ได้กล่าวถึงก่อนหน้าอย่างมาก อย่างไรก็ตามข้อได้เปรียบอย่างหนึ่งที่ผู้พัฒนาวงจรอ่านค่า pH แบบนี้ได้นำเสนอไว้ก็คือตัววงจรสามารถชดเชยการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิได้ ด้วยสมมติฐานว่าในการออกแบบจะออกแบบ ISFET และ MOSFET ทุกตัวให้มีขนาดเท่ากันและเนื่องจาก ISFET และ MOSFET สร้างบนเทคโนโลยีเดียวกันอุปกรณ์ทุกตัวจึงมีความสมมาตรกัน ดังนั้นกระแสลัดเคลื่อนที่เกิดจากการผลของอุณหภูมิในอุปกรณ์แต่ละตัวจึงเท่ากัน เพราะฉะนั้นความคลาดเคลื่อนจากการเปลี่ยนของอุณหภูมิจึงถูกชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

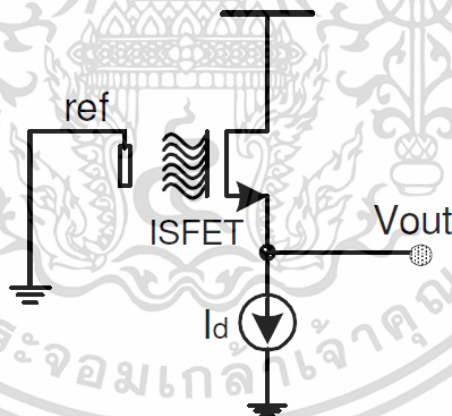
แนวคิดดังกล่าวเป็นแนวคิดที่น่าสนใจและดูสมเหตุสมผลในกรอบอ้างอิงที่ได้มีการตั้งสมมติฐานขึ้น อย่างไรก็ตามแนวคิดดังกล่าวยังเป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุผล 2 ประการ ดังนี้ 1) ค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ (Temperature Coefficient, TC) ของ ISFET และ MOSFET มีค่าต่างกัน เนื่องจากค่า TC ของ ISFET ขึ้นอยู่กับทั้งส่วนที่เป็นสารกึ่งตัวนำและส่วนที่มีการทำปฏิกิริยากับสารละลายที่กำลังวัด [4-5, 31] และ 2) ในทางปฏิบัติจริง ISFET และ MOSFET ยังไม่สามารถสร้างบนชิปเดียวกัน เพราะฉะนั้นจึงเป็นไปได้ยากมากที่จะทำให้อุปกรณ์ทุกตัวจะมีความสมมาตรกัน

3.3 วงจรอ่านค่า pH แบบไม่มีการป้อนกลับ

หัวข้อนี้จึงจะกล่าวถึงวงจรอ่านค่า pH ประเภทที่ไม่ใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบและสามารถให้เอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงได้ ข้อดีของการไม่มีการป้อนกลับแบบลบคือไม่ต้องกังวลเรื่องเสถียรภาพของวงจร โดยวงจรที่น่าสนใจมีดังนี้

3.3.1 วงจรอ่านค่า pH แบบ Source-follower

วงจรอ่านค่า pH แบบ Source-follower ถูกแสดงดังรูปที่ 3.7 วงจรมีลักษณะและการทำงานเหมือนกับวงจร Source-follower แบบปกติทุกประการ เพียงแต่แทนที่ MOSFET ด้วย ISFET เมื่อ $V_{T(\text{ISFET})}$ เปลี่ยนแปลง V_{out} ก็จะเปลี่ยนแปลงด้วยในสัดส่วนเดียวกัน



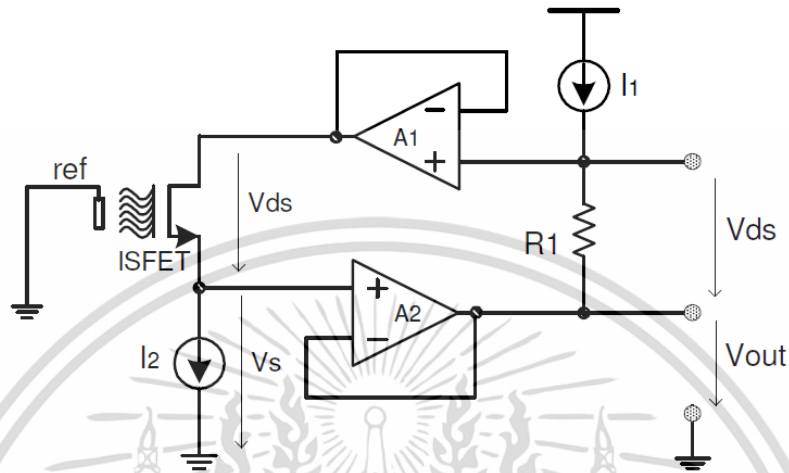
รูปที่ 3.7 วงจรอ่านค่า pH แบบ Source-follower [33]

วงจรมีโครงสร้างที่เรียบง่าย กล่าวคือวงจรประกอบด้วย ISFET และ MOSFET ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสและวงจรยังสามารถให้ V_{out} ที่มีความเป็นเชิงเส้นกับ $V_{T(\text{ISFET})}$ อีกด้วย อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงของ V_{out} ส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของ V_{DS} ของทั้ง ISFET และ MOSFET ถึงแม้ว่า ISFET จะทำงานในโหมดอิมิตัว แต่ยังมีเทอม $(1 + \lambda V_{\text{DS}})$ ที่อาจส่งผลให้ความเป็นเชิงเส้นของวงจรลดลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรอ่านค่า pH แบบ Drain-source-follower

ปัญหาเรื่อง V_{DS} ที่ไม่คงที่ของวงจรแบบ Source-follower ทำให้เกิดการพัฒนางจร Drain-source-follower เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 3.8



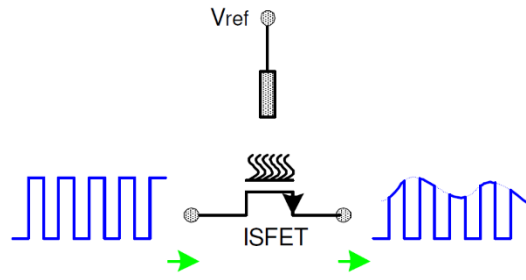
รูปที่ 3.8 วงจรอ่านค่า pH แบบ Drain-source-follower [34]

หลักการการทำงานของวงจร Drain-source-follower เหมือนกับวงจร Source-follower แต่ทุกประการ เพียงแต่แรงดัน V_{DS} ของวงจร Drain-source-follower จะถูกบังคับให้คงที่เท่ากับแรงดันตกคร่อม R_1 โดยอาศัยออปแอมป์ที่ต่อแบบบัฟเฟอร์ไปที่เดรนและซอร์สของ ISFET เมื่อแรงดัน $V_{T(ISFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลง เช่น สมมติว่ามีค่าลดลง แรงดัน V_S ของ ISFET และ V_{out} ก็จะลดลงเช่นกัน อย่างไรก็ตาม แรงดันตกคร่อม R_1 มีค่าเท่าเดิม (กระแสคงที่ I_1 ไหลผ่าน R_1) ดังนั้น V_D จึงลดลงด้วยขนาดที่เท่ากับ V_S จึงทำให้วงจรนี้บังคับให้แรงดัน V_{DS} ของ ISFET คงที่เสมอ

เนื่องจากวงจรมี V_{DS} คงที่เสมอ จึงทำให้เทอม $(1 + \lambda V_{DS})$ ไม่ส่งผลต่อความเป็นเชิงเส้นของวง เหมือนกับวงจร Source-follower อย่างไรก็ตามการแก้ปัญหาดังกล่าวก็ต้องแลกมาด้วยการใช้ออปแอมป์ 2 อัน และตัวต้านทาน 1 ตัว

3.3.3 วงจรอ่านค่า pH แบบ Pass transistor

วงจรอ่านค่า pH อีกรูปแบบหนึ่งที่น่าสนใจคือวงจรที่ใช้หลักการทำงานแบบ Pass transistor [35] ซึ่งใช้เพียงแค่อุปกรณ์ ISFET เท่านั้นอันเดียวเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.9 วงจรใช้ n-ISFET ทำงานแบบ Pass transistor ชนิด NMOS และป้อนสัญญาณ Pulse ที่ขาเดรนของ ISFET ดังนั้นแรงดันที่ขาซอร์สของ ISFET ในช่วงที่ Pulse เป็น high จะเท่ากับ $V_{ref} - V_{T(ISFET)}$ เอาต์พุตที่ได้สามารถใช่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) กรองสัญญาณเอาต์พุตเพื่อให้ได้สัญญาณแบบแอนะล็อก

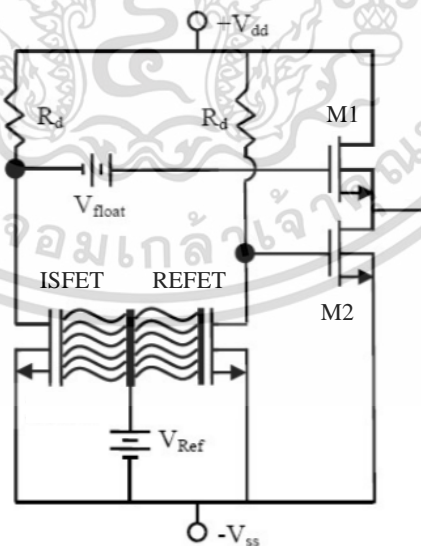


รูปที่ 3.9 วงจรอ่านค่า pH แบบ Pass transistor [35]

อย่างไรก็ตามการทำงานของวงจรและเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะคล้ายกับวงจรสุ่มสัญญาณ (Sample and Hold, S/H) ของวงจร ADC ดังนั้นในการประยุกต์ใช้งานจึงเป็นไปได้ที่จะรวมวงจรอ่านค่า pH แบบ Pass transistor เป็นส่วนหนึ่งของวงจร ADC ได้ โดยวงจรจะทำหน้าที่เป็นทั้งวงจรอ่านค่า pH และ วงจรสุ่มสัญญาณของ ADC ซึ่งข้อดีของวิธีการดังกล่าวก็คือวงจรจะประหยัดพลังงานและพื้นที่ในส่วนที่เป็นวงจรอ่านค่า pH

3.4 วงจรอ่านค่า pH ที่มีการใช้ Reference FET (REFET)

REFET คืออุปกรณ์ที่มีโครงสร้างเหมือนกับ ISFET เกือบทุกประการ เพียงแต่ เยื่อเลือกผ่าน (Membrane) ของ REFET จะถูกออกแบบไม่ให้ออกแบบให้ตอบสนองต่อไอออนใดๆ ในสารละลายทุกชนิด ซึ่งแนวคิดของการนำ REFET มาใช้งานกับ ISFET ก็คือการกำจัดปัญหาเรื่องการดริฟท์ของ ISFET เนื่องจากการดริฟท์เปรียบเสมือนสัญญาณโหมดร่วม (Common-mode signal) ของอุปกรณ์ทั้งสอง ดังนั้นการใช้ ISFET/REFET ในวงจรผลต่างจึงสามารถกำจัดปัญหาการดริฟท์ของ ISFET ได้



รูปที่ 3.10 วงจรอ่านค่า pH แบบผลต่างกระแส ISFET/REFET [36]

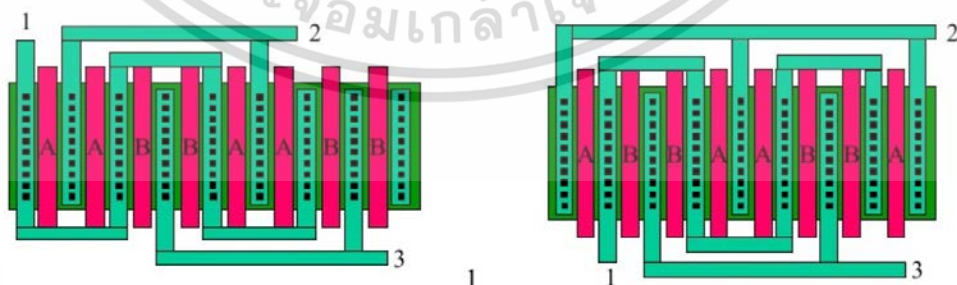
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 แสดงวงจรอ่านค่า pH แบบผลต่างกระแส ISFET/REFET (Current differential ISFET/REFET readout circuit [36]) ซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งของวงจรที่ใช้เทคนิควงจรมผลต่าง จากรูป ISFET และ REFET ถูกไบอัสในโหมดอิมิตัวด้วยแรงดัน V_{Ref} ที่เท่ากัน และที่ภาคเอาต์พุต ขาเดรนของ ทั้ง ISFET และ REFET ต่อเข้ากับขาเกตของ M1 และ M2 ในลักษณะของวงจร Source-follower (ขาเดรนของ ISFET ต่อกับ V_{float} เพื่อไบอัส MOSFET ให้ทำงานในโหมดอิมิตัว) การทำงานของวงจร จะแบ่งเป็น 2 กรณี ดังนี้

- 1) เมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เปลี่ยนแปลง กระแสของ ISFET ก็เปลี่ยนแปลง ส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลง แรงดันที่ขาเดรนของ ISFET ลักษณะเช่นนี้ทำให้แรงดันที่ขาเกตของ M1 เกิดการ เปลี่ยนแปลง ทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงด้วยขนาดที่เท่ากัน
- 2) เมื่อเกิดการดริฟท์ขึ้นจะส่งผลให้ $V_{T(ISFET)}$ และ $V_{T(REFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลงด้วยขนาดที่ เท่ากันจึงทำให้แรงดันที่ขาเดรนของทั้ง ISFET และ REFET เกิดการเปลี่ยนแปลงด้วยขนาด ที่เท่ากัน ดังนั้นแรงดันที่เอาต์พุตจะไม่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากผลของการดริฟท์

การนำ REFET มาใช้ออกแบบวงจรอ่านค่า pH แบบผลต่างให้ผลลัพธ์ที่ดีในการกำจัดปัญหา เรื่องการดริฟท์ โดยสมมติฐานของการนำ REFET มาใช้ก็คือการที่ REFET มีพฤติกรรมดริฟท์ที่ เหมือนกับ ISFET ทุกประการจึงทำให้การดริฟท์นั้นเป็นสัญญาณโหมตรงร่วมและสามารถกำจัดได้ด้วย เทคนิคทางวงจร

อย่างไรก็ตาม เป็นไปได้ยากที่เราจะสร้าง ISFET และ REFET ให้มีพฤติกรรมในการดริฟท์ เหมือนกันและเป็นไปได้ยากที่จะสร้างอุปกรณ์ทั้ง 2 ชนิดให้มีความสมมาตรกัน เหตุผลคือ โดยปกติ หากต้องการทำให้ MOSFET 2 ตัวมีความสมมาตรกัน เราจะใช้เทคนิคการ Layout เข้าช่วย เช่น เทคนิค Interdigitated devices ดังรูปที่ 3.11 เป็นต้น จากรูปจะพบว่า MOSFET ทั้งสองถูกทำให้ สมมาตรกันโดยการแบ่ง MOSFET แต่ละตัวเป็นขนาดเล็กหลายตัวและนำมาซ้อนกันเพื่อให้ MOSFET ทั้งสองเจอความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิตที่เหมือนกันทุกประการ อย่างไรก็ตาม ISFET ไม่ สามารถใช้เทคนิคดังกล่าวได้เนื่องจากขาเกตซึ่งเป็นเยื่อเลือกผ่าน คือส่วนที่ต้องการพื้นที่กว้างเพื่อ สัมผัสกับสารละลาย จึงอาจจะไม่สามารถแบ่งแยกและใช้เทคนิคในการทำ Layout ดังกล่าวได้



รูปที่ 3.11 เทคนิคการ Layout แบบ Interdigitated devices

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสโดยใช้ ISFET ในโหมดเชิงเส้น

วงจรอ่านค่า pH ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอคือวงจรอ่านค่า pH แบบที่ให้เอาต์พุตเป็นกระแส โดยในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงแนวคิดในการออกแบบวงจรดังกล่าว

3.5.1 ข้อได้เปรียบของการใช้เอาต์พุตกระแส

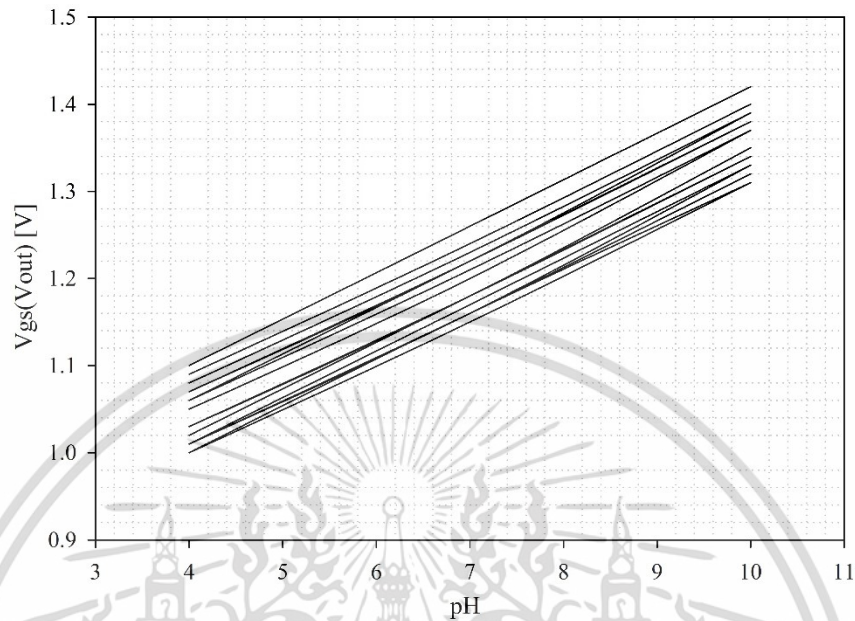
จากตัวอย่างของวงจรอ่านค่า pH ที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 3.2 ถึง 3.3 เราพบว่าวงจรจะใช้ ISFET ที่ทำงานในโหมดอิมิตัวและให้เอาต์พุตที่เป็นแรงดัน วงจรแต่ละวงจรมีข้อได้เปรียบแตกต่างกัน และสามารถให้แรงดันเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(ISFET)}$ อย่างไรก็ตาม ข้อเสียเปรียบหนึ่งที่ต้องพิจารณาก็คือวงจรประเภทให้เอาต์พุตเป็นแรงดันจะไม่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในแอปพลิเคชันที่ต้องการไฟเลี้ยงต่ำ

เหตุผลของของการกล่าวอ้างดังกล่าวสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรรูปที่ 3.2 เมื่อวัดผลของ ISFET จาก TMEC (Thai Microelectronics Center) ที่ทำงานในโหมดอิมิตัวที่สารละลายบัฟเฟอร์มาตรฐาน pH 4, pH 7 และ pH 10 เราได้ผลการเปลี่ยนแปลงของ V_{out} กับ pH ดังรูปที่ 3.12 จากรูป เราพบว่า โดยเฉลี่ยแล้ว V_{out} ที่ pH 4 จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 1.05 V (ค่าสูงสุดและต่ำสุดที่วัดได้อยู่ที่ประมาณ 1.1 V และ 1.0 V) โดยสามารถนำข้อมูลดังกล่าวมาคำนวณ V_{DD} ที่วงจรต้องใช้ได้ดังนี้

- 1) สมมติว่าวงจรสามารถอ่านค่า pH ตั้งแต่ pH 1 ถึง pH 14 (ที่ pH 4 มี $V_{out} = 1.05$)
- 2) ค่า Sensitivity ของ ISFET (S_{pH}) จากการทดลอง มีค่าประมาณ 50 mV/pH แต่ในการคำนวณเราเลือกใช้ $S_{pH(max)}$ (59 mV/pH) [1] เพื่อรองรับการใช้งานกรณีที่ S_{pH} มีค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ตามทฤษฎี
- 3) จากข้อมูลข้างต้น เราต้องเลือก V_{DD} ดังนี้คือ $V_{DD} > V_{out(pH4)} + [(14-4) \times S_{pH}] + V_{DSAT} + V_{offset(ISFET)}$ โดยที่ V_{DSAT} คือ V_{DSAT} ของ PMOS ในภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ (รูปที่ 3.2) ซึ่งหากสมมติว่ามีค่าประมาณ 0.2 V และสมมติว่า $V_{offset(ISFET)}$ มีค่าแยะสุดไม่เกิน 0.2 ดังนั้น จะต้องใช้ $V_{DD} > 2.04$ V
- 4) เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรรูปที่ 3.4 ซึ่งสามารถเพิ่ม S_{pH} ได้ โดยสมมติว่า S_{pH} ใหม่มีขนาดเพิ่มเป็น 2 เท่า ดังนั้นเราต้องใช้ $V_{DD} > 2.63$ V และหาก S_{pH} มีขนาดเพิ่มเป็น 4 เท่า วงจรต้องใช้ V_{DD} มากถึง 3.81 V
- 5) การคำนวณในข้อ 3) และ 4) มีการประมาณ $V_{offset(ISFET)}$ ที่แยะสุดไม่เกิน 0.2 V อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบจริง เราต้องเผื่อค่าความปลอดภัยที่อาจทำให้ $V_{offset(ISFET)}$ มีค่าเพิ่มขึ้น นั่นหมายความว่าวงจรอาจจะต้องใช้ V_{DD} เพิ่มขึ้นจากที่เคยประมาณไว้

จากการทดลองและการคำนวณข้างต้น พิสูจน์ให้เห็นว่าวงจรอ่านค่า pH ประเภทให้เอาต์พุตเป็นแรงดันมีความต้องการใช้ V_{DD} มากในระดับหนึ่งเพื่อให้วงจรสามารถรองรับการทำงานกับ ISFET ทุกตัวและเป็นที่น่าสังเกตว่า $V_{offset(ISFET)}$ จากกระบวนการผลิตและการดริฟท์ มีส่วนสำคัญในการทำให้วงจรต้องใช้ V_{DD} มากขึ้น จึงทำให้นักวิจัยบางกลุ่มคิดค้นวงจรสำหรับลด $V_{offset(ISFET)}$ ขึ้น [37]

ถึงแม้ว่าวงจรดังกล่าวจะช่วยลดทอน $V_{\text{offset(ISFET)}}$ ของ ISFET แต่ละตัวให้มีค่าใกล้เคียงกันได้ อย่างไรก็ตามก็ตาม เนื่องจากต้องใช้อุปกรณ์มากขึ้นจึงแลกมาด้วยการเพิ่มระดับของสัญญาณรบกวนในวงจร



รูปที่ 3.12 ผลการวัด $V_{gs} (V_{out})$ Vs pH เมื่อ $I_D = 10 \mu A$ และ $V_{DS} = 0.3 V$

ด้วยข้อเสียเปรียบเรื่อง V_{DD} ตามที่อธิบายมาข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเสนอการออกแบบวงจรอ่านค่า pH ที่ให้เอาต์พุตในรูปแบบของกระแส ซึ่งเป็นวงจรอีกทางเลือกหนึ่งที่เหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานกับแอปพลิเคชันที่ต้องการ V_{DD} ต่ำ

3.5.2 การทำงานของ ISFET ในโหมดเชิงเส้น

จากสมการที่ 3.1 ซึ่งเป็นสมการกระแสของ ISFET ในโหมดอิ่มตัว เมื่อพิจารณาสมการดังกล่าว เราพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_D และ $V_{T(\text{ISFET})}$ ไม่ได้มีลักษณะเป็นเชิงเส้น นั่นหมายความว่า ISFET ในโหมดอิ่มตัวไม่สามารถให้เอาต์พุตกระแสที่เป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(\text{ISFET})}$ ได้ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาสมการกระแสของ ISFET ที่ทำงานในโหมดเชิงเส้นดังสมการที่ 3.8

$$I_D = \frac{1}{2} \left(\frac{\mu_o C_{ox} W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_{T(\text{ISFET})}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (3.8)$$

และเมื่อจัดรูปใหม่ดังแสดงในสมการที่ 3.9 จะได้ว่า

$$I_D = -(KV_{DS}) V_{T(\text{ISFET})} + (K) \left(V_{DS} V_{GS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right), \quad K = \left(\frac{\mu_o C_{ox} W}{L} \right) \quad (3.9)$$

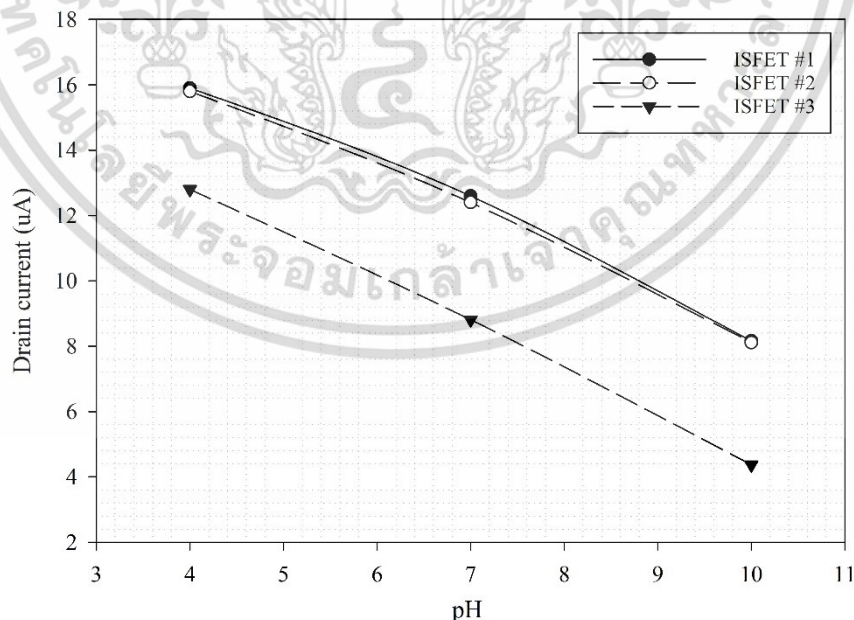
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราพบว่าเมื่อ ISFET ทำงานในโหมดเชิงเส้น และกำหนดให้ V_{GS} และ V_{DS} ของ ISFET มีค่าคงที่ วงจรสามารถให้อาต์พุตกระแสซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับ $V_{T(ISFET)}$ ได้ นอกจากนั้นแล้วเราพบว่า S_{pH} ของวงจรที่ได้ขึ้นอยู่กับ V_{DS} ดังนั้นหาก V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นก็จะสามารถเพิ่ม S_{pH} ของวงจรได้ เพื่อทำการตรวจสอบสมมติฐานข้างต้น เราได้ทำการทดลองวัดค่ากระแส I_D จาก ISFET จริง โดยในการทดลองจะกำหนดให้ V_{GS} มีค่าคงที่เท่ากับ 1.2 V และ V_{DS} มีค่าคงที่ต่างๆ กันคือ 50 mV, 100 mV และ 200 mV ตามลำดับ

ผลการวัดกระแส (I_D) ของ ISFET ที่สารละลายบัฟเฟอร์มาตรฐาน pH 4, 7, และ 10 ถูกแสดงในตารางที่ 3.1 ถึง 3.3 โดยกำหนดให้ V_{DS} เท่ากับ 50 mV, 100 mV และ 200 mV ตามลำดับ และเมื่อนำข้อมูลจากตารางมาแสดงในกราฟจะได้กราฟดังรูปที่ 3.13, 3.14 และ 3.15 ตามลำดับ จากนั้นรูปที่ 3.16 แสดงการเปรียบเทียบพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงกระแส I_D เมื่อ V_{DS} มีค่าต่าง ๆ กันทั้ง 3 กรณี

ตารางที่ 3.1 ผลการวัดกระแสของ ISFET เมื่อ $V_{GS} = 1.2$ V และ $V_{DS} = 50$ mV

ISFET	I_D [uA]			S_{pH} (uA/pH)
	pH4	pH7	pH10	
#1	15.90	12.60	8.16	-1.29
#2	15.80	12.50	8.11	-1.28
#3	12.80	8.81	4.37	-1.41

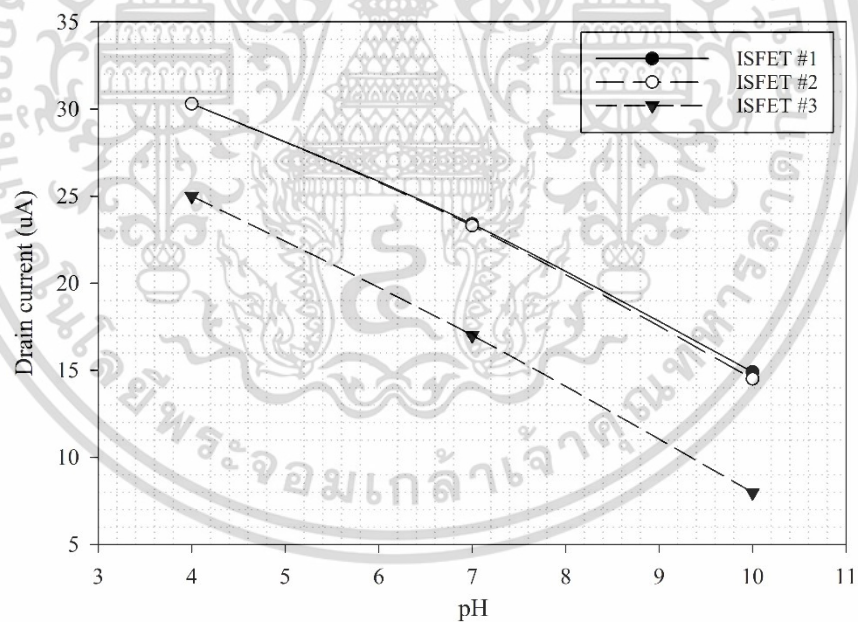


รูปที่ 3.13 กราฟแสดงผลการวัดจากตารางที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ผลการวัดกระแสของ ISFET เมื่อ $V_{GS} = 1.2 \text{ V}$ และ $V_{DS} = 100 \text{ mV}$

ISFET	I_D [μA]			S_{pH} ($\mu\text{A}/\text{pH}$)
	pH4	pH7	pH10	
#1	30.30	23.40	14.90	-2.57
#2	30.30	23.30	14.50	-2.63
#3	25.00	17.00	7.98	-2.83

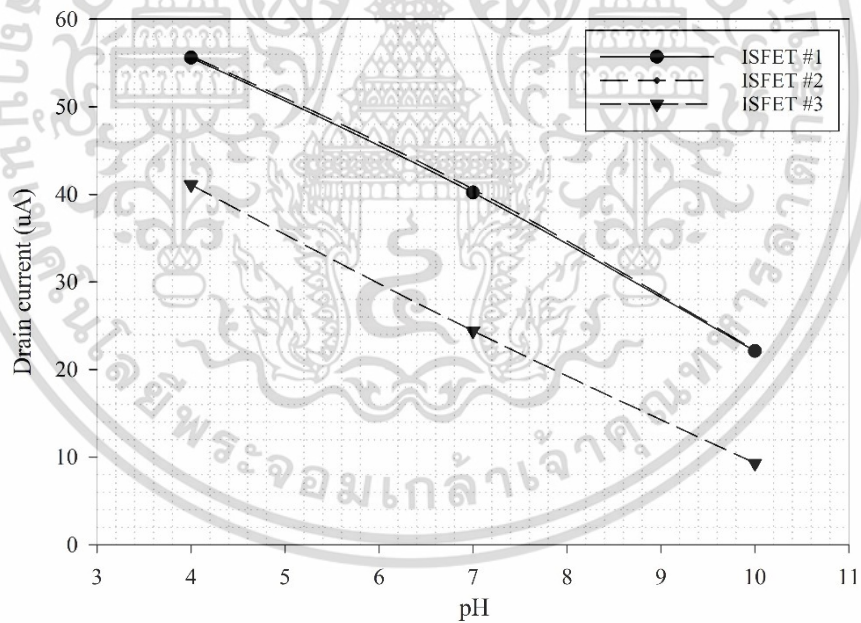


รูปที่ 3.14 กราฟแสดงผลการวัดจากตารางที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

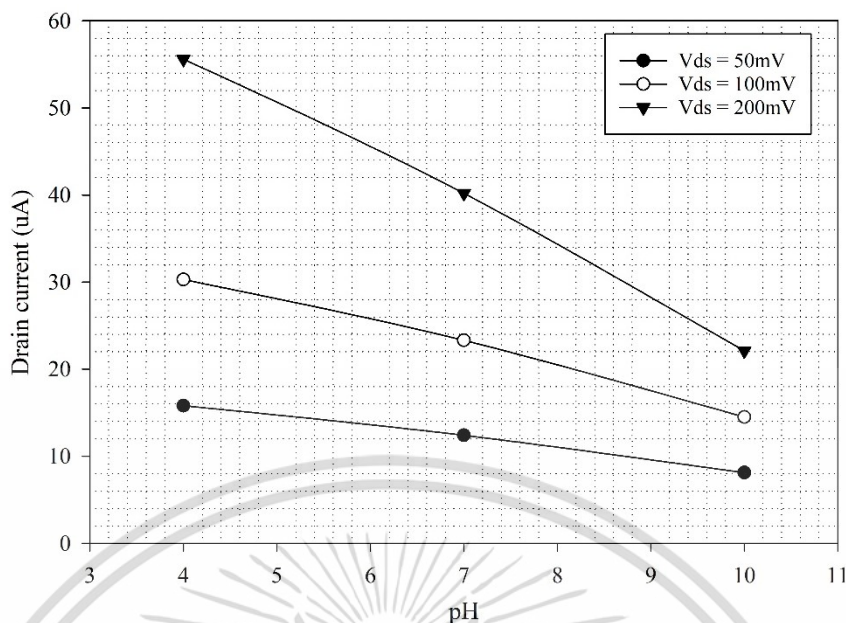
ตารางที่ 3.3 ผลการวัดกระแสของ ISFET เมื่อ $V_{GS} = 1.2 \text{ V}$ และ $V_{DS} = 200 \text{ mV}$

ISFET	I_D [μA]			S_{pH} ($\mu\text{A}/\text{pH}$)
	pH4	pH7	pH10	
#1	55.80	40.60	22.20	-5.60
#2	55.60	40.20	22.10	-5.58
#3	41.10	24.40	9.30	-5.30



รูปที่ 3.15 กราฟแสดงผลการวัดจากตารางที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 กระแส (I_D) ของ ISFET เมื่อ V_{DS} เท่ากับ 50 mV, 100 mV และ 200 mV ตามลำดับ

ผลจากการทดลองพิสูจน์ให้เห็นถึงความเป็นเชิงเส้นระหว่างกระแส I_D และการเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(ISFET)}$ (pH) โดยสามารถสรุปผลจากตารางและกราฟได้ดังนี้

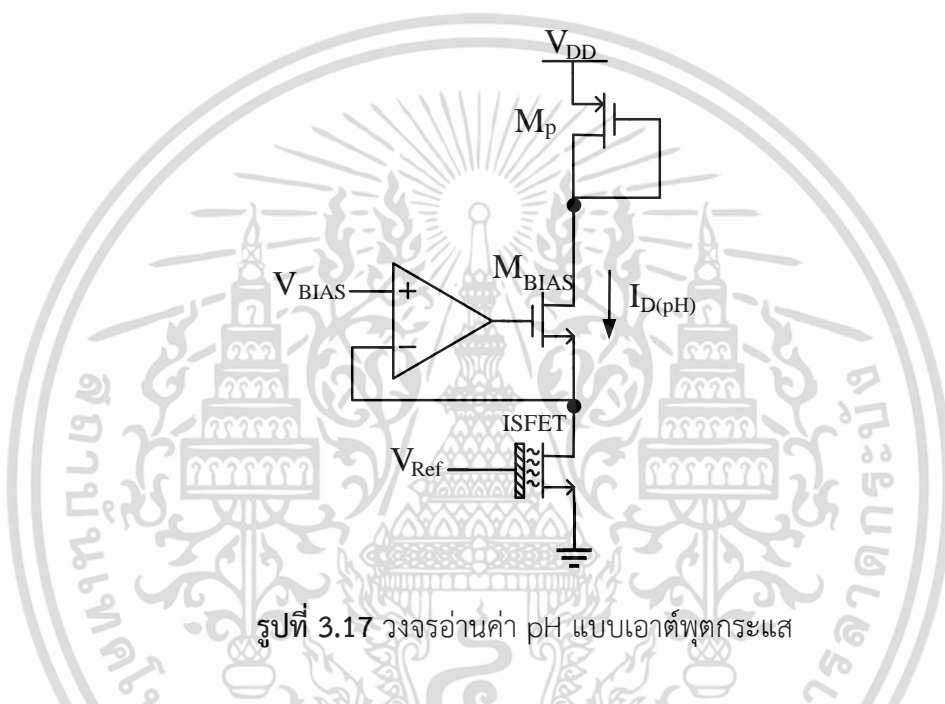
- 1) จากตารางที่ 3.1 และกราฟรูปที่ 3.13 เมื่อกำหนดให้ $V_{DS} = 50$ mV เราพบว่าเมื่อ pH มีการเปลี่ยนแปลงจาก 4 ถึง 10 กระแส I_D ของ ISFET จะมีเปลี่ยนแปลงโดยเฉลี่ยตั้งแต่ 14.83 uA ถึง 6.88 uA และ S_{pH} เฉลี่ยที่วัดได้คือ -1.33 uA/pH
- 2) จากตารางที่ 3.2 และกราฟรูปที่ 3.14 เมื่อกำหนดให้ $V_{DS} = 100$ mV เราพบว่าเมื่อ pH มีการเปลี่ยนแปลงจาก 4 ถึง 10 กระแส I_D ของ ISFET จะมีเปลี่ยนแปลงโดยเฉลี่ยตั้งแต่ 28.53 uA ถึง 12.46 uA และ S_{pH} เฉลี่ยที่วัดได้คือ -2.68 uA/pH
- 3) จากตารางที่ 3.3 และกราฟรูปที่ 3.15 แสดงการวัดเมื่อกำหนดให้ $V_{DS} = 200$ mV เราพบว่าเมื่อ pH มีการเปลี่ยนแปลงจาก 4 ถึง 10 กระแส I_D ของ ISFET จะมีเปลี่ยนแปลงโดยเฉลี่ยตั้งแต่ 50.83 uA ถึง 17.87 uA และ S_{pH} เฉลี่ยที่วัดได้คือ -5.49 uA/pH
- 4) ข้อมูลของ S_{pH} ที่ V_{DS} ต่าง ๆ พิสูจน์ให้เห็นว่า $|S_{pH(200mV)}| \approx 2|S_{pH(100mV)}| \approx 4|S_{pH(50mV)}|$ ตามที่สมการที่ 3.9 ได้ทำนายไว้ ซึ่งเป็นการยืนยันว่า S_{pH} ของวงจรถูกนำเสนอแนะสามารถเพิ่มได้ด้วยการเพิ่ม V_{DS} ดังแสดงในรูปที่ 3.16

จากเหตุผลทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรรอ่านค่า pH จาก ISFET แบบให้เอาต์พุตเป็นกระแสโดยใช้ ISFET ทำงานในโหมดเชิงเส้น ผลการทดลองกับ ISFET ที่ได้จาก TMEC พิสูจน์ให้เห็นว่าการทำงานของ ISFET ในโหมดเชิงเส้นนั้นเป็นไปตามที่ทฤษฎีได้กล่าวไว้ นอกจากนี้ผลการทดลองยังแสดงให้เห็นว่า S_{pH} ของวงจรถูกนำเสนอแนะสามารถเพิ่มขึ้นได้โดยการเพิ่ม V_{DS} โดยสิ่งที่ต้องแลกมาคือกระแสที่มากขึ้น อย่างไรก็ตาม หัวข้อถัดไปจะแสดงให้เห็นว่าวงจรรอ่านค่า pH แบบ

เอาต์พุตกระแสสามารถรองรับการทำงานที่ไฟเลี้ยงต่ำได้ดีกว่าวงจรรอ่านค่า pH ที่ให้อาต์พุตเป็นแรงดัน

3.5.3 การออกแบบวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส

วงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสที่วิทยาลัยพณิชยการบึงฉลวยนำเสนอแสดงในรูปที่ 3.17 วงจรประกอบด้วย ISFET, ออปแอมป์ และ MOSFET โดยวงจรรจะไบอัส ISFET ให้ทำงานในโหมดอิมิตัว พร้อมทั้งรักษาแรงดัน V_{GS} ($V_{Ref(Electrode)}$) และ V_{DS} (V_{BIAS}) ให้คงที่ ดังนั้นเมื่อ $V_{T(ISFET)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ $I_{D(pH)}$ เกิดการเปลี่ยนแปลงในลักษณะเป็นเชิงเส้นต่อกัน



รูปที่ 3.17 วงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส

อย่างที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.5.1 ว่าวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตแรงดันมีความจำเป็นต้องใช้ V_{DD} มากกว่า 2 V เป็นอย่างน้อยเพื่อให้วงจรรองรับการทำงานกับ ISFET ทุกตัว จึงทำให้วงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตแรงดันไม่เหมาะต่อการนำไปใช้งานกับแอปพลิเคชันที่ต้องการใช้ไฟเลี้ยงต่ำ

อย่างไรก็ตามวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสโดยใช้ ISFET ทำงานในโหมดเชิงเส้นสามารถรองรับการทำงานที่ไฟเลี้ยงต่ำได้ ด้วยเหตุผลดังต่อไปนี้

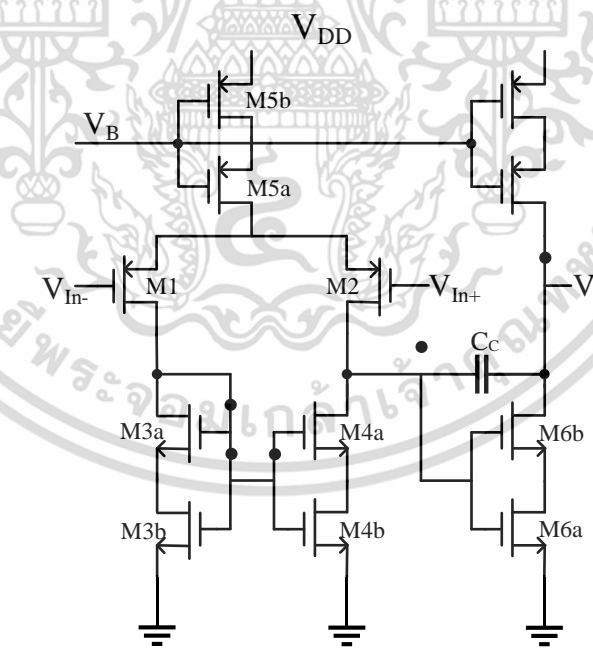
- 1) เมื่อ ISFET ทำงานในโหมดเชิงเส้น เช่น สมมติว่าใช้แรงดัน V_{DS} ของ ISFET มีค่าเท่ากับ 50 mV และ V_{DS} ของ M_p และ M_{BIAS} มีค่าเท่ากับ 200 mV
- 2) วงจรต้องใช้ไฟเลี้ยง $V_{DD} > V_{DS(ISFET)} + V_{DSAT(M_{BIAS})} + V_{DSAT(M_p)}$ เมื่อแทนค่าข้อมูลจากข้อที่ 1) ลงไปจะได้ว่าวงจรรต้องการ $V_{DD} > 0.45$ V
- 3) หากเราต้องการเพิ่ม S_{pH} ของวงจรรด้วยการเพิ่ม V_{DS} เป็น 200 mV วงจรรต้องการ $V_{DD} > 600$ mV ซึ่งเพิ่มจากเดิมเพียง 150 mV แลกมากับการได้ S_{pH} เพิ่มขึ้น 4 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์ข้างต้นพบว่าหากวงจรใช้ V_{DS} ตั้งแต่ 50 mV ถึง 200 mV วงจรจะต้องการ V_{DD} ขั้นต่ำเพียง 0.45 V ถึง 0.6 V เท่านั้น อย่างไรก็ตามในการออกแบบจริงนั้นอุปกรณ์ที่เป็นกำหนด V_{DD} ขั้นต่ำของวงจรรูปที่ 3.17 อย่างแท้จริงคือออปแอมป์และ V_T ของ NMOS ด้วยเหตุผลดังต่อไปนี้

- 1) หากต้องการออกแบบวงจรรอ่านค่า pH ที่ใช้ไฟเลี้ยง $V_{DD} = 0.45$ V นั้นหมายความว่าเราต้องออกแบบออปแอมป์ที่ทำงานสามารถทำงานที่ 0.45 V ได้เช่นกัน ซึ่งก็สามารถทำได้ แต่ออปแอมป์ที่ได้จะมีข้อจำกัดหลายประการ เช่น การสวิงของสัญญาณที่จำกัด
- 2) แม้ว่าจะออกแบบออปแอมป์ที่ใช้ไฟเลี้ยง $V_{DD} = 0.45$ V ได้ เรายังคงต้องเผชิญกับปัญหาประการหนึ่ง กล่าวคือ เอาต์พุตของออปแอมป์ที่ต้องต่อกับขาเกตของ M_{BIAS} มีชาเซอร์สที่ต้องมีแรงดันเท่ากับ $V_{DS(ISFET)}$ นั้นหมายความว่าเพื่อให้ M_{BIAS} ทำงานในโหมดอิ่มตัวจะต้องใช้ $V_G \approx V_{DSAT} + V_T$
- 3) การออกแบบวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.18 μm ซึ่งมี $V_T \approx 0.5$ V ดังนั้น M_{BIAS} จะต้องใช้ $V_G \approx 0.7$ V จึงเป็นไปได้ที่จะออกแบบวงจรรอ่านค่า pH ที่ไฟเลี้ยงต่ำกว่า 0.7 V

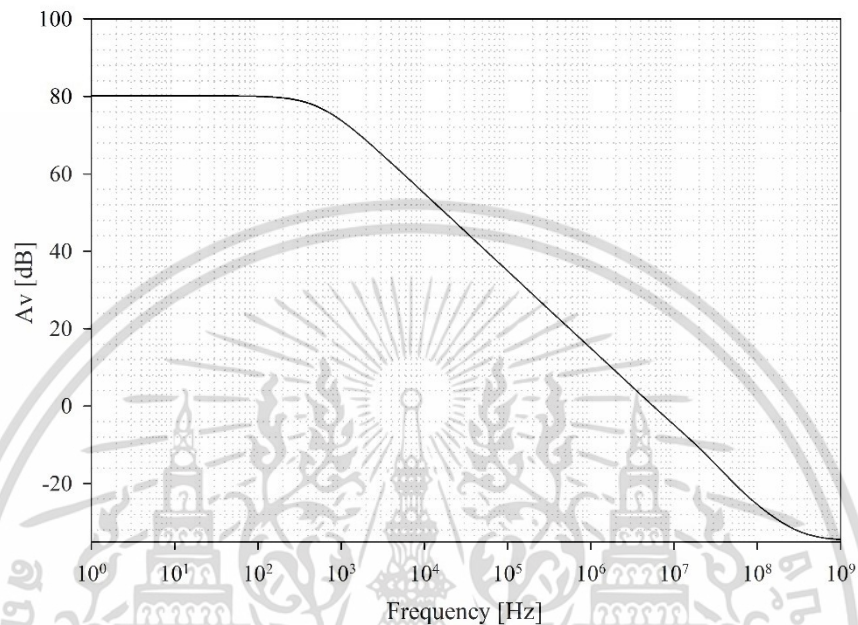
ด้วยข้อจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นแสดงให้เห็นว่าวงจรไม่สามารถทำงานที่ไฟเลี้ยงต่ำกว่า 0.7 V ได้ อย่างไรก็ตาม $V_{DSAT} + V_T$ มีค่าลดลงตามทิศทางของเทคโนโลยีซีมอส จึงเป็นไปได้ที่จะใช้เทคโนโลยีที่เล็กลงในการออกแบบวงจรที่ไฟเลี้ยงต่ำกว่า 0.7 V



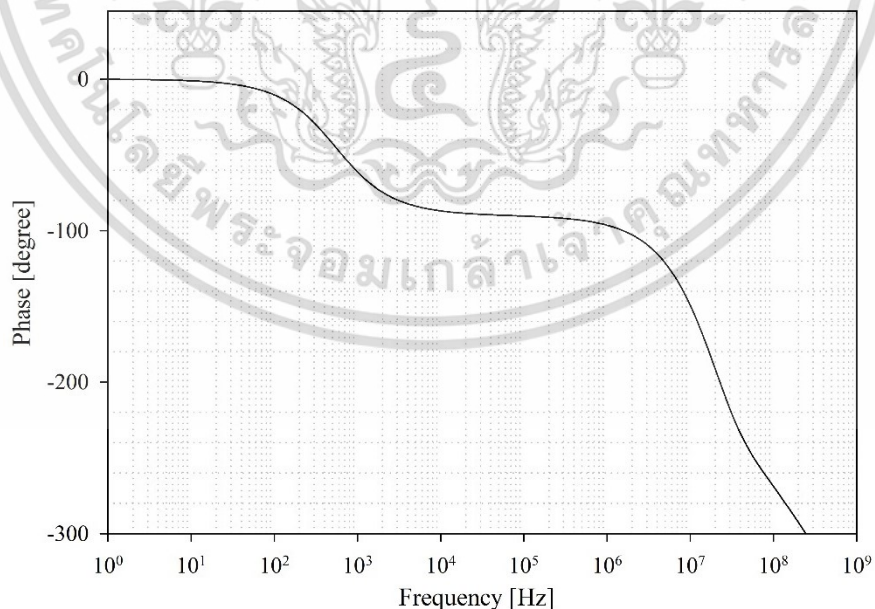
รูปที่ 3.18 ออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรรอ่านค่า pH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรรูปที่ 3.17 โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.18 μm นั้น เราสามารถออกแบบวงจรอ่านค่า pH ที่ทำงานด้วยไฟเลี้ยงเพียง 1 V ได้ อย่างไรก็ตาม วิทยาลัยนพนธ์ฉบับนี้จะออกแบบโดยใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ $V_{DD} = 1.8 \text{ V}$ เพื่อเผื่อ Offset ที่อาจจะเกิดจากกระบวนการผลิตสำหรับทั้ง ISFET และ MOSFET และเหตุผลอีกประการคือเพื่อเผื่อการรองรับการใช้งานกับ ADC



รูปที่ 3.19 อัตราขยายแรงดันของออปแอมป์



รูปที่ 3.20 เฟสของออปแอมป์

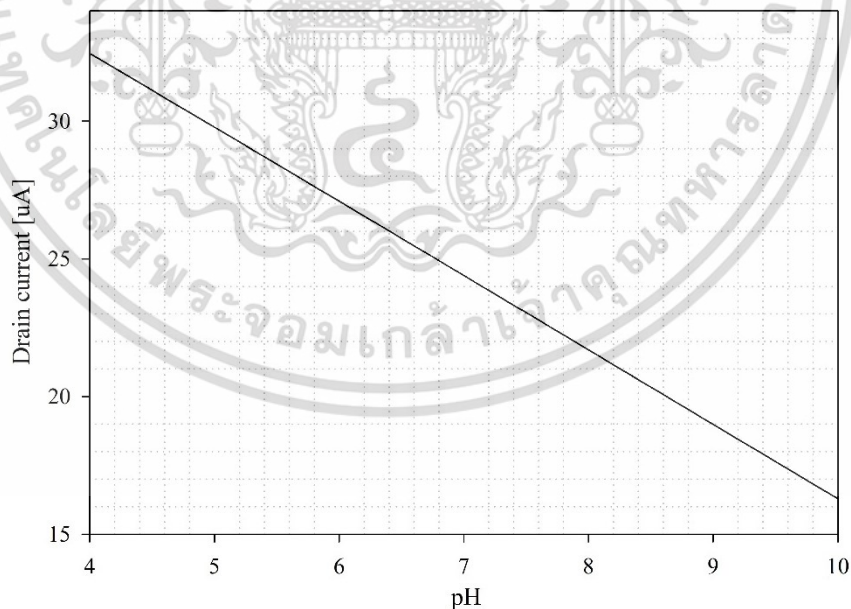
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.18 แสดงวงจรรออปแอมป์ที่ออกแบบ โดยผลการอัตราขยายและเฟสของวงจรแสดงในรูปที่ 3.19 และ 3.20 ตามลำดับ จากรูปที่ 3.19 เราพบว่าออปแอมป์ที่อัตราขยายแรงดันไฟตรงประมาณ 80 dB โดยทดสอบที่แรงดันอินพุตโหมคร่วมเท่ากับ 0.1 V (ในการออกแบบจะใช้ $V_{DS(I\text{SFET})} = 100 \text{ mV}$) และ UBW (Unity-Gain Bandwidth) ประมาณ 5.60 MHz จากรูปที่ 3.20 แสดงเฟสของออปแอมป์ซึ่งเราพบว่าส่วนเผื่อเฟส (phase margin) ของออปแอมป์มีค่าประมาณ 54.57 โดยใช้ C_c (Compensation capacitor) ที่มีขนาดเท่ากับ 600 fF โดยที่โหลดตัวเก็บประจุเท่ากับ 200 fF

ข้อมูลการทำงานของออปแอมป์ถูกรวบรวมในตารางที่ 3.4 โดยออปแอมป์ใช้กระแสทั้งหมด 6 μA (ไม่รวมกระแสจากวงจรสร้างกระแสอ้างอิง) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของ $V_{T(I\text{SFET})}$ คอนข้างเข้า (ระดับ Hz) ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องใช้ออปแอมป์ที่มี Bandwidth สูง จึงเป็นไปได้ที่จะออกแบบออปแอมป์ที่ใช้กระแสต่ำ

ตารางที่ 3.4 ผลการทำงานของออปแอมป์

DC gain @ $V_{in} = 100 \text{ mV}$	80 dB
UBW	5.60 MHz
Phase margin	54.57
Load capacitance	200 fF
Compensation capacitor	600 fF
Current consumption	6 μA



รูปที่ 3.21 ผลการทำงานของวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทำงานของวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแสแสดงในรูปที่ 3.21 จากการทดสอบการทำงานพบว่าวงจรมีความสามารถให้กระแสเอาต์พุตที่มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงของ pH ได้ โดยกระแส I_D ที่วงจรรอ่านค่าที่ pH4 และ pH10 มีค่าเท่ากับ 32.46 μA และ 16.29 μA ตามลำดับ โดยกระแสเอาต์พุตที่ได้จะมี $S_{\text{pH}} \approx -2.7 \mu\text{A}/\text{pH}$ ($V_{\text{DS(ISFET)}} = 100 \text{ mV}$) ซึ่งใกล้เคียงกับข้อมูลที่ได้จากการวัด ISFET ของจริงในตารางที่ 3.2 และกราฟรูปที่ 3.14



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

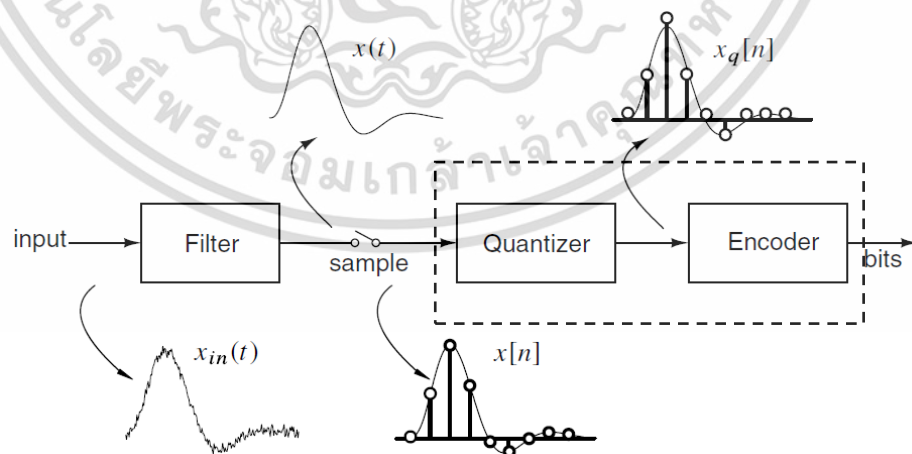
วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

บทนี้กล่าวถึงการทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to digital converter, ADC) ทั้งแบบ Nyquist rate และแบบ Oversampling รวมถึงพื้นฐานการทำงานของวงจร $\Delta\Sigma$ ADC

4.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของวงจร ADC

วงจร ADC ใช้สำหรับแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ขั้นตอนการแปลงสัญญาณสามารถแบ่งได้เป็น 4 ขั้นตอน ดังนี้

- 1) สัญญาณอินพุต (แอนะล็อก) ถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่าน (Low-pass filter, LPF) หรือที่รู้จักกันในชื่อ Anti-aliasing filter เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนนอก Bandwidth ของข้อมูลอินพุต
- 2) สัญญาณอินพุตถูกสุ่มด้วยวงจรสุ่มสัญญาณ (Sample and Hold, S/H) ด้วยความถี่ของการสุ่ม (Sampling frequency, f_s)
- 3) สัญญาณอินพุตที่ถูกสุ่มจะถูกจัดระดับด้วยวงจรจัดระดับสัญญาณ (Quantizer) เพื่อทำการประเมินว่าข้อมูลในแต่ละลำดับที่ถูกเลือกมาอยู่ในช่วงใด โดยความละเอียดของ Quantizer จะเป็นตัวกำหนดจำนวนบิตของวงจร ADC
- 4) ข้อมูลที่ถูกประเมินแล้วถูกเข้ารหัสเพื่อแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัลแบบ Binary โดยเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล



รูปที่ 4.1 ขั้นตอนการแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกให้เป็นดิจิทัล [38]

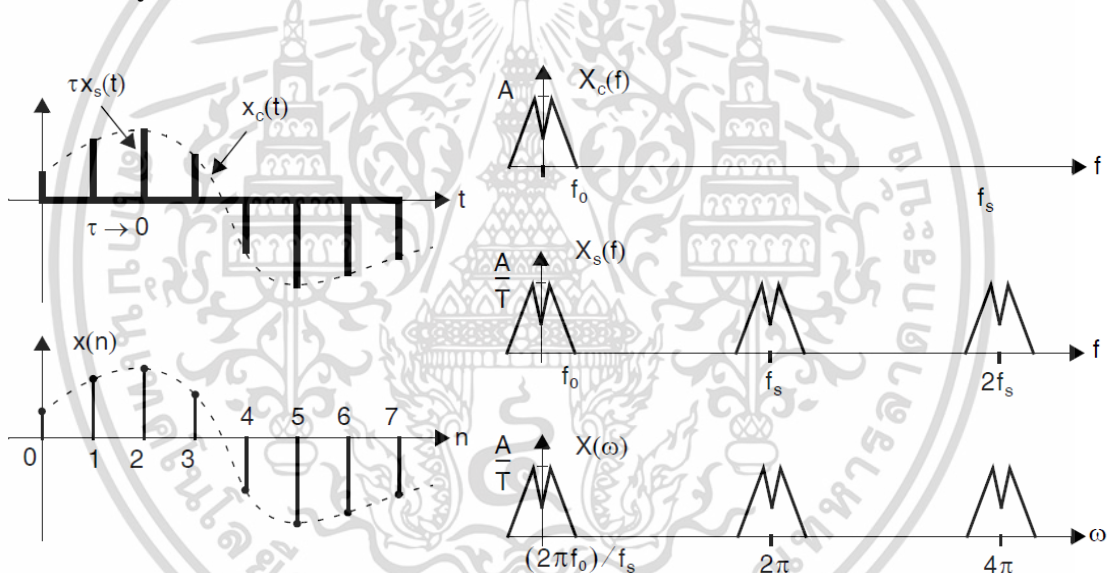
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 ขั้นตอนการแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกให้เป็นดิจิทัลตามที่ได้กล่าวมาข้างต้น โดยรายละเอียดของแต่ละขั้นตอนการทำงานสามารถขยายความเพิ่มเติมได้ดังนี้

4.1.1 การสุ่มสัญญาณและความสำคัญของ Anti-aliasing filter

สัญญาณแอนะล็อกคือสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา หรือกล่าวคือในทุก ๆ ช่วงของเวลา แม้แต่ในระดับเสี้ยววินาทีก็จะประกอบไปด้วยข้อมูลของสัญญาณเสมอ ด้วยเหตุนี้ จึงเป็นไปได้เลยที่จะแปลงข้อมูลทั้งหมด 100% ของสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เนื่องจาก หากต้องการความถูกต้องแม่นยำสูงของข้อมูลจะต้องใช้วงจรจัดระดับสัญญาณที่มีความละเอียดเป็นอนันต์ (Infinite Resolution) และหน่วยความจำ (Memory) มหาศาลในการจัดเก็บข้อมูล

ด้วยเหตุผลข้างต้น จึงต้องมีการสุ่มหรือเลือกข้อมูลบางส่วนของสัญญาณแอนะล็อกอินพุต ก่อนที่จะนำมาแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลที่เอาต์พุต ทฤษฎีของการสุ่มสัญญาณ (Sampling theory) ได้กำหนดว่าจะต้องใช้ f_s อย่างน้อย 2 เท่าของความถี่ของสัญญาณอินพุตแอนะล็อก เพื่อให้สัญญาณที่ได้สามารถถูกนำมาสร้างกลับคืนเป็นสัญญาณต้นฉบับได้



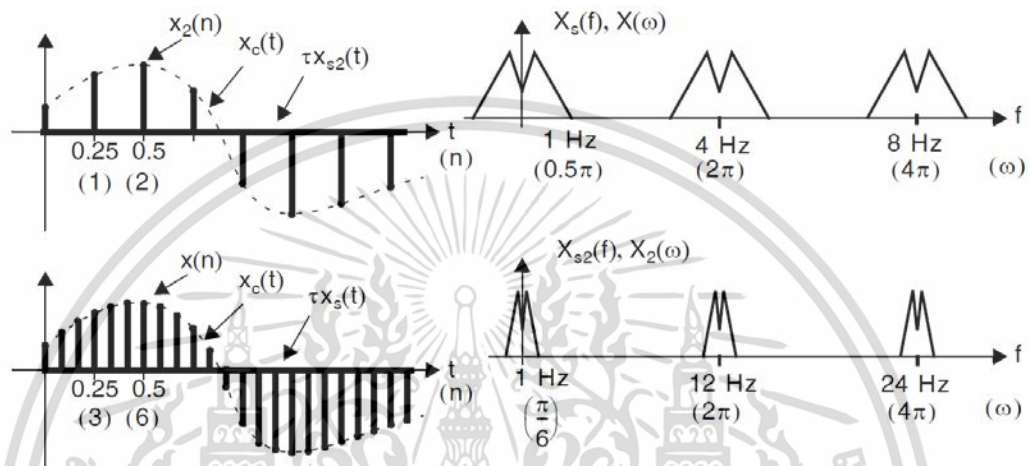
รูปที่ 4.2 พฤติกรรมเชิงเวลาและความถี่ของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา [38]

พฤติกรรมของสัญญาณที่ถูกสุ่มทั้งในเชิงเวลาและความถี่แสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งหากพิจารณาในเชิงความถี่จะพบว่าข้อมูลของสัญญาณต้นฉบับที่ถูกสุ่มจะถูกคัดลอกไปที่อยู่ที่ความถี่ f_s และจำนวนเท่าของความถี่ f_s ด้วย ดังนั้นหลังจากสุ่มสัญญาณจึงมีความจำเป็นต้องใช้วงจรกรองความถี่แบบ Low-pass filter หรือ Anti-aliasing filter ในการกำจัดสัญญาณที่ความถี่สูงออกไป เพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณดังกล่าวมาทำให้สัญญาณต้นฉบับที่มีความผิดเพี้ยนไป

อย่างไรก็ตาม ข้อสังเกตที่น่าสนใจอีกประการคือการที่สัญญาณต้นฉบับถูกคัดลอกไปที่ความถี่ f_s นั้นหมายความว่าสัญญาณจะถูกคัดลอกไปที่ความถี่สูงหรือต่ำขนาดไหนขึ้นอยู่กับความถี่ f_s ที่

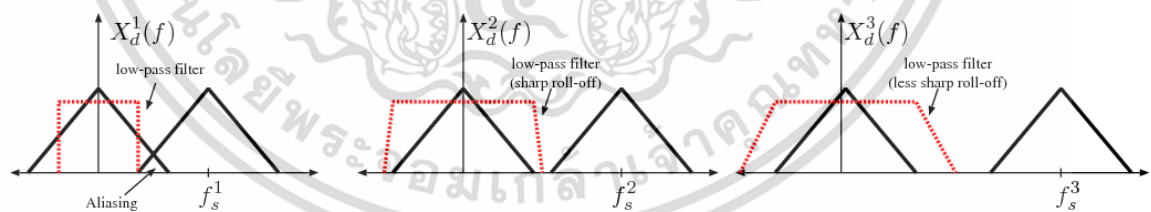
เลือกใช้ รูปที่ 4.3 แสดงให้ว่ายิ่งใช้ความถี่ f_s มากขึ้น สัญญาณต้นฉบับก็จะยิ่งถูกคัดลอกไปที่ความถี่สูงมากขึ้นเช่นกัน ดังนั้นค่าถามที่สำคัญคือควรจะใช้ f_s เท่าใดจึงเหมาะสม

จากทฤษฎีของการสุ่มสัญญาณ f_s ควรมีค่าอย่างน้อยเป็น 2 เท่าของความถี่สัญญาณ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติวงจรกรองไม่ได้มีการตอบสนองแบบตั้งชัน (Brick wall) แต่มีการตกลงแบบค่อยเป็นค่อยไป (Less sharp roll-off) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ขวามือ ดังนั้น f_s ที่นิยมใช้จึงมีค่าประมาณ 5 ถึง 10 เท่าของความถี่สัญญาณ (สำหรับ ADC แบบ Nyquist rate)



รูปที่ 4.3 พฤติกรรมเชิงเวลาและความถี่ของสัญญาณที่ถูกสุ่มที่ความถี่ f_s ต่างกัน [38]

ข้อดีคือ หาก f_s มีค่ามากขึ้นก็จะช่วยลดความซับซ้อนในการออกแบบวงจร Low-pass filter เนื่องจากการที่สัญญาณอยู่ห่างกันมากทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้วงจร Low-pass filter ที่มี Order สูง



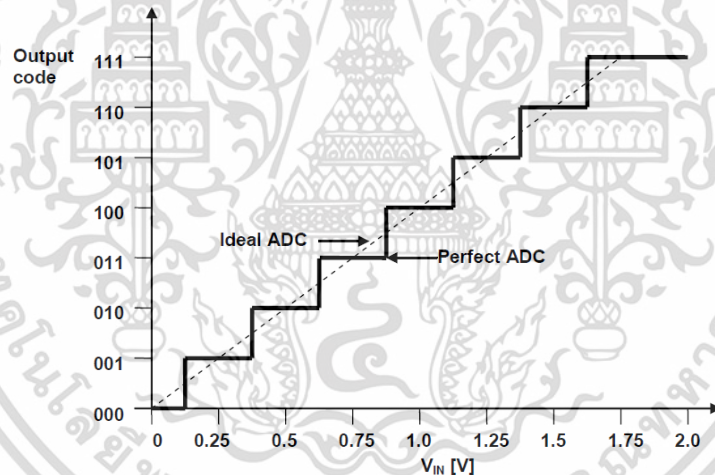
รูปที่ 4.4 พฤติกรรมเชิงความถี่ของสัญญาณที่ถูกสุ่มที่ความถี่ f_s ต่างกัน [39]

นอกจากนี้แล้วความถี่ f_s ที่ใช้ยังเป็นสิ่งที่จำแนกประเภทของ ADC กล่าวคือ หาก f_s มีค่าประมาณ 5 ถึง 10 เท่าของความถี่อินพุต ADC ที่ใช้มักเป็น ADC แบบที่เรียกว่า Nyquist rate และหาก f_s มีค่าประมาณ 32 ถึง 256 เท่าของความถี่อินพุต ADC ที่ใช้มักเป็น ADC แบบที่เรียกว่า Oversampling

4.1.2 การจัดระดับและเข้ารหัสสัญญาณ

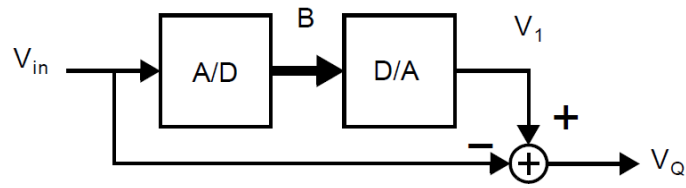
หลังจากได้สัญญาณจากการสุ่มแล้ว ขั้นตอนต่อมาคือการจัดระดับและเข้ารหัสสัญญาณ กราฟรูป 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแอนะล็อกอินพุตกับดิจิทัลเอาต์พุตของ Quantizer 3 บิต ซึ่งมีจำนวนระดับของบิตเอาต์พุตเท่ากับ 8 ระดับ (จำนวนระดับ = 2^N โดยที่ N = จำนวนบิต) ตั้งแต่ 000 ถึง 111 รายละเอียดของการจัดระดับและเข้ารหัสสัญญาณสามารถอธิบายได้ดังนี้

- 1) รูป 4.5 แสดง Quantizer ที่มีความละเอียด 3 บิต ดังนั้นวงจรจัดระดับสัญญาณจะมีการแบ่งระดับของสัญญาณแอนะล็อกอินพุตออกเป็น 8 ระดับ โดยช่วงของสัญญาณที่รับได้เริ่มตั้งแต่ 0 V ถึง 2 V และแต่ละระดับ (LSB) มีขนาด 0.25 V ($LSB = V_{ref}/2^N = 2/2^3 = 0.25$ V)
- 2) วงจรจะพิจารณาสัญญาณที่สุ่มได้แต่ละค่าว่าอยู่ในระดับใด ยกตัวอย่างเช่นสัญญาณที่สุ่มได้มีขนาด 0.6 V นั้นหมายความว่าสัญญาณดังกล่าวจะอยู่ในระดับของสัญญาณช่วง 0.375 V – 0.625 V หรือสัญญาณที่สุ่มได้ขนาด 1.4 V จะอยู่ในช่วง 1.375 V – 1.625 V เป็นต้น
- 3) เมื่อมีการจัดระดับสัญญาณแล้ว วงจรจะทำการเข้ารหัสสัญญาณโดยพิจารณาช่วงที่สัญญาณอยู่ว่าอยู่ในบิตใด จากตัวอย่างในข้อที่ 2) สัญญาณขนาด 0.6 V จะถูกเข้ารหัสในบิต 010 และสัญญาณ 1.4 V จะถูกเข้ารหัสในบิต 110

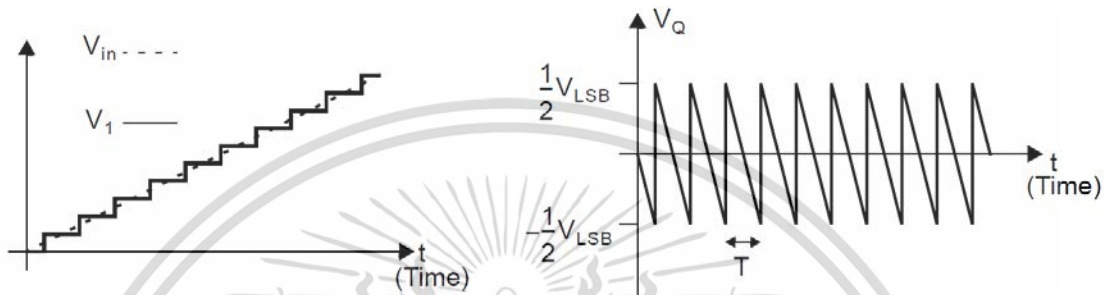


รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแอนะล็อกอินพุตและดิจิทัลเอาต์พุตของ Quantizer [38]

ข้อสังเกตที่สำคัญจากกราฟรูปที่ 4.5 คือผลลัพธ์ที่ได้จะมีความผิดพลาดจากการจัดระดับสัญญาณ (Quantization error หรือ Quantization noise) เสมอ ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณขนาด 0.375 – 0.625 V ถูกจัดให้อยู่ในระดับเดียวกันและเข้ารหัสเป็นบิต 010 เช่นเดียวกันเช่นเดียวกัน ทั้ง ๆ ที่ในความจริงแล้วเป็นสัญญาณแอนะล็อกที่มีขนาดต่างกัน เราสามารถหา Quantization noise ได้ดังรูปที่ 4.6 โดยการนำสัญญาณอินพุตแอนะล็อกมาลบกับสัญญาณแอนะล็อกที่แปลงด้วย ADC แล้วและป้อนให้กับ DAC ในอุดมคติ



รูปที่ 4.6 การหาความคลาดเคลื่อนจากการจัดระดับสัญญาณ [38]



รูปที่ 4.7 ความคลาดเคลื่อนจากการจัดระดับสัญญาณ [38]

รูปที่ 4.7 แสดง Quantization noise (V_Q) จากการจัดระดับสัญญาณที่เกิดขึ้น โดยค่าเฉลี่ยเชิงราก (Root-mean square) ของ Quantization noise ($V_{Q(rms)}$) เป็นไปตามสมการที่ 4.2

$$V_{Q(rms)} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \quad (4.1)$$

หากวิเคราะห์สมการที่ 4.1 เราพบว่าหาก ADC มีจำนวนบิตมากจะส่งผลให้ V_{LSB} มีขนาดลดลง จึงทำให้ $V_{Q(rms)}$ มีค่าน้อยลง ทั้งนี้ก็ เนื่องจากเมื่อจำนวนบิต (N) เพิ่มมากขึ้นวงจรจะสามารถเก็บรายละเอียดของข้อมูลของสัญญาณแอนะล็อกได้มากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ADC ที่มีความละเอียด 3 บิตสามารถแยกความต่างของสัญญาณแอนะล็อกได้ 8 ค่า ในขณะที่ ADC 10 บิต สามารถแยกความต่างของสัญญาณได้ถึง 1024 ค่า เป็นต้น

SNR ของ ADC สำหรับสัญญาณไซน์ทั่วไปแสดงดังสมการที่ 4.2 โดย SNR (Signal to quantization noise ratio) คืออัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังของ Quantization noise และ N คือจำนวนบิต จากสมการเราพบว่ายิ่งจำนวนบิต (N) ของ ADC มีค่ามาก วงจรก็จะมี SNR ที่สูง

$$SNR = 6.02N + 1.76 \text{ dB} \quad (4.2)$$

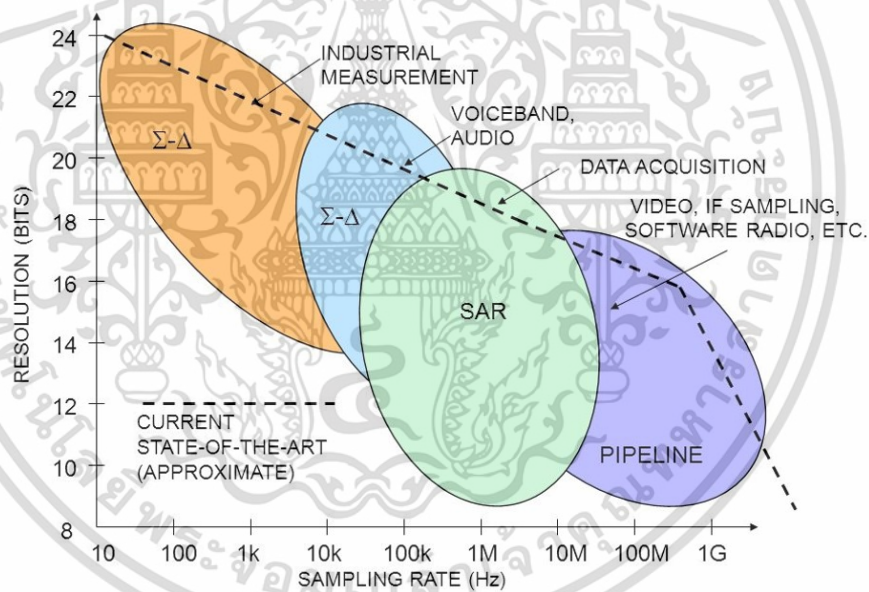
อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจริงนั้นปัจจัยมากมายที่ส่งผลกระทบทำให้จำนวนบิต (N) ของ ADC มีค่าน้อยกว่าที่สมการ 4.2 ทำนายไว้ เช่น ความไม่เป็นอุดมคติต่าง ๆ ของวงจรที่ออกแบบ และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวน (Noise) ภายในอุปกรณ์ เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงมีการนำเสนอจำนวนบิตประสิทธิภาพ (Effective number of bits, ENOB) ซึ่งเป็นจำนวนบิตที่ ADC สามารถแปลงได้อย่างแท้จริงโดยคำนึงถึงความไม่แน่นอนชนิดต่าง ๆ แล้ว โดย ENOB มีค่าคงสมการที่ 4.3 โดย SNR (Signal to noise ratio) คือกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (Noise) ต่าง ๆ ที่เกิดภายในวงจร

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76}{6.02} \quad (4.3)$$

4.1.3 การเลือกใช้ ADC

ในปัจจุบันวงจร ADC มีหลายโครงสร้าง โดยแต่ละโครงสร้างมีความเหมาะสมในการประยุกต์ใช้งานที่ต่างกัน รูปที่ 4.8 [44] เปรียบเทียบโครงสร้างของ ADC 3 ชนิดหลัก ได้แก่ ADC แบบเดลต้า-ซิกมา ($\Delta\Sigma$) ADC หรือ ซิกมา-เดลต้า ($\Sigma\Delta$), SAR (Successive Approximation Register) ADC และ Pipeline ADC โดยพิจารณาในแง่ของความสัมพันธ์ระหว่างความละเอียด (Resolution) กับความถี่ของการสุ่มสัญญาณ (Sampling rate)



รูปที่ 4.8 คุณสมบัติของ ADC หลัก 3 โครงสร้างกับความละเอียดและอัตราการสุ่ม

ADC แต่ละโครงสร้างมีความเหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งานที่แตกต่างกัน โดยปัจจัยพื้นฐานที่ต้องคำนึงถึงได้แก่ ความละเอียดของ ADC ที่ระบบต้องการ, ลักษณะของสัญญาณแอนะล็อกอินพุต และความเร็วของการแปลงตามทีระบบนั้น ๆ ต้องการ เป็นต้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ ADC แบบเดลต้า-ซิกมาเนื่องจากมีข้อดีหลายประการ อาทิเช่น วงจรไม่อ่อนไหวจากปัจจัยรบกวนภายนอก, ความสามารถในการลดทอน Quantization noise ที่ความถี่ต่ำและความทนทานต่อความผิดพลาดจากกระบวนการผลิต ข้อดีดังกล่าวให้ข้อได้เปรียบที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

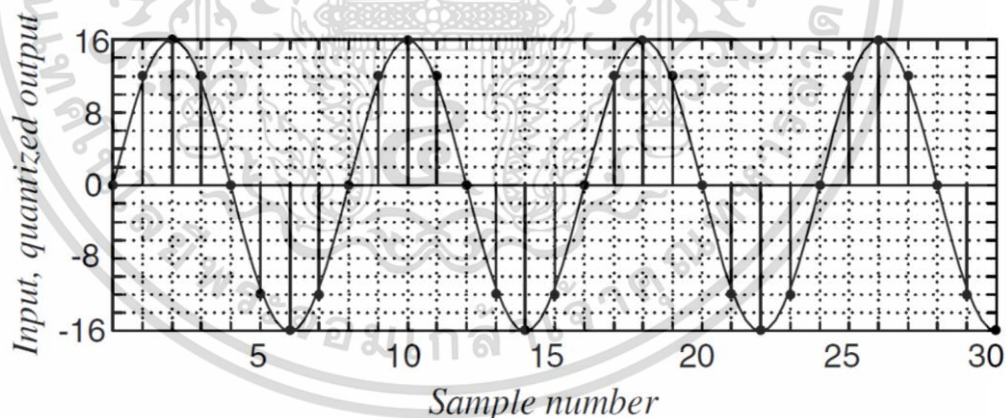
สำคัญสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์อย่างมาก และนอกจากนี้สัญญาณที่เราสนใจเป็นสัญญาณความถี่ต่ำ (น้อยกว่า 10 Hz) ทำให้เอื้อต่อการทำ Oversampling ได้อย่างเหมาะสม

4.2 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบเดลต้า-ซิกมา ($\Delta\Sigma$ ADC)

วงจร ADC สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทตามลักษณะความเร็วของการทำงานและความถี่ที่ใช้ในการสุ่มสัญญาณ (f_s) ได้แก่ วงจร ADC แบบ Nyquist rate และ Oversampling ($\Delta\Sigma$ ADC) โดยวงจรแบบ Nyquist rate จะมีความถี่ f_s ประมาณ 5 ถึง 10 เท่าของ Bandwidth ของข้อมูล (f_B) ในขณะที่วงจรแบบ Oversampling จะมีความถี่ f_s ประมาณ 16 ถึง 256 เท่าของ f_B

สำหรับ ADC แบบ Nyquist rate จะมีพฤติกรรมการแปลงแบบ 1 อินพุตจะได้เอาต์พุต 1 ค่าสามารถขยายความได้ดังนี้

- (1) สมมติสัญญาณที่ ADC ต้องการแปลงคือสัญญาณไซน์ และสมมติให้มีการสุ่มสัญญาณด้วยความถี่ $f_s = 8f_B$ นั้นหมายความว่าเราจะเก็บข้อมูลจากสัญญาณไซน์มาทั้งหมด 8 ค่า (ดังรูปที่ 4.9) เพื่อเป็นอินพุตสำหรับ ADC เพื่อทำการแปลงในลำดับต่อไป
- (2) อินพุตทั้ง 8 ค่าที่ได้ จะถูกจัดระดับด้วย Quantizer และเข้ารหัสดิจิทัลตามระดับนั้นๆ ดังนั้น ข้อมูล 8 อินพุตแอนะล็อกที่เข้ามาจะได้ข้อมูลจำนวน 8 ดิจิตอลเอาต์พุตออกไป โดยจำนวนบิตของดิจิทัลเอาต์พุตขึ้นอยู่กับความสามารถในการจัดระดับของ Quantizer กล่าวคือ Quantizer มีความสามารถในการจัดระดับหรือแยกความแตกต่างของสัญญาณอินพุตได้มาก ADC นั้นๆ ก็จะมีจำนวนบิตของดิจิทัลเอาต์พุตมาก



รูปที่ 4.9 การสุ่มและจัดระดับสัญญาณไซน์ ที่ $f_s = 8f_B$ [40]

อย่างไรก็ตาม เอาต์พุตที่ได้จาก $\Delta\Sigma$ ADC จะเป็นเซตของข้อมูลโดยต้องนำเซตของข้อมูลดังกล่าวมาหาค่าเฉลี่ยจึงจะได้เอาต์พุตที่มีความหมาย แนวคิดพื้นฐานในการทำงานของวงจร $\Delta\Sigma$ ADC สามารถอธิบายด้วยเหตุการณ์สมมติในการคำนวณราคาของชานมไข่มุก ดังนี้ [40]

- (1) มีชายคนหนึ่งชอบกินชานมไข่มุกมาก ทุกๆ เช้าเขาจะไปซื้อชานมไข่มุกที่ร้านๆ หนึ่งอยู่เป็นประจำ โดยราคาของชานมไข่มุกแก้วละ 37 บาท อย่างไรก็ตาม หากต้องการจ่ายเงินให้พอดีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

37 บาทเขาจำเป็นต้องพกเหรียญหลายเหรียญหรือต้องพกทั้งเหรียญและธนบัตร ซึ่งไม่สะดวกนัก

- (2) เนื่องจากเขามีความสัมพันธ์อันดีกับเจ้าของร้าน ชายคนนี้จึงทำข้อตกลงกับเจ้าของร้านว่าเขาจะจ่ายเงินค่าชานมไข่มุกด้วยธนบัตรใบละ 20 บาทจำนวน 2 ใบ ซึ่งคิดเป็นเงิน 40 บาทและเจ้าของร้านไม่ต้องทอนเงินให้เขา
- (3) เงินทอนดังกล่าวจะถูกสะสมไว้โดยเจ้าของร้าน และในวันที่ยอดเงินทอนสะสมมากกว่าหรือเท่ากับ 20 บาท ชายคนนี้สามารถซื้อชานมไข่มุกได้โดยไม่ต้องจ่ายเงิน ข้อมูลการซื้อชานมไข่มุกของชายคนนี้แสดงดังตารางที่ 4.1

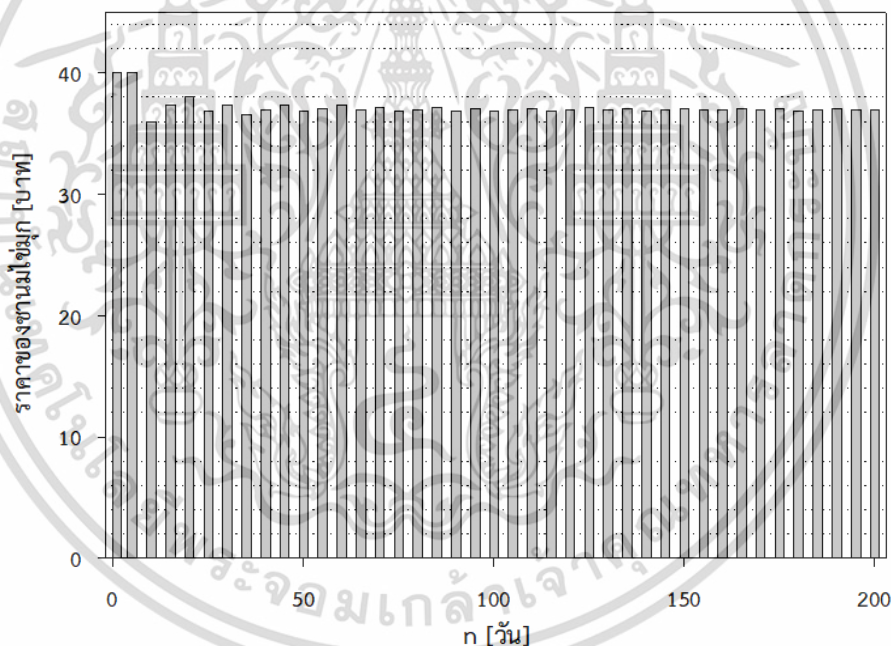
ตารางที่ 4.1 การจ่ายเงิน/ไม่จ่ายเงิน ค่าชานมไข่มุก

ซื้อชานมไข่มุกแก้วละ 37 บาท		
วันที่	เงินทอนสะสม [บาท]	จ่าย [1] / ไม่จ่าย [0]
1	0	1
2	+3	1
3	+6	1
4	+9	1
5	+12	1
6	+15	1
7	+18	1
8	+21	0
9	-16	1
10	-13	1
11	-10	1
12	-7	1
13	-4	1
14	-1	1
15	+2	1
16	+5	1
17	+8	1
18	+11	1
19	+14	1
20	+17	1
21	+20	0

- (4) จากตารางที่ 4.1 เราพบว่าทุกๆ วันที่เงินทอนสะสมมากกว่าหรือเท่ากับ 20 บาท ชายคนนี้จะไม่ต้องจ่ายเงินเพื่อซื้อชานมไข่มุก และการสะสมเงินทอนจะเริ่มต้นใหม่อีกครั้งในวันถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

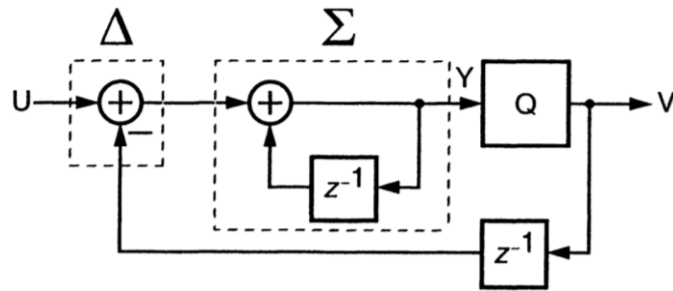
- (5) หากเราพิจารณาการจ่ายเงินของชายคนนี้เพียงแค่วันใดวันหนึ่งใน 21 วัน เราจะไม่สามารถทราบได้เลยว่าราคาของขานมไข่มุกเป็นเท่าใด เนื่องจากในบางวันคนชายคนนี้จ่ายเงิน 40 บาทและในบางวันไม่จ่ายเงินเลย (หรือในอีกกรณี เราอาจเข้าใจผิดว่าราคาของขานมไข่มุกคือแก้วละ 40 บาท)
- (6) วิธีการที่จะได้ข้อมูลที่ถูกต้องเกี่ยวกับราคาขานมไข่มุกคือการนำข้อมูลทั้ง 21 วันมาหาค่าเฉลี่ยว่า ราคาของขานมไข่มุกที่ได้คือ $(19/21) \times 40 = 36.19$ บาท (ผิดพลาดไป 2.19%) อย่างไรก็ตามยิ่งจำนวนข้อมูลเพิ่มมากขึ้นความผิดพลาดก็จะยิ่งน้อยลง (ดังกราฟรูปที่ 4.10) กล่าวคือ ค่าเฉลี่ยของข้อมูลที่ได้ที่ได้จะลู่เข้า 37 บาท เช่น ณ วันที่ 200 จะได้ราคาของขานมไข่มุกเท่ากับ 37 บาท
- (7) จากตัวอย่างที่กล่าวมาข้างต้น หากราคาของขานมไข่มุกเปลี่ยนไป พฤติกรรมในการจ่ายเงินค่าขานมไข่มุกจากตารางที่ 4.1 ก็จะเปลี่ยนไปเช่นกัน เช่น สมมติราคาของขานมไข่มุกลดลง (น้อยกว่า 37 บาท) จะทำให้เงินทอนสะสมในแต่ละวันเพิ่มขึ้น ดังนั้นในเวลา 21 วันเท่าเดิมเขาจะมีวันที่ไม่ต้องจ่ายขานมไข่มุกเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 4.10 กราฟแสดงราคาของขานมไข่มุกเมื่อเทียบกับจำนวนวันที่เก็บข้อมูล

- (8) พฤติกรรมในการซื้อขานมไข่มุกของชายคนนี้สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.11 เมื่อ U คือราคาของขานมไข่มุกที่ต้องการทราบค่า, Q คือ Quantizer โดย Quantizer จะมี 2 ระดับคือน้อยกว่า 20 บาท หรือมากกว่าเท่ากับ 20 บาท และ V คือ เอาต์พุตที่ได้จะเป็น 0 บาท และ 40 บาท ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 โครงสร้างของการแปลงสัญญาณแบบ $\Delta\Sigma$ [40]

(9) ทุกๆ วัน เจ้าของร้านจะจดบันทึกส่วนต่าง (Δ) ระหว่างเงินที่จ่ายกับราคาของกาแฟเอาไว้ จากนั้นส่วนต่างดังกล่าวจะถูกสะสม (Σ) เข้ากับเงินส่วนต่างจากวันก่อนๆ หรือเรียกว่าเงินทอนสะสม

(10) $\Delta\Sigma$ ADC เป็นวงจรที่มีส่วนประกอบหลัก 2 ส่วน ได้แก่ วงจรมอดูเลตสัญญาณ (Modulator) และวงจรหาค่าเฉลี่ยสัญญาณ (Decimation filter) ซึ่งถ้าหากเปรียบเทียบตัวอย่างข้างต้นกับ $\Delta\Sigma$ ADC เราจะได้ว่า พฤติกรรมการจ่ายหรือไม่จ่ายเงินของชายคนนี้เปรียบเทียบกับพฤติกรรมการทำงานของ $\Delta\Sigma$ Modulator และการนำข้อมูลการจ่ายเงินมาหาค่าเฉลี่ยจะเทียบได้กับวงจร Decimator

เมื่อนำข้อมูลต่างๆ มาเชื่อมโยงเข้ากับการทำงานของ $\Delta\Sigma$ Modulator ในรูป 4.11 จะได้ว่าราคาของขนมไข่มุก (U) เปรียบเสมือนสัญญาณแอนะล็อกอินพุต, Q คือ Quantizer ที่ทำหน้าที่ในการจัดระดับสัญญาณ, V คือดิจิตอลเอาต์พุตที่ได้ในรูปแบบของ Bitstream และจำนวนวันหรือความถี่ในการซื้อขนมไข่มุกคือ f_c หรือสัญญาณ Clock ของระบบ นอกจากนั้นก็มียังวงจรที่ใช้ในลบสัญญาณ (Δ) และวงจรที่ใช้บวกสัญญาณ (Σ) หรือ Integrator

เราสามารถเขียนสมการของสัญญาณแอนะล็อกที่ผ่านการแปลงของ $\Delta\Sigma$ Modulator แล้ว ดังสมการที่ 4.4 เมื่อ M คือจำนวน Pulse ที่เป็น High ในช่วงของการวัด และ N คือจำนวนสัญญาณ Clock ที่เป็น High ทั้งหมดในช่วงของการวัด

$$V_{IN} = \left(\frac{M}{N} \right) V_{REF} \quad (4.4)$$

ข้อสังเกตที่น่าสนใจคือ $\Delta\Sigma$ ADC สามารถใช้ Quantizer เพียงแค่ 1 บิตในการเก็บข้อมูลที่มีความละเอียดมากกว่า 1 บิตได้ โดยการนำเอาต์พุตทั้งหมดมาหาค่าเฉลี่ย กล่าวคือยิ่งจำนวนข้อมูลมีมาก ค่าเฉลี่ยที่ได้ก็จะมีค่าถูกต้องแม่นยำมากขึ้น ความสามารถในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลที่มีความละเอียดสูงโดยใช้ Quantizer เพียง 1 บิตเป็นข้อดีอย่างมากของโครงสร้างแบบ $\Delta\Sigma$ ADC เนื่องจากทำให้วงจรมีความซับซ้อนน้อยและมีความทนทานต่อความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ต่างๆ มากยิ่งขึ้น ยกตัวอย่างเช่น วงจร ADC ประเภท Nyquist rate ที่มีความละเอียด 10 บิต ต้องใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Quantizer ที่มีความละเอียด 10 บิตเช่นเดียวกัน สมมติว่า V_{ref} ที่ใช้เท่ากับ 1 V แสดงว่า 1 LSB มีขนาดเท่ากับ 0.98 mV ในขณะที่ $\Delta\Sigma$ ADC สามารถใช้ Quantizer เพียง 1 บิต ซึ่งมี LSB ถึง 0.5 V จึงทำให้วงจร $\Delta\Sigma$ ADC ทนทานต่อความไม่เป็นอุดมคติต่างๆ ได้มากกว่า

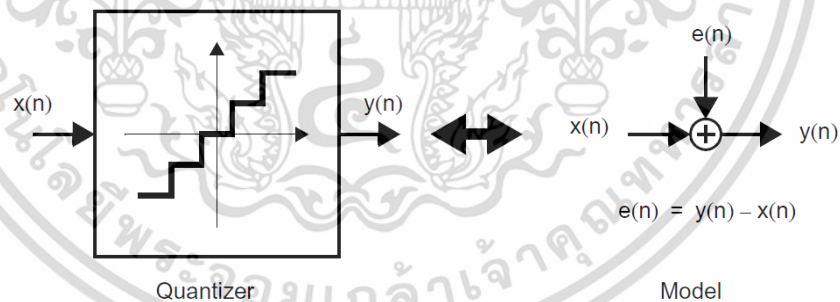
นอกเหนือจากนี้ โครงสร้างของ $\Delta\Sigma$ Modulator ยังมีความสามารถในการกำจัด Quantization noise จากการ Oversampling และกระบวนการ Noise shaping จากโครงสร้างการป้อนกลับแบบลบของวงจร รายละเอียดของทั้งสองกระบวนการดังกล่าวอธิบายในหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 ตามลำดับ

4.2.1 การ Oversampling

$\Delta\Sigma$ ADC เป็น ADC แบบ Oversampling กล่าวคือ ADC จะใช้ความถี่ในการสุ่มสัญญาณ (f_s) สูงกว่า bandwidth ของสัญญาณประมาณ 16 ถึง 256 เท่า ซึ่งจำนวนเท่าของการ Oversampling (Oversampling ratio, OSR) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 4.5

$$OSR = \frac{f_s}{2f_B} \quad (4.5)$$

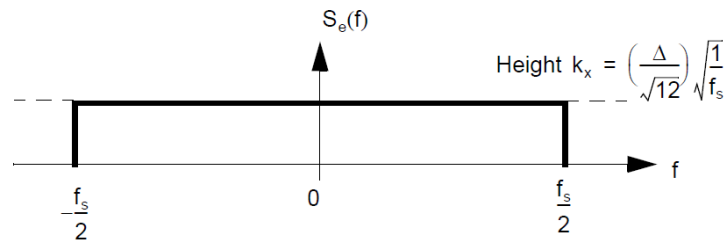
ADC ทุกประเภทล้วนแล้วแต่มีความผิดพลาดที่เกิดจากการจัดระดับสัญญาณ (Quantization error) เสมอ เนื่องจากความละเอียดที่จำกัดของ Quantizer ดังรูปที่ 4.12 เมื่อนำ Quantization noise หรือ $e(n)$ จากรูปที่ 4.12 มาหา Spectral density จะได้กราฟดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.12 วงจรจัดระดับสัญญาณ (Quantizer) และโมเดลการทำงานแบบเชิงเส้น [38]

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยยกกำลังสองของ Quantization noise (e_{rms}^2) มีค่าคงที่เสมอสำหรับทุกความถี่ f_s ดังสมการที่ 4.6 โดยที่ Δ คือความต่างระหว่างแต่ละระดับของ Quantizer หรือ LSB

$$e_{rms}^2 = \frac{\Delta^2}{12} \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.13 Spectral density ของ Quantization noise [38]

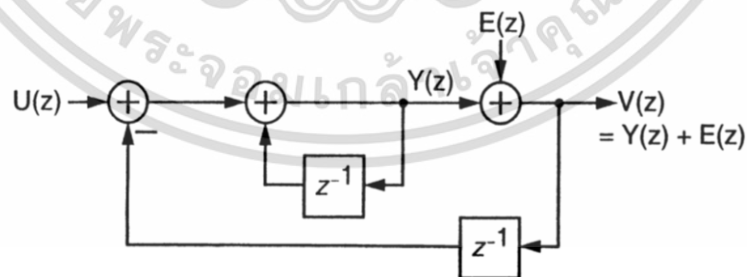
อย่างไรก็ตาม Spectral density ของ Quantization noise ในกราฟรูปที่ 4.13 และสมการที่ 4.7 แสดงให้เห็นว่ายิ่งความถี่ f_s สูง ระดับของ Quantization noise ในแต่ละความถี่จะลดลงแต่จะกระจายไปที่ความถี่สูงขึ้นกว่าเดิม ในขณะที่พื้นที่ใต้กราฟหรือกำลังไฟฟ้าของ Quantization noise มีค่าคงที่

$$\text{Height } k_x = \left(\frac{\Delta}{\sqrt{12}} \right) \sqrt{\frac{1}{f_s}} \quad (4.7)$$

ข้อมูลข้างต้นแสดงให้เห็นว่า $\Delta\Sigma$ ADC มีข้อได้เปรียบ ADC แบบ Nyquist rate ชนิดอื่น ๆ ในเรื่องของ SNQR อันเนื่องมาจากการ Oversampling ทำให้ระดับของ Quantization noise ในช่วง Bandwidth ของสัญญาณแอนะล็อกที่ต้องการแปลงลดลง

4.2.2 กระบวนการ Noise shaping ของ $\Delta\Sigma$ Modulator

จากหัวข้อที่ผ่านมา $\Delta\Sigma$ ADC มี SNQR เพิ่มขึ้นเนื่องจากการ Oversampling นอกจากนี้ โครงสร้างของ $\Delta\Sigma$ Modulator ยังมีกระบวนการ Noise shaping ซึ่งสามารถช่วยลดระดับของ Quantization noise และเพิ่ม SNQR ได้อีก



รูปที่ 4.14 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 1 ใน z-domain [40]

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.14 เมื่อ $U(z)$ คือสัญญาณอินพุต, $Y(z)$ คือเอาต์พุตของ Integrator, $V(z)$ คือเอาต์พุตของวงจรและ $E(z)$ คือ Quantization noise ที่เกิดขึ้นในวงจร ดังนั้น สมการแสดงฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของวงจรใน z-domain สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y(z) = z^{-1}Y(z) + U(z) - z^{-1}V(z) \quad (4.8)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ 4.8 เราจะได้

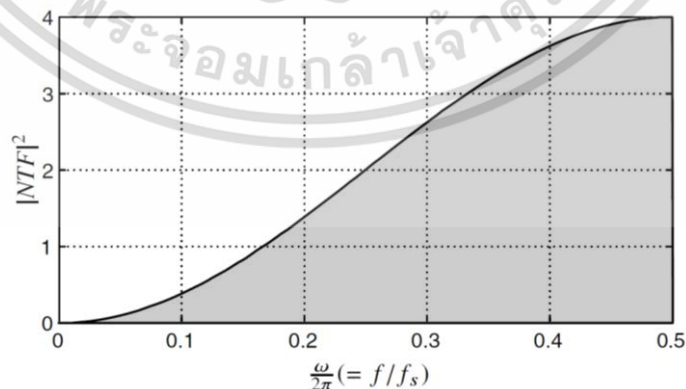
$$\begin{aligned} V(z) &= Y(z) + E(z) = z^{-1}Y(z) + U(z) - z^{-1}V(z) + E(z) \\ &= U(z) + E(z) - z^{-1}(V(z) + Y(z)) \\ &= U(z) + E(z) - z^{-1}E(z) \\ &= U(z) + (1 - z^{-1})E(z). \end{aligned} \quad (4.9)$$

จากสมการ 4.9 เราพบว่าเอาต์พุต $V(z)$ ประกอบด้วย สัญญาณ $U(z)$ และสัญญาณ Quantization noise $E(z)$ หากนำสมการที่ 4.9 มาเขียนในรูปแบบทั่วไปจะได้ดังสมการที่ 4.10 เมื่อ STF (Signal transfer function) คือฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณแอนะล็อกอินพุต และ NTF (Noise transfer function) คือฟังก์ชันถ่ายโอนของ Quantization noise

$$V(z) = STF(z)U(z) + NTF(z)E(z) \quad (4.10)$$

จากสมการที่ 4.9 และ 4.10 จะพบว่า STF มีค่าเท่ากับ 1 ในขณะที่ NTF มีค่าเท่ากับ $(1 - z^{-1})$ หรือ $(1 - e^{-j2\pi f})$ เมื่อพิจารณาสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ ($f \approx 0$ และ $z \approx 1$) เราพบว่า $V(z) \approx U(z)$ เทอมของ Quantization noise ถูกลดทอนด้วย NTF โดย NTF ของวงจรจะลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ต่ำและตอบสนองต่อสัญญาณความถี่สูง ดังสมการที่ 4.11 และกราฟรูปที่ 4.15

$$|NTF(e^{j2\pi f})|^2 = [2\sin(\pi f)]^2 \quad (4.11)$$



รูปที่ 4.15 Linear model ของ $\Delta\Sigma$ ADC ใน z-domain [40]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากำลังเฉลี่ยกำลังสองของ Quantization noise ใน Bandwidth ของสัญญาณ (q_{rms}^2) และ SQNR ของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 1 (First-order $\Delta\Sigma$ modulator) สำหรับสัญญาณอินพุตไซน์แสดงในสมการที่ 4.12 และ 4.13 ตามลำดับ เมื่อ M คือแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณอินพุตไซน์

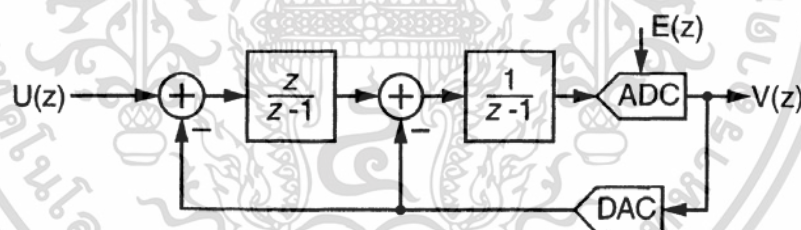
$$q_{rms}^2 = \frac{\pi^2 e_{rms}^2}{3(OSR)^3} \quad (4.12)$$

$$SQNR = \frac{9M^2(OSR)^3}{2\pi^2} \quad (4.13)$$

จากสมการ 4.13 แสดงให้เห็นว่าเมื่อ OSR มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ SQNR ของวงจรเพิ่มขึ้น โดยการเพิ่ม OSR ทุก ๆ 2 เท่าจะทำให้ SQNR เพิ่มขึ้น 9 dB อย่างไรก็ตาม SQNR ของวงจรอันดับที่ 1 จะมีค่าไม่เกิน 70 dB [40] ถึงแม้ว่าจะใช้ OSR มากถึง 256 เท่าก็ตาม ส่งผลให้วงจรอันดับที่ 1 สามารถมี ENOB มากสุดไม่เกิน 13 บิต

4.2.3 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่อันดับสูงขึ้น

ข้อจำกัดของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่กล่าวข้างต้น ($\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 1) อยู่ที่ ENOB มีค่าที่จำกัด หากต้องการเพิ่มค่า ENOB เราจะต้องใช้วงจร $\Delta\Sigma$ ที่อันดับสูงขึ้น



รูปที่ 4.16 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 2 [40]

รูปที่ 4.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator อันดับที่ 2 วงจรใช้ Integrator 2 ชุด เราสามารถเขียนสมการแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรใน z-domain ได้ดังนี้

$$V(z) = z^{-1}U(z) + (1 - z^{-1})^2 E(z) \quad (4.14)$$

จากสมการที่ 4.14 พบว่า NTF ของวงจร $\Delta\Sigma$ อันดับที่ 2 คือ $(1 - z^{-1})^2$ และมีความสามารถในการลดทอน q_{rms}^2 ดังสมการที่ 4.15 เมื่อเปรียบเทียบ q_{rms}^2 ของวงจรอันดับที่ 1 และอันดับที่ 2 เราพบว่าวงจรอันดับที่ 2 มีความสามารถในการลดทอน q_{rms}^2 มากกว่า จึงทำให้ได้ SQNR และ ENOB มากกว่าวงจรอันดับที่ 1 ที่ใช้ OSR เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$q_{rms}^2 = \frac{\pi^4 e_{rms}^2}{5(OSR)^5} \quad (4.15)$$

ในทางทฤษฎีแล้ว เมื่อเพิ่มอันดับของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator เป็นอันดับที่ L (L^{th} -order) วงจรจะมี q_{rms}^2 ดังสมการที่ 4.16 กล่าวคือยิ่งอันดับของวงจรสูงขึ้น วงจรจะมีความสามารถในการลดทอน q_{rms}^2 มากขึ้น แต่ในขณะเดียวกันก็แลกมาด้วยความซับซ้อนของระบบที่มากขึ้นและเสี่ยงต่อเสถียรภาพ

$$q_{rms}^2 = \frac{\pi^{2L} e_{rms}^2}{(2L+1)(OSR)^{2L+1}} \quad (4.16)$$

จากที่อธิบายข้างต้น วงจร $\Delta\Sigma$ ADC เป็น ADC ที่มีความแตกต่างในการดำเนินการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรประเภท Nyquist rate อย่างไรก็ตาม $\Delta\Sigma$ ADC พิสูจน์ให้เห็นถึงข้อดีหลายประการ เช่น ความสามารถในการใช้ Quantizer ที่มีความละเอียดต่ำในการสร้าง ADC ที่มีความละเอียดสูงได้ ทำให้วงจรมีความทนทานต่อความไม่แน่นอนของคิตต่าง ๆ อาทิเช่น ความผิดพลาดจากกระบวนการผลิต เป็นต้น ศักยภาพที่ดีของวงจรจากการ Oversampling และ Noise shaping ช่วยลดทอน Quantization noise และเพิ่ม SNQR ให้กับวงจร ทำให้ $\Delta\Sigma$ ADC ได้รับความนิยมอย่างมาก ด้วยข้อได้เปรียบทั้งหลายที่กล่าวมา วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้ $\Delta\Sigma$ ADC ในการแปลงสัญญาณแอนะล็อกอินพุตที่มาจาก ISFET

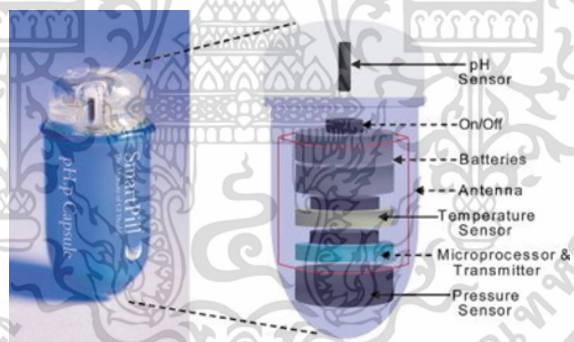
บทที่ 5

ระบบเก็บค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะ

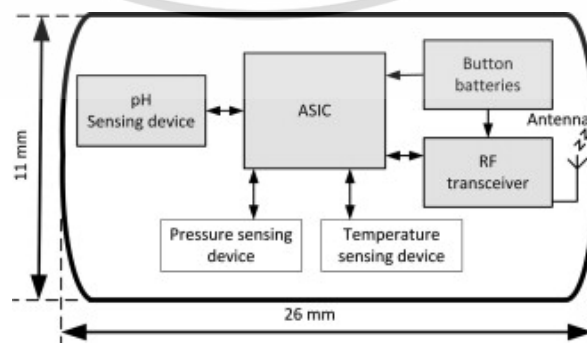
บทที่ 5 นี้กล่าวถึงระบบเก็บค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะซึ่งใช้ ISFET เป็นเซนเซอร์สำหรับวัด pH โดยเนื้อหาของบทนี้แบ่งออกเป็น 4 ส่วน ได้แก่ การแนะนำแคปซูลอัจฉริยะ, ขั้นตอนการเก็บค่า pH ด้วย ISFET, การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเก็บค่า pH และจำนวนครั้งที่เหมาะสมในการคาลิเบรท (Calibrate) เซนเซอร์

5.1 แคปซูลอัจฉริยะ

แคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule หรือ Wireless Motility Capsule, WMC) [2] คือ อุปกรณ์ทางการแพทย์ที่มีลักษณะเป็นแคปซูลซึ่งมีความกว้างประมาณ 26 mm และเส้นผ่านศูนย์กลาง 11 mm ดังรูปที่ 5.1 และ 5.2 ภายในแคปซูลประกอบด้วยเซนเซอร์ 3 ชนิด ได้แก่ เซนเซอร์วัดความดัน (Pressure sensor), เซนเซอร์วัดอุณหภูมิ (Temperature sensor) และเซนเซอร์วัดค่า pH (pH sensor) นอกจากนี้ ภายในยังประกอบด้วยวงจรสำหรับส่งข้อมูลที่มีความถี่ 434 MHz และแบตเตอรี่ที่เพียงพอสำหรับการใช้งานอุปกรณ์อย่างน้อย 120 ชั่วโมง [6-8]



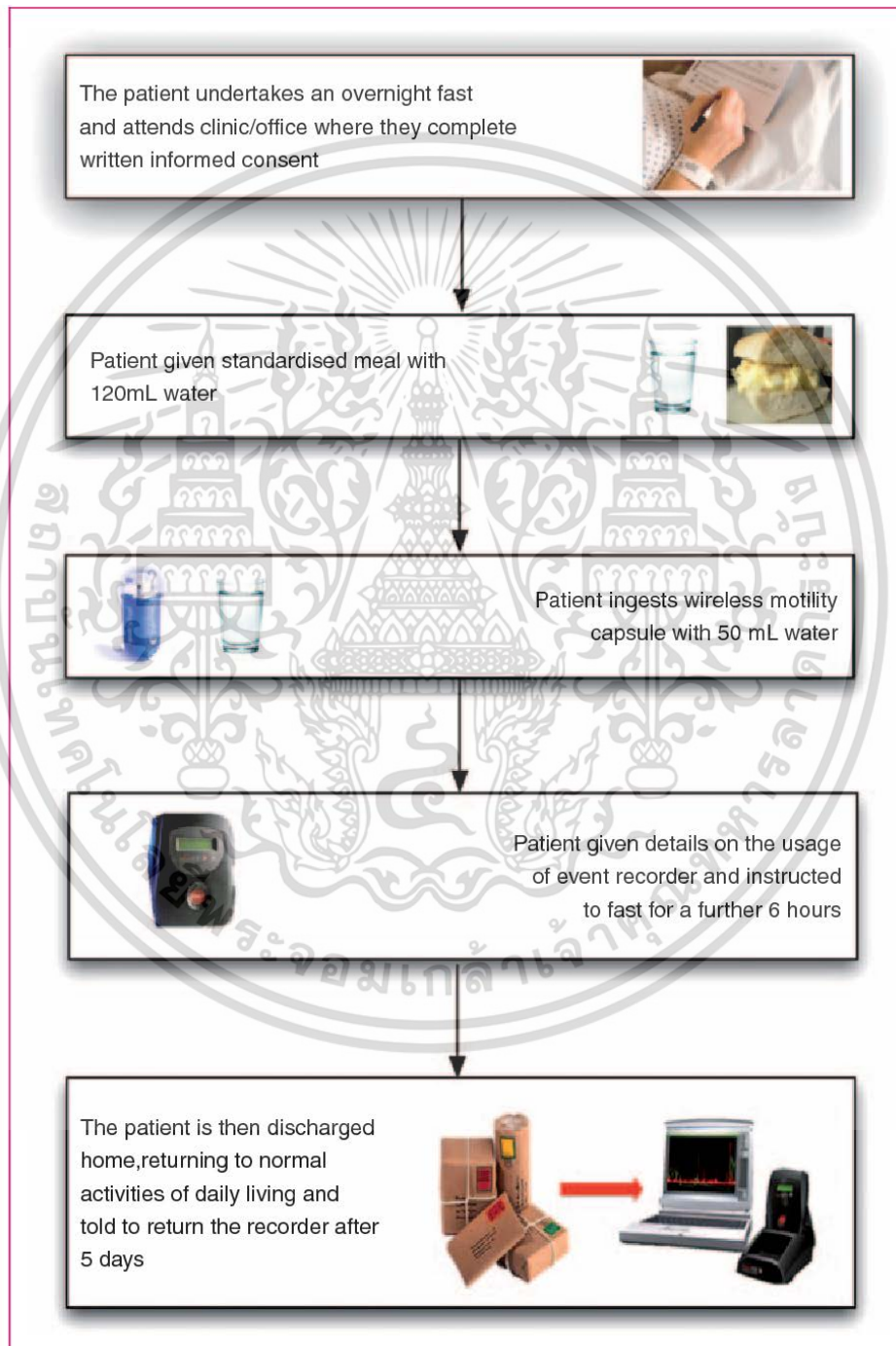
รูปที่ 5.1 แคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule หรือ Wireless Motility Capsule, WMC)



รูปที่ 5.2 เซนเซอร์และวงจรภายในแคปซูลอัจฉริยะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการใช้งานแคปซูลอัจฉริยะแสดงในรูปที่ 5.2 ผู้ป่วยจะทำการกรีนแคปซูลลงไปเพื่อทำการวัดค่าความดัน (ช่วง 0-350 mmHg), อุณหภูมิ (ช่วง 25-49 C) และค่า pH (ช่วง 0.05-9.0) ภายในกระเพาะและลำไส้ และข้อมูลต่าง ๆ ที่เซนเซอร์เหล่านี้เก็บค่าได้จะถูกส่งมาภายนอกด้วยวงจรส่ง และข้อมูลจะถูกบันทึกไว้เป็นสถิติเพื่อเป็นหลักฐานอ้างอิงในทำการวินิจฉัยสุขภาพของผู้ป่วย โดยแคปซูลจะอยู่ในร่างกายของผู้ป่วยเป็นระยะเวลาหนึ่ง



รูปที่ 5.3 ขั้นตอนการใช้งานแคปซูลอัจฉริยะ [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซนเซอร์สำหรับวัด pH เพียงชนิดเดียวที่รองรับการใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะคือ ISFET เนื่องจากตัวเซนเซอร์ที่มีขนาดเล็ก (โดยประมาณ ไม่เกิน 1 mm²) และในขณะเดียวกันการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะช่วยลดปัญหาบางประการของ ISFET ได้ดังนี้

- (1) ลดปัญหาจากการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ การที่คุณสมบัติของ ISFET เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเป็นข้อดีเพราะทำให้การวัดเกิดความคลาดเคลื่อน การชดเชยทางอุณหภูมิก็ทำได้โดยยาก เนื่องจากสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของ ISFET มีค่าไม่เท่ากันในแต่ละ pH อย่างไรก็ตามการใช้งาน ISFET ในแคปซูลอัจฉริยะสามารถลดปัญหานี้ได้ เนื่องจากโดยปกติร่างกายของมนุษย์มีอุณหภูมิที่ค่อนข้างคงที่ประมาณ 36 C โดยเฉลี่ย (ถึงแม้ว่าข้อกำหนดช่วงการวัดอุณหภูมิจะมีช่วง 25-49 C ก็ตาม)
- (2) ลดปัญหาเรื่องการเปลี่ยนแปลงตามความเข้มแสง เนื่องจาก ISFET เป็นอุปกรณ์ที่ต้องเปิดส่วนที่เป็นสารกึ่งตัวนำออก เพื่อสัมผัสกับสารละลายที่ต้องการวัดค่า ดังนั้นการวัดในที่ความเข้มแสงต่างกันจะเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้น สำหรับการใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะ ISFET ไม่ต้องสัมผัสกับแสงใดๆ จึงสามารถกำจัดตัวแปรความคลาดเคลื่อนจากความเข้มแสงได้
- (3) ลดปัญหาเรื่องความแม่นยำของเซนเซอร์ ความต้องการเก็บค่า pH สำหรับวินิจฉัยสุขภาพต้องการความแม่นยำของ pH เพียง ± 0.5 pH เท่านั้น [7-8] ทำให้ความคลาดเคลื่อนจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเซนเซอร์และการดริฟท์ที่อยู่ในเกณฑ์ที่สามารถยอมรับได้

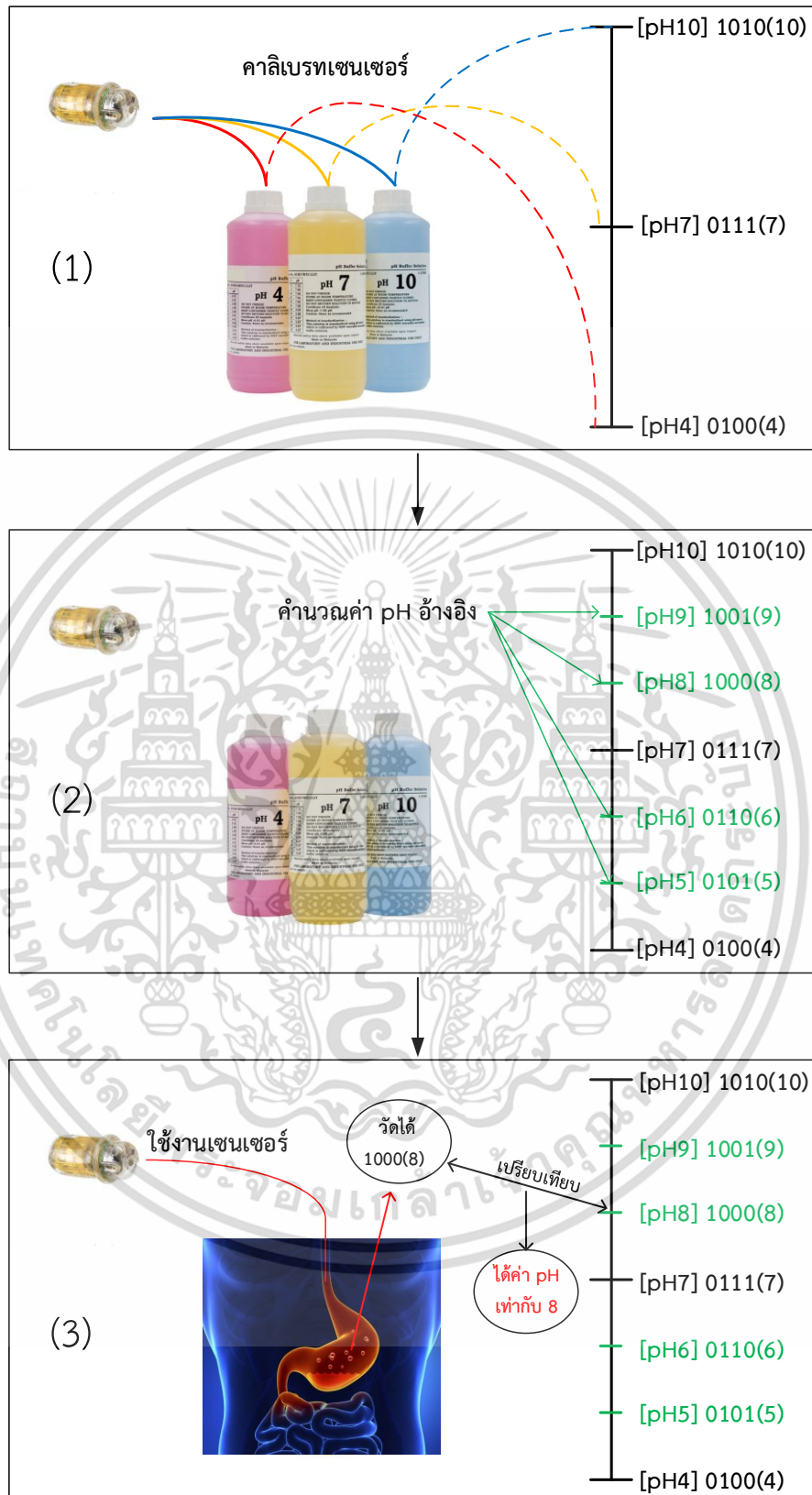
ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติต่างในการเก็บค่า pH ที่แคปซูลอัจฉริยะต้องการ [7-8]

คุณสมบัติที่ต้องการ	
ช่วง pH ที่ต้องการวัด	0.05 ถึง 9.0
ช่วงอุณหภูมิที่ทำงาน	25 C ถึง 49 C
ความแม่นยำของการวัด pH	± 0.5 pH

ข้อมูลข้างต้นแสดงให้เห็นว่าการประยุกต์ใช้งานกับแคปซูลอัจฉริยะเป็นหนึ่งในแอปพลิเคชันที่เหมาะสมกับการใช้งาน ISFET อย่างมาก โดยการออกแบบวงจรสำหรับเก็บค่า pH จะอ้างอิงจากตารางที่ 5.1 ซึ่งแสดงคุณสมบัติต่างๆ ในการเก็บค่า pH ที่แคปซูลอัจฉริยะต้องการ

5.2 การเก็บค่า pH โดย ISFET

กระบวนการวัดค่า pH โดยใช้ ISFET มีกระบวนการหลัก 3 ขั้นตอน ได้แก่ 1) การ Calibrate เซนเซอร์เพื่อเตรียมความพร้อมก่อนวัดจริง, 2) การนำค่า pH ที่ได้จากการ Calibrate มาคำนวณบิตสำหรับ pH ค่าอื่นๆ และ 3) การวัดจริง ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 ขั้นตอนการใช้เซนเซอร์วัดค่า pH (1) Calibrate เซนเซอร์, (2) คำนวณค่า pH โดยวงจรรส่วนประมวลผล และ (3) วัดค่า pH จากสารละลายต่างๆ

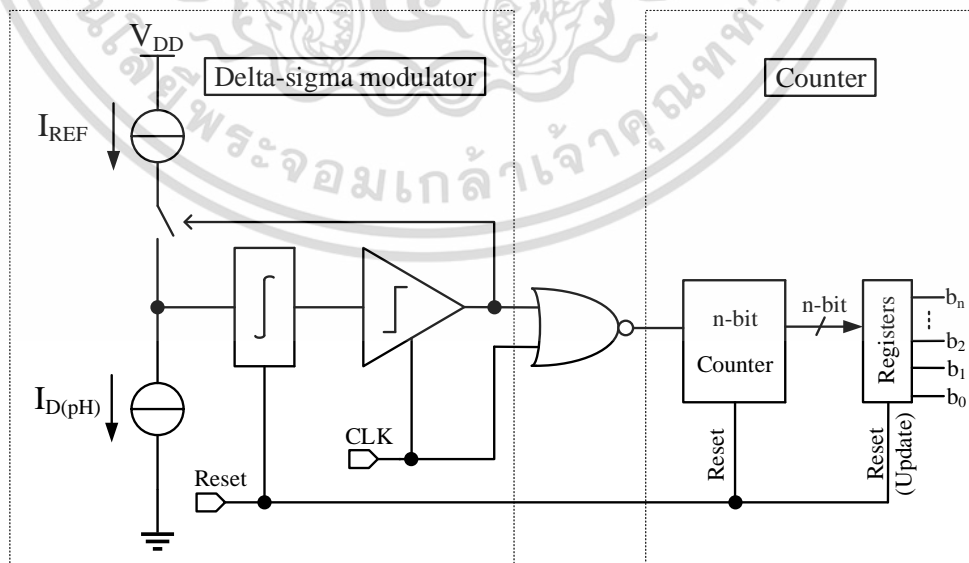
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการเตรียมความพร้อมของอุปกรณ์และการวัดค่า pH จากรูปที่ 5.4 สามารถอธิบายรายละเอียดของขั้นตอนต่างๆ ได้ดังนี้

- (1) Calibrate เซนเซอร์ เป็นการเตรียมความพร้อมของเครื่องมือวัดก่อนใช้งานจริง โดยการเทียบสารละลายบัฟเฟอร์ (สารละลายที่ทราบค่า pH แน่นนอน) กับบิทของสัญญาณดิจิทัล ซึ่งจากรูปที่ 5.4(1) ใช้สารละลายบัฟเฟอร์มาตรฐาน pH 4, pH 7 และ pH 10 ในการ Calibrate วงจร และพบว่าตรงกับบิทที่ 0100 ตรงกับ pH 4, 0111 ตรงกับ pH 7 และ 1010 ตรงกับ pH 10 ตามลำดับ เนื่องจาก pH เซนเซอร์จริงมีความไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นยิ่งใช้จำนวนจุดที่ Calibrate มาก ความแม่นยำในการวัดก็จะมากขึ้น
- (2) คำนวณ pH อ้างอิง เมื่อทราบตำแหน่งบิทดิจิทัลของสารละลายบัฟเฟอร์ pH 4, pH 7 และ pH 10 วงจรทำการคำนวณค่าเฉลี่ยของแต่ละตำแหน่งของบิทดิจิทัลที่อยู่ระหว่างบิทดิจิทัลที่แทน pH 4 กับ pH 7 และ pH 7 กับ pH 10 เป็นตัวแทนของ pH ใดบ้าง
- (3) ใช้งานเซนเซอร์ในการวัดจริง จากรูป 5.4(3) เมื่อใช้งานเซนเซอร์ในการวัดจริง วงจรในส่วนประมวลผลจะนำบิทดิจิทัลที่ได้จากการวัดมาเทียบกับตำแหน่งของบิทที่ถูกคำนวณจากขั้นตอนก่อนหน้า ตัวอย่างเช่น จากรูป 5.4(3) ตำแหน่งบิทที่อ่านได้คือ 1000 ซึ่งถูกแทนด้วย pH เท่ากับ 8 ดังนั้นเครื่องมือวัดจะแสดงผล pH ที่อ่านได้เท่ากับ 8 เป็นต้น

5.3 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเก็บค่า pH จาก ISFET

วงจรเชื่อมต่อสำหรับอ่านค่า pH จาก ISFET ประกอบด้วย 2 ส่วน ได้แก่ วงจรมอดูเลตสัญญาณแบบเดลต้า-ซิกม่า (Delta-sigma modulator หรือ $\Delta\Sigma$ Modulator) สำหรับแปลงกระแส $I_{D(pH)}$ จากวงจรอ่านค่า pH เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบบิทสตรีม (Bitstream) และวงจรรนับ (Counter) สำหรับเข้ารหัสสัญญาณดิจิทัลแบบบิทสตรีมเป็นเลขฐานสอง (Binary)



รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเชื่อมต่อสำหรับอ่านค่า pH

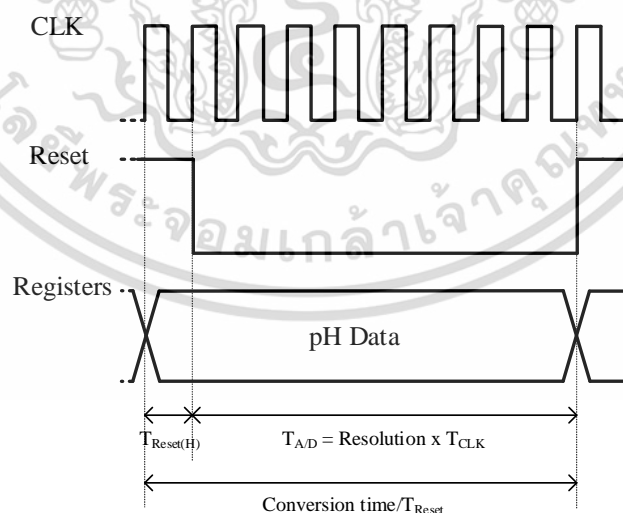
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเชื่อมต่อสำหรับอ่านค่า pH วงจรมีการทำงาน 3 ขั้นตอน 3 ดังนี้

- (1) เริ่มแรก เราอ่านค่า pH ที่ ISFET วัดได้ในรูปของกระแส $I_{D(pH)}$ ด้วยวงจรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส ดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3
- (2) จากนั้นกระแส $I_{D(pH)}$ ของ ISFET จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบบิตสตรีมโดยวงจร $\Delta\Sigma$ modulator
- (3) บิตสตรีมที่ได้จะถูกนำไปเข้ารหัสเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบ Binary ด้วยวงจร Counter และค่า Binary ที่ได้จะถูกบันทึกไว้โดยวงจร Registers เพื่อนำข้อมูล pH ในรูปแบบ Binary ที่ได้ไปประมวลผลในลำดับต่อไป

เนื่องจาก สัญญาณอินพุต (ในที่นี้คือตัวแทนของ pH) มีการเปลี่ยนแปลงช้าในระดับหลายสิบนานาทีหรือชั่วโมง เราจึงสามารถประมาณว่าอินพุตเป็นสัญญาณ DC ดังนั้นเพื่อเป็นการประหยัดพลังงาน วงจรจึงไม่จำเป็นต้องเก็บค่า pH ต่อเนื่องตลอดเวลาแต่จะเก็บเฉพาะเวลาที่เรากำลังต้องการข้อมูล การออกแบบจึงเลือกใช้วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator แบบ Incremental (Incremental delta sigma modulator) ซึ่งการทำงานของวงจรประเภทนี้ จะมีการรีเซ็ต Integrator, Counter และ Registers ด้วยสัญญาณ Reset ก่อนเสมอในทุก ๆ คาบของการแปลงสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 5.6

รูปที่ 5.6 แสดงไดอะแกรมการทำงานของวงจร ซึ่งเวลาทั้งหมดที่วงจรใช้ในการแปลงสัญญาณ (Conversion time) จะเท่ากับคาบของสัญญาณ Reset (T_{Reset}) หรือช่วง High ของสัญญาณ Reset ($T_{Reset(H)}$) บวกกับผลคูณระหว่างความละเอียด (Resolution) กับคาบของสัญญาณนาฬิกา (T_{CLK}) สำหรับค่าของ T_{Reset} , T_{CLK} และ Resolution (จำนวนบิต) ที่เลือกใช้จะถูกพูดถึงในส่วนของการทดสอบวงจร



รูปที่ 5.6 ไดอะแกรมการทำงานของวงจร

รายละเอียดภายในของวงจรต่างๆ ที่ได้กล่าวมา จะถูกนำเสนอในหัวข้อต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1 วงจรมอดูเลตสัญญาณแบบเดลต้า-ซิกม่า ($\Delta\Sigma$ modulator)

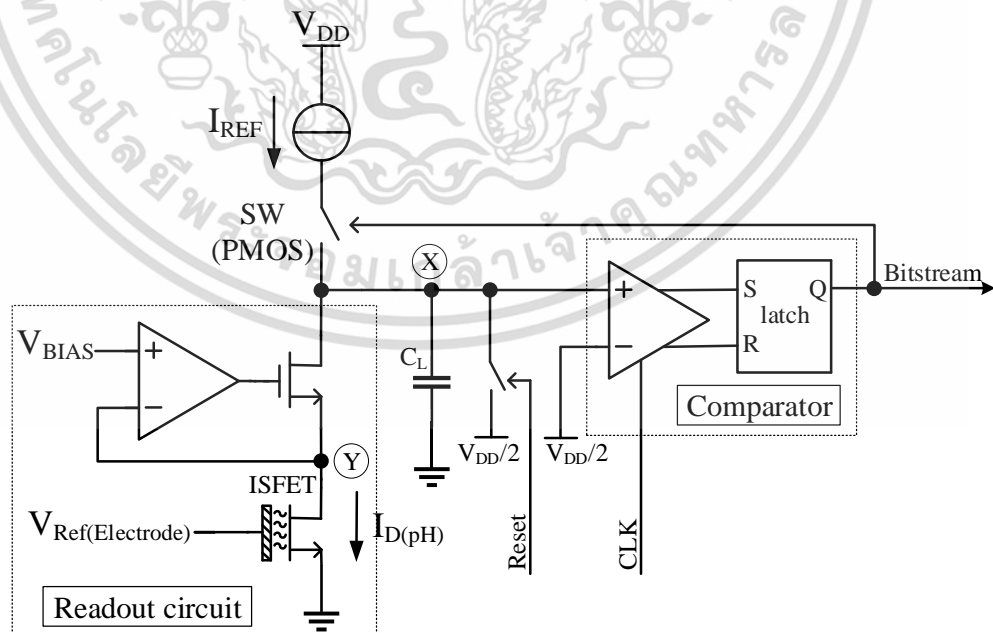
ในการออกแบบวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator สำหรับ ISFET เราเลือกใช้วงจรอันดับที่ 1 ดังแสดงในรูปที่ 5.7 เนื่องจากวงจรมีความเรียบง่ายและความสามารถในการให้ความละเอียดตามที่ระบบต้องการ โดยวงจรมีส่วนประกอบหลัก 3 ส่วน ได้แก่

- 1) วงจรส่วน Δ (ผลต่าง) ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิง (I_{REF}) และกระแส $I_{D(pH)}$ จากวงจรรอ่านค่า pH แบบเอาต์พุตกระแส (บทที่ 3)
- 2) วงจรส่วน Σ (ผลรวม) หรือวงจรบวกสัญญาณ (Integrator) ออกแบบโดยใช้ตัวเก็บประจุ C_L ในการทำหน้าที่รวมผลต่างระหว่างกระแส I_{REF} และ $I_{D(pH)}$
- 3) วงจรจัดระดับสัญญาณ (Quantizer) 1 บิต ซึ่งใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบทำงานตามสัญญาณนาฬิกา (Clock-comparator) และ SR-latch ทำหน้าที่เป็น Quantizer

สำหรับการทำงานของวงจร เนื่องจากการป้อนกลับแบบลบของวงจร วงจรจึงพยายามรักษาแรงดันที่โหนด X (V_X) ให้คงที่เท่ากับ $V_{DD/2}$ โดยการเปิด-ปิดสวิตช์ (SW) ที่เชื่อมกับแหล่งจ่ายกระแส I_{REF} โดยกระแส $I_{D(pH)}$ ที่คำนวณได้จากวงจรร สามารถแสดงในสมการที่ 5.1 (ใช้หลักการเดียวกันกับที่ใช้ในสมการที่ 4.5)

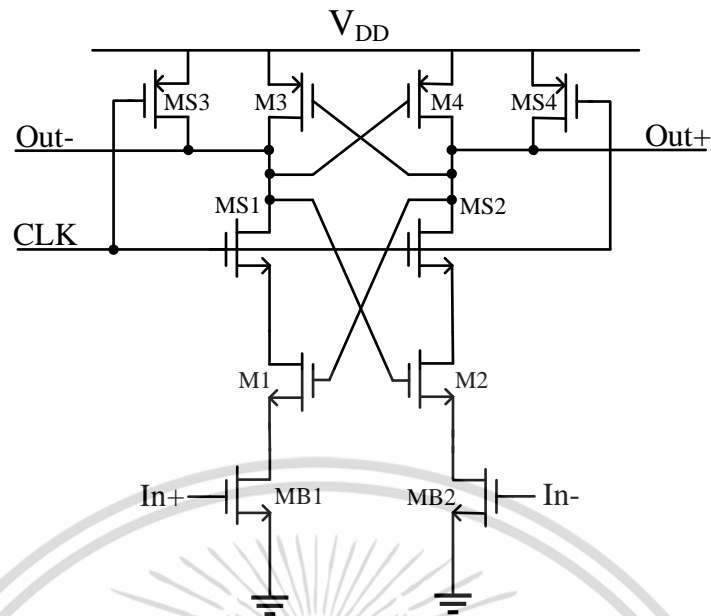
$$I_{D(pH)} = \left(\frac{M}{N}\right) I_{REF} \quad (5.1)$$

โดยที่ M คือจำนวนสัญญาณพัลส์ที่ทำให้สวิตช์ (SW) ทำงานเชื่อมแหล่งจ่ายกระแส I_{REF} และ N คือจำนวนสัญญาณนาฬิกาใน 1 คาบการทำงาน



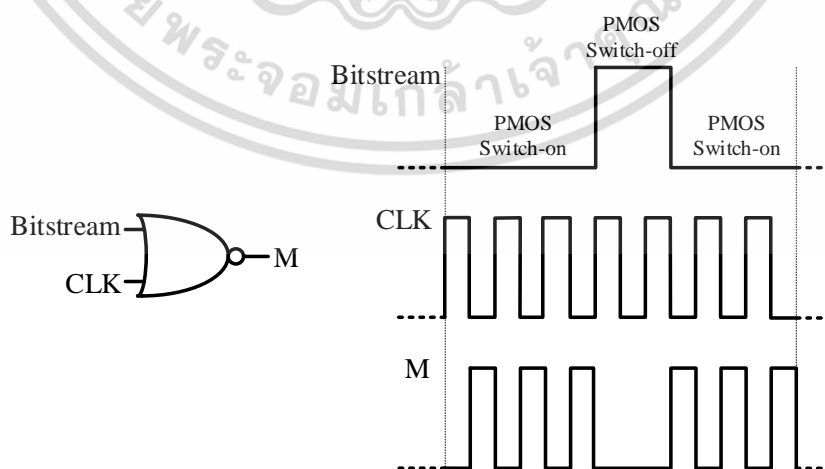
รูปที่ 5.7 วงจร $\Delta\Sigma$ Modulator สำหรับ ISFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 วงจร Clock-comparator

รูปที่ 5.8 แสดงวงจร Clock-comparator โดยหน้าที่ของทรานซิสเตอร์ต่างๆ ภายในวงจรมีดังนี้ 1) MB1 และ MB2 ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุต, 2) M1, M2, M3 และ M4 ต่อแบบป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) เพื่อให้เอาต์พุตเพิ่มเป็น V_{DD} หรือลดลงเท่ากับ GND อย่างรวดเร็ว และ 3) MS1, MS2, MS3 และ MS4 ทำหน้าที่เปิด-ปิดการทำงานของวงจรตามสัญญาณนาฬิกา (Clock signal, CLK) โดยเมื่อสัญญาณ CLK เป็น High (V_{DD}) ทำให้ MS3 กับ MS4 จะทำงานในโหมดคัทออฟ (Cut off) และ MS1 กับ MS2 จะทำงานในโหมดเชิงเส้น (Linear) ทำให้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณได้ตามปกติ เมื่อสัญญาณ CLK เป็น Low (GND) ทำให้ MS1 กับ MS2 จะคัทออฟ และ MS3 กับ MS4 จะทำงานในโหมดเชิงเส้น ทำให้เอาต์พุตเป็น V_{DD}

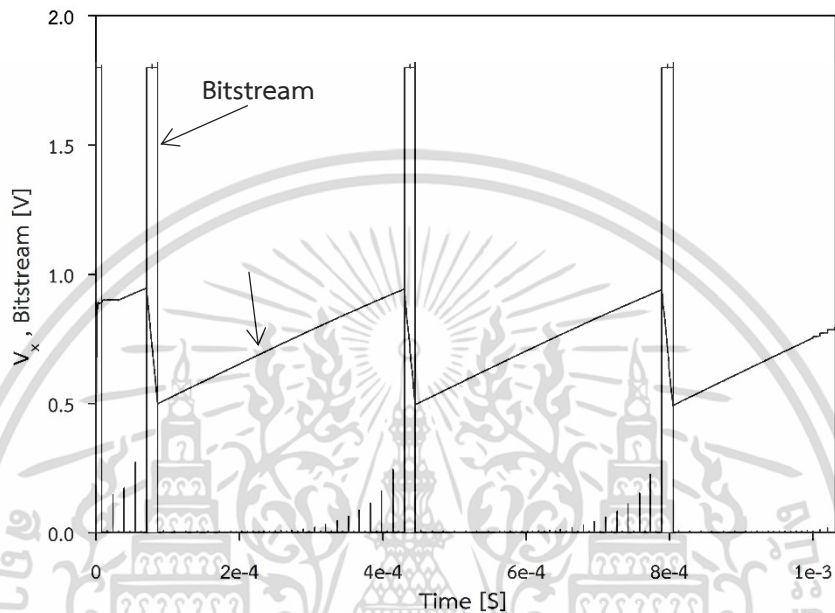


รูปที่ 5.9 การหาค่า M สำหรับวงจร Counter

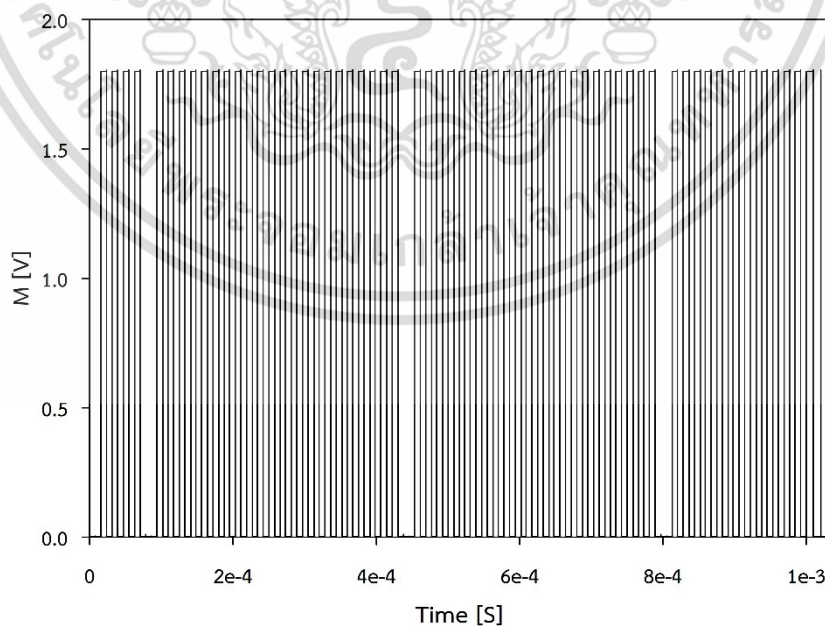
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ Bitstream ที่ได้จาก $\Delta\Sigma$ Modulator และสัญญาณ CLK จะถูกนำไปเข้าเกต NOR เพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณ M สำหรับเข้าวงจร Counter แบบนับลง (Countdown) ดังรูปที่ 5.9

รูปที่ 5.10, 5.11, 5.12 และ 5.13 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจร $\Delta\Sigma$ modulator โดยรูปที่ 5.10 และ 5.11 แสดงแรงดันที่โหนด x (V_x), บิตสตรีมเอาต์พุต และสัญญาณ M ในขณะที่วงจรวัดสารละลายที่ pH เท่ากับ 0 และรูปที่ 5.12 และ 5.13 แสดงค่าเดียวกันที่ pH เท่ากับ 14

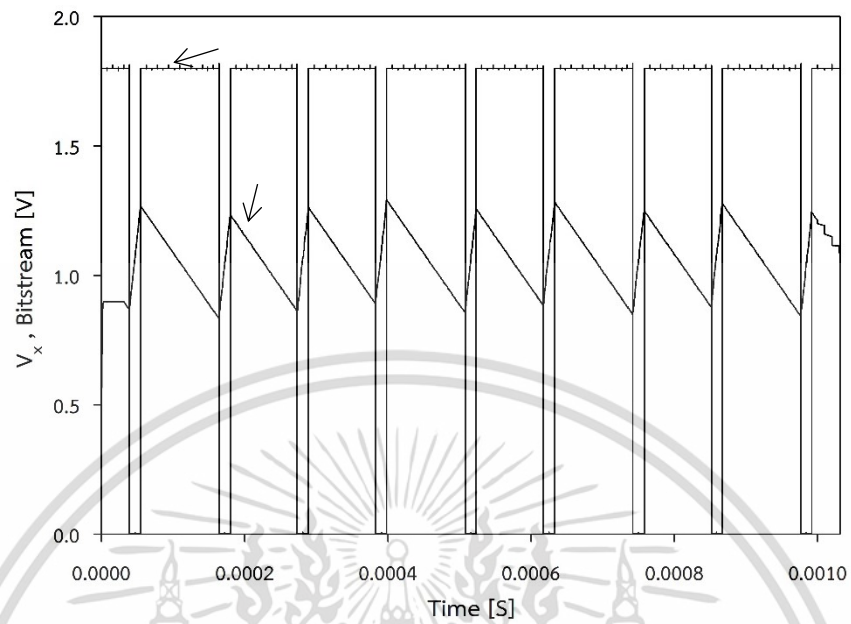


รูปที่ 5.10 แรงดัน V_x และ Bitstream ของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่ pH เท่ากับ 0

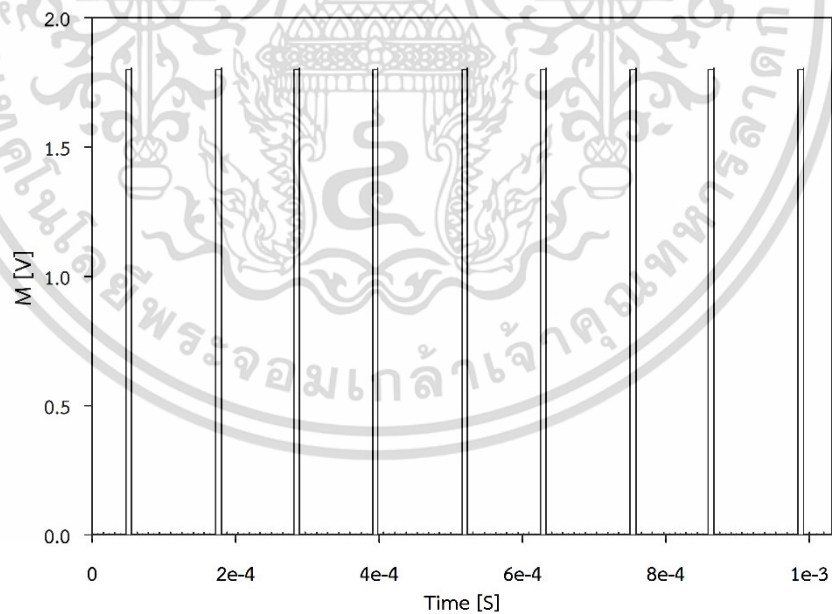


รูปที่ 5.11 M ที่ pH เท่ากับ 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 แรงดัน V_x และ Bitstream ของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator ที่ pH เท่ากับ 14



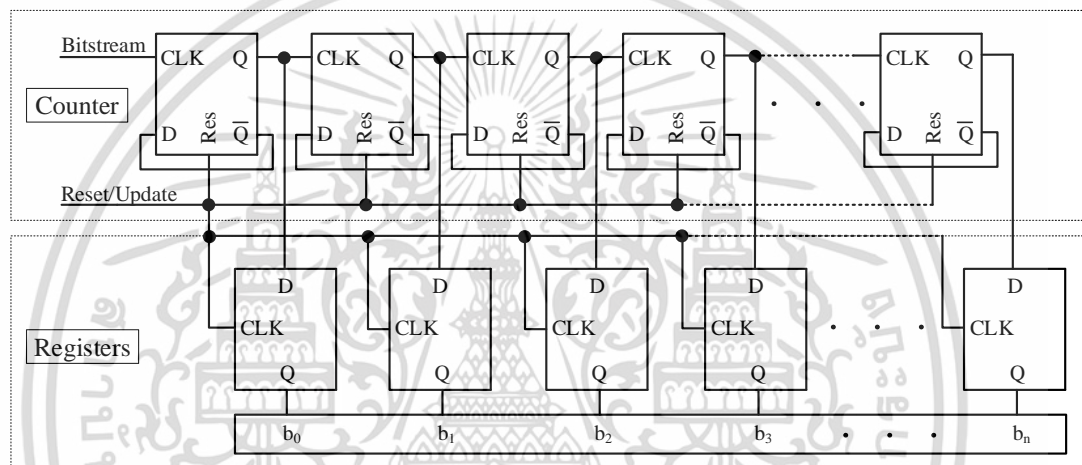
รูปที่ 5.13 M ที่ pH เท่ากับ 14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

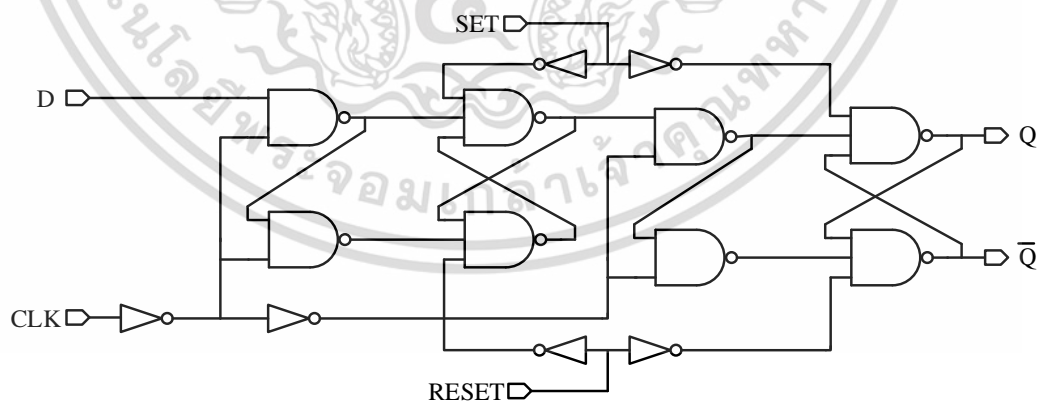
5.3.2 วงจร Counter และ Registers

วงจร Counter แบบนับลง (Countdown) และ Registers ถูกแสดงในรูปที่ 5.14 โดยวงจรทั้งสองถูกใช้เป็นตัวนับสำหรับเข้ารหัสสัญญาณ M ให้กลายเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบ Binary และบันทึกค่าสัญญาณดิจิทัลแบบ Binary ตามลำดับ โดย Registers จะมีการอัปเดตค่าดิจิทัลที่บันทึกไว้เมื่อได้รับสัญญาณ Reset (Update) นอกจากนี้อุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของวงจรทั้งสองคือ D flip-flop ดังรูปที่ 5.15

$$I_{D(pH)} = \left(2^0 b_0 + 2^1 b_1 + 2^2 b_2 + \dots + 2^n b_n\right) \left(\frac{I_{REF}}{N}\right) \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.14 วงจร Counter และ Registers

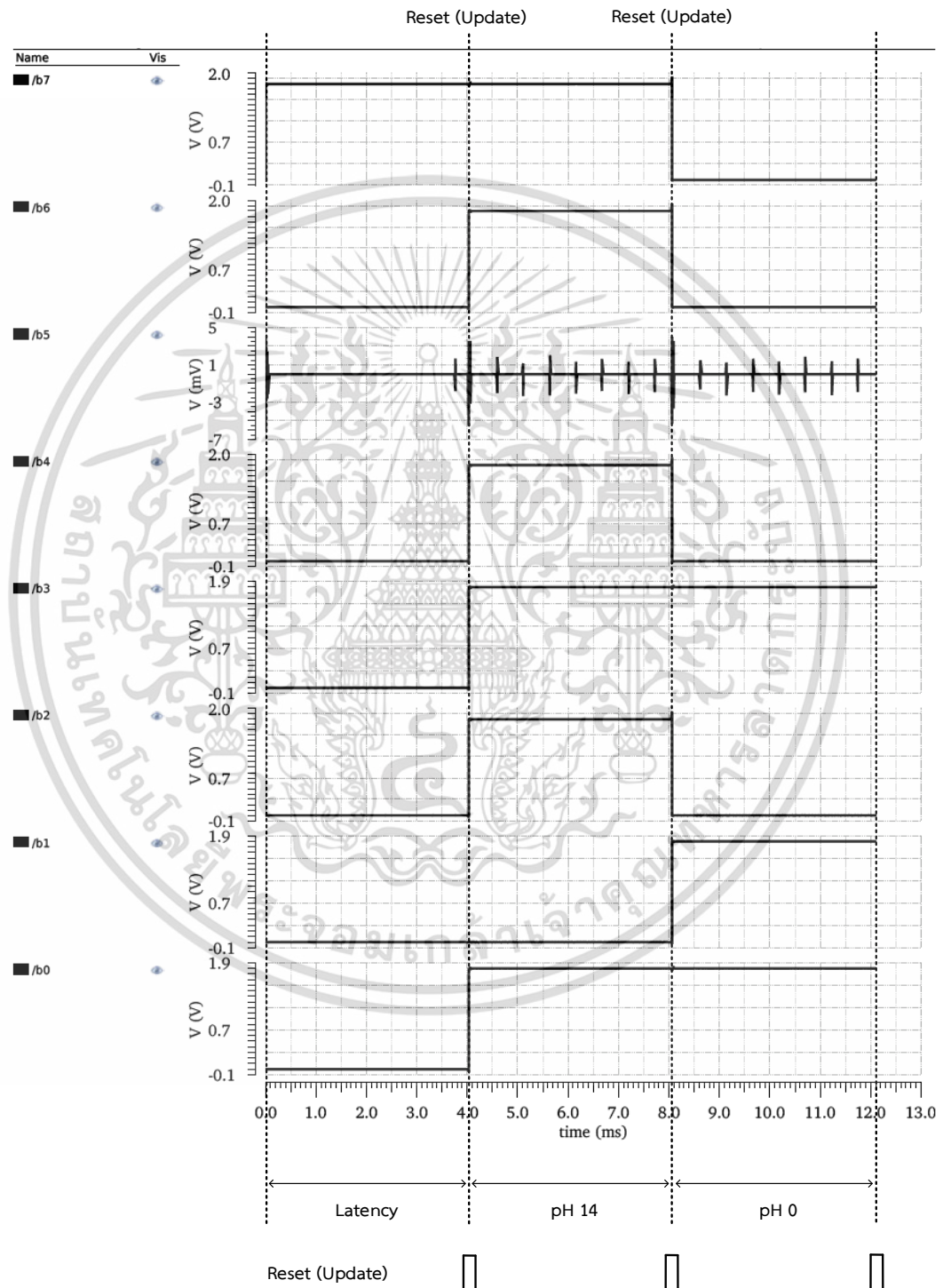


รูปที่ 5.15 วงจร D flip-flop

รูปที่ 5.16 แสดง Binary เอาต์พุตของวงจรที่บันทึกไว้โดย Registers เมื่ออินพุตของวงจรเปลี่ยนจาก pH 14 เป็น pH 0 โดยการทดลองในรูปแบบใช้ความถี่สัญญาณนาฬิกา f_{CLK} เท่ากับ 64 Hz และ

Conversion time เท่ากับ 4.03 mS เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.16 วงจรต้องใช้เวลาในการแปลง (Conversion time) เท่ากับ 4.03 mS เพื่อแปลงค่า pH 14 (ช่วง Latency) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกเก็บไว้ใน Registers ดังแสดงในช่วงเวลาที่ 4.03 mS ถึง 8.06 mS สังเกตว่า ในช่วงเวลาเดียวกันนี้ วงจรก็กำลังทำการแปลง pH 0 ด้วยเช่นกัน โดยหลังแปลงเสร็จ ผลที่ได้จะถูกส่งไปที่ Registers ด้วยสัญญาณ Reset(Update)

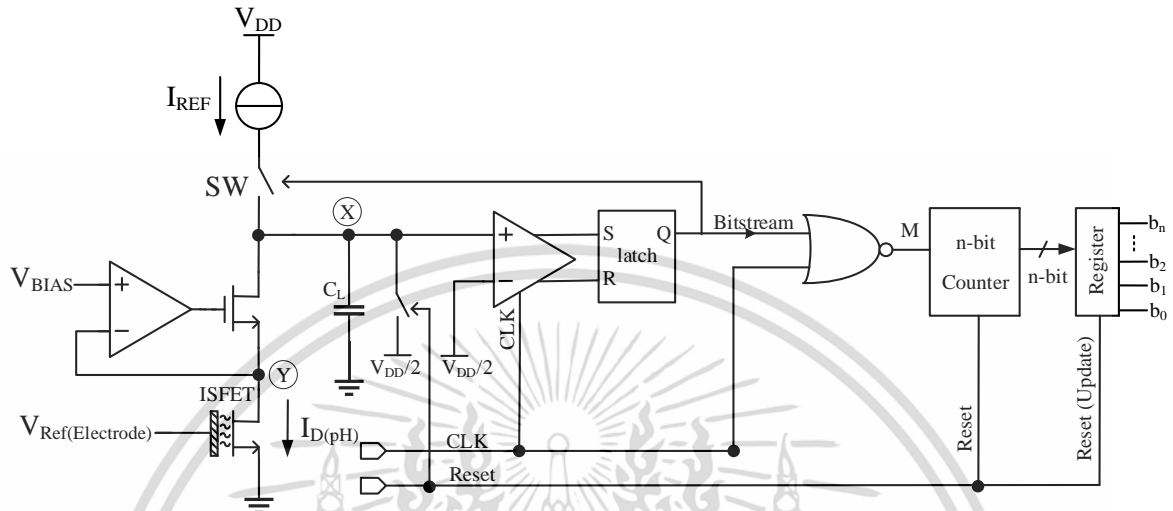


รูปที่ 5.16 Binary เอาต์พุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 การจำลองการทำงานของวงจร

วงจรเชื่อมต่อนี้สำหรับอ่านค่า pH ที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 5.3.2 แสดงในรูปที่ 5.17 โดยคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงในตารางที่ 5.2 และ 5.3 ตามลำดับ



รูปที่ 5.17 วงจรเชื่อมต่อนี้สำหรับเก็บค่า pH

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรที่ออกแบบ

เทคโนโลยีที่ใช้ออกแบบ	0.18 μm
ไฟเลี้ยง (V_{DD})	1.8 V
แรงดันขาคาเทรอนของ ISFET (V_{BIAS})	0.1 V
แรงดันขั้วไฟฟ้าอ้างอิง ($V_{Ref(Electrode)}$)	1.2 V
แหล่งจ่ายกระแสอ้างอิง (I_{REF})	45 μA
ความถี่สัญญาณนาฬิกา (f_{CLK})	64 kHz
ตัวเก็บประจุ C_L	1.5 nF
ช่วงของ pH ที่วงจรเก็บค่าได้	0-14

ตารางที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง Resolution, Conversion time และจำนวน Sample/S ของวงจรที่ f_{CLK} เท่ากับ 64 kHz (จำนวน Sample/S ในตารางไม่ได้คำนวณ f_{Reset})

Resolution	Conversion time	Sample/S
4bit	250 μs	4,000
6bit	1mS	1,000
8bit	4mS	250

จากตารางที่ 5.2 วงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสแบบมาตรฐานที่มีขนาด 0.18 μm ของ UMC โดยมี V_{DD} , V_{BIAS} และ $V_{Ref(Electrode)}$ เท่ากับ 1.8 V, 0.1 V และ 1.2 V ตามลำดับ เอกสารนี้เป็นเอกสารในนามของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ซึ่งสงวนลิขสิทธิ์และห้ามการคัดลอกโดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยฯ ทั้งนี้หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขอสงวนสิทธิ์ในการแก้ไข

ช่วงการเก็บค่า pH ที่แคปซูลอัจฉริยะต้องการคือช่วง pH ตั้งแต่ 0.05 ถึง 9 ดังตารางที่ 5.1 จากการทดสอบ ISFET พบว่ากระแส I_D ของ ISFET ที่ pH 0 และ pH 14 เท่ากับ 43 μA และ 5.97 μA ตามลำดับ ดังนั้นจึงเลือก I_{REF} เท่ากับ 45 μA (I_{REF} ต้องมีค่ามากกว่า $I_{D(pH)}$ ที่มากที่สุดเสมอ) โดย I_{REF} ค่านี้สามารถครอบคลุมการเก็บค่า pH ตั้งแต่ช่วง 0 ถึง 14

เนื่องจากอินพุต (ค่า pH) มีการเปลี่ยนแปลงช้า ดังนั้นในการออกแบบเราจึงเลือกใช้ f_{CLK} เท่ากับ 64 kHz และใช้ตัวเก็บประจุขนาด 1.5 nF ในการทำหน้าที่เป็นวงจรถ่าย Integrator เมื่อพิจารณาขนาดของตัวเก็บประจุดังกล่าวและคุณสมบัติอื่นดังแสดงในตารางที่ 5.4 ก็จะพบว่า ตัวเก็บประจุมีความคลาดเคลื่อน $\pm 10\%$, มีช่วงอุณหภูมิทำงานตั้งแต่ $-55\text{ }^{\circ}C$ ถึง $125\text{ }^{\circ}C$ และใช้พื้นที่เพียง 0.025% ของพื้นที่ทั้งหมดในแคปซูลอัจฉริยะ

ตารางที่ 5.4 คุณสมบัติของตัวเก็บประจุประเภท SMD ขนาด 1.5 nF [41]

ความคลาดเคลื่อนของตัวเก็บประจุ	1.5 nF $\pm 10\%$
ช่วงอุณหภูมิทำงาน	$-55\text{ }^{\circ}C$ ถึง $125\text{ }^{\circ}C$
ขนาด (กว้าง x ยาว x สูง)	1.6 mm x 3.2 mm x 0.5 mm
ปริมาตรที่ใช้ในแคปซูลอัจฉริยะ	0.025% ของปริมาตรแคปซูล

ตารางที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง resolution, conversion time และจำนวน sample/S อย่างไรก็ตามจากตารางที่ 5.1 การใช้งานแคปซูลอัจฉริยะต้องการเก็บค่า pH ที่ความแม่นยำ $\pm 0.5pH$ ดังนั้นหากต้องการเก็บข้อมูลตั้งแต่ช่วง pH 0 ถึง pH 9 ต้องเก็บค่าทั้งหมด 19 ค่า จึงต้องใช้ ADC ที่มี resolution ตั้งแต่ 5 bit ขึ้นไป

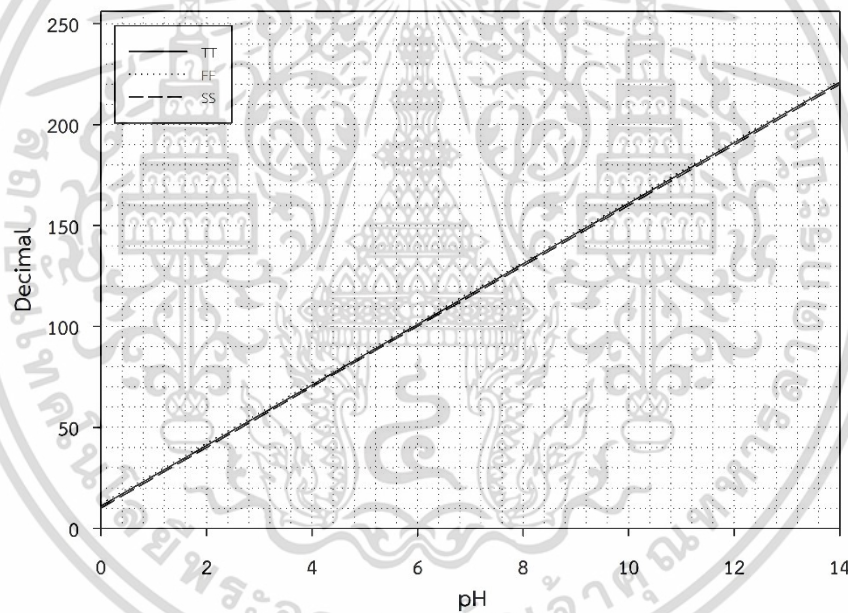
ตารางที่ 5.5 ค่าตัวแปรต่างๆ ในการทดลอง

ตัวแปรต่าง ๆ ในการทดลอง	ค่าที่ใช้ในการทดลอง
ความเป็นเชิงเส้นของ ISFET	อุดมคติ (ความเป็นเชิงเส้น 100%)
ความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิต	SS และ FF
ความคลาดเคลื่อนของตัวเก็บประจุ C_L	$\pm 20\%$
ช่วงอุณหภูมิการทำงาน	$0\text{ }^{\circ}C$ ถึง $100\text{ }^{\circ}C$

ในทางปฏิบัติมีตัวแปรต่างๆ ที่สามารถส่งผลทำให้ค่า pH ที่วงจรรอ่านได้มีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น โดยตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ได้แก่ ความเป็นเชิงเส้นของ ISFET, ความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิต, ความคลาดเคลื่อนจากตัวเก็บประจุ และการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ดังแสดงในตารางที่ 5.5 อย่างไรก็ตาม เพื่อทดสอบการทำงานของ ADC ที่นำเสนอนี้ เราจะสมมติให้ ISFET มีความเป็นเชิงเส้น 100% ความไม่เป็นเชิงเส้นของ ISFET จะถูกนำมาพิจารณาในหัวข้อที่ 5.4 เพื่อวิเคราะห์จำนวนครั้งในการ Calibrate วงจรถ่าย (หมายเหตุ ตัวแปรอื่นๆ ที่ไม่ได้ถูกกล่าวถึง เช่น การรบกวนของ ISFET และความคลาดเคลื่อนของ ISFET จากผลของอุณหภูมิ จะถูกพูดถึงในบทที่ 6 ในส่วนของงานวิจัย)

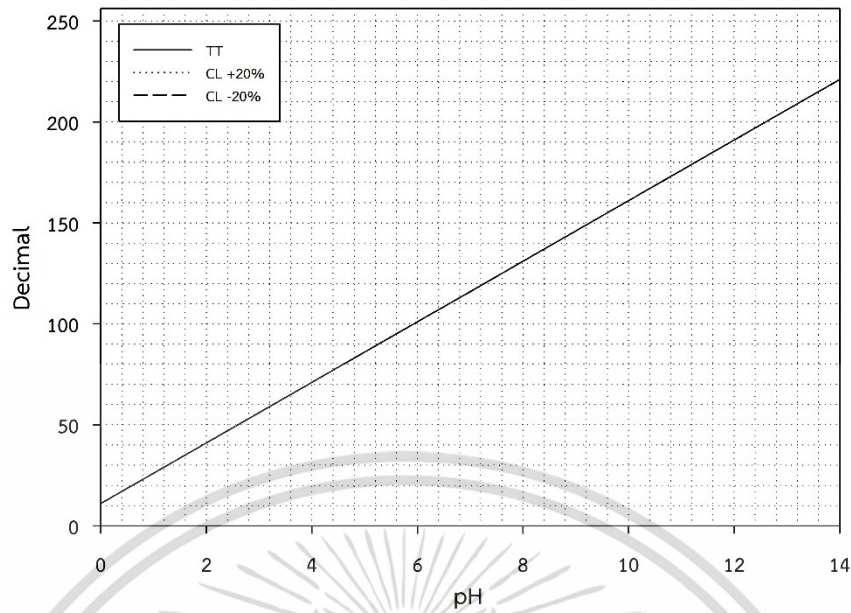
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟรูปที่ 5.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งบิตเอาต์พุตของวงจรกับการเปลี่ยนแปลงของ pH ของวงจร 8 บิตเมื่อพิจารณาความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิต โดยแกน x ของกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของ pH ตั้งแต่ 0 ถึง 14 และแกน y แสดงตำแหน่งบิตเอาต์พุตของวงจร ในความเป็นจริงแล้ว วงจรจะให้บิตเอาต์พุตที่เป็น Binary อย่างไรก็ตามเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจกราฟได้แสดงตำแหน่งบิตต่างๆ ในรูปของเลขฐานสิบ (Decimal) จากกราฟ TT (typical-typical) หมายถึง MOSFET ทุกตัวในวงจรมีคุณสมบัติทุกอย่างตามปกติ FF (fast-fast) หมายถึง MOSFET ทุกตัวทำงานเร็วกว่าปกติ (แรงดันขีดเริ่มน้อยกว่าปกติ) และ SS (slow-slow) หมายถึง MOSFET ทุกตัวทำงานช้ากว่าปกติ (แรงดันขีดเริ่มมากกว่าปกติ) ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าวงจรยังคงให้เอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้น 100% และถึงแม้ว่าจะมีออฟเซต +1 LSB เมื่ออุปกรณ์เป็น FF และ -1 LSB เมื่ออุปกรณ์เป็น SS แต่เนื่องจากเอาต์พุตยังคงเป็นเชิงเส้น ทำให้ Offset ดังกล่าวไม่ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดขึ้น (ตามวิธีการวัด pH ที่กล่าวถึงในหัวข้อ 5.2) หมายเหตุ ในการทดลอง I_{REF} ที่ใช้คือกระแสที่สะท้อนมาจากแหล่งจ่ายกระแสในอุดมคติ

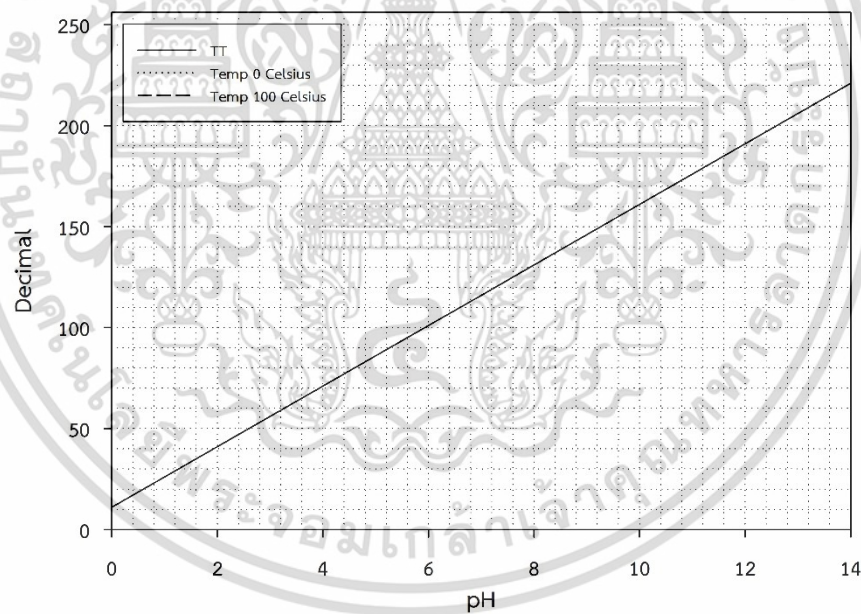


รูปที่ 5.18 การทำงานของวงจรเมื่อมีผลจากความคลาดเคลื่อนจากกระบวนการผลิต

รูปที่ 5.19 และ 5.20 แสดงผลจำลองการทำงานคล้ายคลึงกับในรูปที่ 5.18 โดยพิจารณากรณี ที่ตัวเก็บประจุมีความคลาดเคลื่อน $\pm 20\%$ และอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0 C ถึง 100 C ตามลำดับ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าปัจจัยเหล่านี้ไม่ส่งผลต่อการทำงานของวงจร โดยวงจรยังคงให้เอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้นและไม่มี Offset เกิดขึ้น



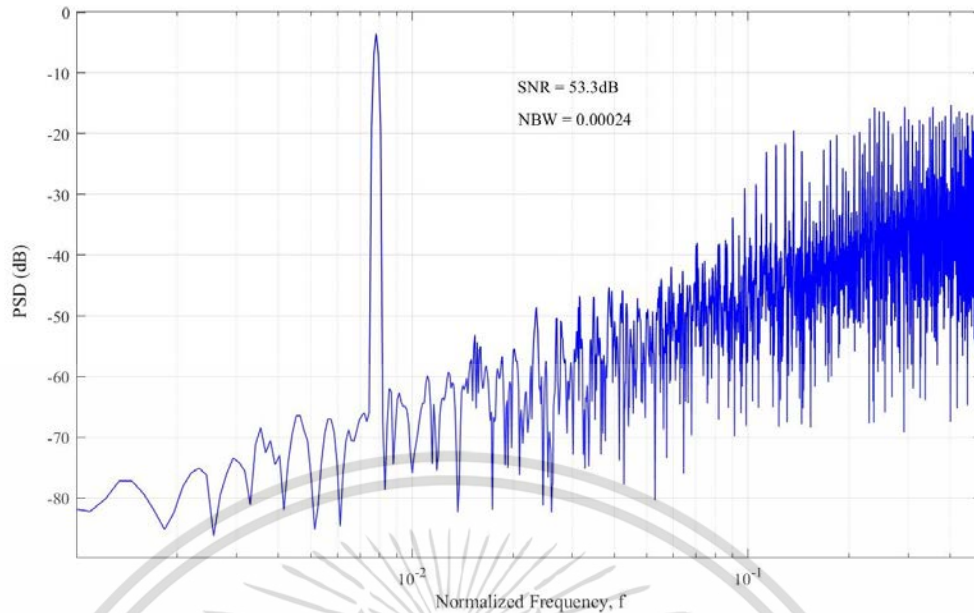
รูปที่ 5.19 ผลการจำลองเมื่อพิจารณาตัวเก็บประจุ C_L มีความคลาดเคลื่อน $\pm 20\%$



รูปที่ 5.20 ผลการจำลองเมื่อพิจารณาอุณหภูมิที่ 0 C และ 100 C

รูปที่ 5.21 แสดง PSD (Power Spectral Density) ของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator โดยป้อนสัญญาณอินพุตไซน์ที่ความถี่ 500 Hz จากผลการทดสอบวงจรพบว่า SNR ของวงจรมีค่าเท่ากับ 53.3 dB ดังนั้น ENOB ของวงจรจึงมีค่าเท่ากับ 8.56 บิต

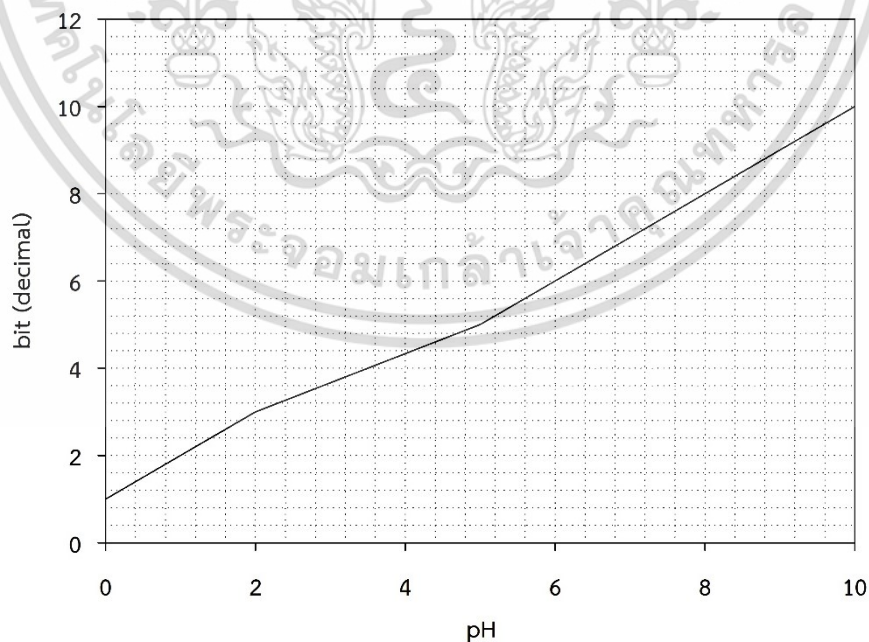
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 แสดง PSD ของวงจร $\Delta\Sigma$ Modulator

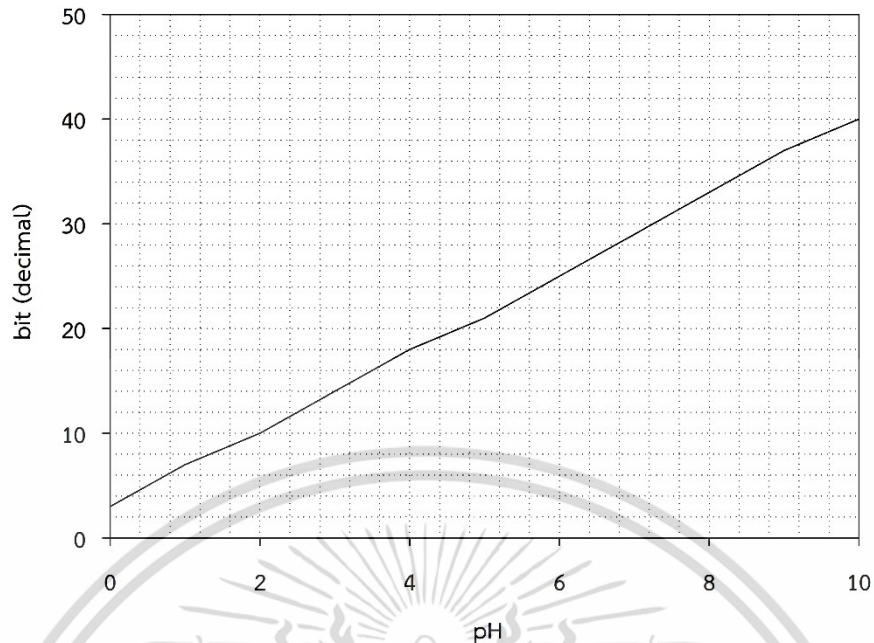
5.4 ความไม่เป็นเชิงเส้นของ ISFET และการ Calibrate

ในทางปฏิบัติ ISFET เป็นเซนเซอร์ที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างบิตเอาต์พุตที่ได้จาก ADC กับการเปลี่ยนแปลงของ pH มีความไม่เป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 5.22, 5.23 และ 5.24 ซึ่ง ADC เป็นแบบ 4 บิต, 6 บิต และ 8 บิต ตามลำดับ

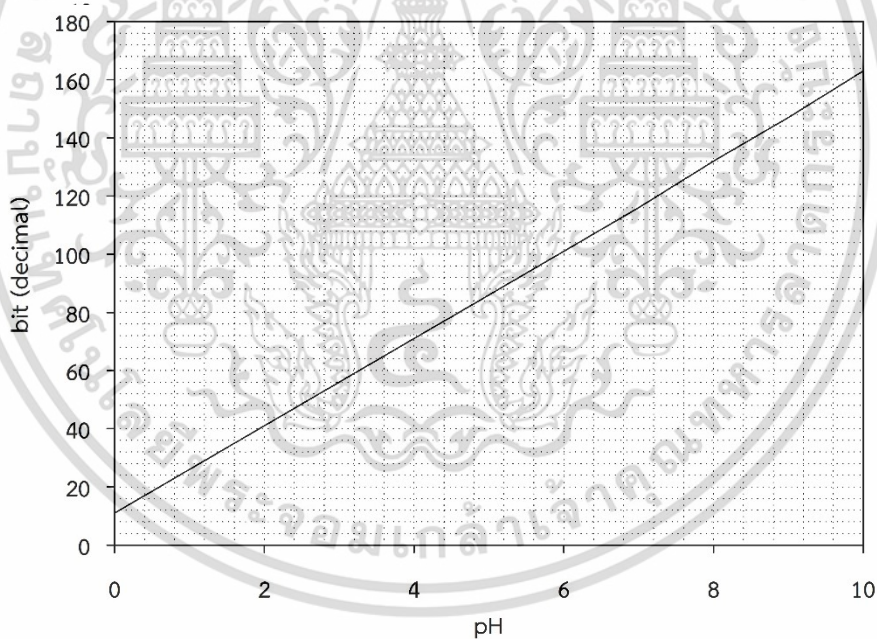


รูปที่ 5.22 การทำงานของวงจร 4 bit โดยที่ ISFET มีความไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 การทำงานของวงจร 6 bit โดยที่ ISFET มีความไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 5.24 การทำงานของวงจร 8 bit โดยที่ ISFET มีความไม่เป็นเชิงเส้น

โดยปกติแล้ว ทุกๆครั้งก่อนเริ่มใช้งานเซนเซอร์จะต้องมีการ Calibrate ก่อนโดยการใช้สารละลายบัฟเฟอร์มาตรฐานในการบันทึกข้อมูลดิจิทัลของ pH แรกเริ่มที่ทราบค่าแน่นอนเอาไว้ จากนั้นวงจรจะนำข้อมูลดิจิทัลของ pH ดังกล่าวมาคำนวณเพื่อหาว่าตำแหน่งบิตดิจิทัลที่เหลือควร มี pH เท่าใด (เสมือนกับสร้างตารางของข้อมูลเอาไว้) จากนั้นบิตดิจิทัลที่ได้จากการวัดจริงจะถูกนำมาเทียบกับข้อมูลในตารางเพื่อหาว่าบิตดิจิทัลที่วัดได้ตรงกับ pH ใด (ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

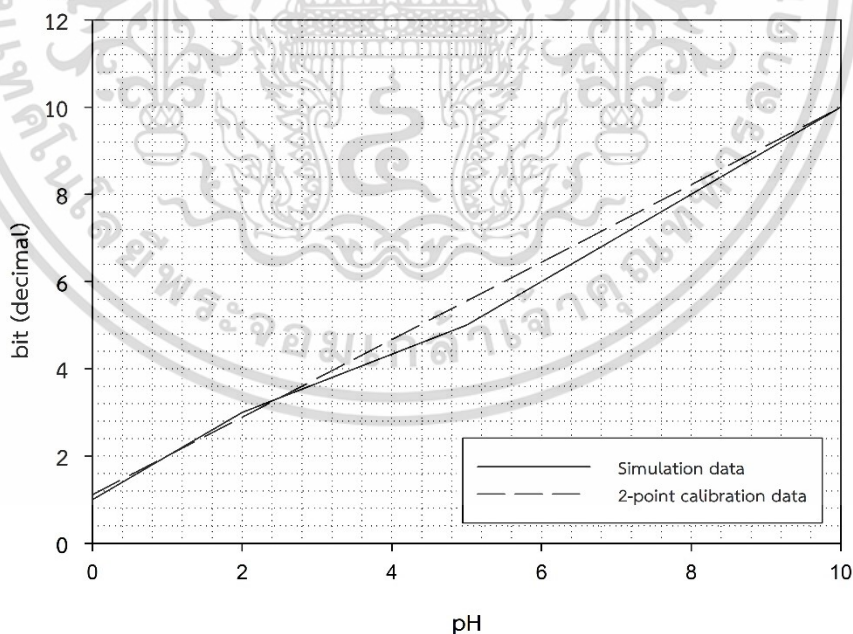
5.2) โดยปกติการ Calibrate จะถูกทำที่สารละลายบัฟเฟอร์มาตรฐาน pH 4, 7 และ 10 อย่างไรก็ตาม สำหรับการ Calibrate วงจรในหัวข้อนี้จะ Calibrate โดยใช้สารละลายบัฟเฟอร์มาตรฐาน 1, 5, และ 10 โดยการรันติการใช้งานในช่วง pH 0 ถึง 10 ซึ่งครอบคลุมช่วงการวัด pH ของแคปซูลอัจฉริยะในช่วง pH 0.05 ถึง 9

ในทางทฤษฎีแล้ว ยิ่ง Calibrate วงจรด้วยบัฟเฟอร์มาตรฐานหลายค่า ค่า pH ที่วงจรประมวลผลได้จะยิ่งมีความถูกต้องแม่นยำมากขึ้นเมื่อเทียบกับ pH จริงของสารละลายนั้น ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเซนเซอร์มีความไม่เป็นเชิงเส้น ดังกราฟรูปที่ 5.22 ถึง 5.24 อย่างไรก็ตามการ Calibrate ด้วยบัฟเฟอร์หลายค่ามีข้อเสียในเรื่องของความยุ่งยากในการใช้งาน เวลาที่เสียไป และค่าใช้จ่ายในการ Calibrate (สารละลายบัฟเฟอร์ที่มีความถูกต้องแม่นยำสูงมีราคาค่อนข้างสูง)

ดังนั้นการทดลองที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้จะแสดงให้เห็นว่าจำนวนครั้งที่ Calibrate จะส่งผลอย่างไรต่อความผิดพลาดจากการเก็บค่า pH และจำนวนครั้งที่น้อยที่สุดที่ต้อง Calibrate เพื่อให้ได้ความแม่นยำในช่วงที่เราต้องการ การทดลองและผลจากการทดลองจะแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อดังต่อไปนี้

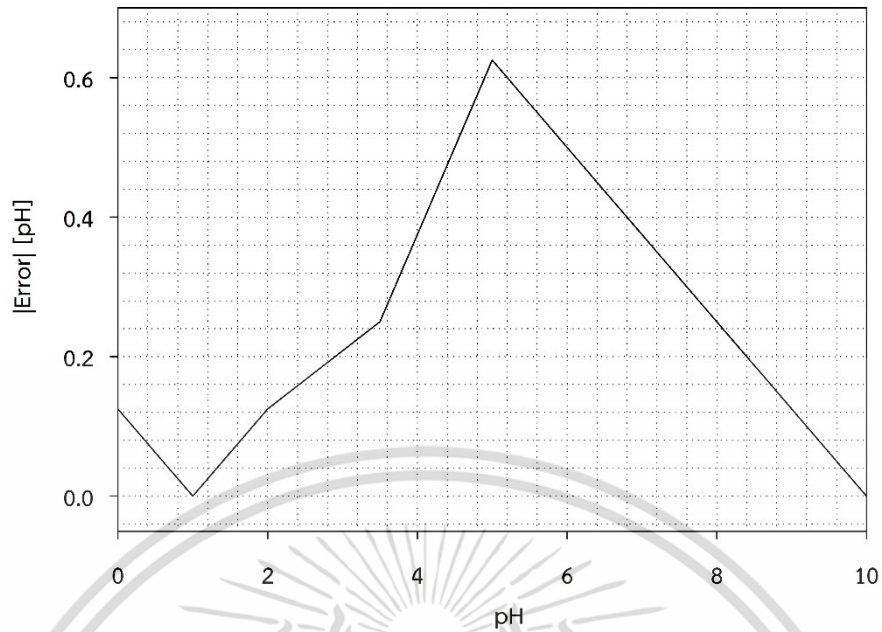
5.4.1 Calibrate 2 ครั้ง ด้วย pH 1 และ pH 10

กราฟรูปที่ 5.25, 5.27 และ 5.29 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างเอาต์พุตที่ได้จากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate 2 จุด ของวงจร 4 บิต, 6 บิต และ 8 บิต ตามลำดับ (ใช้สารละลายบัฟเฟอร์ที่มีค่า pH 1 และ 10 ในการ Calibrate)



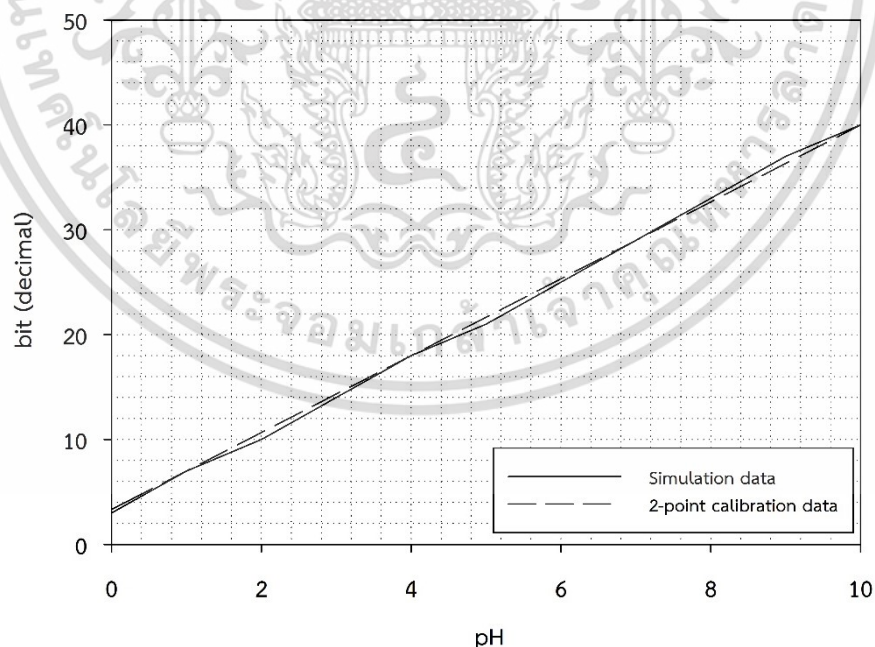
รูปที่ 5.25 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 2 จุดที่ pH 1 และ 10 (วงจร 4 บิต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



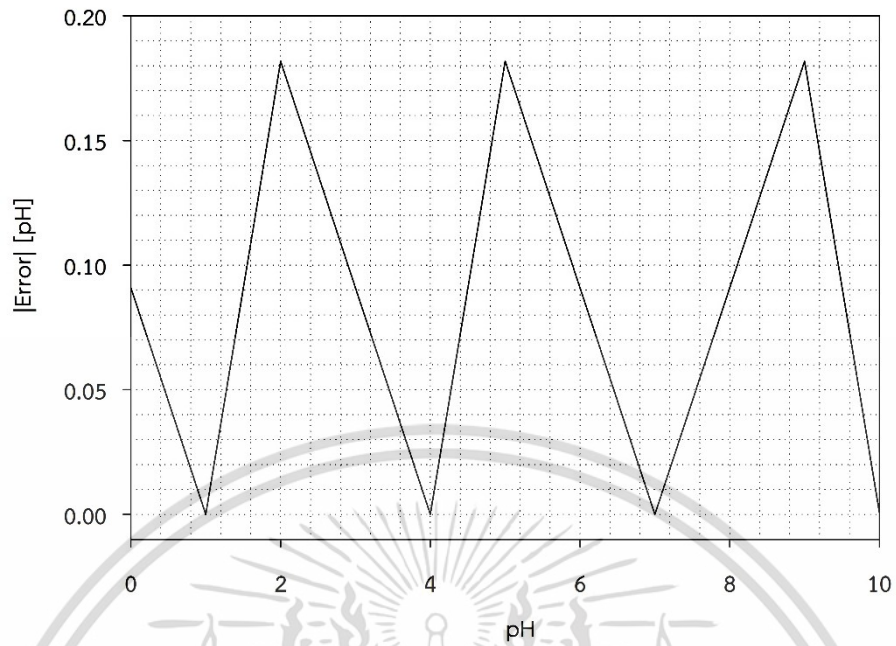
รูปที่ 5.26 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 2 จุด (วงจร 4 บิต)

กราฟรูปที่ 5.26, 5.28 และ 5.30 แสดงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด โดยความผิดพลาดสูงที่สุดที่เกิดขึ้นกับวงจร 4 บิต, 6 บิต และ 8 บิต ได้แก่ 0.625 pH, 0.182 pH และ 0.088 pH ตามลำดับ

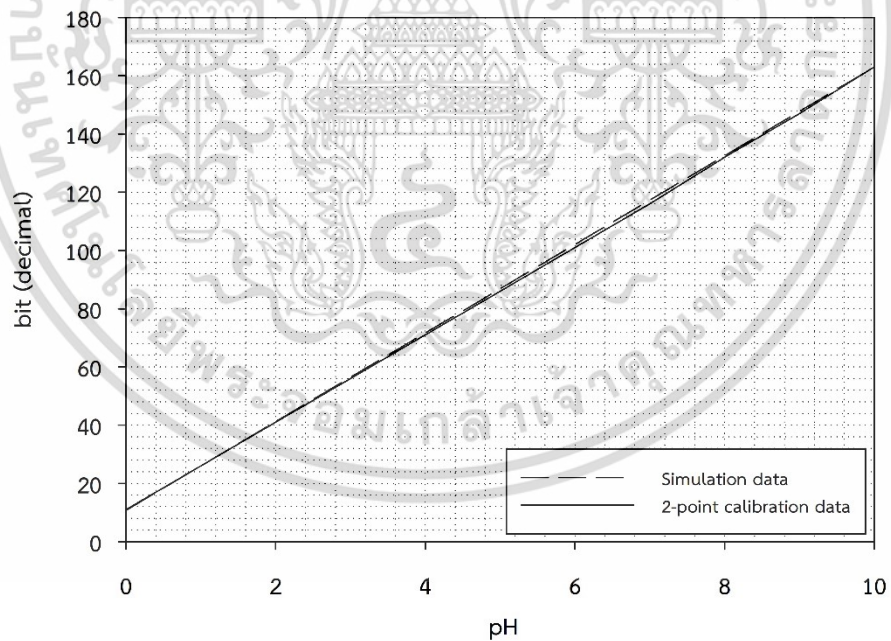


รูปที่ 5.27 เฮอร์ฟุตจากการจำลอง (Simulation data) และเฮอร์ฟุตจากการ Calibrate วงจร 2 จุด ที่ pH 1 และ 10 (วงจร 6 บิต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

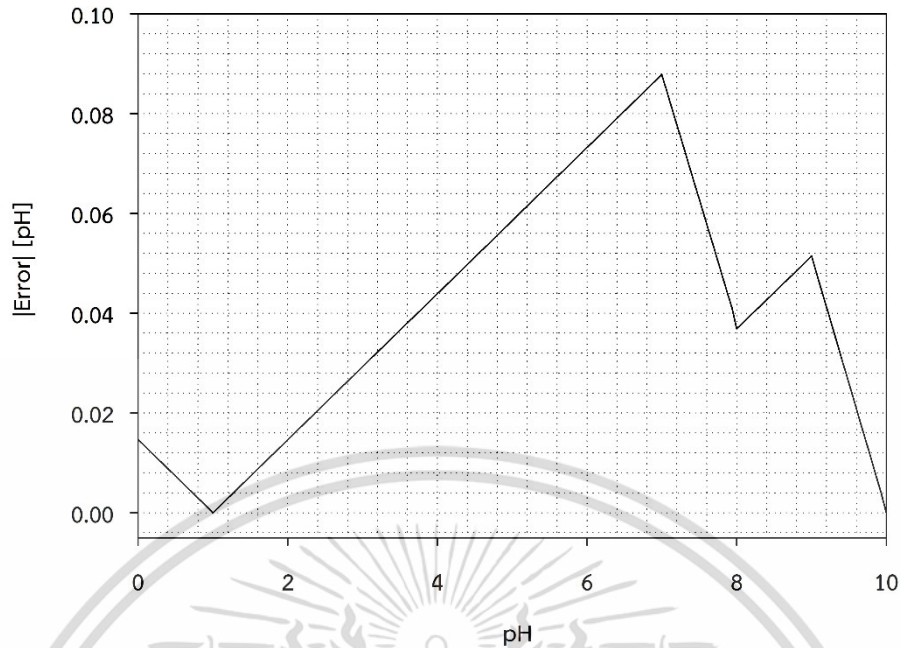


รูปที่ 5.28 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 2 จุด (วงจร 6 บิต)



รูปที่ 5.29 เอตต์พุดจากการจำลอง (Simulation data) และเอตต์พุดจากการ Calibrate วงจร 2 จุด ที่ pH 1 และ 10 (วงจร 8 บิต)

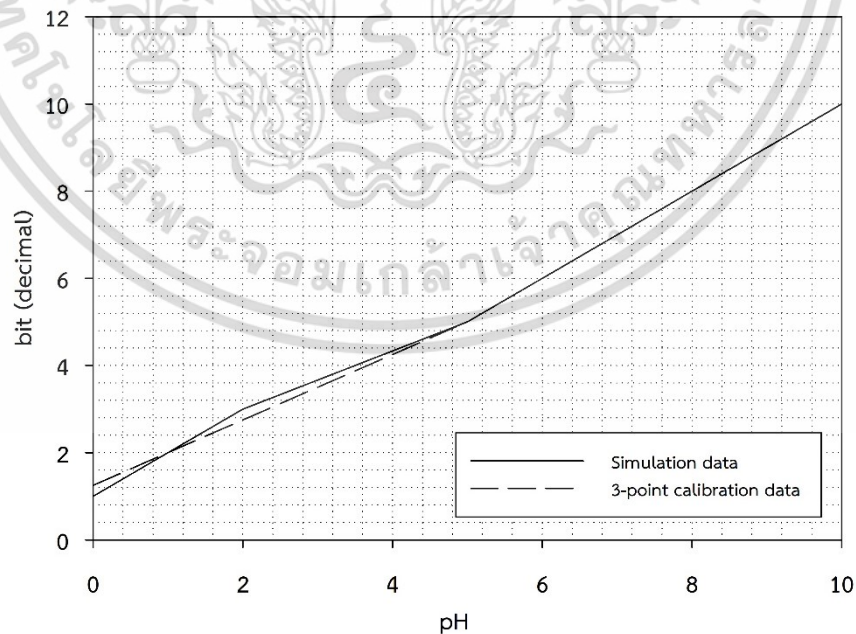
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.30 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 2 จุด (วงจร 8 บิต)

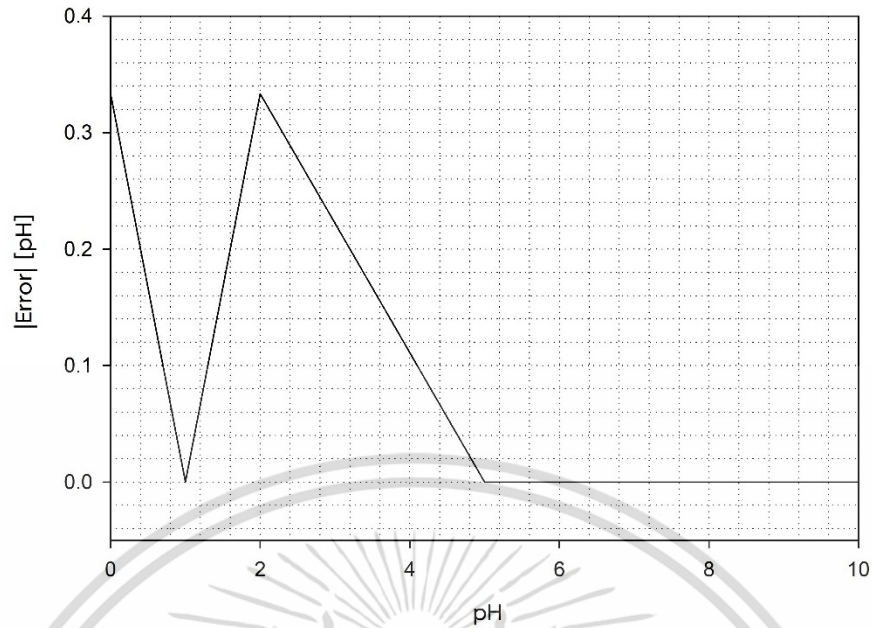
5.4.2 Calibrate 3 ครั้ง ด้วย pH 1, pH 5 และ pH 10

รูปที่ 5.31, 5.33 และ 5.35 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างเอาต์พุตที่ได้จากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate 3 จุด ของวงจร 4 บิต, 6 บิต และ 8 บิต ตามลำดับ (ใช้สารละลายบัฟเฟอร์ที่มีค่า pH 1, 5 และ 10 ในการ Calibrate)



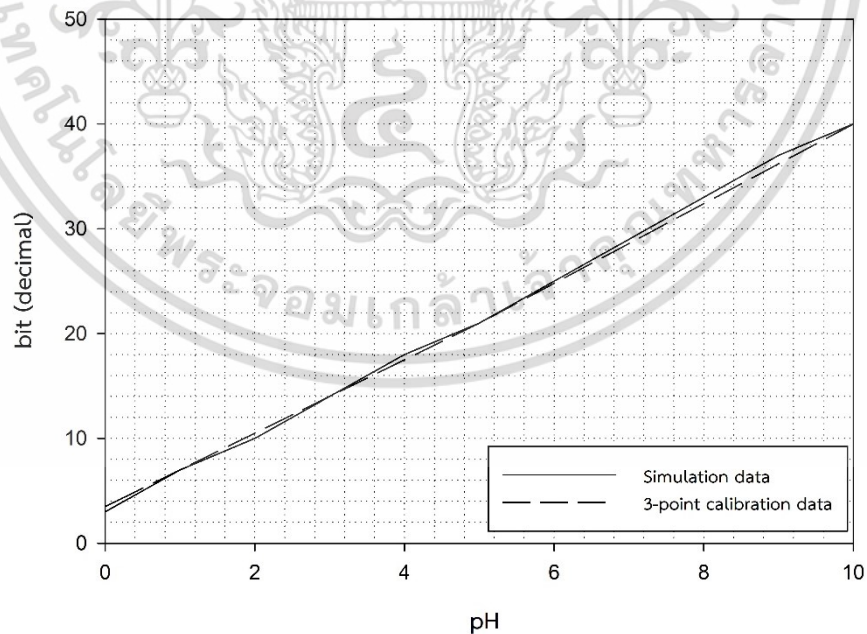
รูปที่ 5.31 เอาต์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอาต์พุตจากการ Calibrate วงจร 3 จุด ที่ pH 1, pH 5 และ pH 10 (วงจร 4 บิต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



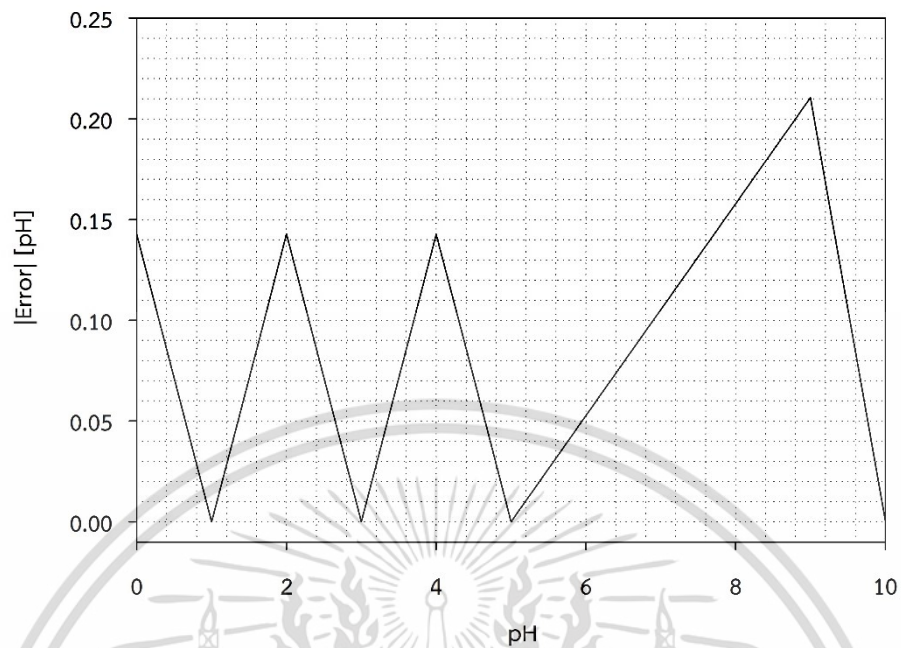
รูปที่ 5.32 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 3 จุด (วงจร 4 บิต)

กราฟรูปที่ 5.32, 5.34 และ 5.36 แสดงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 3 จุด โดยความผิดพลาดสูงที่สุดที่เกิดขึ้นกับวงจร 4 บิต, 6บิต และ 8 บิต ได้แก่ 0.333 pH, 0.211 pH และ 0.052 pH ตามลำดับ

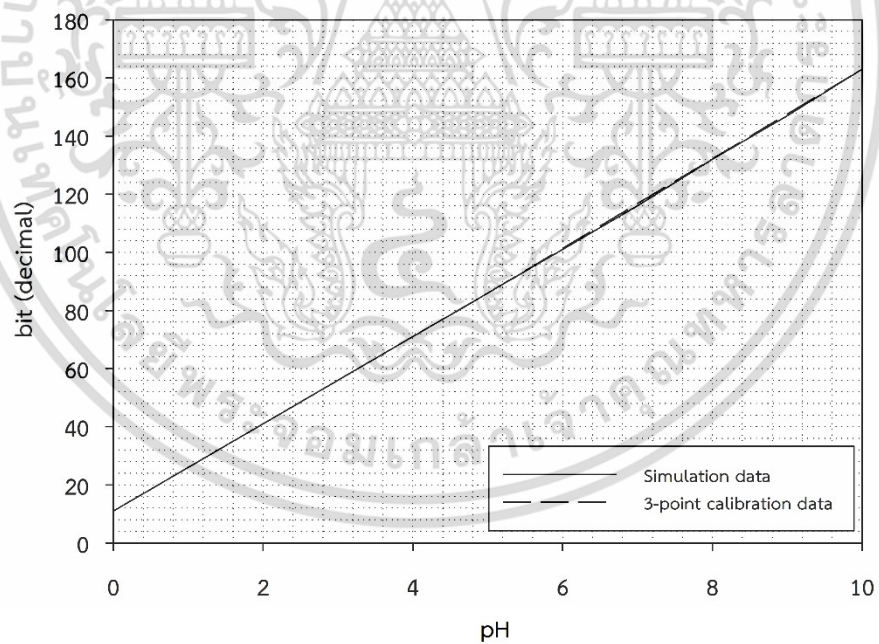


รูปที่ 5.33 เอด์พุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอด์พุตจากการ Calibrate วงจร 3 จุด ที่ pH 1, pH 5 และ 10 (วงจร 6 บิต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

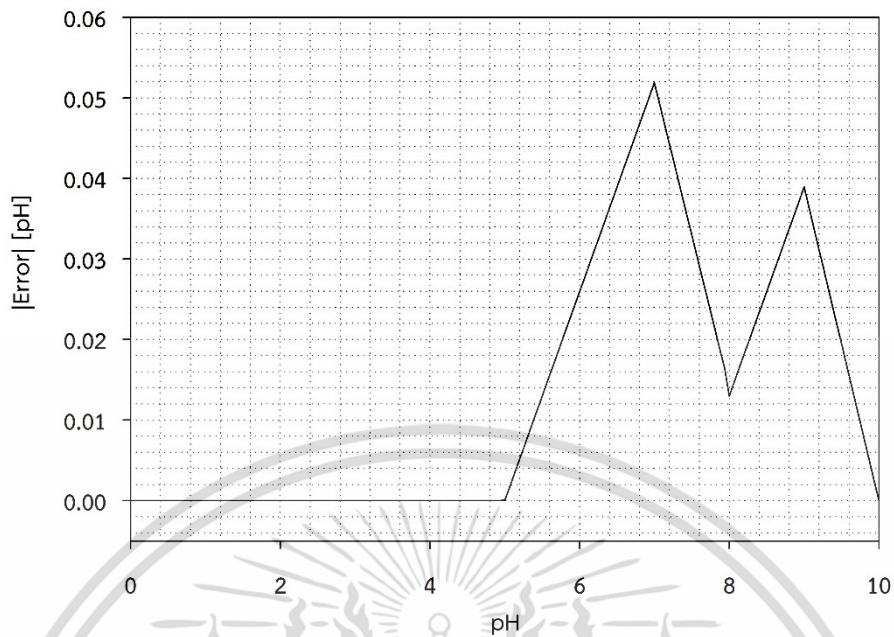


รูปที่ 5.34 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 3 จุด (วงจร 6 บิต)



รูปที่ 5.35 เอดีทพุตจากการจำลอง (Simulation data) และเอดีทพุตจากการ Calibrate วงจร 3 จุด ที่ pH 1, pH 5 และ 10 (วงจร 8 บิต)

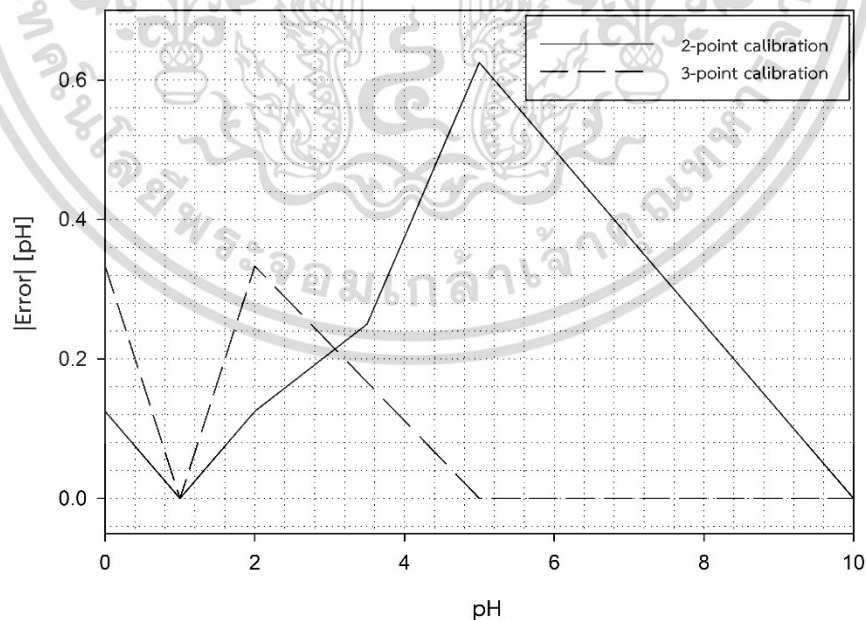
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.36 ความคลาดเคลื่อนของค่า pH เมื่อวงจรมีการ Calibrate 3 จุด (วงจร 8 บิท)

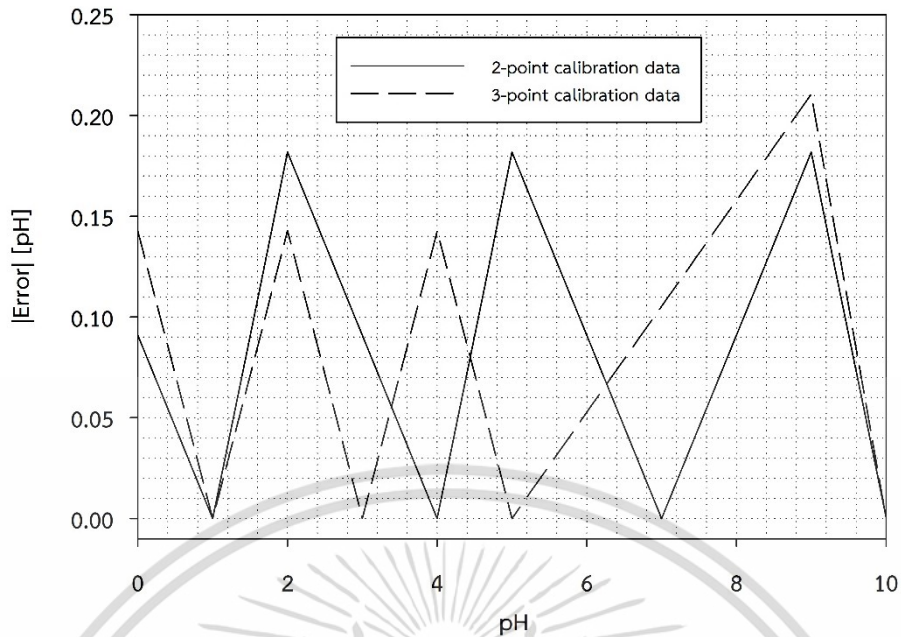
5.4.3 เปรียบระหว่างความคลาดเคลื่อนระหว่างการ Calibrate 2 และ 3 ครั้ง

รูปที่ 5.37 ถึง 5.39 แสดงการเปรียบเทียบความผิดพลาด (Error) ที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate วงจร 2 จุด และการ Calibrate วงจร 3 จุด ของวงจร 4 บิท, 6 บิท และ 8 บิท ตามลำดับ

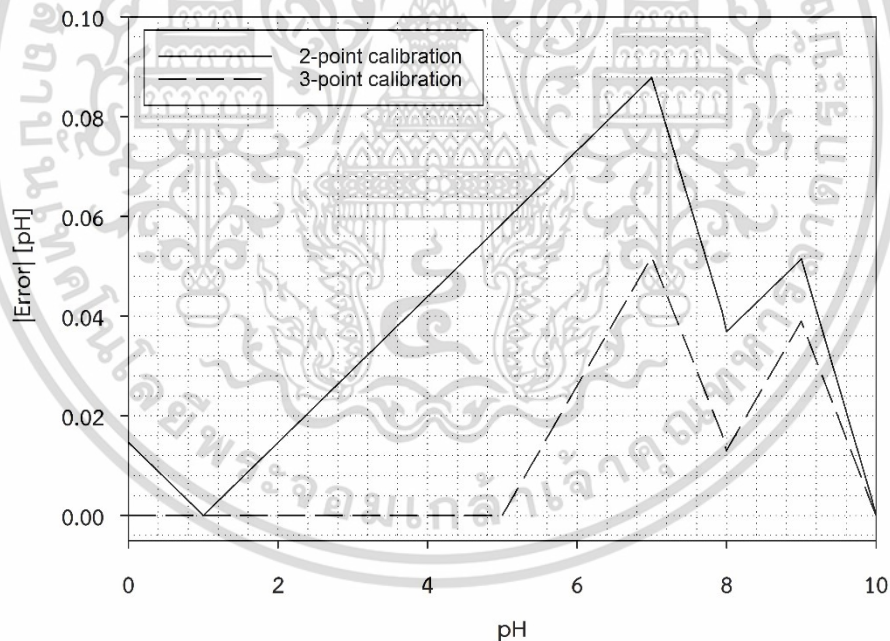


รูปที่ 5.37 ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด และ 3 จุด (วงจร 4 บิท)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



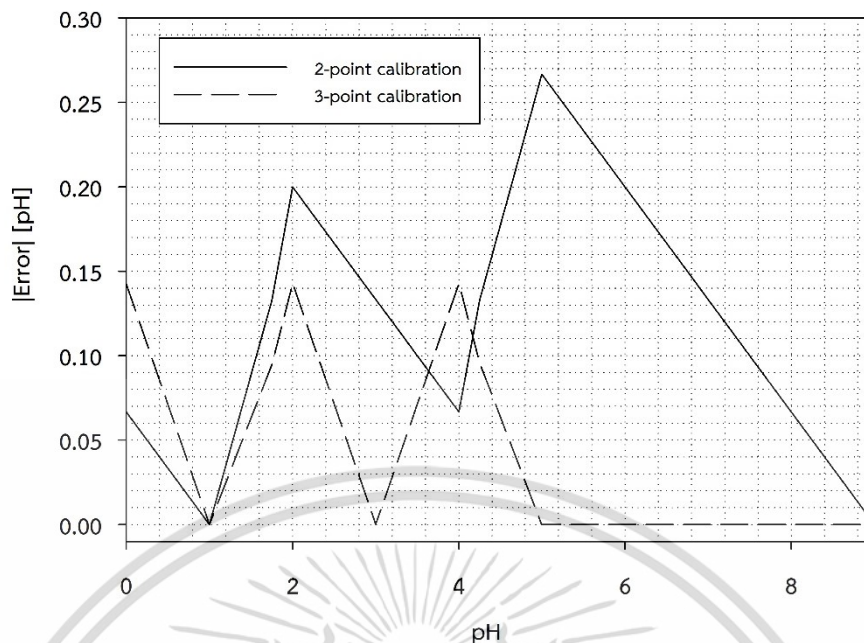
รูปที่ 5.38 ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด และ 3 จุด (วงจร 6 บิท)



รูปที่ 5.39 ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการ Calibrate 2 จุด และ 3 จุด (วงจร 8 บิท)

จากผลการจำลองในรูปที่ 5.37 และ 5.39 ซึ่งเปรียบเทียบความคลาดเคลื่อนเมื่อมีการ Calibrate วงจร 2 จุด และ 3 จุด ของวงจร 4 บิทและ 8 บิท ตามลำดับ โดยจากกราฟทั้งสองแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าการ Calibrate วงจร 3 จุดสามารถลดความผิดพลาดได้มากกว่า 40% เมื่อเทียบกับการ Calibrate วงจร 2 จุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.40 ความผิดพลาดจากการวัดของวงจร 6 บิต เมื่อ Calibrate ด้วยบัฟเฟอร์ pH 1, 5 และ 9

อย่างไรก็ตามรูปที่ 5.38 วงจร 6 บิตที่ใช้การ Calibrate 3 จุดกลับให้ค่าความผิดพลาดสูงสุด (Maximum error) มากกว่าการ Calibrate วงจร 2 จุด ซึ่งผลการทดลองดังกล่าวคือสิ่งที่จะเกิดขึ้นได้จริงในทางปฏิบัติหากผู้ใช้งานเลือกจุดในการ Calibrate เช่นเซอร์ไม่เหมาะสม และเมื่อทำการทดลองต่อโดยเปลี่ยนจุด Calibrate ใหม่เป็น pH 1, 5 และ 9 จะได้ผลการทดลองดังกราฟรูปที่ 5.40 โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดจากการ Calibrate 2 และ 3 จุด คือ 0.267 pH และ 0.143 pH ตามลำดับ (การ Calibrate 3 จุดลดความผิดพลาดจากการวัดได้มากกว่า 40% เช่นเดียวกับการทดลองในกราฟรูปที่ 5.37 และ 5.39)

ตารางที่ 5.6 สรุปความผิดพลาดจากการเก็บค่า pH ที่ได้จากการจำลองการทำงาน โดยแบ่งค่าความผิดพลาดที่แสดงในตารางคือความผิดพลาดจากการ Calibrate 2 และ 3 จุด

ตารางที่ 5.6 สรุปผลการทดลอง

จำนวนบิตของ ADC	ความผิดพลาดจากการเก็บค่า pH เมื่อ	
	Calibrate 2 จุด (pH 1 และ 10)	Calibrate 3 จุด (pH 1, 5 และ 10)
4	± 0.625 pH	± 0.333 pH
6	± 0.182 pH	± 0.211 pH
8	± 0.088 pH	± 0.052 pH

คุณสมบัติทั้งหมดของวงจรอ่านค่า pH ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแสดงในตารางที่ 5.7 โดยกำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่วงจรใช้มีค่าเท่ากับ 71 uW

ตารางที่ 5.7 สรุปคุณสมบัติของวงจรรอ่านค่า pH

เทคโนโลยีที่ใช้ออกแบบ	0.18 μm
ไฟเลี้ยง (V_{DD})	1.8 V
แรงดันขาคอนของ ISFET (V_{BIAS})	0.1 V
แรงดันขั้วไฟฟ้าอ้างอิง ($V_{Ref(Electrode)}$)	1.2 V
แหล่งจ่ายกระแสอ้างอิง (I_{REF})	45 μA
ความถี่สัญญาณนาฬิกา (f_{CLK})	64 kHz
ช่วง pH สูงสุดที่วงจรวัดได้	0 - 14
ความถี่สัญญาณอินพุต	< 500 Hz
ค่า ENOB ของวงจรร	8.56 bit
กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของวงจรร	71 μW
ความแม่นยำเมื่อ Calibrate 2 จุด (วงจรร 8 bit)	± 0.088 pH
ความแม่นยำเมื่อ Calibrate 3 จุด (วงจรร 8 bit)	± 0.052 pH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลและแนวทางการต่อยอดงานวิจัย

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานเซนเซอร์สำหรับวัด pH ชนิด ISFET โดยนำมาใช้งานกับแอปพลิเคชันแคปซูลอัจฉริยะ (Smart pill capsule) สำหรับเก็บค่า pH ภายในกระเพาะอาหารและลำไส้ของมนุษย์ เพื่อเป็นข้อมูลสำหรับแพทย์ในการวินิจฉัยสุขภาพ

ในการพัฒนาระบบเก็บค่า pH สำหรับแคปซูลอัจฉริยะ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอมุมมอง 2 อย่างในการพัฒนาระบบ ได้แก่ การออกแบบวงจรเชื่อมต่อกับ ISFET สำหรับเก็บค่า pH (ISFET's Interface circuit) และวิธีการการคาลิเบรท (Calibrate) วงจรรวมถึงจำนวนจุดในการ Calibrate ที่เหมาะสมต่อการใช้งาน โดยในพัฒนาจะคำนึงถึงความต้องการในการใช้งานจริงของแคปซูลอัจฉริยะ ดังนี้ ช่วง pH ในการวัดตั้งแต่ 0.05 pH – 9 pH, ช่วงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิตั้งแต่ 25 C ถึง 49 C และความแม่นยำของการวัดที่ต้องการคือ ± 0.5 pH

ผลการทดสอบวงจรในบทที่ 5 ช่วงแรกทดสอบคุณสมบัติของ $\Delta\Sigma$ ADC พบว่าวงจรสามารถให้ความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นระหว่างบิตเอาต์พุตของวงจรและการเปลี่ยนแปลงของ pH (อินพุต) ครอบคลุมช่วง pH 0 ถึง pH 14 และถึงแม้ว่าวงจรจะเจอผลกระทบการกระบวนกรผลิต (SS และ FF), ความคลาดเคลื่อนของตัวเก็บประจุ $C_L \pm 20\%$ และการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิตั้งแต่ 0 C - 100 C ซึ่งการเปลี่ยนแปลงเหล่านี้ส่งผลให้เกิดออฟเซต (Offset) ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามออฟเซตดังกล่าวจะถูกแก้ไขในจากการ Calibrate วงจร นอกจากนี้จากผลการทดสอบพบว่าวงจรมี ENOB (Effective number of bits) เท่ากับ 8.56 บิต

และจากการทดสอบวงจรในช่วงสุดท้ายแสดงให้เห็นว่า เมื่อรวมวงจรอ่านค่า pH เข้ากับ $\Delta\Sigma$ ADC พบว่าเอาต์พุตที่ได้สามารถเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้นได้ สาเหตุเกิดจาก ISFET มีความไม่เป็นอุดมคติจึงไม่ได้ให้กระแสเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้น 100% การลดทอนความไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวสามารถทำได้โดยเพิ่มจำนวนบิตของ ADC เพื่อลดความผิดพลาดจากการตัดสินใจผิดของวงจรจัดระดับสัญญาณ (Quantization error) และการ Calibrate วงจรอย่างเหมาะสม ผลการทดลองพิสูจน์ให้เห็นว่าการ Calibrate วงจร 3 จุด สามารถลดทอนความผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้มากกว่า การ Calibrate 2 จุดกว่า 40% อย่างไรก็ตาม การออกแบบวงจรให้สามารถทำงานได้ตามข้อกำหนด โดยที่ใช้จำนวนจุดในการ Calibrate น้อยที่สุดคือเป้าหมายที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการนำเสนอ เนื่องจากการ Calibrate ด้วยจำนวนจุดที่มากส่งผลถึงความยุ่งยากที่ผู้ใช้งานอุปกรณ์ต้องเผชิญ รวมถึงความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดขึ้นจากผู้ใช้งานอุปกรณ์ (Human error) และต้นทุนที่ต้องใช้ในการ Calibrate ผลการทดลองพบว่าสามารถออกแบบวงจรที่ผ่านข้อกำหนดขั้นต่ำทั้งหมดได้โดยใช้เพียงแค่วงจรความละเอียดเพียง 4 บิตและการ Calibrate วงจร 2 จุด โดยวงจรถูกกล่าวให้ความแม่นยำ ± 0.333 pH อย่างไรก็ตามค่าที่ดีที่สุดที่เก็บได้จากการทดลองคือความแม่นยำ ± 0.052 pH

โดยวงจรมีความละเอียด 8 บิตและการ Calibrate 3 จุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

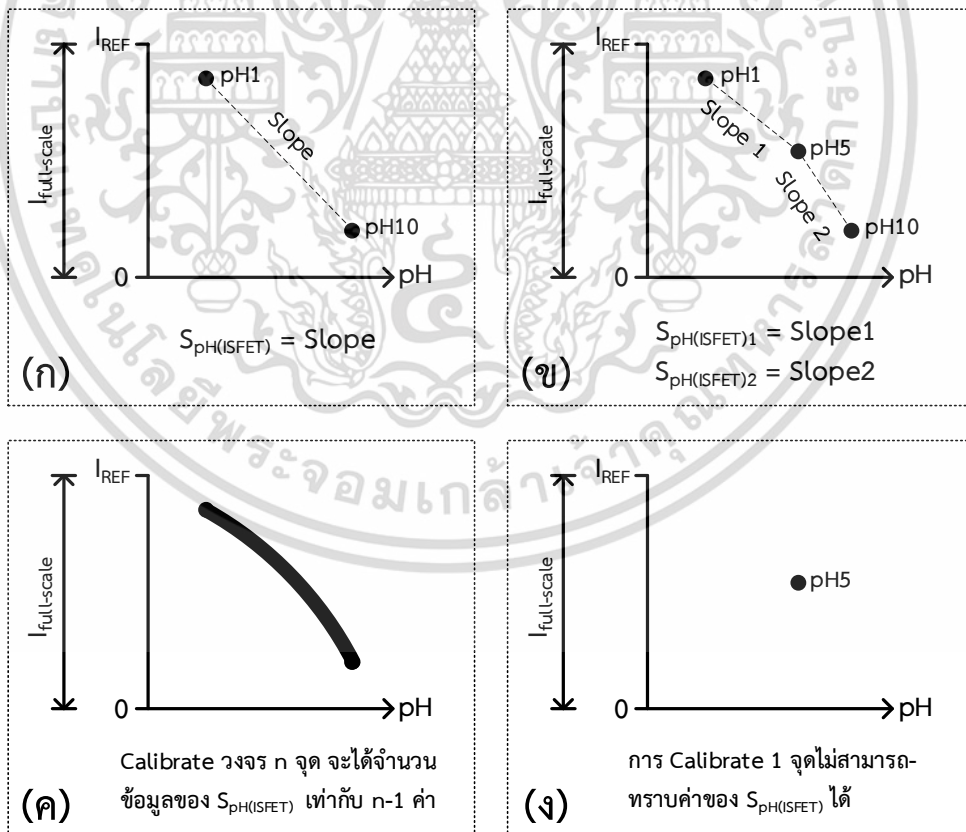
6.2 แนวทางการต่อยอดงานวิจัย

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอแนวทางที่น่าสนใจในการนำสิ่งต่าง ๆ ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอไปพัฒนาต่อในอนาคต โดยแนวทางที่ผู้เขียนรู้สึกอยากพัฒนาต่อแบ่งออกเป็น 4 หัวข้อหลัก ดังนี้

6.2.1 การ Calibrate วงจรจุดเดียว (One-point calibration)

หนึ่งในสิ่งสำคัญที่วิทยานิพนธ์เล่มนี้ต้องการนำเสนอ คือการพัฒนาวงจรที่เป็นมิตรต่อผู้ใช้งานมากที่สุด ใช้งานง่ายที่สุด ในขณะที่วงจรยังให้ข้อมูลที่ถูกต้องตามความต้องการของผู้ใช้งาน ด้วยเหตุนี้ การทดลองต่างๆ จึงพยายามหาจุด Calibrate วงจรที่น้อยที่สุด ในขณะที่วงจรให้ข้อมูลได้ตามข้อกำหนดการใช้งาน โดยการทดลองเปรียบเทียบการทำงานของวงจรระหว่างการ Calibrate วงจร 2 จุดและ 3 จุด ตามลำดับ

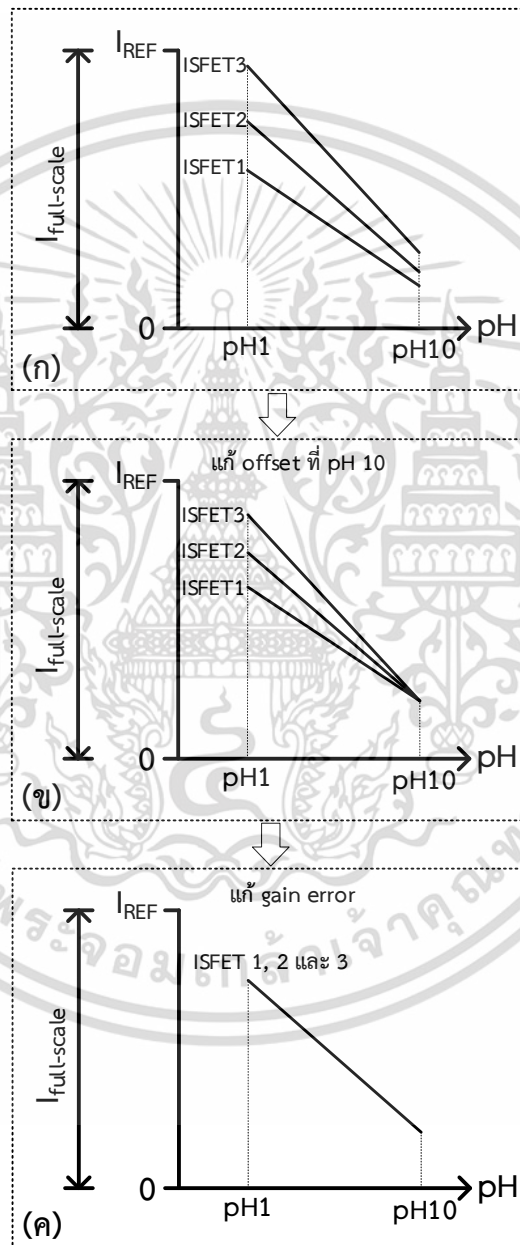
อย่างไรก็ตาม ผู้อ่านอาจสงสัยว่าเหตุใดในบทที่ 5 จึงไม่มีการทดลอง Calibrate วงจรโดยใช้การ Calibrate เพียงจุดเดียว สาเหตุเพราะการ Calibrate เพียงจุดเดียวให้ข้อมูลที่ไม่มีเพียงพอต่อวงจรในการคำนวณค่า Sensitivity ของ ISFET ($S_{pH(ISFET)}$) ดังแสดงในรูปที่ 6.1 โดย 6.1(ก), (ข) และ (ค) แสดงการ Calibrate วงจรโดยใช้จำนวนจุดในการ Calibrate เท่ากับ 2 จุด, 3 จุด และ n จุด ตามลำดับ



รูปที่ 6.1 (ก) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate วงจร 2 จุด, (ข) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate วงจร 3 จุด, (ค) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate วงจร n จุด และ (ง) $S_{pH(ISFET)}$ จากการ Calibrate จุดเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากกราฟแสดงให้เห็นว่าจำนวนข้อมูล $S_{pH(ISFET)}$ ที่วงจรคำนวณได้จะเท่ากับ n จุด - 1 ข้อมูลเสมอ โดยยิ่งข้อมูลจากการ Calibrate มีมากเท่าใด เอาต์พุตที่วงจรสร้างได้ก็จะยิ่งใกล้เคียงกับเอาต์พุตจาก ISFET ของจริงมากเท่านั้น นั่นจึงเป็นเหตุผลที่ยังการ Calibrate ด้วยจำนวนจุดที่มากสามารถช่วยลดความผิดพลาดทางการวัดที่เกิดขึ้นได้ อย่างไรก็ตาม รูป 6.1 (ง) แสดงการ Calibrate ครั้งเดียวซึ่งพบว่าวงจรไม่มีข้อมูลเพียงพอที่จะสามารถคำนวณ $S_{pH(ISFET)}$ ได้ ดังนั้นการใช้งานวงจรโดย Calibrate เพียงครั้งเดียวจึงไม่สามารถทำได้ด้วยวิธีการปกติทั่วไป



รูปที่ 6.2 (ก) เอาต์พุตของ ISFET เมื่อมี Offset และ Gain error, (ข) เอาต์พุตของ ISFET หลังกำจัด Offset และ (ค) เอาต์พุตของ ISFET หลังกำจัด Gain error

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม วิทยานิพนธ์เล่มนี้ขอเสนอแนวทางในการพัฒนาเพื่อให้วงจรสามารถ Calibrate เพียงจุดเดียวไว้ดังนี้

- โปรแกรมค่า $S_{pH(ISFET)}$ ของ ISFET ไว้ในหน่วยความจำของวงจรตั้งแต่แรก ดังนั้นการ Calibrate จึงมีหน้าที่เพียงแค่กำจัด offset ของ ISFET เท่านั้น ต่างจากการ Calibrate หลายจุดที่ทำหน้าที่ทั้งกำจัด offset และคำนวณหา $S_{pH(ISFET)}$ ระหว่างช่วง pH ที่กำหนด
- อย่างไรก็ตาม การโปรแกรมค่า $S_{pH(ISFET)}$ ลงไปแต่แรกมีความเสี่ยงต่อการเกิดความผิดพลาดทางการวัดสูง เนื่องจาก ISFET แต่ละตัวมีค่า $S_{pH(ISFET)}$ ไม่เท่ากัน (Gain error)
- การลดความผิดพลาดดังกล่าวโดยการแก้ไขปัญหาที่เซนเซอร์ ทำได้โดยการพัฒนาเซนเซอร์ให้เกิด Gain error น้อยที่สุด หรือกำหนดคุณสมบัติของเซนเซอร์ที่สั่งซื้อโดยระบุ $S_{pH(ISFET)}$ ที่ต้องการรวมถึงความผิดพลาดที่สามารถยอมรับได้ อย่างไรก็ตามวิธีการหลังคงไม่เหมาะสมต่อการผลิตอุปกรณ์เป็นจำนวนมาก
- วิธีการอีกอย่างหนึ่งคือการแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยใช้วงจรกำจัดทั้ง Offset และ Gain error ที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 6.2 โดยปกติตามเคยมีการทำวิจัยไว้ [37] การใช้วงจรกำจัด Gain error จะต้องใช้เวลา Calibrate 2 จุด (อย่างน้อย) เสมอ ดังนั้นจึงเป็นเรื่องท้าทายว่าการกำจัด Gain error โดย Calibrate เพียงจุดเดียวจะสามารถทำได้หรือไม่อย่างไร เป็นสิ่งที่ต้องศึกษาวิจัยต่อไปในอนาคต

จากที่กล่าวมาข้างต้น การทำให้วงจรทำงานได้ถูกต้องแม่นยำโดยที่มีการ Calibrate วงจรเพียงครั้งเดียวเป็นเรื่องที่ไม่ง่ายและนอกจากนั้นยังมีตัวแปรต่าง ๆ อีกมากมายที่ยังไม่ได้กล่าวถึง อย่างไรก็ตาม ผู้เขียนคิดว่าเป็นเรื่องที่น่าสนใจ เพราะหากทำได้ นั้นหมายความว่าการใช้งานแคปซูลอัจฉริยะจะสามารถทำได้โดยง่ายมาก เช่น แทนที่จะต้อง Calibrate ด้วยสารละลายบัฟเฟอร์ต่างๆ มากมาย ผู้ใช้อาจทำเพียงแค่แช่แคปซูลลงในน้ำเปล่า (ที่ทราบ pH แน่นนอน) และใช้งานแคปซูลอัจฉริยะได้ทันที

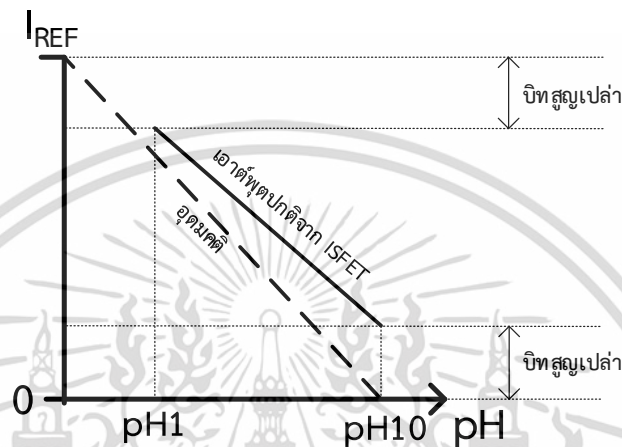
6.2.2 การปรับช่วงของสัญญาณอินพุตให้เหมาะสมต่อการทำงานของ ADC

การใช้วงจร ADC ให้คุ้มค่าและมีประสิทธิภาพสูงสุดทำได้โดยการปรับช่วงของสัญญาณอินพุตให้เหมาะสมต่อการทำงานของ ADC โดยการเปรียบเทียบระหว่างอินพุตในอุดมคติที่ควรป้อนให้กับ ADC และอินพุตในความเป็นจริงที่ ADC ได้รับ (เอาต์พุตปกติจาก ISFET) แสดงในรูปที่ 6.3 ซึ่งจะพบว่าอินพุตในความเป็นจริงจะทำให้มีจำนวนบิตสูญเปล่าเกิดขึ้น โดยความเสียหายของบิตสูญเปล่าที่เกิดขึ้นขยายความได้ดังนี้

- (1) สมมติ I_{REF} ที่วงจรใช้มีค่า 50 μA และ ADC มีความละเอียด 8 บิต
- (2) ในกรณีที่อินพุตเป็นอุดมคติ (เต็ม Full-scale ของ ADC) จำนวนบิตทั้ง 256 บิตจะแทนค่า pH ค่าใดค่าหนึ่งเสมอ (ไม่มีบิตใดสูญเปล่าเลย) ดังนั้นความละเอียด (Resolution) ในอุดมคติที่ ADC สามารถเก็บค่า pH ได้ เท่ากับ ช่วง pH ที่ต้องการวัด / จำนวนระดับของ ADC หรือ $10 \text{ pH} / 256 \text{ bit}$ ดังนั้นจะได้ความละเอียดประมาณ 0.04 pH/bit

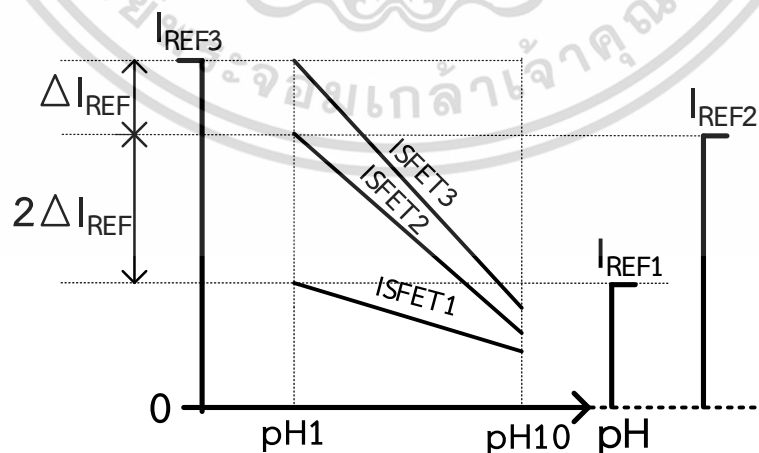
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3) ในกรณีที่อินพุตไม่เป็นอุดมคติ ช่วง pH 0 ถึง pH 10 มีช่วงกระแสเอาต์พุตเพียง 30 μA หมายความว่าจำนวนบิตที่แทนค่า pH จะเหลือ $= (30\mu\text{A}) / (I_{\text{LSB}}) \approx 153$ บิต (สัญญาณไปประมาณ 103 บิต) ดังนั้นความละเอียดที่ได้จะเท่ากับ $10 \text{ pH} / 153 \text{ bit}$ หรือ 0.065 pH/bit ตัวอย่างข้างต้นแสดงให้เห็นถึงข้อเสียของการเกิดบิตสัญญาณเปล่าขึ้นอย่างชัดเจน เพียงแค่เกิดบิตสัญญาณเปล่าขึ้น ความละเอียดของ pH ที่ ADC สามารถเก็บค่าได้จะลดลง โดยที่ยังไม่ต้องคำนึงถึงความผิดพลาดจากการแปลงอื่นๆ



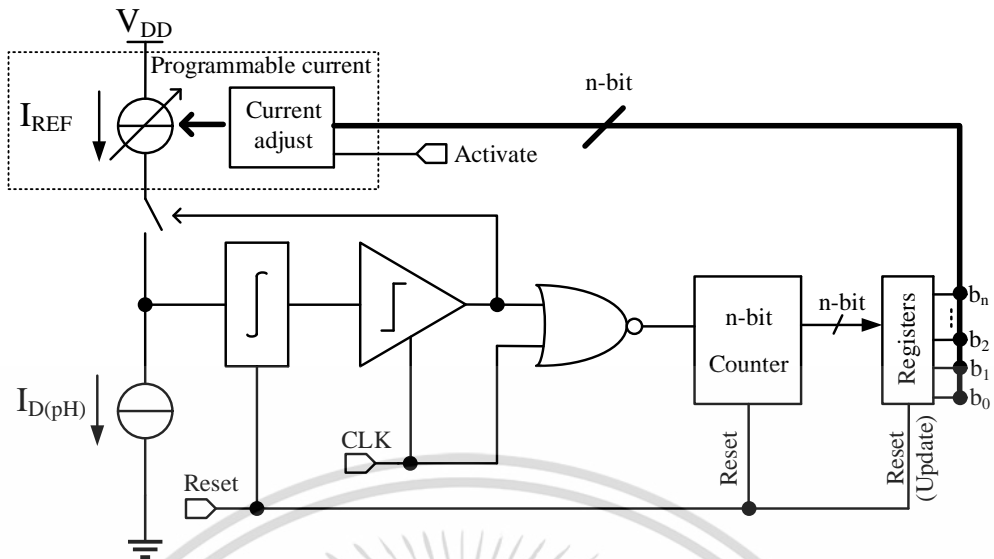
รูปที่ 6.3 แสดงอินพุตในอุดมคติของ ADC และอินพุตในความเป็นจริง (เอาต์พุตปกติจาก ISFET)

โดยทั่วไปการแก้ไขปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้โดยการใช้วงจรขยายชนิดที่สามารถปรับอัตราขยายได้ (Variable gain amplifier, VGA) ในการปรับขนาดสัญญาณอินพุตให้พอดีกับ Full-scale ของ ADC อย่างไรก็ตาม วิทยานิพนธ์เล่มนี้ขอเสนออีกแนวทางหนึ่งซึ่งเหมาะแก่การนำวงจรเก็บค่า pH ที่ถูกเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ไปพัฒนาต่อ โดยวิธีการดังกล่าวคือปรับกระแส I_{REF} ให้พอดีกับค่าสูงสุดของสัญญาณอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 การปรับกระแส I_{REF} ให้พอดีกับช่วงของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 การปรับกระแส I_{REF} โดยใช้วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้

การแก้ปัญหาบิตสูญเปล่าโดยใช้วงจรเก็บค่า pH ของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ แสดงในรูปที่ 6.5 โดยในขั้นตอนการคาลิเบรทวงจร บิตดิจิทัลเอาต์พุตของวงจรถูกใช้เป็นข้อมูลในการปรับค่าแหล่งจ่ายกระแส I_{REF} ให้พอดีกับอินพุตสูงสุดของวงจรถูกใช้โดยมีลำดับของกระแสที่ปรับได้เท่ากับ ΔI_{REF} (รูปที่ 6.4) ข้อสังเกตคือ การแก้ปัญหาด้วยวิธีการดังกล่าวไม่ได้แก้ Gain error ของ ISFET แต่อย่างใด เพียงแค่ปรับช่วง I_{REF} เท่านั้น และถึงแม้จะปรับช่วง I_{REF} สูงสุดให้พอดีได้ แต่อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของวิธีการนี้คือ ที่ pH 10 กระแสอินพุตไม่มีทางปรับให้เท่ากับ 0 ได้ เพราะถ้ากระแสอินพุตเป็นสูงจะไม่มี Discharge ตัวเก็บประจุ C_L เกิดขึ้น (วงจรถูกไม่ทำงาน)

6.2.3 ขดเซยผลของการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของ ISFET

ถึงแม้แคปซูลอัจฉริยะจะวัด pH ภายในร่างกายมนุษย์ซึ่งมีอุณหภูมิค่อนข้างคงที่ อย่างไรก็ตามการที่คุณสมบัติของ ISFET เปลี่ยนตามอุณหภูมิยังคงเป็นผิดพลาดทางการวัดประการหนึ่งซึ่งต้องถูกนำมาพิจารณา

เนื่องจาก ISFET มีสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (Temperature Coefficient, TC) แตกต่างกันในแต่ละ pH ในการแก้ปัญหาจึงทำได้ยากในวงจรถ่วงอะล็อก ดังนั้นผู้เขียนจึงคิดว่าการแก้ปัญหาโดยใช้วงจรมวลผลดิจิทัลในภาคหลังน่าจะมมีโอกาสทำสำเร็จมากกว่า โดยวิธีการคือนำ ISFET ของจริงมาทดลองและเก็บสถิติของ TC ใน pH ช่วงที่ทำการวัดเพื่อเป็นข้อมูลอ้างอิงในการขดเซยผลของอุณหภูมิในลำดับต่อไป

นอกจากนี้ สิ่งที่น่าสนใจสมมติฐานการแก้ปัญหาด้วยวงจรมวลผลดิจิทัลภาคหลัง ก็คือภายในแคปซูลอัจฉริยะมีเซนเซอร์วัดอุณหภูมิ (Temperature sensor) เป็นส่วนประกอบของอุปกรณ์อยู่แล้ว ดังนั้นค่าอุณหภูมิที่เซนเซอร์วัดได้ก็เป็นข้อมูลหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ในการขดเซยอุณหภูมิของ ISFET ได้เช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.4 การชดเชยผลของการดริฟท์

การดริฟท์เป็นอีกปัญหาหนึ่งที่ต้องทำการพิจารณาอย่างละเอียดหากต้องการนำเซนเซอร์ไปใช้งานจริง ซึ่งแนวทางในการแก้ดริฟท์ที่มีความเป็นไปได้มากที่สุดวิธีหนึ่งคือการแก้ปัญหาคือส่วนประมวลผลด้วยวงจรดิจิตอลในภาคหลัง (เช่นเดียวกับการแก้ผลจากอุณหภูมิ) ซึ่งต้องอาศัยการทดลองกับเซนเซอร์ของจริงและนำมาผลเชิงสถิติที่ได้มาโปรแกรมการชดเชยดริฟท์ที่เกิดขึ้น

6.2.5 การประยุกต์ใช้งานวงจรเชื่อมต่อนำเสนอกับเซนเซอร์ชนิดอื่นภายในแคปซูลอัจฉริยะ

ภายในแคปซูลอัจฉริยะนอกจาก ISFET ยังมีเซนเซอร์วัดอุณหภูมิและความดันอยู่ภายในตัวอุปกรณ์ด้วยเช่นกัน ดังนั้นความเป็นไปได้ในการนำวงจรเก็บค่า pH ที่วิธานิพนธ์เล่มนี้เสนอไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิและเซนเซอร์วัดความดันจึงเป็นแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจในการนำไปศึกษาและพัฒนาต่อไปในอนาคต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Bergveld, "ISFET, Theory and Practice" in **Proc. IEEE Sensor Conference**, Toronto, pp. 1-26, 2003.
- [2] S. Jamasb, S. Collins, and R. L. Smith, "A physical model for drift in pH ISFETs" **Sensor and Actuators B** **49**, pp. 146-155, 1998.
- [3] C. G. Jakobson, M. Feinsod, and Y. Nemirovsky, "Low frequency noise and drift in Ion Sensitive Field Effect Transistors" **Sensor and Actuators B** **68**, pp. 134-139, 2000.
- [4] W. Gui-Hua, Y. Dun, and W. Yao-Lin, "ISFET temperature characteristics" **Sensors and Actuators**, volume 11, issue 3, pp. 221-237, 1987.
- [5] J.-L. Chiang, J.-C. Chou, and Y.-C. Chen, "Study on light and temperature properties of AlN pH-Ion-Sensitive Field-Effect Transistor devices" **The japan society of applied physics**, volume 44, part 1, number 7A, 2005.
- [6] R. J. Saad and W. L. Hasler, "A technical review and clinical assessment of the wireless motility capsule" **Gastroenterology and hepatology**, volume 7, issue 12, 2011.
- [7] A. D. Farmer, S. M. Scott, and A. R. Hobson, "Gastrointestinal motility revisited: The wireless motility capsule" **United European gastroenterology journal** 1(6), pp. 413-421, 2013.
- [8] A. Aburub, M. Fischer, M. Camilleri, J.R. Semler, and H.M. Fadda, "Comparison of pH and motility of the small intestine of healthy subjects and patients with symptomatic constipation using the wireless motility capsule" **International journal of pharmaceutics** 544, pp. 158-164, 2018.
- [9] 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**, pp. 1-20, 2003.
- [10] C.-S. Lee, S. K. Kim, and M. Kim, "Ion-Sensitive Field-Effect Transistor for Biological Sensing" **Sensors (Basel)**, volume 9(9), 2009.
- [11] C. Can, A. Gtz, A. Merlos, et al., "Multilayer ISFET membranes for microsystems applications" **Sensors and Actuators B: Chemical**, volume 35, no. 1-3, pp. 136-140, 1996.
- [12] B. Paln, F. V. Santos, J. M. Karam, et al., "New ISFET sensor interface circuit for biomedical applications" **Sensors and Actuators B: Chemical**, volume 57,

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13] P. A. Hammond and D. R. S. Cumming, "Performance and system-on-chip integration of an unmodied cmos ISFET" **Sensors and Actuators B: Chemical**, volume 111-112, pp. 254-258, 2005.
- [14] E. Lauwers, J. Suls, W. Gumbrecht, et al., "A cmos multiparameter biochemical microsensor with temperature control and signal interfacing" **Solid-State Circuits, IEEE Journal**, vol. 36, no. 12, pp. 2030-2038, 2001.
- [15] P. A. Hammond, D. Ali, and D. R. S. Cumming, "Design of a single-chip pH sensor using a conventional 0.6um cmos process" **Sensors Journal, IEEE**, vol. 4, no. 6, pp. 706-712, 2004.
- [16] L. Bousse, "Comparison of the hysteresis of Ta₂O₅ and Si₃N₄ pH-sensing insulators" **Sensors and Actuators**, volume 17, no. 2, p. 157, 1994.
- [17] T. Mikolajick, R. Khnhold, and H. Ryssel, "The pH-sensing properties of tantalum pentoxide films fabricated by metal organic low pressure chemical vapor deposition" **Sensors and Actuators B: Chemical**, vol. 44, no. 13, pp. 262-267, 1997.
- [18] H.-S. Wong and M. H. White, "A cmos-integrated 'ISFET-operational amplifier' chemical sensor employing differential sensing" **Electron Devices, IEEE Transactions on**, vol. 36, no. 3, pp. 479-487, 1989.
- [19] C. G. Jakobson, U. Dinnar, M. Feinsod, and Y. Nemirovsky, "Ion-sensitive Field-Effect Transistors in standard cmos fabricated by post processing" **Sensors Journal, IEEE**, volume 2, no. 4, pp. 279-287, 2002.
- [20] L. Bousse, H. D. Vlekkert, and N. Rooij, "Hysteresis in Al₂O₃-gate ISFETs" **Sensors and Actuators B, Chemical**, volume 2, no. 2, pp. 103-110, 1990.
- [21] J.-C. Chou and C.-Y. Weng, "Sensitivity and hysteresis effect in Al₂O₃ gate pH-ISFET" **Materials Chemistry and Physics**, volume 71, no. 2, pp. 120-124, 2001.
- [22] S. Shim, J. Han, and S. Hong, "A cmos RF polar transmitter of a UHF mobile RFID reader for high power efficiency" **Microwave and Wireless Components Letters, IEEE**, vol. 18, no. 9, pp. 635-637, 2008.
- [23] Y. L. Chin, "A novel SnO₂/al discrete gate ISFET pH sensor with cmos standard process" **Sensors and Actuators B**, volume 75, no. 1-2, p. 36, 2001.
- [24] Y.-L. Chin, J.-C. Chou, T.-P. Sun, et al., "A novel pH sensitive ISFET with on chip temperature sensing using cmos standard process" **Sensors and Actuators B: Chemical**, volume 76, no. 13, pp. 582-593, 2001.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [25] P.-K. Shin, "The pH-sensing and light-induced drift properties of titanium dioxide thin films deposited by mocvd," **Applied Surface Science**, volume 214, no. 14, pp. 214-221, 2003.
- [26] T.-M. Pan and K.-M. Liao, "Structural properties and sensing characteristics of Y_2O_3 sensing membrane for pH-ISFET" **Sensors and Actuators B: Chemical**, volume 127, no. 2, pp. 480-485, 2007.
- [27] Y. L. Chin, "Titanium nitride membrane application to extended gate field effect transistor pH sensor using VLSI technology" **Japanese journal of applied physics**, volume 40, p. 6311, 2001.
- [28] S. Wakida, "pH-sensitive ISFETs based on titanium nitride and their application to battery monitor" 1991.
- [29] A. Morgenshtein, L. Sudakov-Boreysha, U. Dinnar, C.G. Jakobson, and Y. Nemirovsky, "CMOS readout circuitry for ISFET microsystems" **Sensors and actuators B 97**, pp. 122-131, 2004.
- [30] Y.L. Chin, J.C. Chou, T.P. Sun, W.Y. Chung, and S.K. Hsiung, "A novel pH sensitive ISFET with on chip temperature sensing using CMOS standard process" **Sensors and actuators B 76**, pp. 582-593, 2001.
- [31] Y.-L. Chin, J.-C. Chou, T.-P. Sun, W.-Y. Chung, and Shen-Kan Hsiung, "A novel pH sensitivity ISFET with on chip temperature sensing using CMOS standard process" **Sensor and actuators B 76**, pp. 582-593, 2001.
- [32] A. Morgenshtein, L. Sudakov-Boreysha, U. Dinnar, C.G. Jakobson and, Y. Nemirovsky, "Wheatstone-Bridge readout interface for ISFET/REFET applications" **Sensors and actuators B 98**, pp. 18-27, 2004.
- [33] A. Morgenshtein, U. Dinnar, C.G. Jakobson, and Y. Nemirovsky, "A microsystem for ISFET-based pH measurement in CMOS technology" **European conference on solid-state transducers**, 2002.
- [34] A. Morgenshtein, "Design and methodology of ISFET microsystems for bio-telemetry" 2003.
- [35] A. Morgenshtein, U. Dinnar and, Y. Nemirovsky, "ISFET operation in pass-transistor mode without readout circuits" web paper. Accessed March 06, 2019 at: [webee.technion.ac.il/people/arkadiy/papers/ISFET Operation in Pass Transistor Mode without Readout Circuits.pdf](http://webee.technion.ac.il/people/arkadiy/papers/ISFET%20Operation%20in%20Pass%20Transistor%20Mode%20without%20Readout%20Circuits.pdf).
- [36] T. Nobpakoon, W. Pijitrojana, and A. Poyai, "A new method for current differential ISFET/REFET readout circuit" **International journal of information and electronics engineering**, Vol. 3, No. 3, 2013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [37] E. Guerrero, L. A. Carrillo-Martinez, M. T. Sanz-Pascual, J. Molina, N. Medrano, and B. Calvo, "Offset and gain calibration circuit for MIM-ISFET devices" **Analog integrated circuit signal processing**, pp. 321-333, 2013.
- [38] T. C. Carusone, D. Johns, and K. Martin, "Analog integrated circuit design; 2nd edition" **John Wiley & Sons, Inc.**, 2013.
- [39] S. Cho, R. Grazioso, N. Zhang, M. Aykac, and Matthias J. Schmand, "Digital timing: sampling frequency, anti-aliasing filter and signal interpolation filter dependence on timing resolution" **Physics in medicine and biology**, 2011.
- [40] R. Schreier and G. C. Temes, "Understanding delta-sigma data converters," **John Wiley & Sons, Inc.**, 2005.
- [41] **Surface mount ceramic capacitor products**, สืบค้นเมื่อวันที่ 16 กันยายน 2562, จากเว็บไซต์ <http://catalogs.avx.com/SurfaceMount.pdf>
- [42] S. Martinoia and G. Massobrio, "A behavioral macromodel of the ISFET in SPICE" **Sensors and Actuators B** 62, pp. 182-189, 2000.
- [43] M. Sohbati, "Circuits and systems for DNA detection by Ion-Sensitive Field Effect Transistor" Department of electrical and electronic engineering, Imperial college London, 2014.
- [44] **Right ADC for your application**, สืบค้นเมื่อวันที่ 12 ธันวาคม 2562, จากเว็บไซต์ <https://www.analog.com/cn/analog-dialogue/articles/the-right-adc-architecture.html#>

ภาคผนวก
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] P. Bumrunyat and V. Kasemsuwan, "ISFET's Interface Circuit for Biomedical Applications Using Delta-Sigma Modulation." **Biomedical Engineering International Conference**, Vol.1, pp. 195-199, November 2018



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISFET's Interface Circuit for Biomedical Applications Using Delta-Sigma Modulation

Puvanat Bumrunyat

Dept. of Electronics, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok 10520, Thailand
59601248@kmitl.ac.th

Varakorn Kasemsuwan

Dept. of Electronics, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok 10520, Thailand
varakorn.ka@kmitl.ac.th

Abstract— This paper presents a new ISFET's interface circuit for biomedical applications using delta-sigma modulation. The proposed design operates ISFET in the linear region so that an output current is linearly dependent on pH over a wide range (pH 2 to pH 14). Conversion to a digital output domain is done using a sigma-delta converter making the interface circuit very robust and reliable for most sensor applications. The proposed circuit is designed in a 0.18 μm technology. The supply voltage is 1.8 V and the total current drawn is 56 μA . The simulation results show that the proposed circuit can sense a pH with an error within the range of -0.2% to 0.3% for pH ranging from 2 to 14.

Index Terms—ISFET pH sensor, Biosensor, Readout circuit, Linear region, Delta-sigma modulation.

I. INTRODUCTION

In the 1970s, Ion sensitive field effect transistor (ISFET) was introduced by P. Bergveld [1]. It is a chemical sensor and its structure is very similar to MOSFET, except that the gate terminal of ISFET is replaced by reference electrode and ion-sensitive membrane to be exposed to an aqueous solution. The operation mechanism of the reference electrode and membrane is based on the potentiometric theory. For ISFET pH sensor, the membrane is designed to be sensitive only to H^+ , where a change of H^+ concentration causes a change in the surface potential. Therefore, a change of pH is represented by a change of the ISFET's threshold voltage (V_T).

Although ISFET is quite attractive due to its small size and capability to be integrated as smart sensor in a single chip, it has some problems such as drift, temperature dependency, and its sensitivity to light. Drift is also known as threshold voltage instability [2] or time dependent value. For example, when ISFET is used to measure a constant pH of a buffer solution, the threshold voltage (V_T) should stay the same regardless of time. Unfortunately, V_T changes with respect to time. ISFET also has temperature-dependent problems similar to MOSFET due to its similar structure and operating principle. In fact, ISFET was found to demonstrate different temperature coefficient in various pH solutions [3]. Sensitivity to light is another issue. During normal pH measurement, ISFET is exposed to the aqueous solution and therefore exposed to light. This could affect V_T depending on the amount of the surrounding light intensity during the measurement.

In spite of having several problems, ISFET sensor is still one among the best candidates, especially for biomedical applications [4]. In vivo measurement using, for example, a smart pill capsule (telemetry lab-in-a-pill) [5], liquid to be measured is contained inside the human body. As a result, temperature variation and light exposure are no longer an issue. The threshold voltage drift is also not so serious, since the measurement interval takes only a few hours. In addition, high resolution pH measurement (e.g. 0.01pH) is unnecessary. If accuracy is the main concern, REFET [6] may be used to help achieve a high pH resolution.

In this paper, we propose a new interface circuit for ISFET. Previous well-known readout circuits are explained in section II and the proposed design and operating principle are discussed in section III. Section IV presents simulation results, e.g., a comparison between a sensed pH versus an actual pH, and conclusion and future work are described in section V.

II. PREVIOUS READOUT CIRCUIT

For over 40 years since the first ISFET has been proposed, many readout circuits were developed by many researchers with different schemes. This section explains the operation of the well-known readout circuits. The gate-negative-feedback (GNF) readout circuit was proposed by A. Morgenshtein et al. [7] and illustrated in Fig. 1.

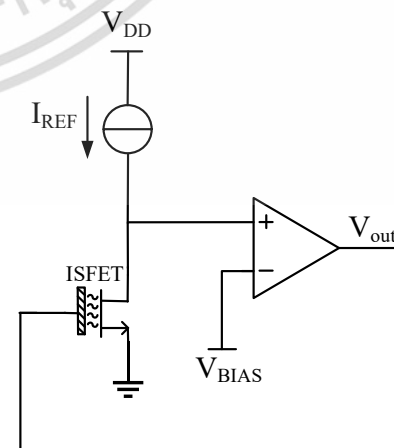


Fig. 1. Gate-negative-feedback (GNF) [7]

This GNF configuration is one of the most popular readout circuits due to its robustness via the negative feedback. In the design, ISFET operates in the saturation region. Both drain-source voltage (V_{DS}) and drain current (I_D) are constant values (i.e., $V_{DS} = V_{BIAS}$ and $I_D = I_{REF}$) so that the change in V_T due to the change of pH is directly translated to the change of the output voltage (V_{out}).

Some similar approaches based on GNF configuration have also been proposed in an attempt to improve the readout circuit performance. Basically, additional circuitries were incorporated to fix fundamental problems. For example, [8]-[9] proposed a readout circuit using GNF configuration and additional circuitry based on on-chip temperature sensor to mitigate the temperature-dependent problem, while [10] proposed additional circuit using memory to record a key tolerant-information so that the process variation during ISFET fabrication is minimized. Another group of researchers developed readout circuits using Reference FET (REFET) [11]-[13]. Using REFET is an attractive approach since ISFET/REFET in a differential amplifier configuration allows the designer to get rid of a common-mode signal such as drift. However, it is known that having ISFET and REFET, which have exactly the same properties, is a difficult task, especially in a standard CMOS technology.

Although the GNF configuration demonstrated good performance, namely robustness, reliability, and linear output voltage, it has limitation in some practical applications. For example, the GNF (see Fig. 1) must have its output terminal connected to the reference electrode implying that the potential of the aqueous solution has to be the same as the output voltage (V_{out}). This prohibits the use of an array ISFETs or multiple ISFETs with different membranes to acquire key information in a single measurement. In other words, to acquire different information from one aqueous solution, the GNF configuration requires several reference electrodes and op amps resulting in large silicon chip area and power consumption.

III. PROPOSED INTERFACE CIRCUIT

The proposed interface circuit is illustrated in Fig. 2. The interface circuitry consists of two main parts, namely an ISFET and delta-sigma modulator. In our design, the ISFET is biased in the linear region so that a linear relationship between an output current and threshold voltage of ISFET is achieved. Delta-sigma modulator (DSM) is used to convert the current information into digital domain for further digital signal processing. It is clearly seen that the proposed readout circuit is simple and robust since the output current from the ISFET is directly fed to the DSM.

DSM was chosen due to its advantages such as its robustness, low complexity, potential to achieve high resolution, high immunity to interference, and capability to suppress low frequency noises. With these advantageous features, DSM is a good candidate for biosensor application. It is well-known that DSM requires few resources and operates mostly in the digital domain making the readout circuitry immune to temperature and process variation. It is noted that most parts of the circuitry operate synchronous with clock signal (except Op-Amp in the read-out part). Therefore, power dissipation is mainly from dynamic power dissipation and can be minimized by reducing the supply voltage. In addition, the proposed analog readout generates an output current linearly dependent on pH making this approach very suitable for low-voltage operation.

One good application of the proposed readout circuit is to embed the readout into miniature and low-power smart pills which patients take orally and wait for a medical diagnosis. Additionally, a traditional connection of the gate-reference electrode to other circuit's terminal such as in the GNF configuration is no longer required. This allows the proposed readout circuit to use an array ISFET with different membranes to acquire key different information in a single measurement.

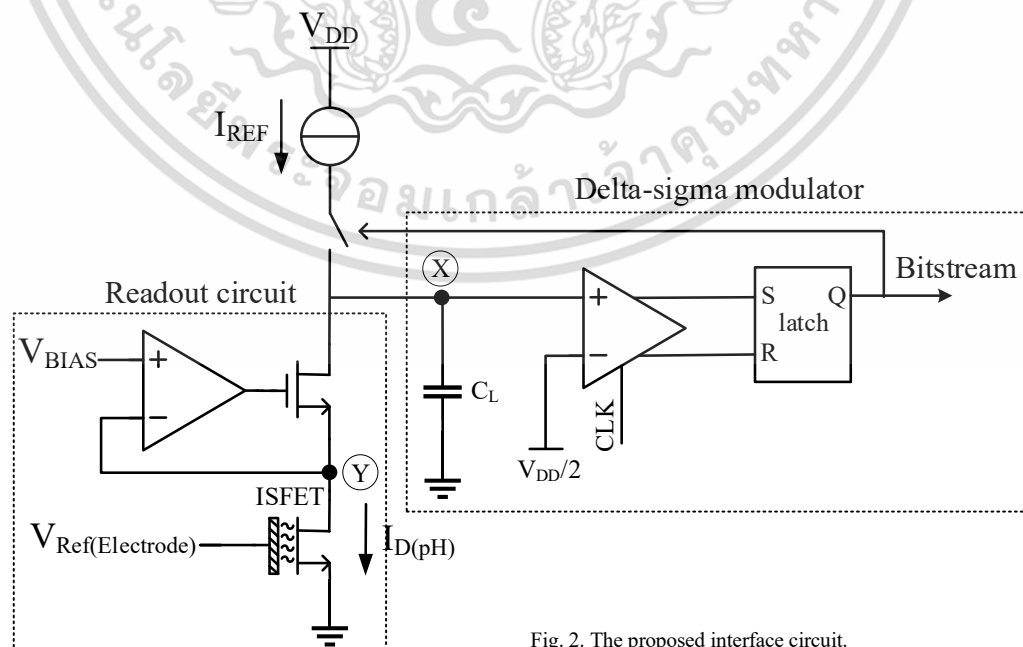


Fig. 2. The proposed interface circuit.

Previous readout circuits operated ISFET in the saturation region. In this region, one cannot achieve a linear relationship between the output current and the threshold voltage due to its basic square law equation. The only way to achieve such a relationship is to convert the output voltage into output current implying that additional circuitry is required resulting in larger chip area, higher power consumption and more noises. However, by operating the ISFET in the linear region, one can directly acquire a linear relationship between the output current and the threshold voltage.

The equation of ISFET operating in linear region can be written as

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

The gate-source (V_{GS}) and drain-source voltage (V_{DS}) of the ISFET (see Fig. 2) are the reference voltage $V_{Ref(Electrode)}$ and V_{BIAS} (i.e., $V_{GS} = V_{Ref(Electrode)}$ and $V_{DS} = V_{BIAS}$), respectively. Since $V_{Ref(Electrode)}$ and V_{BIAS} are constant, it is obvious that I_D in Eq. (1) is linearly proportional to V_T . Since V_T is also linearly proportional to pH, one can achieve a linear relation between I_D and pH. This linear dependency is important and is the key to our readout-circuit design. To prove that an actual ISFET, operating in the linear region, really has a linear relationship between I_D and V_T , an experiment was carried out using ISFET from Thai Micro Electronic Center (TMEC). The ISFET membrane was made from Si_3N_4 and its width and length were $2000 \mu m$ and $100 \mu m$, respectively. Three standard buffers which have pH of 4, 7, and 10 were employed. An experiment was done for 10 different ISFETs fabricated from different wafers. The experiment showed that ISFET, operating in the linear region ($V_{Ref(Electrode)} = V_{GS} = 1.2 V$ and $V_{BIAS} = V_{DS} = 100mV$), clearly demonstrated a linear characteristic between I_D and pH, i.e., I_D varied linearly from approximately $30 \mu A$ - $15 \mu A$ when pH is from 4 to 10. The sensitivity is around $2 \mu A/pH$, and its linearity is approximately 0.98.

In our design, $V_{Ref(Electrode)}$ and V_{BIAS} are constant and set to 1.2 V and 100mV respectively. The op-amp in the readout circuit was a regular two-stage op-amp as shown in Fig. 3. PMOS differential pair input stage was chosen due to two main reasons; V_{BIAS} is quite small and PMOS exhibits less flicker noise as compared to the NMOS differential pair counterpart. It is noted that the op amp should have high open-loop gain and, at the same time, low input offset so that V_{BIAS} is perfectly transferred to the drain-source voltage (V_{DS}) of the ISFET. We considered that a large bandwidth is unnecessary. Therefore, high-gain op amp with low-power consumption became our design target and there was no concern of a traditional trade-off between power consumption and bandwidth.

A Bitstream digital output is acquired by a first order delta-sigma modulator which consists of an integrating capacitor C_L , a clock comparator, a SR latch and a reference current (I_{REF}). During the operation, the negative feedback mechanism within the DSM loop force potential V_X to be approximately $V_{DD}/2$ by turning on and off the switch (see Fig. 2.). The density of the output bitstream is proportional to the drain current of ISFET

$I_{D(pH)}$. For example, assume that $I_{D(pH)}$ is equal to I_{Ref} and an initial value of V_X is equal to $V_{DD}/2$. In this case, the switch is always turned on so as to maintain the voltage at node X at $V_{DD}/2$. On the contrary, if $I_{D(pH)}$ is less than I_{Ref} , the switch will be turned on and off with the ratio between the number of pulse turning on the switch (M) and the number of clock pulse (N) over time as

$$I_{D(pH)} = \frac{M}{N} (I_{REF}) \quad (2)$$

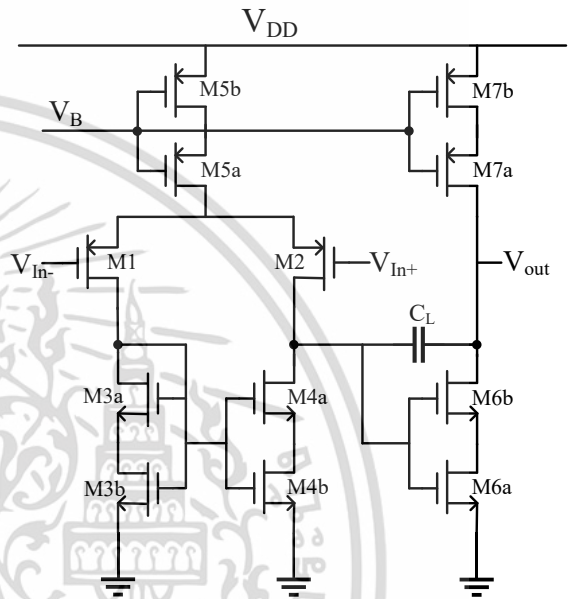


Fig. 3. Readout operational amplifier

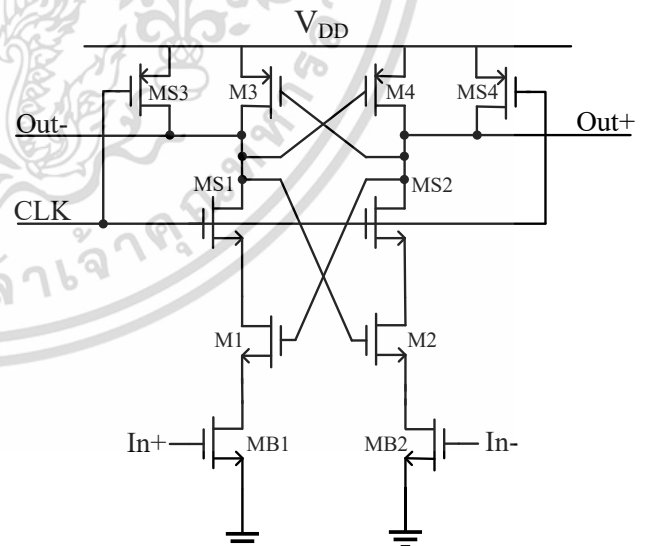


Fig. 4. Clock comparator circuit [14]

Fig. 4. shows the clock comparator [14]. Transistors M_{B1} and M_{B2} serve as differential pair to detect the difference between the voltages at the input terminals In^+ and In^- . Transistors M_1 , M_2 ,

M_3 and M_4 provide high gain via high impedance node obtained from positive feedback generated by a cross-coupling of M_3 and M_4 . Transistors M_{S1} , M_{S2} , M_{S3} , and M_{S4} operate as switches to set the output Out^+ and Out^- to V_{DD} every time after the comparison is finished.

IV. SIMULATION RESULTS

To verify the proposed circuit performance, the circuit was simulated using a standard $0.18\mu\text{m}$ CMOS technology. The supply voltage is equal to 1.8V . The integrating capacitor C_L and the clock frequency are 10 pF and 10 kHz , respectively. Bandgap voltage reference was used to provide bias currents and voltages. The evaluation time for each pH measurement is 1 ms . Fig. 5 a) and b) shows the digital output bitstream and the capacitor voltage V_X when pH is equal to 2 and 14. As can be seen, the maximum V_X is close to 1 V which is always less than the supply voltage. This indicate that the circuit operates properly. Figs. 6 shows $I_{D(\text{pH})}$ (sensed) versus pH.

V. CONCLUSION

This paper presented the new ISFET's interface circuit. The principle of operation is based on ISFET operating in the linear region. The circuit can provide linear-output current versus pH and has maximum error below 0.027 pH . The proposed structure is suitable for biomedical applications due to several advantages, e.g., small area, immunity to noise, and process variation. This makes the interface circuit a high-potential candidate for low power and low-voltage smart sensors. Accuracy can be further improved by using higher-order delta-sigma modulator.

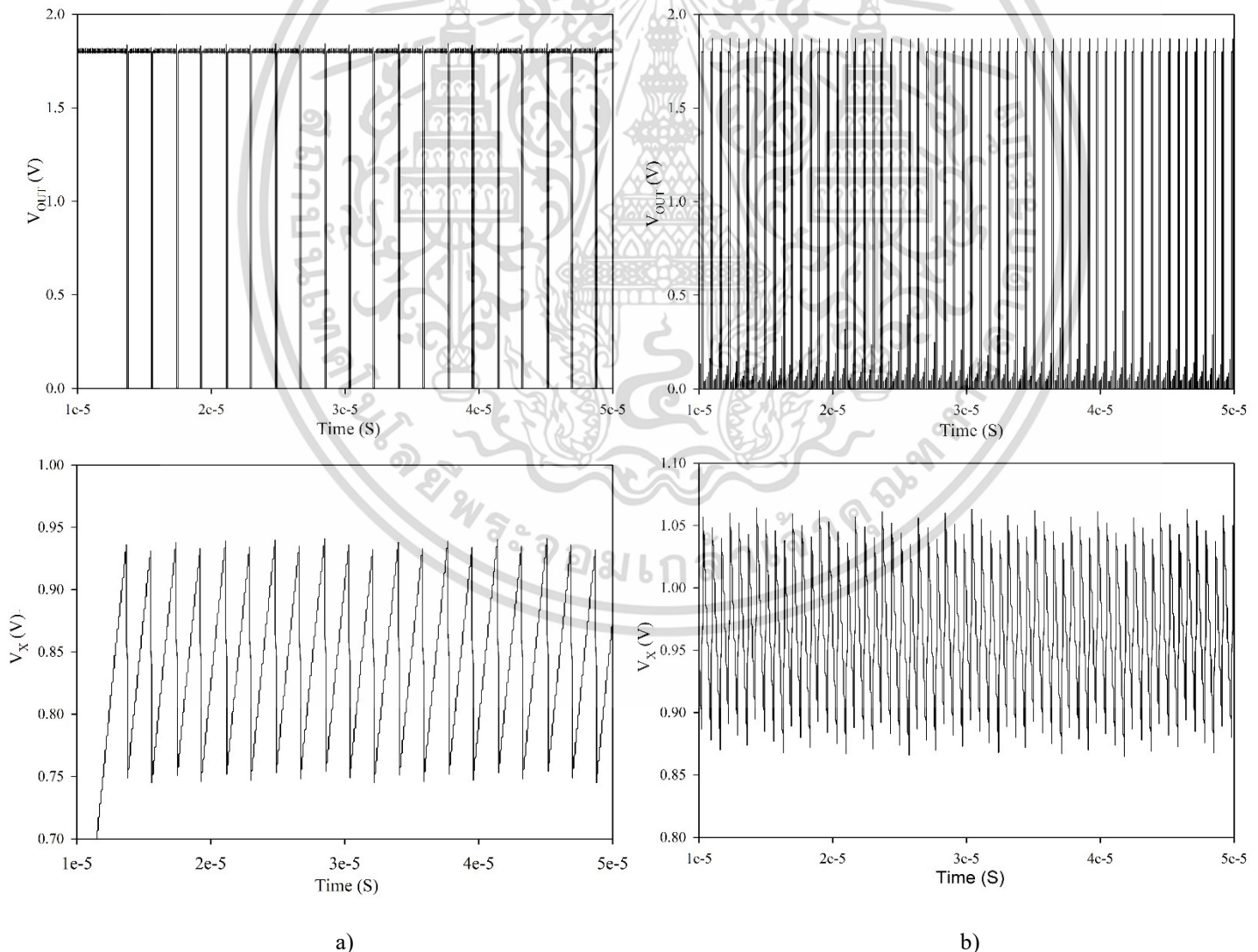


Fig. 5. V_{out} and V_X when (a) pH is 2, and (b) pH is 14.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

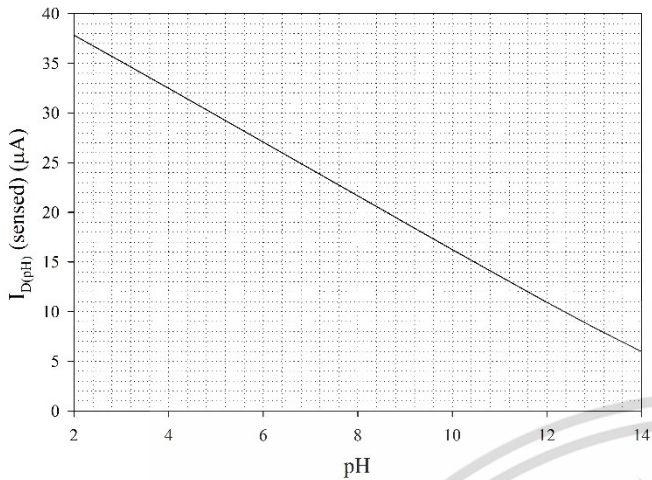


Fig. 6. Sensed $I_{D(pH)}$ versus pH.

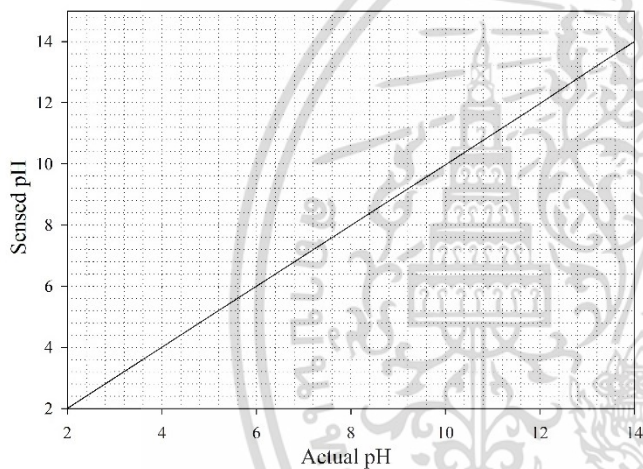


Fig. 7. Sensed pH versus Actual pH.

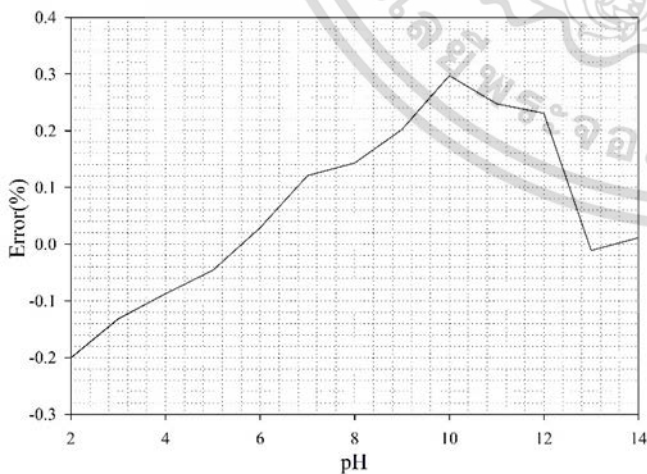


Fig. 8. Error (%) versus pH.

ACKNOWLEDGMENT

The authors are grateful to Thai micro electronic center (TMEC) and Silicon craft technology for their support and all resources that they provided and we are also thankful to Dr. Sitt Tontisirin for valuable advice and enjoyable discussion.

REFERENCES

- [1] P. Bergveld, "ISFET, Theory and Practice," in Proc. IEEE Sensor Conference, Toronto, pp. 1-26, 2003.
- [2] S. Jamasb, S. Collins, and R. L. Smith, "A physical model for drift in pH ISFETs," *Sensors and actuators B* 49 (1998) 146-155.
- [3] G. H. Wang, D. Yu, and Y. L. Wang "ISFET temperature characteristics," *Sensors and Actuators*, vol. 11, pp. 221-237, 1987.
- [4] P. Bergveld, "Thirty years of ISFETTOLOGY, what happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years," *Sensors and actuators B* 88 (2003) 1-20.
- [5] R. J. Saad and W. L. Hasler, "A technical review and clinical assessment of the wireless motility capsule," *Gastroenterology & hepatology*, vol. 7, issue 12, December 2011
- [6] P. Bergveld, A. Van Den Berg, P. D. Van Der Wal, M. Skowronska-Ptasinska, E. J. R. Sudholter, and D. N. Reinhoudt, "How electrical and chemical requirements for REFETs may coincide," *Sensors and actuators*, 18 (1989) 309-327.
- [7] A. Morgenshtein, L. Sudakov-Boreysha, U. Dinnar, C. G. Jakobson, and Y. Nemirovsky, "CMOS readout circuitry for ISFET microsystems," *Sensors and actuators B* 97 (2004) 122-131.
- [8] Y. L. Chin, J. C. Chou, T. P. Sun, W. Y. Chung, and S. K. Hsiung, "A novel pH sensitive ISFET with on chip temperature sensing using CMOS standard process," *Sensors and actuators B* 76 (2001) 582-593.
- [9] W. Y. Chung, Y. T. Lin, D. G. Pijanowska, C. H. Yang, M. C. Wang, A. Krzyzkow, and W. Torbicz, "New ISFET interface circuit design with temperature compensation," *Microelectronics journal* 37 (2006) 1105-1114.
- [10] E. Guerrero, L. A. Carrillo-Martinez, M. T. Sanz-Pascual, J. Molina, N. Medrano, and B. Calvo, "Offset and gain calibration circuit for MIM-ISFET devices," *Analog integrate circuit and signal processing* (2013) 76:321-333.
- [11] H. Yang, H. Sun, J. Han, J. Wei, Z. Lin, S. Xia, and H. Zhong, "A pH-ISFET based micro sensor system on chip using standard CMOS technology," *International database engineer & application symposium*, 2005.
- [12] A. Thanachayanont and S. Sirimasakul, "Ultra-low-power differential ISFET/REFET readout circuit," *ETRI journal*, volume 31, Number 2, April 2009.
- [13] T. Nobpakoon, W. Pijitrojana, and A. Poyai, "A new method for current differential ISFET/REFET circuit," *International journal of information and electronics engineering*, vol. 3, no. 2, March 2013
- [14] R. J. Baker, *CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation*, p.453

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายภูวนัตต์ บำรุงญาติ
วัน/เดือน/ปีเกิด	6 ตุลาคม 2536
ประวัติการศึกษา	2559 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความสนใจ	การออกแบบวงจรรวม
ที่อยู่อีเมล	59601248@kmitl.ac.th



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้