

วงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่มีความคลาดเคลื่อน  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$

(3 $\sigma$ ) ตั้งแต่อุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$

A DTMOS-BASED TEMPERATURE SENSOR WITH AN INACCURACY OF  
 $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  (3 $\sigma$ ) FROM  $-20^{\circ}\text{C}$  TO  $85^{\circ}\text{C}$



รอม ชันเพ็ชร

Rom Khanpeth

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2566

KMITL-2023-EN-M-027-166

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A DTMOS-BASED TEMPERATURE SENSOR WITH AN INACCURACY  
OF  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  ( $3\sigma$ ) FROM  $-20^{\circ}\text{C}$  TO  $85^{\circ}\text{C}$

ROM KHANPETH

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2023

KMITL-2023-EN-M-027-166

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2023

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่มีความคลาดเคลื่อน $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$ ( $3\sigma$ ) ตั้งแต่อุณหภูมิ $-20^{\circ}\text{C}$ ถึง $85^{\circ}\text{C}$
นักศึกษา	นายรอม ชันเพ็ชร
รหัสประจำตัว	64601115
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
พ.ศ.	2566
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.เมธา คงพูน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิแบบดิจิทัลชนิด DTMOS ที่ใช้กำลังงานต่ำและมีความสามารถในการชดเชยความผันแปรของกระบวนการสร้าง โดยออกแบบบนพื้นฐานการรับ-ส่งข้อมูลโดยใช้เทคโนโลยี RFID โดยใช้เทคโนโลยี 0.18 ไมโครเมตร ซึ่งมีวงจรวัดอุณหภูมิถูกออกแบบโดยอาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงแรงดันกับอุณหภูมิของมอสเฟสที่มีการต่อขาเกตและขาบอดีเข้าด้วยกัน ถูกเรียกว่า “DTMOS” ทำงานร่วมกับวงจรถดเชยผลของความแปรปรวนของกระบวนการผลิต (2T) และ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ใช้โครงสร้างวงจรรวมแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง โดยวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอถูกออกแบบให้ใช้แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ เมื่อนำสัญญาณดิจิทัลที่ได้ไปประมวลผล พบว่าเซ็นเซอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีค่าความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิอยู่ที่  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  หลังจากการปรับค่าอุณหภูมิ 1 ตำแหน่ง ในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$  และมีการใช้กำลังงาน 8.1 ไมโครวัตต์

Thesis	A DTMOS-BASED TEMPERATURE SENSOR WITH AN INACCURACY OF $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$ ( $3\sigma$ ) FROM $-20^{\circ}\text{C}$ TO $85^{\circ}\text{C}$
Student	Mr.Rom Khanpeth
Student ID.	64601115
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical and Computer Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Asst. Prof. Metha Kongpoon, Ph.D.

## ABSTRACT

This thesis presents a digital temperature sensor circuit using DTMOS with low power consumption and the ability to compensate for process variation. The sensor is designed based on data transmission technology utilizing RFID technology in a  $0.18\ \mu\text{m}$  process. The proposed temperature sensor employs the so-called “dynamic threshold MOS (DTMOS)” diode-connected transistors as the temperature sensing devices. Process spread of the MOSFET threshold voltage is compensated by using the 2-transistor (2T) voltage reference to generate the bias current sources. A delta-sigma analog-to-digital converter (ADC) is used to obtain the digital representation of temperature values. The DTMOS temperature sensor core and the ADC operate with 1 V power supply voltages. After a single-point temperature trimming and a linear fit, the proposed circuit achieves a maximum inaccuracy of  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  ( $3\sigma$ ) across all process corners and the temperature range of  $-20^{\circ}\text{C}$  to  $85^{\circ}\text{C}$ , with an energy consumption of  $8.1\ \mu\text{W}$ .

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.เมธา คงพูน ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาและตรวจสอบเอกสารต่างๆ อย่างดียิ่ง ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ ศ.ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์ ที่ช่วยเหลือให้ความรู้ คำแนะนำ แนวทางการแก้ปัญหา พร้อมทั้งสนับสนุนเครื่องมือในการทำวิจัยและประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายนี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ คุณย่า นพคุณ ชันเพ็ชร และครอบครัว ที่ได้มอบกำลังใจ ความรัก ความอบอุ่น คอยสอบถามเอาใจใส่อยู่บ่อยครั้ง ตลอดจนเพื่อน พี่ น้อง ของข้าพเจ้า ที่ให้การสนับสนุนอย่างดีเสมอมา



รวม ชันเพ็ชร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา .....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย .....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง .....	4
2.1 บทนำ .....	4
2.2 ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (BJT).....	5
2.2.1 ความสัมพันธ์ของ $I_C$ - $V_{BE}$ ในเชิงอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ.....	5
2.2.2 ความสัมพันธ์ของ $I_E$ - $V_{BE}$ ในเชิงอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ.....	6
2.2.3 การเปลี่ยนแปลงกระแสอิมิตัวต่ออุณหภูมิ .....	8
2.2.4 โครงสร้างทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ในเทคโนโลยีซีมอส .....	10
2.3 มอสเฟต (MOSFETs) .....	12
2.3.1 คุณสมบัติของมอสเฟตต่ออุณหภูมิ .....	12
2.3.2 Dynamic Threshold MOSFETs (DTMOSs).....	13
2.3.3 ผลของบอดี้ .....	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4	ผลของอณูภูมิต่อคุณลักษณะของมอสเฟต .....	16
2.3.5	การแปรผันกับอณูภูมิของค่าความคล่องตัว.....	17
2.3.6	การผันแปรของแรงดันขีดเริ่มกับอณูภูมิ .....	17
2.3.7	การผันแปรของกระแสเดรนกับอณูภูมิ.....	18
2.4	ตัวต้านทาน.....	19
2.5	Process Variation .....	21
2.6	วงจรสะท้อนกระแส .....	24
2.7	วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่แปรผันกับอณูภูมิ .....	25
2.8	วงจร Fully Differential Folded Cascode Amplifier .....	26
2.9	Charge Balancing .....	31
2.9.1	หลักการของ Charge Balancing.....	31
2.9.2	วงจร Charge Balancing พื้นฐาน .....	33
2.9.3	หลักการของ autozeroing .....	35
บทที่ 3	หลักการวัดอณูภูมิของเซ็นเซอร์ชนิด BJT .....	37
3.1	บทนำ .....	37
3.2	เซ็นเซอร์วัดอณูภูมิชนิดทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ .....	37
3.2.1	ผลของอณูภูมิต่อคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์.....	38
3.3	การอ่านค่าอณูภูมิของ BJT .....	41
3.3.1	หลักการในการอ่านค่าอณูภูมิอาศัยแรงดันอ้างอิง.....	41
3.3.2	หลักการในการอ่านค่าอณูภูมิอาศัยตัวแปร X.....	43
3.3.3	ความละเอียดของ ADC.....	44
บทที่ 4	การออกแบบและจำลองของเซ็นเซอร์วัดอณูภูมิชนิด DTMOS .....	49
4.1	บทนำ .....	49
4.2	หลักการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอณูภูมิชนิด DTMOS .....	50
4.3	การออกแบบเซ็นเซอร์วัดอณูภูมิ.....	51
4.4	ความแปรปรวนของกระบวนการสร้างต่อ DTMOS.....	52
4.5	เซ็นเซอร์วัดอณูภูมิที่นำเสนอ .....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ V<sub>DD</sub>อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6	การทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DT MOS .....	59
4.7	การจำลองการทำงานของ DT MOS .....	59
4.8	การจำลองการทำงานของ DT MOS ที่นำเสนอ .....	62
4.9	การจำลองวงจร Fully Differential Folded Cascode Amplifier .....	66
4.10	วงจรเปรียบเทียบแรงดัน .....	71
4.11	วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา .....	74
4.12	วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง .....	76
4.12.1	quantization error .....	78
บทที่ 5	บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	89
5.1	บทสรุป .....	89
5.2	ข้อเสนอแนะ .....	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VI ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 2.1	คุณลักษณะของตัวต้านทานชนิดต่างๆ ในวงจรรวม .....21
ตารางที่ 4.1	คุณสมบัติการจำลองการทำงานของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคศาสตร์โคดแบบพับ.....70
ตารางที่ 4.2	ขนาดทรานซิสเตอร์และค่าตัวเก็บประจุของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคศาสตร์โคดแบบพับ....70
ตารางที่ 4.3	ขนาดทรานซิสเตอร์ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน.....72
ตารางที่ 4.4	ผลการเปรียบเทียบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS และMOSFET.....88



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 แผนภาพการทำงานของ RFID Tag .....	4
รูปที่ 2.2 แผนภาพการทำงานของวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัล .....	4
รูปที่ 2.3 การเชื่อมต่อแบบไดโอดของ PNP ทรานซิสเตอร์ .....	7
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ต่ออุณหภูมิ จากความไม่เป็นเชิงเส้น [4].....	9
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ต่ออุณหภูมิ จากความผันแปรของกระบวนการสร้าง [4].....	9
รูปที่ 2.6 ภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ (ก) PNP แนวนอน และ (ข) PNP แนวตั้ง และ (ค) สัญลักษณ์ของ PNP เมื่อพิจารณาถึงความต้านทานที่ขาเบสและคอลเล็กเตอร์ [5].....	10
รูปที่ 2.7 โครงสร้าง BJT เพื่อสร้างแรงดัน $V_{BE}$ (ก) PNP (ข) NPN .....	12
รูปที่ 2.8 (ก) ภาพตัดขวางโครงสร้างและสัญลักษณ์ของ PMOS ที่มีการเชื่อมต่อแบบ DTMOS (ข) คุณสมบัติของ PMOS แบบทั่วไป “bulk” และ “DTMOS” ที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อน [9].....	14
รูปที่ 2.9 (ก) NMOS ที่มีการไบอัสขาบอดี้ และการเปลี่ยนแปลงของประจุในเขตปลอดพาหะ (ข) เมื่อ $V_{SB} = 0$ และ (ค) เมื่อ $V_{SB} > 0$ [12].....	16
รูปที่ 2.10 คุณสมบัติสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ $I_D$ เป็นศูนย์ (ZTC) ของมอสเฟต.....	18
รูปที่ 2.11 (ก) ภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานโพลีซิลิคอน (ข) ภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานแพร่ p+ [12].....	20
รูปที่ 2.12 ภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานบ่อ n [12].....	20
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ $\beta$ และกระแส $I_E$ เมื่อเปลี่ยนอุณหภูมิ ในเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 $\mu\text{m}$ .....	22
รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง $I_E$ และแรงดัน $V_{BE}$ .....	23
รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ และแรงดัน $V_{GS}$ .....	23
รูปที่ 2.16 วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน (ก) แบบดึงกระแส (ข) แบบจ่ายกระแส .....	24
รูปที่ 2.17 แหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงที่ใช้ผลรวมของ $I_{PTAT}$ .....	26
รูปที่ 2.18 วงจรออปแอมป์ภาคเดียวที่ใช้เทคนิคคาสโคดแบบพับ (ก) วงจรพื้นฐาน และ (ข) วงจรแบบเต็ม .....	27
รูปที่ 2.19 ผลตอบสนองความถี่เชิงขนาดของ $A_{vd}(j\omega)$ .....	28
รูปที่ 2.20 (ก) และ (ข) วงจรครึ่งสมมูลของออปแอมป์แคสโคดแบบพับ.....	29
รูปที่ 2.21 (ก) วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ทรานส์คอนดักแตนซ์ (ข) วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุต.....	29
รูปที่ 2.22 วงจรป้อนกลับโหมตร่วมแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ .....	30
รูปที่ 2.23 (ก) แผนภาพการทำงาน และ (ข) แผนภาพทางเวลาของวงจรมอดูเลตสัญญาณ .....	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ภายในเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นชอบที่จะนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หรือมีการดัดแปลงเนื้อหา หรือมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ กรุณาแจ้งเจ้าของลิขสิทธิ์ก่อนการนำเอกสารนี้ไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VIII อังอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.24 แผนภาพการทำงานของวงจรมอดูเลต Charge Balancing แบบตรง .....	32
รูปที่ 2.25 แผนภาพการทำงานของวงจรมอดูเลต Charge Balancing แบบปรับแต่ง .....	33
รูปที่ 2.26 การอินทิเกรต $V_{BE}$ ของวงจรมอดูเลตแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ .....	34
รูปที่ 2.27 การอินทิเกรต $V_{BE}(I)$ และ $V_{BE}(PI)$ ของวงจรมอดูเลตแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ .....	34
รูปที่ 2.28 วงจร integrator อาศัยเทคนิค autozeroing แบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ .....	35
รูปที่ 3.1 (ก) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบไดโอดของ BJT (ข) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบไดโอดของ BJT ทั้ง 2 ที่ถูกไบอัสด้วยอัตราส่วนของกระแสต่างกัน $p$ เท่า และมีพื้นที่ของอิมิตเตอร์ ( $A_E$ ) ต่างกัน $r$ เท่า [4].....	38
รูปที่ 3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{PTAT}$ และ $V_{REF}$ กับอุณหภูมิ [4] .....	39
รูปที่ 3.3 หลักการของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดอาศัยแรงดัน $V_{PTAT}$ และ $V_{REF}$ [4].....	41
รูปที่ 3.4 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง $\mu$ กับอุณหภูมิ (ข) การเปลี่ยน $\mu$ ให้อยู่ในรูปแบบอุณหภูมิที่มีหน่วยเป็นองศาเซลเซียส.....	42
รูปที่ 3.5 หลักการของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดอาศัยอัตราส่วนของ $X = V_{BE1}/\Delta V_{BE}$ [8] .....	43
รูปที่ 3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน $X$ กับอุณหภูมิ เมื่อไบอัสด้วยอัตราส่วนของกระแส $p=3, 5, 8, 12$ [18] .....	44
รูปที่ 3.7 (ก) ความไม่เป็นเชิงเส้นของ $X = V_{BE}/\Delta V_{BE}$ เมื่อ $p = 5$ และ (ข) ความเป็นเชิงเส้นของ $\mu = \alpha/X + \alpha$ ต่ออุณหภูมิ [19] .....	46
รูปที่ 3.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความละเอียดของ ADC ที่ต้องการต่ออุณหภูมิ [19] .....	47
รูปที่ 4.1 โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบไดโอดของ DTMOS ทั้ง 2 ที่ถูกไบอัสด้วยอัตราส่วนของกระแสต่างกัน $p$ เท่า [8].....	50
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG1}$ และ $\Delta V_{SG}$ กับอุณหภูมิ [8].....	51
รูปที่ 4.3 โครงสร้าง DTMOS เมื่อถูกไบอัสด้วยกระแสคงที่ พิจารณาผลของ process corners (FF) .....	53
รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG1}$ กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ	53
รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG2}$ กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ	54
รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $X = V_{SG1}/\Delta V_{SG}$ กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ.....	54
รูปที่ 4.7 (ก) วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T ชนิด NMOS ต่างชนิด และ (ข) วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T ชนิด NMOS ชนิดเดียวกัน.....	56
รูปที่ 4.8 โครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ร่วมกับ 2T (PMOS) bias circuit.....	57
รูปที่ 4.9 โครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่นำเสนอ เมื่อพิจารณาการชดเชยผลของ process corners (FF) .....	58
รูปที่ 4.10 แผนภาพการทำงานของวงจรมอดูเลตเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่นำเสนอ.....	59
รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG1}$ กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ .....	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IX อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta V_{SG}$ กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ	60
รูปที่ 4.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $X = V_{SG1}/\Delta V_{SG}$ กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ	61
รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{REF}$ กับอุณหภูมิ เมื่อ $\alpha$ มีค่าตั้งแต่ 5 ถึง 13 เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ	61
รูปที่ 4.15 โครงสร้างวงจรวัตต์อุณหภูมิที่นำเสนอ อาศัยการทำงานร่วมกับของ 2T	62
รูปที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_O$ กับอุณหภูมิ	63
รูปที่ 4.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG1}$ กับอุณหภูมิ	64
รูปที่ 4.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG2}$ กับอุณหภูมิ	64
รูปที่ 4.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta V_{SG}$ กับอุณหภูมิ	65
รูปที่ 4.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $I_B$ กับอุณหภูมิ	65
รูปที่ 4.21 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{SG1}/\Delta V_{SG}$ กับอุณหภูมิ	66
รูปที่ 4.22 วงจร fully differential folded cascode amplifier ร่วมกับวงจรป้อนกลับแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ	67
รูปที่ 4.23 วงจรจำลองการทำงานของวงจร fully differential folded cascode amplifier ร่วมกับวงจรป้อนกลับแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ	67
รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองทางเวลาของ $V_{outp}$ และ $V_{outn}$ ช่วงเข้าสู่ที่สภาวะคงที่	68
รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยายสัญญาณ ที่อุณหภูมิ -20, 0, 30, 60, 85°C และ process corners ที่ TT, FF, SS	68
รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองทางความถี่ของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของวงจรรขยายสัญญาณ	69
รูปที่ 4.27 วงจรจำลองการทำงานของวงจร integrator	69
รูปที่ 4.28 ผลตอบสนองทางเวลาของ $V_{outp}$ และ $V_{outn}$ ช่วงเข้าสู่ที่สภาวะคงที่จากการอินทิเกรตสัญญาณ	70
รูปที่ 4.29 แผนภาพทางเวลาของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน	71
รูปที่ 4.30 โครงสร้างวงจรเปรียบเทียบแรงดัน	72
รูปที่ 4.31 ผลตอบสนองทางเวลาของ $V_{in1}$ และ $V_{in2}$	73
รูปที่ 4.32 ผลตอบสนองทางเวลาของ $CLK$ , $V_{out1}$ และ $V_{out2}$	73
รูปที่ 4.33 (ก) แผนภาพการทำงาน และ(ข) แผนภาพทางเวลาของวงจรกำเนตสัญญาณนาฬิกา	74
รูปที่ 4.34 วงจรหารความถี่แบบดิจิตอล (หาร 2)	75
รูปที่ 4.35 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรรสร้างสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับ	76
รูปที่ 4.36 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัตต์อุณหภูมิที่นำเสนอ	76
รูปที่ 4.37 แผนภาพการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ X ังอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.38 กราฟแสดงแรงดันเอาต์พุตของวงจร integrator และ BS ที่มีค่า  $\alpha$  ต่างกัน โดยเส้นประแสดงถึงจังหวะการทำงานของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดัน (ก)  $\alpha = 6$  และ (ข)  $\alpha = 1$  [20] ..... 79

รูปที่ 4.39 การจำลองการจัดระดับสัญญาณมีการปิดเศษทำให้มีค่าผิดพลาดตลอดช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-70^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  ที่  $\alpha = 2$  และ  $18$  [20] ..... 80

รูปที่ 4.40 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_1$  และ BS=0 ..... 81

รูปที่ 4.41 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_2$  และ BS=0 ..... 81

รูปที่ 4.42 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_1$  และ BS=1 ..... 82

รูปที่ 4.43 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_2$  และ BS=1 ..... 82

รูปที่ 4.44 ผลตอบสนองทางเวลาของของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ในช่วง BS=1 (ช่วง A และ B) และ BS=0 ..... 83

รูปที่ 4.45 ผลตอบสนองทางเวลาของของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ที่อุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$  ..... 84

รูปที่ 4.46 ผลตอบสนองทางเวลาของของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ที่อุณหภูมิ  $85^{\circ}\text{C}$  ..... 84

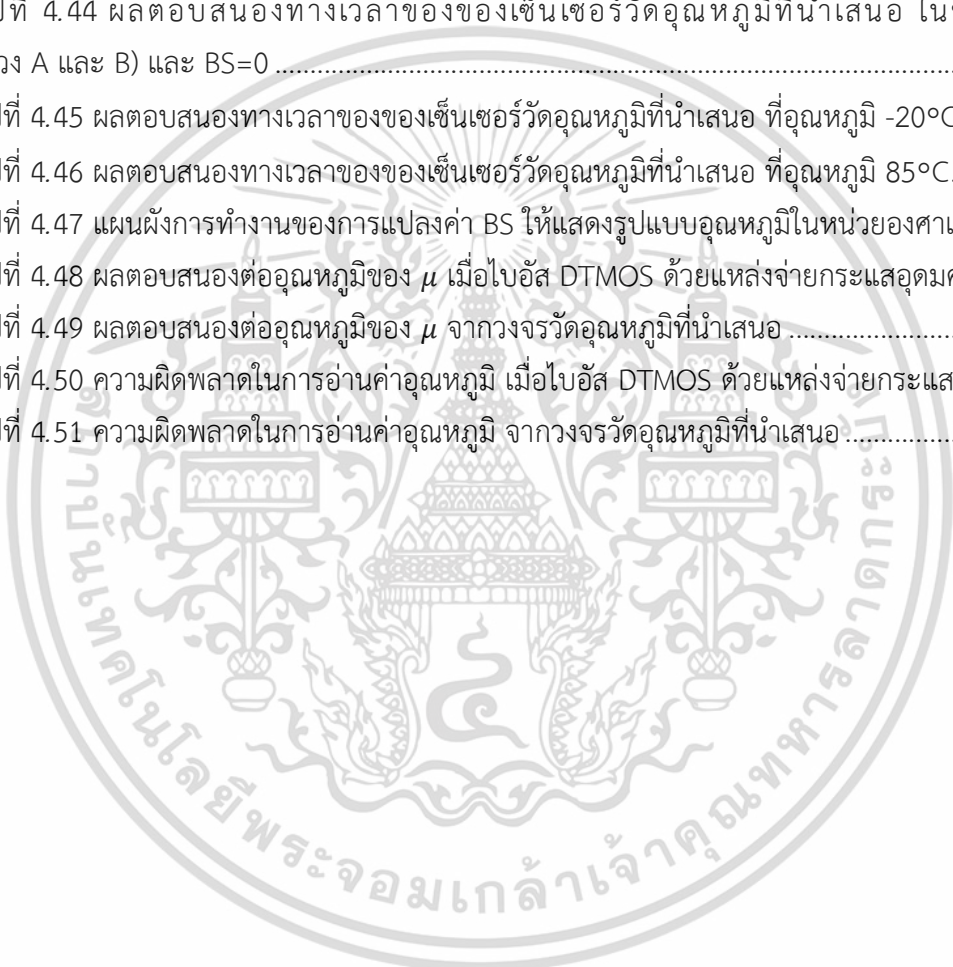
รูปที่ 4.47 แผนผังการทำงานของวงจรแปลงค่า BS ให้แสดงรูปแบบอุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียส ..... 85

รูปที่ 4.48 ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของ  $\mu$  เมื่อไป้อัส DTMOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสจุดมคติ ..... 86

รูปที่ 4.49 ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของ  $\mu$  จากวงจรวัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ..... 86

รูปที่ 4.50 ความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิ เมื่อไป้อัส DTMOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสจุดมคติ ..... 87

รูปที่ 4.51 ความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิ จากวงจรวัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ..... 87



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุณหภูมิถือเป็นปัจจัยสำคัญต่อการดำเนินชีวิตของมนุษย์ การวัดและการเก็บข้อมูลอุณหภูมิถูกใช้งานอย่างหลากหลาย อาทิเช่น การวัดอุณหภูมิของสัตว์ในด้านการเลี้ยงปศุสัตว์ การวัดและควบคุมอุณหภูมิของสินค้าต่างๆ ในด้านการขนส่ง การตรวจสอบอุณหภูมิของเครื่องจักรในด้านอุตสาหกรรม ตลอดจนถึงการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้จากความร้อนในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น

วิธีการวัดอุณหภูมิในทางอิเล็กทรอนิกส์มีด้วยกันหลายวิธี เพื่อให้เป็นตามการใช้งานที่เหมาะสม อาทิเช่น การวัดอุณหภูมิที่อาศัยการวัดความต้านทานที่แปรผันตามอุณหภูมิ (RTDs) เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple) และ การวัดด้วยรังสีอินฟราเรด แต่ในช่วง 30 ปีที่ผ่านมา วิธีการวัดอุณหภูมิมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยนักวิจัยพยายามพัฒนาวิธีการวัดในรูปแบบวงจรรวม โดยอาศัยการวัดแรงดันไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ที่แปรผันตามอุณหภูมิ ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นต่ออุณหภูมิสูงและค่าความคลาดเคลื่อนไม่เปลี่ยนแปลงตามกระบวนการผลิตมากนัก นอกจากนี้ยังถูกพัฒนาให้มีต้นทุนในการผลิต ขนาด และการใช้กำลังไฟฟ้าน้อยลง แต่ยังคงความแม่นยำที่สูงขึ้น อีกทั้งยังได้นำวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) รวมไว้ในวงจรรวมเดียวกัน เพื่อให้ค่าผลลัพธ์ของอุณหภูมิอยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิทัลจึงเรียกว่า เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัล เพื่อให้มีประสิทธิภาพและสะดวกต่อการนำไปใช้งานได้อย่างหลากหลาย

เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัลถูกนำไปประยุกต์ใช้งานที่หลากหลาย ซึ่งการนำค่าที่ได้จากการวัดอุณหภูมิสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การวัดค่าโดยตรงจากสัญญาณแอนะล็อก หรือการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแล้วจึงส่งออกมาทางสายสัญญาณ โดยข้อดีของผลลัพธ์ของอุณหภูมิที่อยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิทัล มีดังนี้ 1.ค่าอุณหภูมิอยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิทัลสามารถนำไปแสดงผลหรือจัดเก็บสามารถทำได้โดยง่าย และวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัล ไม่ต้องการวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลจากภายนอกอีก 2.สัญญาณในรูปแบบของดิจิทัลสามารถส่งสัญญาณไปส่วนต่างๆ โดยง่ายและทนต่อสัญญาณรบกวน 3.การรวมส่วนเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิและวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลไว้ในวงจรรวมเดียวกันทำให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น นอกจากนี้การใช้สายสัญญาณในการส่งข้อมูลนั้น อาจมีข้อจำกัดในการวัดอุณหภูมิ ในกรณีของการวัดอุณหภูมิในพื้นที่ที่ไม่สามารถใช้สายส่งสัญญาณเข้าถึงได้ เช่น พื้นที่ที่มีความร้อนหรือสารเคมีสูงเกินไป หรือแม้แต่ในร่างกายของมนุษย์และสัตว์ ซึ่งเทคโนโลยีไร้สายสามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ นอกจากนี้

อุปกรณ์ยังมีขนาดเล็ก ใช้พลังงานต่ำ สามารถพกพาอุปกรณ์ไปที่ต่างๆ ได้อย่างสะดวกอีกด้วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ เทคโนโลยีไร้สายกำลังเป็นที่นิยมในปัจจุบันโดยเฉพาะเทคโนโลยี RFID (Radio Frequency Identification) เป็นระบบการสื่อสารแบบไร้สายรูปแบบหนึ่งซึ่งถูกนำไปใช้งานอย่างหลากหลาย อาทิเช่น การระบุตัวตนหรือวัตถุ การเลี้ยงปศุสัตว์ การเกษตร และสุขภาพ เป็นต้น โดยส่วนใหญ่ของจรรยา RFID จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ ดังนี้ 1. ส่วนวงจรรวมที่ออกแบบตามการใช้งาน เช่น เก็บข้อมูล ประมวลผล หรือเซ็นเซอร์ เป็นต้น 2. ส่วนรับ-ส่งสัญญาณ ในส่วนนี้ทำหน้าที่ รับ-ส่ง สัญญาณวิทยุ หรือพลังงานให้กับวงจรรวม โดยใช้คลื่นวิทยุเป็นตัวกลางในการสื่อสารและส่งพลังงาน โดยตัวอ่าน (Reader) จะส่งคลื่นวิทยุผ่านขดลวดเข้าสู่จรรยา จากนั้นจะนำคลื่นวิทยุไปประมวลผล และทำการส่งข้อมูลกลับไปให้ตัวอ่าน จึงทำให้วงจรรวม RFID สะดวกต่อการใช้งานไม่จำเป็นต้องการสายส่งสัญญาณที่ทั้งยังสามารถระบุตัวตนหรือวัตถุได้จากข้อมูลภายในหน่วยความจำของวงจรรวม RFID ได้อีกด้วย

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัลที่มีการกินกำลังไฟฟ้า สามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้และมีค่าความแม่นยำสูงขึ้น สำหรับการใช้งานในด้านการขนส่งและอุตสาหกรรม บนพื้นฐานการรับ-ส่งข้อมูลโดยใช้เทคโนโลยี RFID

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จุดมุ่งหมายของงานวิจัยนี้ เพื่อเสนอวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัลที่กินกำลังงานต่ำ แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ สำหรับการใช้งานในด้านการขนส่งและอุตสาหกรรม ซึ่งจุดประสงค์ของงานวิจัยสามารถสรุปได้ดังนี้

1. ศึกษาและออกแบบวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัลและความไม่เป็นอุดมคติของวงจร ให้มีการกินกำลังงานต่ำและสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้
2. ศึกษาและออกแบบการชดเชยความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากกระบวนการสร้าง
3. ศึกษาและออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล
4. ศึกษาและออกแบบการปรับค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิ

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัล เมื่อพิจารณาถึงความไม่เป็นอุดมคติของวงจรพบว่า แรงดันไฟฟ้าที่ได้จากทรานซิสเตอร์อาจเกิดการเปลี่ยนแปลงอันเป็นผลจากการผันแปรของกระบวนการผลิต เพื่อเป็นการลดดังกล่าว จึงออกแบบวงจรที่สามารถชดเชยความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากกระบวนการผลิต ร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ให้มีการกินกำลังงานต่ำสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้

เมื่อได้ผลลัพธ์ของอุณหภูมิในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล จะนำข้อมูลที่ได้ออกไปประมวลผลเพื่อทำการปรับค่าและลดความผิดพลาดของอุณหภูมิ ซึ่งทำให้ค่าความผิดพลาดลดลงและทำให้ช่วงของอุณหภูมิที่ต้องการวัดกว้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิในงานวิจัยฉบับนี้ทำหน้าที่วัดอุณหภูมิในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล โดยแบ่งออกเป็นสองส่วนดังนี้ วงจรวัดอุณหภูมิ และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

ส่วนแรกคือ วงจรวัดอุณหภูมิทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟฟ้าที่แปรผันตามอุณหภูมิ โดยอาศัยหลักการของแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยกระแสไฟฟ้าค่าหนึ่ง มาสร้างเป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ส่วนที่สองคือ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ซึ่งทำหน้าที่รับแรงดันไฟฟ้าที่แปรผันตามอุณหภูมิจากวงจรวัดอุณหภูมิมาแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล โดยใช้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง ที่ใช้กำลังงานไฟฟ้าต่ำและสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้ ในส่วนสุดท้าย วงจรควบคุมภาคดิจิทัล ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานส่วนต่างๆ ควบคุมการสร้างกระแสไบอัสในวงจรวัดอุณหภูมิ ควบคุมสัญญาณในการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เป็นต้น

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัล โดยอาศัยทรานซิสเตอร์เป็นตัววัดอุณหภูมิ ที่มีความแม่นยำสูง ที่มีการกินกำลังงานต่ำ ทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ และสามารถลดความแปรปรวนของกระบวนการผลิต บนพื้นฐานการรับ-ส่งข้อมูลโดยใช้เทคโนโลยี RFID โดยใช้เทคโนโลยีขนาด 0.18 ไมโครเมตร โดยเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิออกแบบสำหรับการใช้งานในด้านการขนส่งและอุตสาหกรรมซึ่งมีอุณหภูมิอยู่ในช่วง -20 องศาเซลเซียส ถึง 85 องศาเซลเซียส โดยทั้งวงจรวัดอุณหภูมิและวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลกินกำลังงานน้อยกว่า 10  $\mu\text{W}$  และมีความคลาดเคลื่อนของอุณหภูมิน้อยกว่า  $\pm 0.5$  องศาเซลเซียส นอกจากนี้ในการศึกษาผลของความแปรปรวนของกระบวนการผลิต จะพิจารณาเพียงผลของ process corners (TT FF SS) แต่ไม่พิจารณาถึง Monte Carlo Simulation เนื่องจากข้อจำกัดของ Model ที่ใช้ในการ Simulation

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทดังนี้

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 หลักการวัดอุณหภูมิของเซ็นเซอร์ชนิด BJT

บทที่ 4 การออกแบบและจำลองของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS

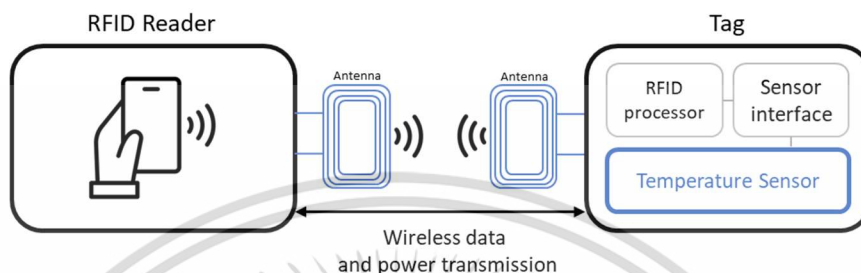
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

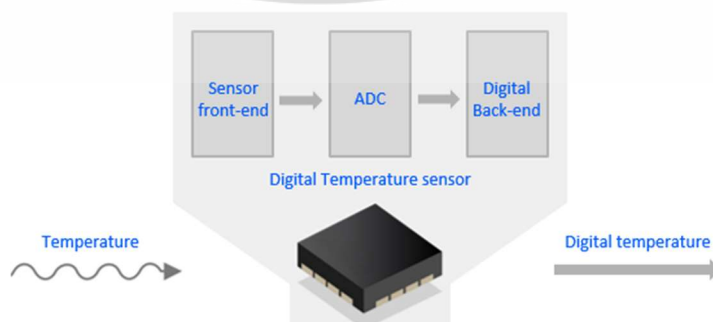
#### 2.1 บทนำ



รูปที่ 2.1 แผนภาพการทำงานของ RFID Tag

ในการออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่มีการใช้งานร่วมกับ RFID ดังรูปที่ 2.1 นั้น ในทางปฏิบัติ พลังงานและข้อมูลจะถูกส่งจากเครื่องอ่านผ่านเข้าสู่ขดลวดของ Tag จากนั้นพลังงานและข้อมูล จะถูกประมวลผลที่ส่วน RFID processor ซึ่งทำหน้าที่กำหนดแรงดัน และควบคุมการทำงานส่วนต่างๆ หากต้องการให้เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิทำงาน คำสั่งจะถูกส่งผ่าน sensor interface ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการสื่อสารระหว่างเซ็นเซอร์และ RFID processor หลังจากที่เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิทำงานเสร็จแล้ว ข้อมูลจะถูกส่งกลับไปที่ยังเครื่องอ่านและทำการแสดงผล เป็นลำดับถัดไป

นอกจากนี้ เพื่อให้การใช้งานมีประสิทธิภาพ เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมินั้นจำเป็นต้องออกแบบให้กินกำลังงานต่ำและมีประสิทธิภาพที่เพียงพอตามวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ถ้าหากเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิมีการกินกำลังงานที่มากเกินไป จะทำให้เครื่องอ่านและเซ็นเซอร์จำเป็นต้องอยู่ใกล้กันมากขึ้น ซึ่งอาจไม่ถูกต้องตามวัตถุประสงค์เดิม ในบทนี้จึงนำเสนอหลักการพื้นฐานในการออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่มีการใช้กำลังงานต่ำและความแม่นยำสูง ตลอดจนหลักการพื้นฐานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล



รูปที่ 2.2 แผนภาพการทำงานของวงจรรวมเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิในปัจจุบันแสดงดังรูปที่ 2.2 แบ่งภาคการทำงานหลักๆ สามส่วนคือ 1. วงจรวัดอุณหภูมิ 2. วงจรแปลงสัญญาณไฟฟ้า และ 3. วงจรดิจิทัล วงจรดังกล่าวนี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนอุณหภูมิให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล โดยจะเรียกอุปกรณ์ดังกล่าวว่า “เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิอัจฉริยะ” ซึ่งเซ็นเซอร์ชนิดนี้มีข้อดีหลากหลาย เช่น การเปลี่ยนอุณหภูมิเป็นสัญญาณดิจิทัลนั้นสามารถนำสัญญาณดังกล่าวไปจัดเก็บหรือคำนวณต่อได้ง่าย อีกประเด็นหนึ่งการรวมวงจรที่ทำหน้าที่หลากหลายไว้ในชิป (Chips) เดียวกันทำให้การออกแบบทำได้ง่ายมีประสิทธิภาพ ช่วยให้ต้นทุนการผลิตลดลง และการรวมวงจรไว้ในที่เดียวกันทำให้การส่งข้อมูลและนำข้อมูลมาประมวลผลสามารถทำได้โดยไม่เกิดความซับซ้อนของระบบอีกด้วย

## 2.2 ทราานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (BJT)

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) และแรงดันเบส-อีมีเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ของ BJT ที่ทำงานในย่านแอกทีฟ (active region) นั้นมีคุณสมบัติเหมือนกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอด แต่เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติ ทำให้ไดโอดไม่เหมาะสมในการนำมาใช้งานเป็นเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาคูณลักษณะในทางอุดมคติ พบว่า ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C - V_{BE}$  ของ BJT เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลแบบอุดมคติมากกว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอด เนื่องจากระยะความกว้างของเขตปลอดพาหะ (depletion width) ของไดโอดนั้นผันแปรจากกระบวนการผลิตอย่างมาก จึงส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของไดโอดเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลที่มีความเป็นอุดมคติลดลง [1]

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึง คุณสมบัติของ BJT ทั้ง 2 ชนิดคือ PNP และ NPN ในเชิงอุดมคติ และไม่เป็นอุดมคติ โดยจะอธิบายถึงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C - V_{BE}$  เพื่อแสดงถึงคุณสมบัติที่เหมาะสมในการนำไปใช้งานเป็นเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ

### 2.2.1 ความสัมพันธ์ของ $I_C - V_{BE}$ ในเชิงอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ

หลักการในการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ ที่ใช้งานอย่างแพร่หลายคือการวัดการเปลี่ยนแปลงแรงดัน  $V_{BE}$  ของ BJT เมื่อทรานซิสเตอร์ถูกไบอัสตรงให้ทำงานในย่านแอกทีฟ ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C - V_{BE}$  สามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) \quad (2.1)$$

เมื่อ  $k$ ,  $T$  และ  $q$  แสดงถึงค่าคงตัวโบลต์ซมันน์ (Boltzmann constant) เท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K, อุณหภูมิในหน่วยเคลวินและค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (electron charge) เท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19}$  C ตามลำดับ จากความสัมพันธ์แบบเอกซ์โพเนนเชียลเชิงอุดมคติจากสมการที่ (2.1) หากต้องการแรงดัน

ที่แปรผันตรงกับอุณหภูมิ สามารถทำได้โดยการไบอัสทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่มีกระแสคอลเลกเตอร์ต่างกัน เช่น  $I_{C1}$  และ  $I_{C2} = pI_{C1}$  ดังนั้นผลต่างของแรงดัน  $V_{BE}$  ของทั้งสองทรานซิสเตอร์จะได้

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = \frac{kT}{q} \ln(p) \quad (2.2)$$

อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาความไม่เป็นอุดมคติของ BJT เนื่องจากความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮล บริเวณรอยต่อมีจำนวนแตกต่างกัน ทำให้เกิดกระแสแพร่รอบบริเวณรอยต่อ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์สามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$I_C = I_S \left( \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (2.3)$$

ดังนั้น สมการ  $\Delta V_{BE}$  ที่เกิดจากผลของความไม่เป็นอุดมคติ จะได้

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{pI_{C1} + I_S}{I_{C1} + I_S}\right) \quad (2.4)$$

$$\cong \frac{kT}{q} \ln\left(p - \frac{I_S}{I_{C1}}(p-1)\right) \quad (2.5)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่ากระแส  $I_{C1}$  และ  $pI_{C1}$  มีค่านัยสำคัญมากกว่าเมื่อเทียบกับ  $I_S$  ในการสร้างแรงดันที่แปรผันตามอุณหภูมิอย่างแม่นยำ [1]

โดย  $I_C$  ต้องทำงานให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม หาก  $I_C$  มีค่ามากเกินไป จะทำให้ตัวทรานซิสเตอร์มีอุณหภูมิและมีแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่ขาคอลเลกเตอร์มากขึ้น นอกจากนี้ยังทำให้ความหนาแน่นของพาหะส่วนมากและพาหะส่วนน้อยในบริเวณเบสเปลี่ยนแปลงไป ส่งผลให้อัตราขยายกระแสไม่คงที่ ซึ่งเรียกปรากฏการณ์ดังกล่าวว่า high-injection โดยคุณลักษณะที่เกิดขึ้นทำให้ความสัมพันธ์  $I_C - V_{BE}$  ของ BJT ไม่เหมาะสมในการสร้างแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ [1]

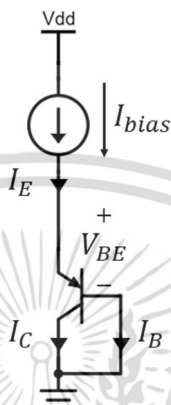
โดยสรุปคือ ในย่านการทำงานที่  $I_C$  มีค่ามากกว่า  $I_S$  โดย  $I_C$  มีค่าสูงพอที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ high-injection โดยคุณลักษณะในย่านดังกล่าว ทำให้ความสัมพันธ์  $V_{BE} - I_C$  ของ BJT เหมาะสมในการสร้างสัดส่วนของแรงดันที่แม่นยำต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

## 2.2.2 ความสัมพันธ์ของ $I_E - V_{BE}$ ในเชิงอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ

จากรูปที่ 2.3 แสดงทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ที่เชื่อมต่อแบบไดโอดถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ หากพิจารณาว่ากระแสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ มีค่ามากกว่ากระแสคอลเลกเตอร์ ซึ่งถูกกำหนดโดยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ เมื่อมีการพิจารณาถึงแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ พบว่าจำเป็นต้องพิจารณาผลที่เกิดจากกระแสเบสที่เปลี่ยนไปด้วย จากการเชื่อมต่อดังกล่าวมีผลอย่างมากต่อการใช้งานทรานซิสเตอร์ชนิด PNP แบบแนวตั้ง โดยทรานซิสเตอร์เหล่านี้มักอยู่เชื่อมต่อแบบไดโอด โดยเชื่อมต่อกาวด์เข้าด้วยกัน ดังนั้นเมื่อคอลเลกเตอร์ถูกสร้างขึ้นที่ฐานรอง เบสจะถูกเชื่อมต่อเข้าที่

ฐานรองด้วยเช่นกัน ทำให้แรงดันระหว่างเบสและคอลเล็กเตอร์มีค่าเป็นศูนย์อย่างแน่นอน ซึ่งส่งผลให้กระแสคอลเล็กเตอร์มีค่าน้อยกว่ากระแสอีมิเตอร์ ดังสมการ

$$I_C = I_E - I_B = \alpha_F I_E = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} I_E \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.3 การเชื่อมต่อแบบไดโอดของ PNP ทรานซิสเตอร์

โดย  $\alpha_F$  คืออัตราขยายกระแสเบสรวม และ  $\beta_F$  คืออัตราขยายกระแสอีมิเตอร์รวม ซึ่ง  $\alpha_F$  แสดงถึงอัตราส่วนกระแสระหว่างกระแสคอลเล็กเตอร์กับกระแสอีมิเตอร์ในเชิงอุดมคติ

สำหรับการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่มีการเชื่อมต่อแบบไดโอดเพื่อสร้างผลต่างของแรงดันเบส-อีมิเตอร์ที่แปรผันตามอุณหภูมิอย่างแม่นยำดังสมการที่ (2.2) โดย  $\alpha_F$  นั้นไม่ควรเปลี่ยนแปลงตามกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ดังนั้นเมื่อพิจารณาถึงความไม่เป็นอุดมคติ  $\alpha_F$  เปลี่ยนแปลงตามกระแสที่เบสด้วย ดังนั้นอัตราขยายกระแสเบสรวม สามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$\alpha_F = \gamma \alpha_T \delta \quad (2.7)$$

โดย  $\gamma$  คือค่าสัมประสิทธิ์ของ emitter injection และ  $\alpha_T$  คือ base transport factor และ  $\delta$  คือ recombination factor ในรอยต่อเบส-อีมิเตอร์ โดย  $\delta$  เป็นตัวแปรสำคัญที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบสส่งผลให้  $\alpha_F$  เปลี่ยนแปลงตามกระแสเบสด้วย ดังนั้นเมื่อ  $I_E$  มีค่ามาก ทำให้  $\alpha_F$  ส่งผลต่อกระแสคอลเล็กเตอร์น้อย หาก  $I_E$  มีค่าน้อย ทำให้  $\alpha_F$  ส่งผลต่อกระแสคอลเล็กเตอร์อย่างเห็นได้ชัด ซึ่งส่งผลให้อัตราขยายกระแสในช่วงกระแสต่ำมีค่าลดลง ดังนั้นทรานซิสเตอร์ที่เชื่อมต่อกันแบบไดโอดนั้นสามารถสร้างแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิที่แม่นยำได้ โดยทำให้  $\delta$  มีค่าใกล้ 1 ซึ่งทำให้ผลของกระแสที่เปลี่ยนไป ไม่ส่งผลต่ออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงในเห็นได้ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบแนวตั้ง [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.3 การเปลี่ยนแปลงกระแสอิมิตัวต่ออุณหภูมิ

แรงดันอ้างอิงบนซิลิกอนนั้นขึ้นอยู่กับความเข้มข้นบริสุทธิ์ของพาหะส่วนน้อย บริเวณรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ โดยทั่วไปแรงดันอ้างอิงบนซิลิกอนจะถูกประมาณด้วยสมการเชิงเส้นต่ออุณหภูมิ ดังนี้

$$V_g(T) = V_{g0} - \alpha T \quad (2.8)$$

โดย  $V_{g0}$  คือ แรงดันอ้างอิงบนซิลิกอนโดยประมาณที่อุณหภูมิ 0 K มีค่าประมาณ 1.15 โวลต์ ดังนั้นเมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงข้างต้น กระแสอิมิตัวสามารถอธิบายได้ ดังนี้ [2]

$$I_S(T) = CT^\eta \exp\left(-\frac{qV_{g0}}{kT}\right) \quad (2.9)$$

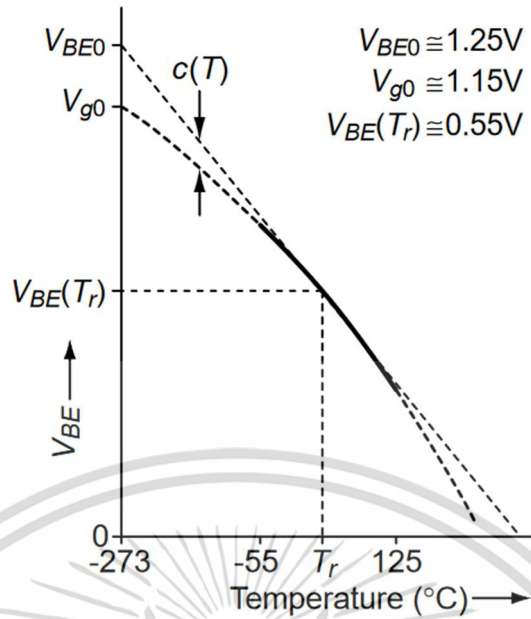
โดย  $C$  และ  $\eta$  คือ ค่าคงที่ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามกระบวนการผลิต ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการที่ (2.9) ในสมการที่ (2.1) กระแสคอลเลกเตอร์ จะได้

$$I_C(T) = CT^\eta \exp\left(\frac{q(V_{BE}(T) - V_{g0})}{kT}\right) \quad (2.10)$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูป  $V_{BE}(T)$  จะได้

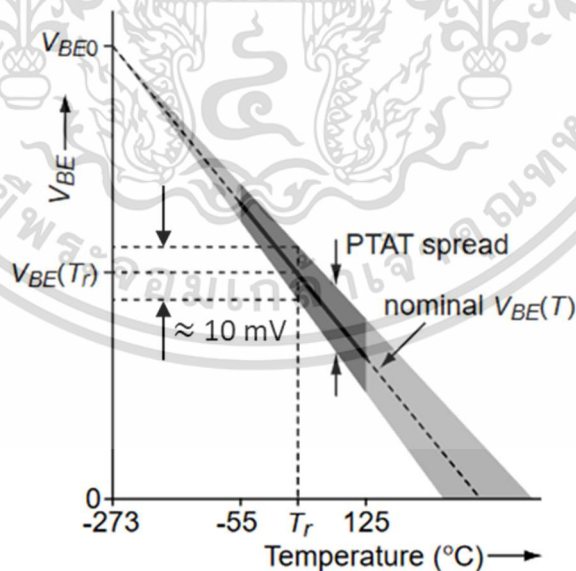
$$V_{BE}(T) = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) + \frac{T}{T_r} V_{BE}(T_r) - \eta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) + \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)}\right) \quad (2.11)$$

โดย  $V_{BE}(T_r)$  คือ แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ที่ตำแหน่งอุณหภูมิอ้างอิง ( $T_r$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ในเชิงอุดมคติ  $V_{BE}(T)$  จะแปรผกผันต่ออุณหภูมิ ซึ่งมีอัตราการเปลี่ยนแปลงประมาณ  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  แต่จากผลของความไม่เป็นอุดมคติ ดังสมการที่ (2.11) ทำให้  $V_{BE}(T)$  ที่ขอบของอุณหภูมิสูงและต่ำ เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น ส่งผลให้แรงดันที่แปรผันตรงกับอุณหภูมิเกิดความคลาดเคลื่อนได้ โดยความไม่เป็นเชิงเส้นนี้ส่งผลโดยตรงต่อการวัดอุณหภูมิ ซึ่งอาจทำให้ความคลาดเคลื่อนสูงถึง  $2 \text{ }^\circ\text{C}$  โดยความไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวเกิดขึ้นอย่างเป็นระบบ สามารถลดผลที่เกิดขึ้นได้โดยอาศัยกระแสคอลเลกเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเพื่อลดผลของกระแสอิมิตัวที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ [3]



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเบส-อีมีตเตอร์ต่ออุณหภูมิ จากความไม่เป็นเชิงเส้น [4]

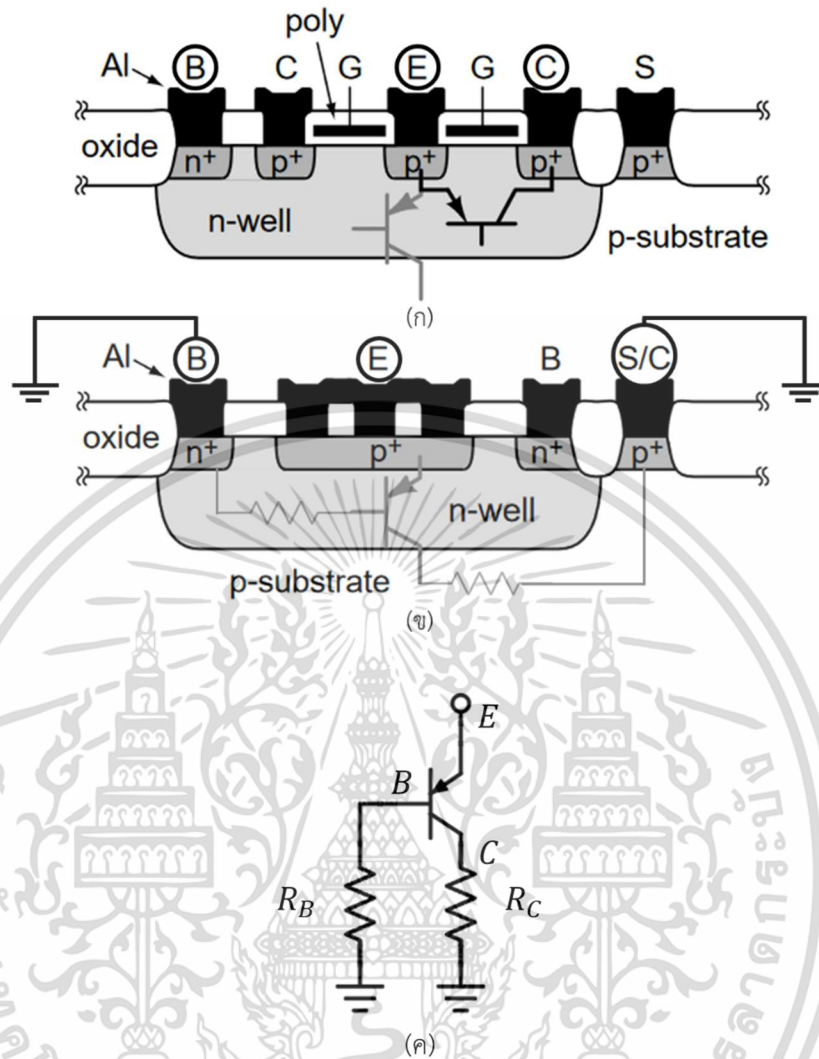
นอกจากนี้  $V_{BE}(T_r)$  เปลี่ยนแปลงอย่างมากต่อกระบวนการสร้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.5 เนื่องจากผลของกระบวนการสร้าง ทำให้กระแสอิ่มตัวเปลี่ยนแปลงไป จะเห็นได้ว่า  $V_{BE}(T_r)$  เปลี่ยนประมาณ 10 mV ขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการสร้าง จะเห็นได้ว่า การใช้ BJT เป็นเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ จำเป็นต้องอาศัยการปรับเทียบอุณหภูมิอย่างน้อย 1 ตำแหน่ง เพื่อให้เกิดความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิสูงขึ้น



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเบส-อีมีตเตอร์ต่ออุณหภูมิ จากความผันแปรของกระบวนการสร้าง [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.4 โครงสร้างทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ในเทคโนโลยีซีมอส



รูปที่ 2.6 ภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ (ก) PNP แนวนอน และ (ข) PNP แนวตั้ง และ (ค) สัญลักษณ์ของ PNP เมื่อพิจารณาถึงความต้านทานที่ขาเบสและคอลเลกเตอร์ [5]

ในงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่า เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิมีส่วนใหญ่ถูกออกแบบโดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่ออุณหภูมิของ BJT โดยนิยมใช้ BJT ชนิด PNP ซึ่งแบ่งเป็น 2 แบบคือ 1.PNP แบบแนวนอน 2.PNP แบบแนวตั้ง (อาศัยฐานรอง) ซึ่งทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ถูกนำมาใช้งานทั้งเป็นแรงดันอ้างอิงและเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ [5]

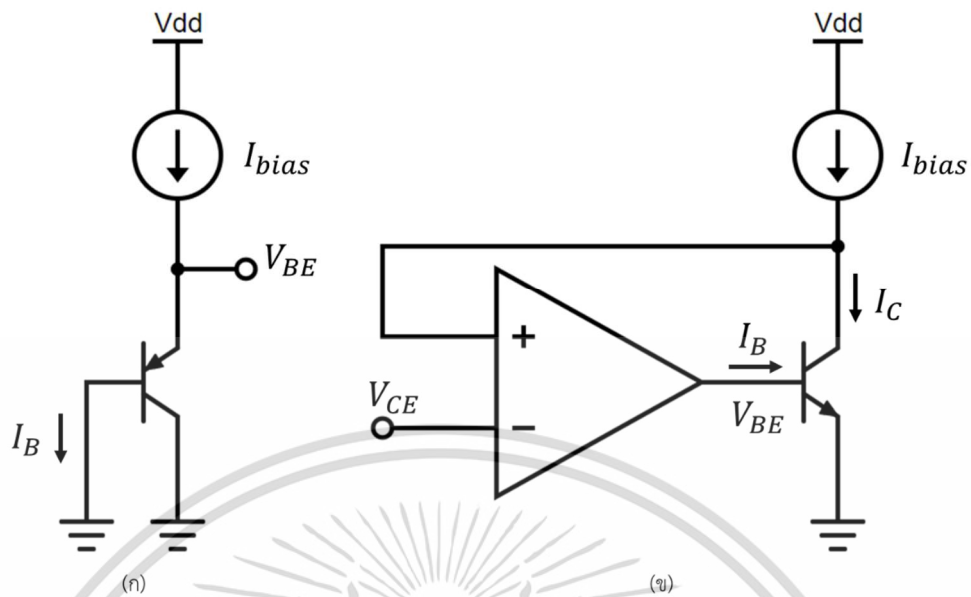
ภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ PNP แนวนอนแสดงดังรูปที่ 2.6 (ก) โดยโครงสร้างของ BJT ถูกสร้างบนพื้นฐานของ PMOS โดยมีขาอีมิเตอร์และคอลเลกเตอร์ ที่สร้างด้วยสารเจือ  $p^+$  ที่ขาซอร์สและเดรน ในขณะที่ขาเบสถูกสร้างด้วยบ่อ  $n$  โดยข้อดีของ PNP แบบแนวนอนคือ มีสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำน้อย ทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้เหมาะสมสำหรับวงจรขยายและวงจรถ่ายโอนกระแสที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ [5] ในส่วนข้อเสีย คือ PNP แนวนอนมีทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์แฝงอยู่ภายในโครงสร้าง โดยมี  $p^+$  เป็นขาอีมิเตอร์ มีบ่อ  $n$  เป็นเบส และมีฐานรองเป็นคอลเลกเตอร์ ทำให้มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไหลจากอิมิตเตอร์เข้าสู่ฐานรอง ซึ่งส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_E - V_{BE}$  มีความไม่เป็นอุดมคติเพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้ PNP แนวนอนยังมีคุณสมบัติไม่เหมาะสมสำหรับการนำมาใช้งานเป็นเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ

ภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์ PNP แนวตั้งแสดงดังรูปที่ 2.6 (ข) โดยโครงสร้างของ PNP แนวตั้งจะอยู่ในบ่อ n ซึ่งอยู่ในตำแหน่งเดียวกับทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ปรสิติของ PNP แนวนอน และมีขาคอลเลกเตอร์อยู่ที่ฐานรอง โดยทั่วไปขาคอลเลกเตอร์มักต่อกับกราวด์ ซึ่งทำให้มีกระแสไหลเข้าสู่ฐานรองในทิศทางเดียว ส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C - V_{BE}$  มีความเป็นอุดมคติในหลายช่วงกระแสซึ่งแตกต่างกับ PNP แนวนอน นอกจากนี้การที่ขาคอลเลกเตอร์ต่อกับกราวด์ทำให้อัตราขยายกระแส  $\beta_F$  ถูกนิยาม เนื่องจาก อัตราส่วนกระแสอิมิตเตอร์ถูกนิยาม ทำให้อัตราส่วนกระแสคอลเลกเตอร์ถูกนิยามตามไปด้วย ดังนั้นทำให้ผลต่างของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ ( $\Delta V_{BE}$ ) แปรผันตามอุณหภูมิได้อย่างแม่นยำมากขึ้น ส่วนข้อเสียของทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ คือ มีความต้านทานที่ขาเบสและคอลเลกเตอร์สูง อาจทำให้แรงดันตกคร่อมสูงได้ [5]

ในส่วนของ NPN มักถูกใช้ในการสร้างแรงดันอ้างอิงและเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ แต่เนื่องจาก NPN มักอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงทาง mechanical stress มากกว่า PNP แนวตั้ง ดังนั้น แม้ว่าจะมีการนำเสนอ NPN แนวตั้ง แต่ PNP แนวตั้งยังคงมีคุณสมบัติที่เหมาะสมในการนำมาสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิมากกว่า [6]

นอกจากนี้ จากรูปที่ 2.7 ทรานซิสเตอร์แนวตั้งชนิด NPN สามารถสร้างกระแสไบอัสได้อย่างแม่นยำที่กระแสคอลเลกเตอร์ ซึ่งทำได้โดยอาศัยวงจรรขยายที่มีการป้อนกลับ ส่งผลให้แรงดัน เบส-อิมิตเตอร์ไม่ขึ้นอยู่กับอัตราขยาย  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ต้องมีแรงดันไฟเลี้ยงที่รองรับผลรวมของแรงดัน  $V_{CE} \approx 0.3 V \ll V_{BE}$  และแหล่งจ่ายกระแสไบอัส โดยทั่วไป แรงดันไฟเลี้ยงที่น้อยที่สุดของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN นั้นมีค่าน้อยกว่าทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ที่เชื่อมต่อแบบไดโอด ซึ่งมีค่าประมาณ 1.2 โวลต์หรือน้อยกว่า ในส่วนของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP นั้น แรงดันไฟเลี้ยงต้องรองรับผลรวมของแรงดัน  $V_{BE}$  และแหล่งจ่ายกระแสไบอัสเหมือนกันกับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN แต่  $V_{BE}$  ของ PNP อาจมีแรงดันได้สูงถึง 0.8 โวลต์ที่อุณหภูมิ  $-20^\circ C$  ซึ่งเมื่อรวมผลของแหล่งจ่ายกระแสไบอัส ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงสูงถึง 1.2 โวลต์ ทำให้การใช้งานทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ไม่เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานที่ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์



รูปที่ 2.7 โครงสร้าง BJT เพื่อสร้างแรงดัน  $V_{BE}$  (ก) PNP (ข) NPN

## 2.3 มอสเฟต (MOSFETs)

### 2.3.1 คุณลักษณะของมอสเฟตต่ออุณหภูมิ

มอสเฟตเมื่อทำงานในย่านผันกลับอ่อนจะมีจำนวนพาหะไฟฟ้าในชั้นผันกลับอ่อนน้อยกว่าในเขตปลอดพาหะที่อยู่ใต้เกตมาก ดังนั้นกระแสเดรน ( $I_D$ ) ของมอสเฟต ที่อยู่ในย่านผันกลับอ่อนเป็นกระแสที่ได้จากการแพร่ของพาหะนำไฟฟ้าส่วนน้อย ซึ่งเกิดจากความแตกต่างกันของความหนาแน่นของพาหะนำไฟฟ้าส่วนน้อย และมีคุณลักษณะคล้ายกับการนำกระแสในทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ โดยเราสามารถแสดงความสัมพันธ์ ของ  $I_D$  ของมอสเฟตในย่านผันกลับอ่อนได้เป็น [7]

$$I_D^{bulk} \propto \frac{W}{L} \exp \left[ \frac{q}{mkT} (V_{GS} - V_T^{bulk}) \right] \quad (2.12)$$

โดยที่ความยาวและความกว้างช่องนำกระแสเท่ากับ  $L$  และ  $W$  ตามลำดับ และ  $m = 1 + C_D/C_{OX}$  คือค่าสัมประสิทธิ์ผลของบอดี้ โดยที่  $C_D$  และ  $C_{OX}$  คือความจุไฟฟ้าปลอดพาหะ และความจุไฟฟ้าออกไซด์เกต ตามลำดับ [7] เมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างมอสเฟตและ BJT พบว่ากระแส  $I_D$  เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลกับ  $V_{GS}$  ซึ่งมีคุณสมบัติเดียวกับ BJT ทำให้มอสเฟตสามารถใช้งานแทน BJT ได้ แม้ว่าฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลของมอสเฟตจะถูกควบคุมได้โดยขนาดอัตราส่วน  $W/L$  อย่างไรก็ตาม เมื่อมอสเฟตเปลี่ยนแปลงไปตามความแปรปรวนต่อกระบวนการสร้างทำให้แรงดันขีดเริ่ม ( $V_T^{bulk}$ ) และความจุไฟฟ้าออกไซด์เกตเปลี่ยนแปลงไป ส่งผลให้เซ็นเซอร์ชนิดมอสเฟตมีความแม่นยำน้อยกว่าเซ็นเซอร์ชนิดทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ หลังจากทำ single-point trimming พบว่าเซ็นเซอร์ยังคงมีความแม่นยำต่ำ เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงอย่างมากต่อผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

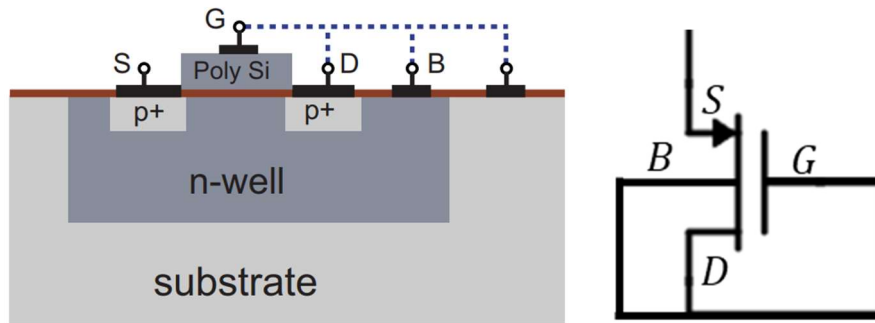
ของ process corners เพื่อให้ได้ความแม่นยำที่สูงขึ้นและสามารถนำไปใช้งานได้หลากหลาย วัตถุประสงค์ เช่นเซอร์ซิมดิมอสเฟตจำเป็นต้องทำ two-point trimming ซึ่งทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้น และอาจเกิดข้อจำกัดของการนำไปใช้งาน

### 2.3.2 Dynamic Threshold MOSFETs (DTMOSs)

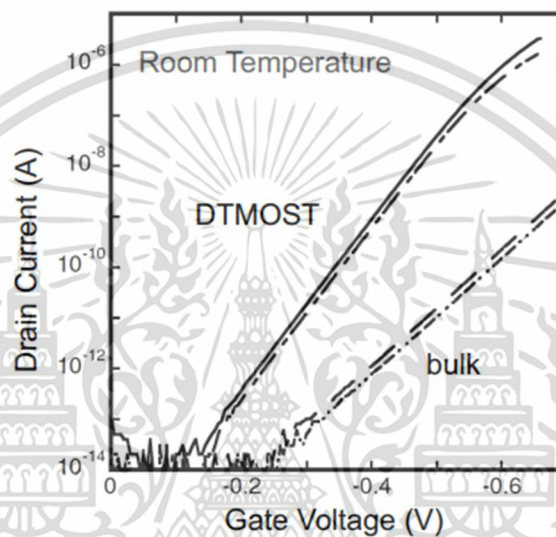
พิจารณามอสเฟตมาตรฐานที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อน ซึ่งมีการต่อขาเกตและขาบอดีเข้าด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ก) การเชื่อมต่อดังกล่าวส่งผลให้ความกว้างของชั้นปลอดพาหะใต้ช่องนำกระแสถูกกำหนดให้คงที่ ดังนั้นส่งผลให้แรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนแปลงอย่างมาก จึงเป็นที่มาของชื่อ “Dynamic-threshold MOS (DTMOS) “ โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแส  $I_D$  ของ DTMOS ในย่านผันกลับอ่อนได้เป็น [8]

$$I_D^{DT} \propto \frac{W}{L} \exp \left[ \frac{q}{kT} (V_{SG} - V_T^{DT}) \right] \quad (2.13)$$

ปัจจัยสำคัญของการเชื่อมต่อขาเกตและขาบอดีเข้าด้วยกันเพื่อให้แรงดันขีดเริ่มของ DTMOS ( $V_T^{DT}$ ) ถูกกำหนดอย่างชัดเจน เมื่อมีการเชื่อมต่อขาเกตและขาบอดีเข้าด้วยกันและทำการไบอัสตรงที่รอยต่อบอดี-ซอร์ส พบว่าการเชื่อมต่อดังกล่าวทำให้แรงดันขีดเริ่มลดลง เนื่องจากการไบอัสตรงทำให้เกิดพาหะนำไฟฟ้าในช่องนำกระแสมากขึ้น ส่งผลให้เกิดการนำกระแสได้มากขึ้น นอกจากนี้การเชื่อมต่อแบบ DTMOS ทำให้ ค่าสัมประสิทธิ์ผลของบอดี ( $m$ ) มีค่าประมาณ 1 เนื่องจาก แรงดันขีดเริ่มที่ลดลงทำให้ประจุในชั้นผันกลับสะสมมากขึ้น ทำให้ความเข้มข้นพาหะในช่องนำกระแสสูงขึ้น ส่งผลให้ความจุไฟฟ้าออกไซด์เกตมีค่ามากขึ้นด้วย และยังส่งผลต่อความจุไฟฟ้าปลอดพาหะอีกด้วย โดยแรงดันขีดเริ่มที่ลดลง ส่งผลให้ประจรรอบบริเวณปลอดพาหะลดลง ส่งผลให้ความจุไฟฟ้าปลอดพาหะมีค่าลดลง ซึ่งทำให้  $C_{ox} \gg C_D$  ส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์ผลของบอดี ( $m$ ) มีค่าประมาณ 1 ซึ่งทำให้ DTMOS มีความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_D^{DT}$  และแรงดันซอร์ส-เกต ( $V_{SG}$ ) มีความเป็นอุดมคติของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลมากขึ้นรูปที่ 2.8 (ข) เมื่อเปรียบเทียบระหว่างมอสเฟตทั่วไป และ DTMOS ที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อนทั้งคู่ พบว่าการเชื่อมต่อในลักษณะ DTMOS ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ผลของบอดีลดลงอย่างมาก ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D^{DT} - V_{SG}$  มีความเป็นอุดมคติมากขึ้น แรงดันขีดเริ่มของ DTMOS ลดลงและสามารถสร้างกระแส  $I_D$  สูงกว่าเมื่อเทียบกับการทำงานของมอสเฟตทั่วไป บนพื้นฐานโครงสร้างมอสเฟตเดียวกัน โดยสรุปคือ การใช้งาน DTMOS มีผลจากความแปรปรวนต่อกระบวนการผลิตน้อยกว่ามอสเฟตทั่วไป DTMOS จึงเหมาะที่จะใช้งานในลักษณะเดียวกับ BJT ซึ่งต้องการ การปรับค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิหนึ่งตำแหน่ง อีกทั้งยังสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำจากคุณสมบัติของมอสเฟต



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.8 (ก) ภาพตัดขวางโครงสร้างและสัญลักษณ์ของ PMOS ที่มีการเชื่อมต่อแบบ DTMOS (ข) คุณลักษณะของ PMOS แบบทั่วไป “bulk” และ “DTMOS” ที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อน [9]

ด้วยผลข้างต้น ทำให้ DTMOS ชนิด P มีคุณลักษณะเบื้องต้น ดังนี้

- DTMOS สามารถสร้างแรงดันอ้างอิงที่ตำแหน่ง 0 เคลวิน มีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ ซึ่งมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งเมื่อเทียบกับแรงดันอ้างอิงของ BJT ซึ่งมีค่าประมาณ 1.2 โวลต์
- อัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{GS}$  และอุณหภูมิเมื่อไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ มีค่าประมาณ -1 mV/K ในส่วน BJT นั้นมีค่าประมาณ -2 mV/K
- ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของ DTMOS มีความสัมพันธ์แบบเอกซ์โพเนนเชียลที่อุดมคติ แสดงดังสมการที่ (2.13)

นอกจากนี้ ความผันแปรของกระบวนการสร้างและความไม่สมพ้องกันของ DTMOS เกิดขึ้นในทิศทางเดียวกันกับการเปลี่ยนแปลงของ  $V_T$  ในมอสเฟตแบบทั่วไป แต่ความผันแปรของกระบวนการส่งผลให้  $V_{GS}$  ใน DTMOS เปลี่ยนแปลงน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลง  $V_T$  ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ขึ้นต้นการวิพากษ์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

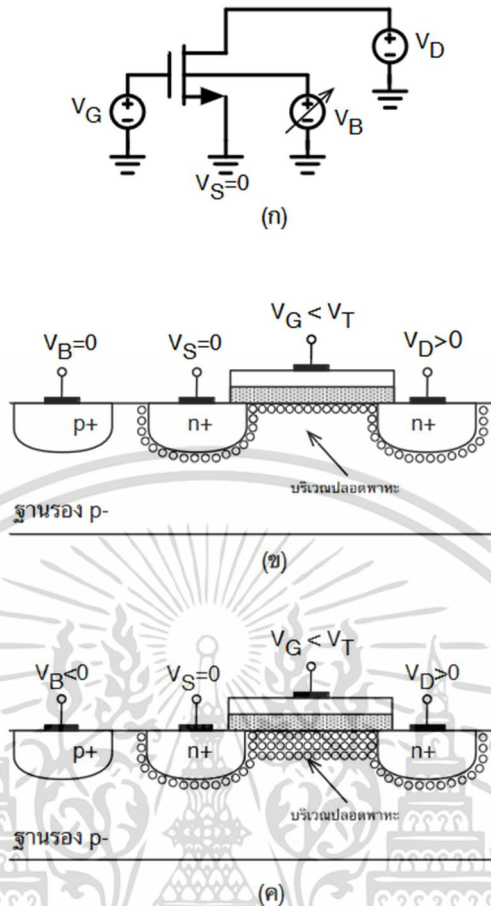
มอสเฟตแบบทั่วไป ที่มีขนาดและกระแสไบอัสเท่ากัน [9] ด้วยคุณสมบัติอย่างที่ว่ามา ทำให้ DTMOS มีลักษณะเดียวกับ BJT ทำให้ DTMOS มีความน่าสนใจในการนำมาใช้เป็นตัววัดอุณหภูมิใน เซ็นเซอร์ อีกทั้งยังสามารถอาศัยการปรับเทียบอุณหภูมิหนึ่งตำแหน่ง เพื่อให้เกิดความแม่นยำในการ วัดอุณหภูมิ และยังคงรักษาคุณสมบัติที่ดีของมอสเฟต คือ สามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้ [10]

### 2.3.3 ผลของบอดี้

พิจารณา NMOS ที่มีการป้อนแรงดันไบอัสที่บอดี้ แสดงดังรูปที่ 2.9 (ก) ถ้าสมมติให้  $V_{GS} < V_T$  และ  $V_{SB} = 0$  จากรูปที่ 2.9 (ข) จะเห็นได้ว่าจะมีเขตปลอดพาหะอยู่ในบริเวณใต้เกต และ ไม่มีชั้นผิวนกกลับ แล้วถ้าสมมติให้  $V_B$  มีค่าลดลงหรือ  $V_{SB} > 0$  เขตปลอดพาหะใต้เกตจะมีความกว้าง มากขึ้น เนื่องจากโฮลจะถูกดึงดูดไปยังบอดี้มากขึ้น ดังรูปที่ 2.9 (ค) ทำให้มอสเฟตต้องใช้  $V_{GS}$  มาก ขึ้น เพื่อดึงดูดอิเล็กตรอนอิสระให้มาสะสมมากขึ้นและสร้างชั้นผิวนกกลับบริเวณใต้เกต ซึ่งส่งผลให้ค่า  $V_{GS}$  น้อยที่สุดที่ทำให้เกิดช่องนำกระแส หรือแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟตจะมีค่าเพิ่มขึ้น โดยสรุปคือ เมื่อ NMOS มี  $V_{SB} > 0$  จะทำให้  $V_T$  มีค่ามากขึ้น และในทางตรงกันข้ามเมื่อ  $V_{SB} < 0$  จะทำให้  $V_T$  มี ค่าลดลง ซึ่งเรียกเหตุการณ์ข้างต้นว่า ผลของบอดี้ (body effect) สามารถอธิบายได้ดังนี้ [11]

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

โดยที่  $V_{T0}$  คือ  $V_T$  เมื่อ  $V_{SB} = 0$  และ  $\phi_F = (kT/q)\ln(N_{SUB}/n_i)$  คือ ศักย์ไฟฟ้าเฟอร์มี (Fermi potential) ของฐานรองหรือบอดี้ของมอสเฟต  $\gamma = \frac{\sqrt{2qN_{sub}\epsilon_{si}}}{C_{ox}}$  คือสัมประสิทธิ์ของผลของบอดี้ และ  $\epsilon_{si} = 11.8 \epsilon_0$  คือ สภาพยอมทางไฟฟ้าของซิลิคอน  $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} F/m$  คือ สภาพยอมทาง ไฟฟ้าของอากาศว่าง (free-space permittivity) และ  $N_{sub}$  คือ ความเข้มข้นสารเจือในฐานรอง โดยทั่วไป  $\gamma$  จะมีค่าประมาณ 0.3-0.4  $V^{1/2}$



รูปที่ 2.9 (ก) NMOS ที่มีการไบอัสขาบอดี และการเปลี่ยนแปลงของประจุในเขตปลอดพาหะ (ข) เมื่อ  $V_{SB} = 0$  และ (ค) เมื่อ  $V_{SB} > 0$  [12]

2.3.4 ผลของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะของมอสเฟต

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลกระทบของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะของมอสเฟต โดยสามารถพิจารณาคคุณลักษณะการผันแปรของตัวแปรใดๆ ( $x$ ) กับอุณหภูมิ ( $T$ ) ได้ด้วยสัมประสิทธิ์การผันแปรอุณหภูมิ (Temperature Fractional Coefficient:  $TC_F$ ) ซึ่งนิยามได้ดังนี้

$$TC_F(x) = \frac{1}{x} \cdot \left( \frac{\partial x}{\partial T} \right) \tag{2.15}$$

โดยทั่วไป ค่า  $TC_F$  ตามสมการที่ (2.15) จะถูกคูณด้วย  $10^6$  และแสดงค่าเป็นส่วนต่อล้านหน่วย (parts per million: ppm) ต่ออุณหภูมิ  $^{\circ}\text{C}$  หรือ ppm/ $^{\circ}\text{C}$

ตัวแปรสำคัญของมอสเฟตที่มีค่าผันแปรกับอุณหภูมิ ได้แก่ ความคล่องตัว ( $\mu_n$ ) และ แรงดันขีดเริ่ม ( $V_T$ )

### 2.3.5 การแปรผันกับอุณหภูมิของค่าความคล่องตัว

เมื่อพิจารณาอุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้น พบว่าจะทำให้ความคล่องตัวของอิเล็กตรอน ( $\mu_n$ ) ของมอสเฟตจะมีค่าลดลง โดยสามารถวิเคราะห์ความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-\alpha} \quad (2.16)$$

โดยที่  $T$  คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ มีหน่วยเป็นเคลวิน (K),  $T_0$  คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์อ้างอิง ซึ่งโดยปกติใช้อุณหภูมิห้องที่ 300 K และ  $\alpha$  คือ ค่าคงที่ของการผันแปร ซึ่งโดยปกติมีค่าประมาณ 1.2-2 จากสมการข้างต้นที่ (2.16) สามารถคำนวณค่าอนุพันธ์ของ  $\mu_n$  เทียบกับอุณหภูมิได้เป็น

$$\left. \frac{\partial \mu_n(T)}{\partial T} \right|_{T=T_0} = \mu_n(T_0) \cdot (-\alpha) \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-(\alpha+1)} \cdot \left(\frac{1}{T_0}\right) \quad (2.17)$$

และค่าจาก ค่า  $TC_F(\mu_n)$  ที่  $T = T_0$  มีค่าเป็น

$$TC_F(\mu_n)|_{T=T_0} = \frac{1}{\mu_n(T_0)} \cdot \left. \frac{\partial \mu_n(T)}{\partial T} \right|_{T=T_0} = -\frac{\alpha}{T_0} \quad (2.18)$$

ในช่วงอุณหภูมิใกล้เคียง  $T_0$  อาจใช้การประมาณเชิงเส้นเพื่อแสดงความสัมพันธ์ของ  $\mu_n$  ได้ดังนี้

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \left(1 + TC_F(\mu_n)|_{T=T_0} \cdot (T - T_0)\right) \quad (2.19)$$

$$= \mu_n(T_0) \left(1 + \frac{\alpha}{T_0} (T - T_0)\right) \quad (2.20)$$

### 2.3.6 การผันแปรของแรงดันขีดเริ่มกับอุณหภูมิ

เมื่อพิจารณาอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป พบว่าจะทำให้แรงดันขีดเริ่ม ( $V_T$ ) ของมอสเฟตมีค่าเปลี่ยนไป โดยสามารถวิเคราะห์ได้จากความสัมพันธ์ของ  $V_T$  ได้ดังนี้

$$V_T = \phi_{MS} + 2\phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (2.21)$$

โดยที่  $Q_{dep} = \sqrt{2qN_{sub} \epsilon_{si} |2\phi_F|} - Q_{ss}$  และ  $\phi_{MS} Q_{ss}$  และ  $C_{ox}$  มีค่าเป็นอิสระกับอุณหภูมิ ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอนุพันธ์ของ  $V_T$  เทียบกับอุณหภูมิได้ดังนี้

$$\frac{\partial V_T}{\partial T} = 2 \frac{\partial \phi_F}{\partial T} + \frac{\sqrt{4qN_{sub} \epsilon_{si}}}{2C_{ox}\sqrt{\phi_F}} \cdot \frac{\partial \phi_F}{\partial T} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial \phi_F}{\partial T} = -\frac{1}{T} \left( \frac{E_g}{2q} - \phi_F \right) \quad (2.23)$$

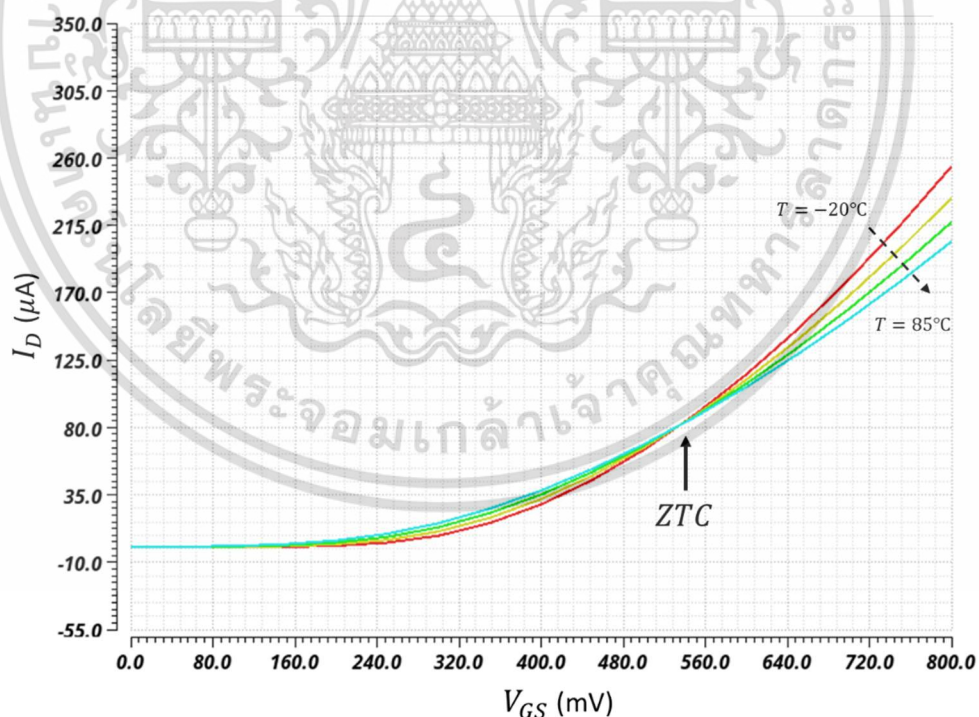
โดยที่  $E_g = 1.12 \text{ eV}$  คือ ศักย์ไฟฟ้าแบนด์แกปของซิลิคอน ดังนั้น

$$\frac{\partial V_T}{\partial T} = -\frac{1}{T} \left( \frac{E_g}{2q} - \phi_F \right) \left( 2 + \frac{\gamma}{\sqrt{2\phi_F}} \right) \quad (2.24)$$

โดยที่  $\gamma = \frac{\sqrt{2qN_{sub}\epsilon_{si}}}{C_{ox}}$  และถ้าสมมติให้  $\phi_F < 0.5(E_g/q)$  ดังนั้น  $V_T$  จะมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น โดยมามีค่าสัมประสิทธิ์การผันแปรประมาณ  $-0.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  ถึง  $-4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  [13]

### 2.3.7 การผันแปรของกระแสเดรนกับอุณหภูมิ

จากหัวข้อที่ผ่านมาข้างต้น พบว่าเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น มอสเฟตจะมี  $\mu_n$  และ  $V_T$  ลดลง ดังนั้น ถ้ามอสเฟตถูกไบอัสด้วยแรงดัน  $V_{GS}$  ที่มีค่าคงที่ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้  $\mu_n$  มีค่าลดลงส่งผลให้  $I_D$  มีค่าลดน้อยลง ในทางตรงกันข้ามเมื่อ  $V_T$  มีค่าน้อยลงจะทำให้  $I_D$  มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นพบว่าผลกระทบของการผันแปรของ  $\mu_n$  และ  $V_T$  ที่มีต่อ  $I_D$  เป็นไปในทิศทางตรงกันข้าม



รูปที่ 2.10 คุณสมบัติสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ  $I_D$  เป็นศูนย์ (ZTC) ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D - V_{GS}$  ของมอสเฟตในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$  แสดงดังรูปที่ 2.10 ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อมอสเฟตมี  $V_{GS}$  น้อย จะมี  $I_D$  เพิ่มขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น เนื่องจากการลดลงของ  $V_T$  ส่งผลกระทบต่อ  $I_D$  มากกว่า  $\mu_n$  ในทางตรงกันข้าม เมื่อมอสเฟตมี  $V_{GS}$  มาก จะมี  $I_D$  ลดลง เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น เนื่องจากการลดลงของ  $V_T$  ส่งผลกระทบต่อ  $I_D$  น้อยกว่า  $\mu_n$  เมื่อพิจารณาที่ตำแหน่งแรงดัน  $V_{GS}$  ค่าหนึ่ง จะพบว่า  $I_D$  จะมีค่าคงที่และไม่ผันแปรตามอุณหภูมิ เนื่องจากผลของ  $\mu_n$  และ  $V_T$  ที่ตำแหน่งดังกล่าวหักล้างกันพอดี ส่งผลให้ ณ ตำแหน่งดังกล่าวมีสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิของ  $I_D$  เป็นศูนย์ (Zero Temperature Coefficient: ZTC)

## 2.4 ตัวต้านทาน

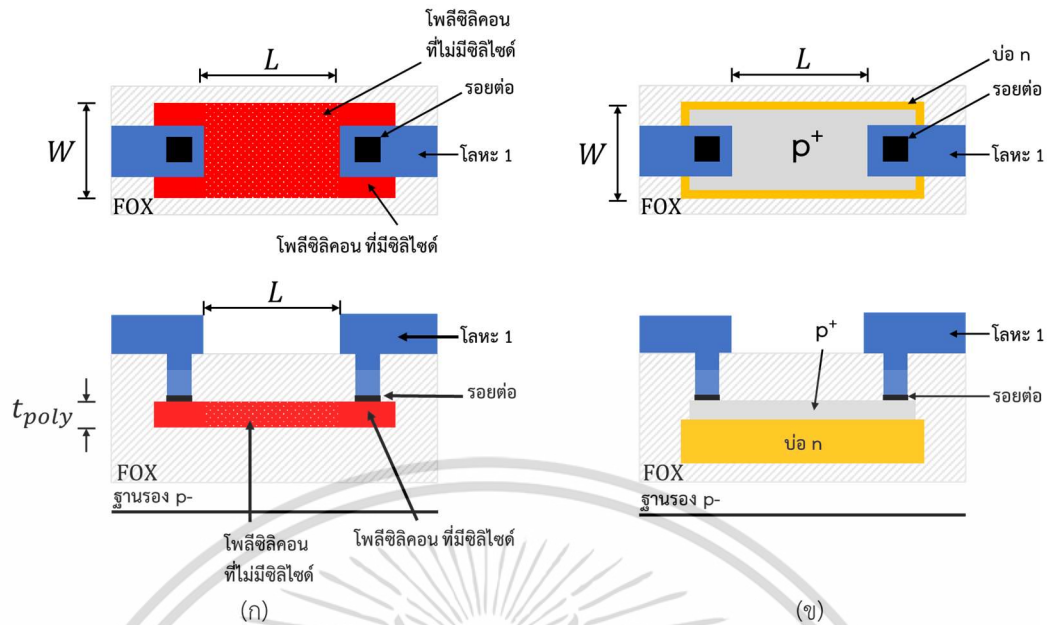
ตัวต้านทานในเทคโนโลยีซีมอส นิยมนำมาใช้งานเป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิได้ด้วยตัวเอง ซึ่งสามารถอ่านค่าอุณหภูมิได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่แปรผันตามอุณหภูมิ โดยความต้านทานที่เปลี่ยนไปตามอุณหภูมিবนวงจรรวม สามารถประมาณได้ ดังนี้ [14]

$$R(T) = R_0(1 + TC_1(T - T_0) + TC_2(T - T_0)^2) \quad (2.25)$$

โดย  $R_0$  คือ ความต้านทานที่อุณหภูมิห้อง และ  $TC_1$  และ  $TC_2$  คือสัมประสิทธิ์อุณหภูมิอันดับหนึ่ง และ สอง ตามลำดับ

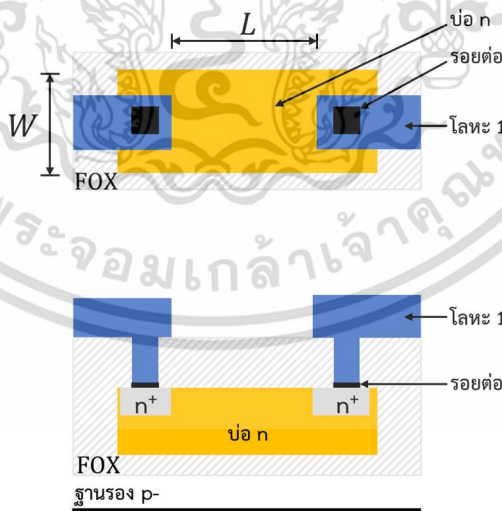
โดยทั่วไป ชั้นสารที่นิยมในการสร้างตัวต้านทานในเทคโนโลยีซีมอส ได้แก่ 1) ชั้นโพลีซิลิกอน (polysilicon resistor) 2) ชั้นแพร่  $n^+$  หรือ  $p^+$  (diffusion resistor) ที่ใช้เป็นชั้นซอร์สและเดรนของมอสเฟต และ 3) ชั้นบ่อ  $n$  หรือ  $p$  (well resistor) โดยภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานโพลีซิลิกอน แสดงดังรูปที่ 2.11 (ก) ซึ่งสร้างด้วยการวางชั้นโพลีซิลิกอนที่ล้อมรอบด้วยชั้น ออกไซด์หนา (FOX) และปิดกั้นการสร้างชั้นซิลิไซด์บนโพลีซิลิกอน ทำให้มีสภาพต้านทาน

รูปที่ 2.11 (ข) แสดงภาพด้านบน และภาพตัดขวางของตัวต้านทานชั้นแพร่  $p^+$  ( $p^+$  diffusion resistor) ซึ่งมีบ่อ  $n$  เป็นฐานรองเพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจรกับฐานรอง และมีรอยต่อโลหะเป็นขั้วทั้งสองด้านของตัวต้านทาน



รูปที่ 2.11 (ก) ภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานโพลีซิลิคอน (ข) ภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานแพร่ p+ [12]

นอกจากนี้ ภาพด้านบน และภาพตัดขวางของตัวต้านทานบ่อ n (n-well resistor) ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ใช้ชั้นบ่อ n และสร้างขั้วรอยต่อผ่านชั้นแพร่ n<sup>+</sup> และรอบต่อโลหะด้วย โดยทั่วไป ตัวต้านทานชนิด n-well มีค่าแปรผันค่อนข้างมากกับกระบวนการสร้าง ดังนั้น จึงมักนิยมใช้สร้างตัวต้านทานขนาดใหญ่ที่ไม่ต้องการความแม่นยำสูง



รูปที่ 2.12 ภาพด้านบนและภาพตัดขวางของตัวต้านทานบ่อ n [12]

จากตารางที่ 2.1 [14] แสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิอยู่ระหว่าง 0.1%/°C และ 0.4%/°C ขึ้นอยู่กับชนิดของตัวต้านทาน โดยทั่วไปสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของตัวต้านทานชนิดชั้นบ่อ n

(N-Well resistor) และชั้น n -โพลีซิลิคอน (N-Poly resistor) ที่อุณหภูมิ 25°C มีค่า +0.3%/°C ซึ่งไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายความว่าค่าความต้านทานสามารถเปลี่ยนแปลงได้ถึง 72% ตลอดช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-50^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  จึงเป็นผลให้ตัวต้านทานไวต่อการเปลี่ยนอุณหภูมิ นอกจากนี้ตัวต้านทานชนิด n-well แปรปรวนต่อกระบวนการสร้างอย่างมาก ในเทคโนโลยีซีมอสตัวต้านทานสามารถเปลี่ยนแปลงได้ถึง 15-20% ส่งผลให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นของความต้านทานกับอุณหภูมิ เพื่อที่จะทำให้เซ็นเซอร์ชนิดนี้มีความแม่นยำสูงขึ้น จำเป็นต้องอาศัยการปรับค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิที่มากกว่าหนึ่งตำแหน่ง ซึ่งขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ดังตัวอย่างเช่น  $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$  ( $3\sigma$ ) จาก  $-55^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$  หลังจากปรับค่าที่ 2 ตำแหน่ง และ  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  ( $3\sigma$ ) จาก  $-45^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  หลังจากปรับค่าที่ 1 ตำแหน่ง เป็นต้น

ตารางที่ 2.1 คุณลักษณะของตัวต้านทานชนิดต่างๆ ในวงจรรวม ในเทคโนโลยีซีมอสขนาด  $0.18\ \mu\text{m}$  [14]

ชนิดของตัวต้านทาน	$TC_1$	$TC_2$	ความต้านทาน ( $\Omega/(\mu\text{m})^2$ )
Metal 1	0.338	$-6.29 \times 10^{-5}$	77m
Silicide P+ poly	0.298	$4.87 \times 10^{-5}$	8
Silicide N+ poly	0.311	$-1.32 \times 10^{-5}$	8
N-well	0.250	$8.56 \times 10^{-4}$	415
non-silicide P+ poly	-0.028	$3.00 \times 10^{-5}$	352
non-silicide N+ poly	-0.016	$4.18 \times 10^{-5}$	113

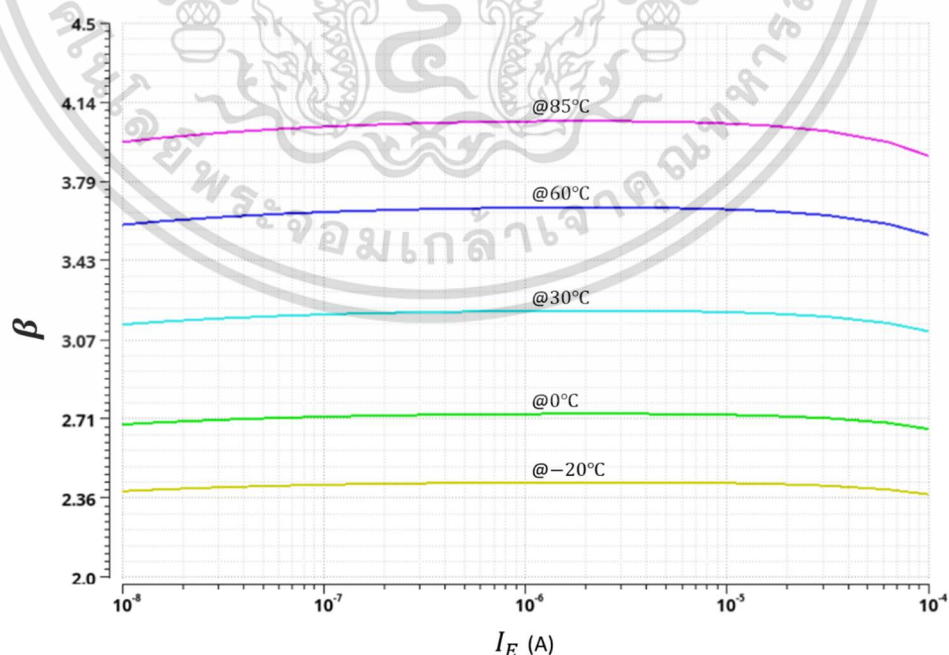
## 2.5 Process Variation

ความผันแปรของกระบวนการผลิต (process variations) จะส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะและสมรรถนะการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆในวงจรรวม ตัวอย่างเช่น ความผันแปรความเข้มข้นสารเจือ หรือความผันแปรของอุณหภูมิ ในขั้นตอนต่างๆของกระบวนการผลิต ซึ่งทำให้คุณลักษณะของมอสเฟตเปลี่ยนไป เช่น ความเข้มข้นสารเจือของซอร์สหรือเดรน ความหนาของชั้นออกไซด์เกต ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อคุณสมบัติเชิงไฟฟ้าโดยตรง เช่น แรงดันขีดเริ่ม ความจุไฟฟ้ารอยต่อ เป็นต้น ดังนั้นความผันแปรของกระบวนการผลิตจะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ และวงจรรวมต่างๆ เพื่อให้ได้วงจรรวมที่สามารถใช้งานได้จริงเมื่อเข้าสู่กระบวนการผลิต จำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องคำนึงถึงผลกระทบเหล่านี้ในขั้นตอนการผลิต

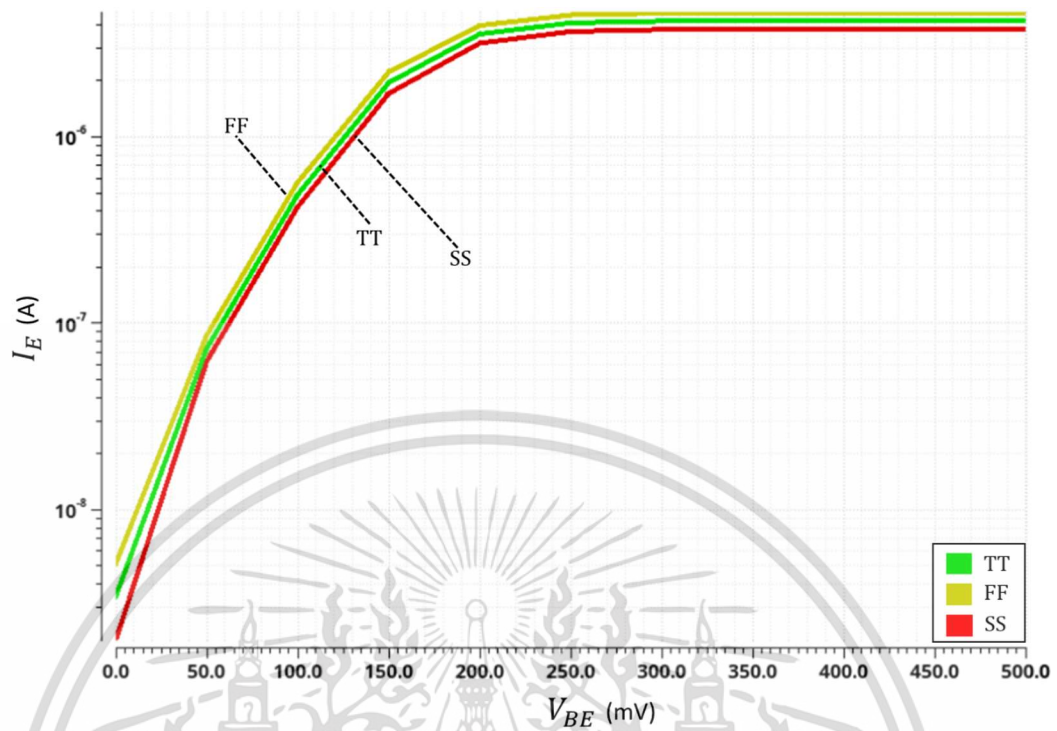
ในปัจจุบัน แบบจำลองทางไฟฟ้ามีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้มอสเฟตและอุปกรณ์ต่างๆ สามารถจำลองผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความผันแปรของกระบวนการผลิตได้ สามารถทำให้จำลองการทำงานเพื่อตรวจสอบผลที่เกิดขึ้นต่อการทำงานของวงจร ก่อนที่จะส่งวงจรมานั้นเข้าสู่กระบวนการผลิต โดยทั่วไป process corners ของมอสเฟต จะแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่ม ได้แก่ 1) แบบจำลองปกติ (typical model) 2) แบบจำลองเร็ว (fast model) และ 3) แบบจำลองช้า (slow model) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

model) โดยในแบบจำลองเร็ว มอสเฟตจะมีแรงดันขีดเริ่มและความจุไฟฟ้ารอตอซอร์ส-บอดี้ น้อยกว่าปกติ และมีความจุไฟฟ้าออกไซด์และความคล่องตัวพาหะมากกว่าปกติ ในส่วนแบบจำลองช้า มอสเฟตจะมีความจุไฟฟ้ารอตอและแรงดันขีดเริ่มมากกว่าปกติ และมีความจุไฟฟ้าออกไซด์และความคล่องตัวพาหะน้อยกว่าปกติ จากตัวอย่างรูปที่ 2.13 แสดงค่า  $\beta$  ของ BJT ต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนไปในเทคโนโลยีซีมอสขนาด  $0.18 \mu\text{m}$  รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์กระแสและแรงดันของ BJT ที่ process corners TT, FF, SS เมื่อพิจารณาที่ corners FF จะพบว่ากระแส  $I_E$  มีค่าสูงขึ้นเนื่องจากอัตราขยายกระแสที่ corners FF มีค่าสูงขึ้น และรูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์กระแสและแรงดันของมอสเฟตที่ process corners TT, FF, SS เมื่อพิจารณาที่ corners FF จะพบว่ากระแส  $I_D$  มีค่าสูงขึ้นเนื่องจากแรงดันขีดเริ่ม corners FF มีค่าลดลง

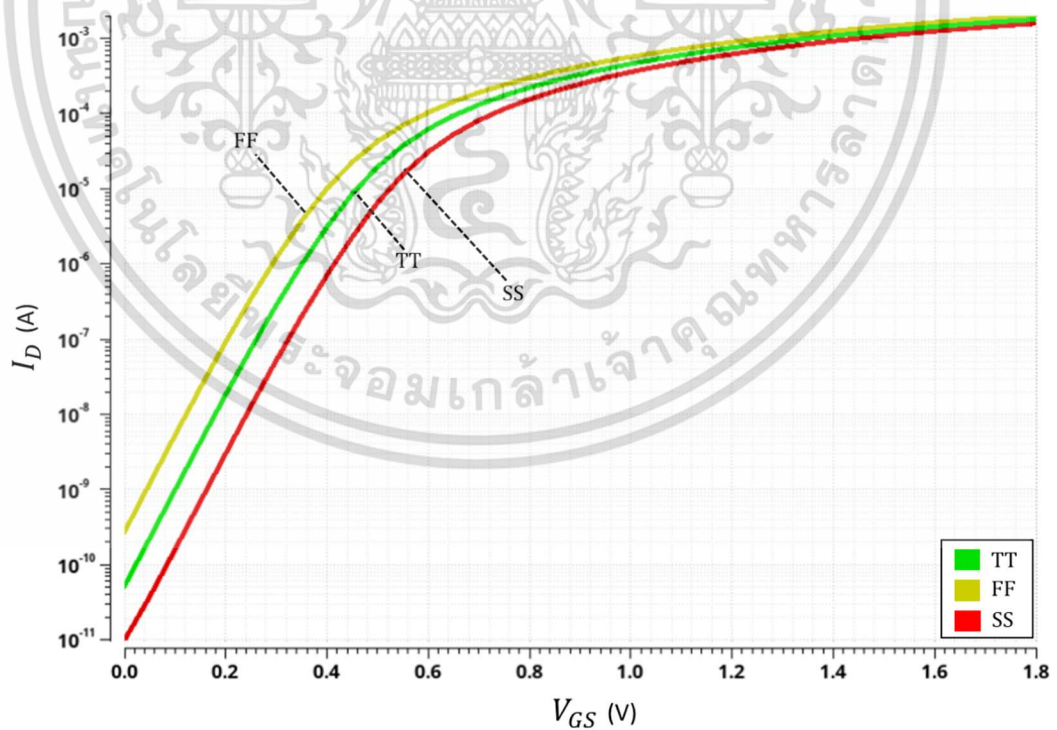
นอกจากความผันแปรของกระบวนการผลิตแล้ว อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปยังส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะและสมรรถนะการทำงานของวงจรรวม วงจรรวมที่ดีควรออกแบบให้สามารถทำงานในช่วงอุณหภูมิและแรงดันไฟเลี้ยงค่าหนึ่ง ดังนั้นการออกแบบวงจรควรวางแผนถึงการทำงาน ภายใต้ผลกระทบจากความผันแปรของอุณหภูมิ (temperature variation) และความผันแปรของแรงดันไฟเลี้ยง (supply voltage variation) โดยความผันแปรทั้งสามนั้นสามารถเรียกได้ว่า ความผันแปร PVT (Process-Voltage Temperature variations) โดยทั่วไป วงจรรวมมีช่วงอุณหภูมิการทำงาน (operating temperature range) ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ตามการใช้งาน โดยแบ่งเป็น 3 ประเภทหลักๆ คือ 1. สำหรับการค้ามีช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $0^\circ\text{C}$  ถึง  $70^\circ\text{C}$  2. สำหรับอุตสาหกรรมมีช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-20^\circ\text{C}$  ถึง  $85^\circ\text{C}$  3. สำหรับทางการทหารมีช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-55^\circ\text{C}$  ถึง  $125^\circ\text{C}$  และช่วงแรงดันไฟเลี้ยงที่เหมาะสมสำหรับการทำงานอยู่ในช่วง  $\pm 10\%$  จากแรงดันไฟเลี้ยงค่าปกติ



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์  $\beta$  และกระแส  $I_E$  เมื่อเปลี่ยนอุณหภูมิ ในเทคโนโลยีซีมอสขนาด  $0.18 \mu\text{m}$   
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_E$  และแรงดัน  $V_{BE}$

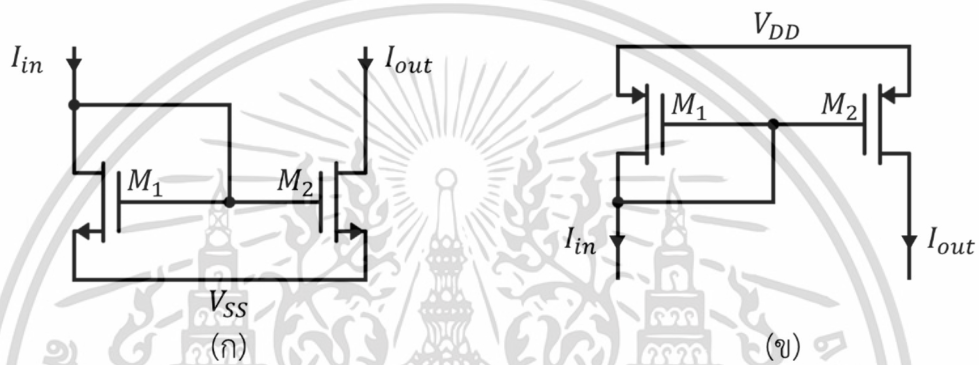


รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และแรงดัน  $V_{GS}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) เป็นวงจรพื้นฐานในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เป็นส่วนสำคัญในการกระจายแสงจากแหล่งจ่ายไปยังส่วนต่างๆ แสดงดังรูปที่ 2.16 แสดงวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน ซึ่งทำงานโดยวงจรจะรับกระแสอินพุตและให้กระแสเอาต์พุตที่มีค่าเท่ากัน หรือมีสัดส่วนเป็นจำนวนเท่าของกระแสอินพุต ซึ่งอาศัยหลักการพื้นฐานของมอสเฟต 2 ตัวหรือมากกว่า ซึ่งมีขนาด  $W/L$  เท่ากันและมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ โดยมีแรงดันเกต-ซอร์สเท่ากัน ทำให้มีกระแสเดรนที่มีค่าเท่ากัน หรือเป็นไปตามสัดส่วนของจำนวนมอสเฟต



รูปที่ 2.16 วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐาน (ก) แบบดึงกระแส (ข) แบบจ่ายกระแส

จากรูปที่ 2.16 แสดงวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานทั้งแบบ NMOS และ PMOS ซึ่งทำงานในลักษณะดึงกระแสและจ่ายกระแสตามลำดับ เมื่อพิจารณามอสเฟตอินพุต  $M_1$  ที่มีการเชื่อมกันระหว่างขาเกตกับขาเดรน หรือการเชื่อมต่อแบบไดโอด ทำหน้าที่เป็นตัวรับกระแสอินพุต และ  $M_2$  ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนกระแสให้กระแสเอาต์พุต จาก  $M_1$  โดยมอสเฟตทั้งสองมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และทำงานในย่านอิ่มตัว จึงพบว่า  $V_{GS1} = V_{GS2}$  จะได้  $r_{in} \approx \frac{1}{gm}$ ,  $r_{out} = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}}$  และ  $V_{min} = V_{DS} (sat)$  ดังนั้นกระแส  $I_D$  มอสเฟตทั้ง 2 จะได้ [12]

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(\mu_n C_{ox})_2 \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2 (1 + \lambda V_{DS2})}{(\mu_n C_{ox})_1 \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 (1 + \lambda V_{DS1})} \quad (2.26)$$

โดยทั่วไปสมมติให้มอสเฟต  $M_1$  และ  $M_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการทำให้  $(\mu_n C_{ox})_1 = (\mu_n C_{ox})_2$  และ  $V_{T1} = V_{T2}$  จะได้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2 (1 + \lambda V_{DS2})}{\left(\frac{W}{L}\right)_1 (1 + \lambda V_{DS1})} \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้าสมมติให้  $V_{DS1} = V_{DS2}$  จะได้

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \quad (2.28)$$

ดังนั้น อัตราส่วนของกระแส  $\left(\frac{I_{out}}{I_{in}}\right)$  จะแปรผันตามอัตราส่วนขนาดทางารภาพ  $\left(\frac{W}{L}\right)$  ของมอสเฟต ซึ่งทำให้สามารถออกแบบขนาดกระแสได้จากการปรับขนาดของมอสเฟตตามความต้องการ

## 2.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่แปรผันกับอุณหภูมิ

วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่แปรผันตามอุณหภูมิ (proportional-to-absolute temperature: PTAT) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.17 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ BJT ชนิด PNP 2 ตัวคือ  $Q_1$  และ  $Q_2$  โดยกำหนดให้พื้นที่อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  มีขนาดใหญ่กว่า  $Q_2$  เป็น  $m$  เท่า หรือ  $A_{E1} = mA_{E2}$  และมอสเฟต  $M_{1-4}$  เป็นวงจรสะท้อนกระแส เมื่อวิเคราะห์วงจรด้วยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้

$$V_{EB1} + I_1 R_1 + V_{GS1} - V_{GS2} - V_{EB2} = 0 \quad (2.29)$$

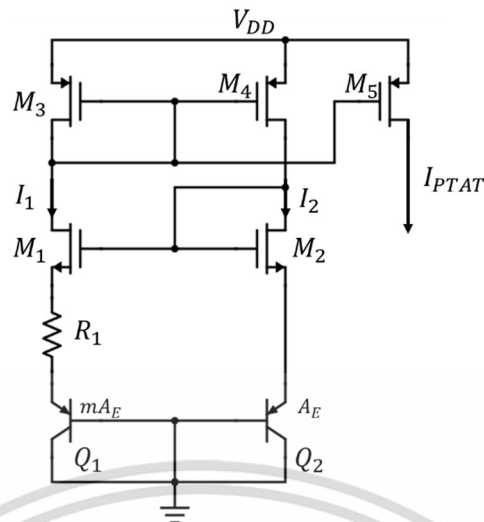
ถ้าสมมติให้  $(W/L)_1 = (W/L)_2$  และ  $(W/L)_3 = (W/L)_4$  จะทำให้  $I_1 = I_2$  และ  $V_{GS1} = V_{GS2}$  ดังนั้น  $V_{EB}$  ของ BJT จะมีค่าเป็น

$$V_{EB} = U_T \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right) = U_T \ln \left( \frac{I_C}{A_E J_S} \right) \quad (2.30)$$

โดยที่  $U_T$  คือ แรงดันความร้อน มีค่าเท่ากับ  $\frac{KT}{q}$  และ  $I_C$  คือ กระแสคอลเล็กเตอร์ และ  $I_S = A_E J_S$  คือ กระแสอิมิตเตอร์ย้อนกลับ  $A_E$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ และ  $J_S$  คือ ความหนาแน่นกระแสอิมิตเตอร์ย้อนกลับ ดังนั้นถ้าสมมติให้  $(W/L)_4 = (W/L)_5$  จะได้ [12]

$$I_{PTAT} = I_1 = \frac{V_{EB2} - V_{EB1}}{R_1} = \frac{U_T}{R_1} \ln(m) \quad (2.31)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  $I_{PTAT}$  จะมีค่าแปรผันตรงกับอุณหภูมิ และมีค่าขึ้นอยู่กับ  $R_1$  และ  $m$



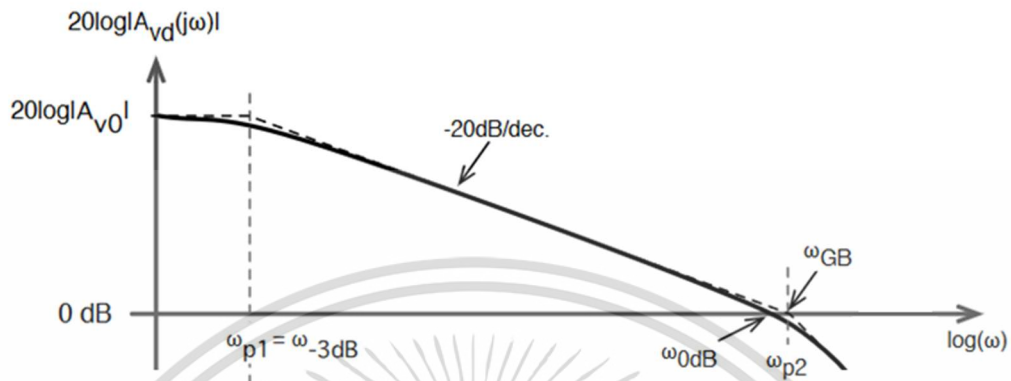
รูปที่ 2.17 แหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงที่ใช้ผลรวมของ  $I_{PTAT}$

## 2.8 วงจร Fully Differential Folded Cascode Amplifier

วงจรออปแอมป์ภาคเดียวเป็นหนึ่งในวงจรที่สำคัญในกระบวนการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เนื่องจากวงจรวงจรออปแอมป์ภาคเดียวแบบพื้นฐานมีข้อจำกัดของวงจรถือ มีอัตราขยายค่อยข้างน้อยซึ่งโดยทั่วไปมีค่าประมาณ 20-40 dB และมีช่วงแอมพลิจูดแรงดันเอาต์พุตที่จำกัดมาก เมื่อพิจารณาจากข้อจำกัดในการออกแบบทั้งด้านกำลังงาน อัตราขยาย และช่วงแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตแล้วพบว่า วงจรออปแอมป์ภาคเดียวที่ใช้เทคนิคคาสโคดแบบพับมีคุณสมบัติเป็นไปตามที่ต้องการ ซึ่งโครงสร้างวงจรวงจรออปแอมป์ แสดงรูปที่ 2.18 (ก) ซึ่งมี  $M_1$  และ  $M_2$  เป็นมอสเฟตอินพุต มี  $M_3$  และ  $M_4$  เป็นมอสเฟตคาสโคด มีแหล่งจ่ายกระแส  $I_{SS}$  ไบอัสคุ่มมอสเฟตอินพุตและใช้  $I_3$  และ  $I_4$  เพื่อไบอัสมอสเฟตคาสโคด และมี  $I_1$  และ  $I_2$  เป็นแอกทีฟโหลด โดยวงจรมี  $I_1 = I_2$  และ  $I_3 = I_4 = I_1 + 0.5I_{SS}$  นอกจากนี้รูปที่ 2.18 (ข) แสดงถึงวงจรในรูปที่ 2.18 (ก) โดยสร้างแหล่งจ่ายกระแส  $I_1 - I_4$  ด้วยมอสเฟต  $M_5 - M_{10}$  ตามลำดับ และมี  $C_L$  เป็นค่าตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต ถ้าไบอัสให้มอสเฟตทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัว จะได้ว่า  $V_{out}(min) > V_{DS4}(sat) + V_{DS10}(sat)$  และ  $V_{out}(max) < V_{DD} - V_{SD6}(sat) - V_{SD8}(sat)$  ซึ่งแสดงว่า วงจรออปแอมป์แบบคาสโคดแบบพับมี  $V_{out}(min)$  น้อยกว่าวงจรวงจรออปแอมป์แบบคาสโคดทั่วไป เนื่องจากวงจรวงจรออปแอมป์แบบคาสโคดทั่วไปไม่มีแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งทำให้  $V_{out}(min)$  มีค่าสูงกว่า  $V_{out}(min)$  ของวงจรวงจรออปแอมป์แบบคาสโคดแบบพับเท่ากับ  $V_{DS}(sat)$  ดังนั้น วงจรออปแอมป์คาสโคดแบบพับจะมีช่วงแอมพลิจูดเอาต์พุตมากขึ้นเล็กน้อย แต่ต้องใช้กระแสมากขึ้น



โดย  $A_{v0}$  คือ อัตราขยายผลต่างที่แรงดันไฟตรง และ  $\omega_{p1}$  คือ โพลเด่น (dominant pole) และมี  $\omega_{p2}$  คือ โพลรอง (non-dominant poles)



รูปที่ 2.19 ผลตอบสนองความถี่เชิงขนาดของ  $A_{vd}(j\omega)$

โดยถ้าสมมติให้  $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$  ออปแอมป์จะมีแบนด์วิดท์  $\omega_{-3dB} \approx \omega_{p1}$  โดย  $\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_o C_L}$  และ  $\omega_{p2} \approx \frac{g_{m3,4}}{C_2}$  เมื่อ  $C_2$  คือ ค่าตัวเก็บประจุแผ่นที่ขาเดรนของ M9 หรือ M10 และเมื่อความถี่อินพุตสูงขึ้น อัตราขยาย  $20\log |A_{vd}(j\omega)|$  จะมีขนาดลดลงในอัตรา  $-20 \text{ dB/decade}$  โดยเมื่อ  $\omega_{p1} < \omega < \omega_{p2}$  อัตราขยายจะเป็น

$$|A_{vd}(j\omega)| \approx \left| \frac{A_{v0}}{1 - \frac{j\omega}{\omega_{p1}}} \right| \quad (2.33)$$

โดยเมื่อ  $\omega_{p1} \ll \omega < \omega_{p2}$  จะได้

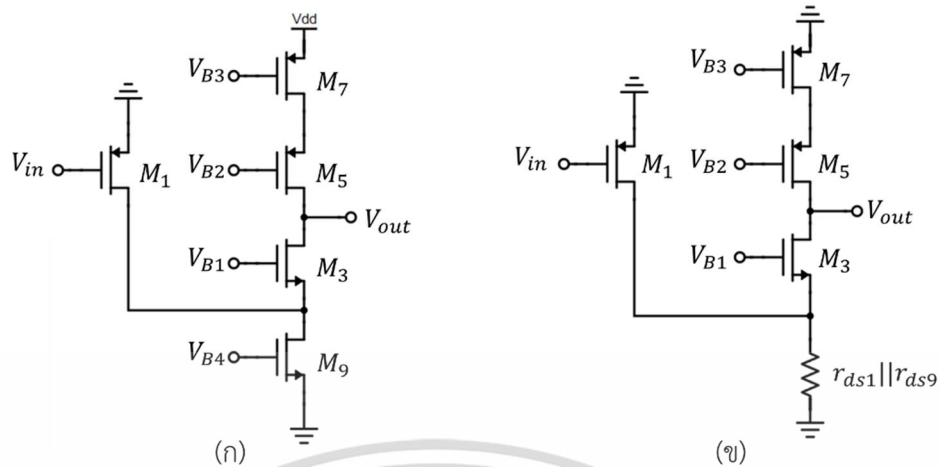
$$|A_{vd}(j\omega)| \approx \left| \frac{A_{v0}}{1 - \frac{j\omega}{\omega_{p1}}} \right| = \frac{A_{v0}\omega_{p1}}{\omega} \quad (2.34)$$

ดังนั้น ความถี่ที่  $|A_{vd}(j\omega)| = 1$  หรือ  $0 \text{ dB}$  จะมีค่าเป็น

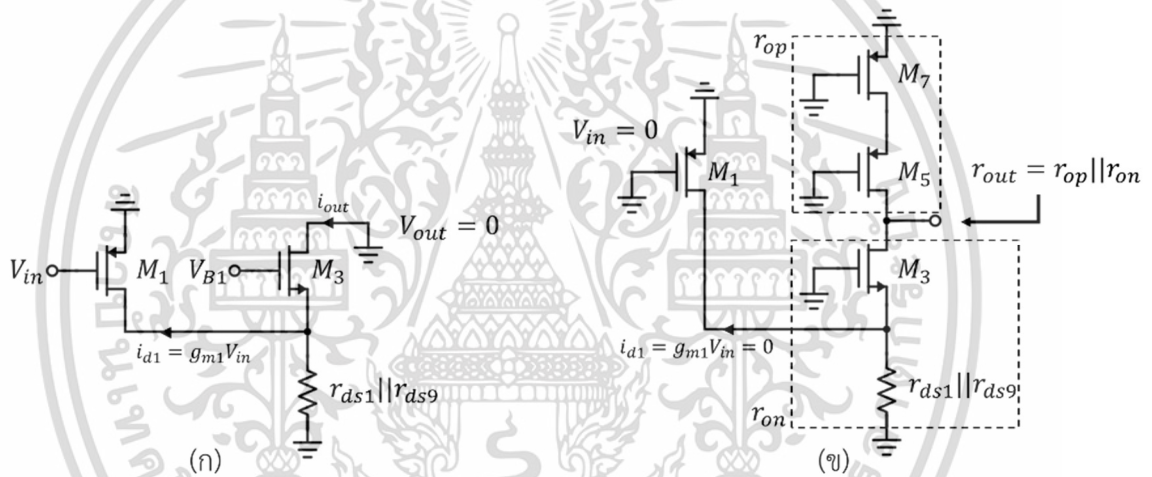
$$\omega = A_{v0} \cdot \omega_{p1} = \omega_{GB} \quad (2.35)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับ ผลคูณของอัตราขยายไฟตรงกับแบนด์วิดท์ (gain-bandwidth product:  $\omega_{GB}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 (ก) และ (ข) วงจรครึ่งสมมูลของออปแอมป์แคสโค้ดแบบพับ



รูปที่ 2.21 (ก) วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ทรานส์คอนดักแตนซ์ (ข) วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์ความต้านทานเอาต์พุต

เมื่อวิเคราะห์อัตราขยายผลต่างของวงจรออปแอมป์ดังรูปที่ 2.18 (ข) ได้จากการพิจารณาครึ่งวงจรถสมมูล ในรูปที่ 2.20 (ก) และรูปที่ 2.20 (ข) และสามารถแสดงอัตราขยายแรงดันได้เป็น

$$A_{vd} = G_m \cdot r_{out} \tag{2.35}$$

โดยสามารถวิเคราะห์หา  $G_m$  สามารถวิเคราะห์ได้จากการลัดวงจรที่เอาต์พุต ( $V_{out}$ ) และคำนวณ  $(i_{out}/V_{in})$  ดังรูปที่ 2.21 (ก) ซึ่งแสดงให้เห็นว่า กระแส  $i_{out}$  แบ่งไหลมาระหว่างความต้านทานที่ซอร์สของ M3 และ  $(r_{ds} || r_{ds9})$  โดยจะเห็นว่า  $i_{out}$  เป็นส่วนหนึ่งของ  $i_{d1}$  ที่ไหลเข้าความต้านทานขาซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

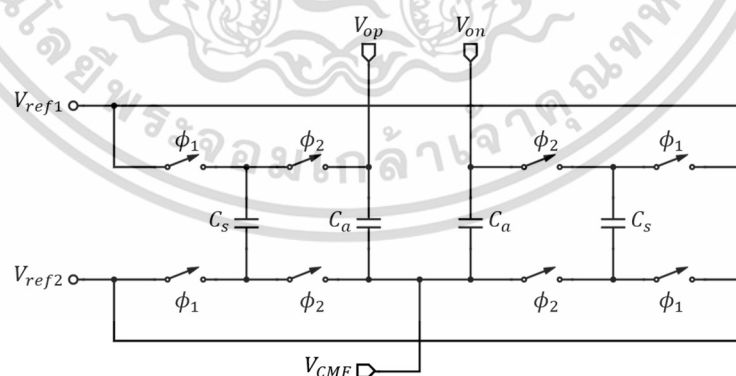
อาร์สของ M3 หรือ  $1/(g_{m3} + g_{mb3} + g_{ds3})$  ประมาณ  $1/g_{m3}$  โดยปกติจะมีค่าน้อยกว่า  $(r_{ds1} || r_{ds9})$  มาก ดังนั้น จึงประมาณได้ว่า  $i_{out} = i_{d1} = g_{m1} V_{in}$  หรือ  $G_m = \frac{i_{out}}{V_{in}} = g_{m1}$

หากพิจารณา  $r_{out}$  โดยวิเคราะห์ในรูปที่ 2.21 (ข) ซึ่งสามารถแสดงได้ว่า  $r_{out} = (r_{on} || r_{op}) = g_{m3} r_{ds3} (r_{ds1} || r_{ds9}) || g_{m5} r_{ds5} r_{ds7}$  ดังนั้น อัตราขยายแรงดันผลต่างของวงจรออปแอมป์ในรูปที่ 2.17 จะมีค่าเป็น

$$A_{vd} \approx g_{m1} [g_{m3} r_{ds3} (r_{ds1} || r_{ds9}) || g_{m5} r_{ds5} r_{ds7}] \quad (2.37)$$

ข้อดีของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคสโคดแบบพับ คือ ออปแอมป์สามารถใช้งานได้อย่างสะดวกในการใช้งานเป็นวงจรบัฟเฟอร์แรงดัน หรือใช้กับการป้อนกลับแบบลบ เนื่องจากออปแอมป์ภาคเดียวได้โดยใช้เทคนิคสโคดธรรมดา เมื่อใช้งานเป็นวงจรบัฟเฟอร์แรงดัน คือ มีการต่อเอาต์พุต เข้ากับขาอินพุตของออปแอมป์ ซึ่งทำให้มีช่วงแวกแรงดันเอาต์พุตที่จำกัดมาก แต่สามารถใช้เทคนิคสโคดแบบพับเพื่อเพิ่มช่วงแวกแรงดันเอาต์พุตของวงจรสโคดออปแอมป์ได้ และสามารถออกแบบวงจรให้มีแรงดันไฟตรงอินพุตและเอาต์พุตใกล้เคียงกัน ทำให้ต่ออินพุตกับเอาต์พุตเข้ากันได้โดยง่าย [12]

จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคสโคดแบบพับที่กล่าวไปข้างต้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างเหมาะสมกับวงจรสวิตซ์ตัวเก็บประจุที่ใช้แรงดันแหล่งจ่ายต่ำ เนื่องจากในการออกแบบออปแอมป์มีอัตราขยายที่สูงซึ่งจะช่วยลดความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุระหว่างการถ่ายโอนประจุ ซึ่งจะลดผลความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นในกระบวนการมอดูเลตสัญญาณ



รูปที่ 2.22 วงจรป้อนกลับโหมตร่วมแบบสวิตซ์ตัวเก็บประจุ

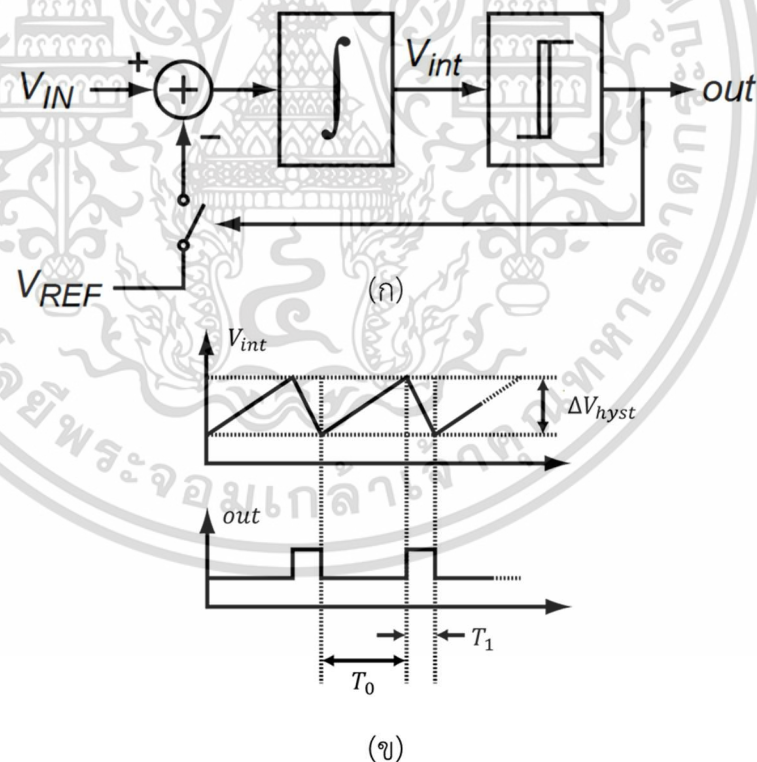
การออกแบบออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรมอดูเลต จะต้องอาศัยวงจรป้อนกลับค่าระดับแรงดันร่วมเอาต์พุต (Common-mode feedback) เพื่อให้แรงดันโหมตร่วมรักษาระดับแรงดันคงที่ ซึ่งวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนกลับค่าแรงดันร่วมเอาต์พุตนี้ ออกแบบโดยใช้รูปแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ [15] ดังแสดงรูปที่ 2.22 โดยโครงสร้างวงจรประกอบด้วย  $C_d$  ทำหน้าที่หาค่าแรงดันร่วมเอาต์พุต และ  $C_s$  ทำหน้าที่เปลี่ยนระดับแรงดันร่วมเอาต์พุตดังกล่าวด้วยค่าผลต่างของแรงดันอ้างอิง ซึ่งเป็นไปตามความเหมาะสมของแรงดันไบอัส โดยการทำงานของวงจรป้อนกลับแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ อาศัยการทำงานของสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับ เพื่อให้การถ่ายโอนประจุทำงานได้อย่างถูกต้องและเพื่อให้แรงดันร่วมเอาต์พุตกลับเข้าสู่แรงดันอ้างอิงตามที่กำหนดไว้

## 2.9 Charge Balancing

### 2.9.1 หลักการของ Charge Balancing

ในการแปลงสัญญาณแรงดันไฟฟ้า (Voltage-domain) เป็นสัญญาณเชิงเวลา (time-domain) นั้นจำเป็นต้องอาศัย ADC ในการกล้ำสัญญาณ (modulator) ซึ่งการทำงานโดยทั่วไปจะประกอบด้วยวงจร integrator และวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 2.23 โดยการทำงานพื้นฐานคือสัญญาณขาเข้า  $V_{IN}$  จะถูกอินทิเกรตอย่างต่อเนื่อง ในขณะที่สัญญาณอ้างอิง  $V_{REF}$  จะถูกอินทิเกรตก็ต่อเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจร integrator ( $V_{int}$ ) มีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิงของ วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่กำหนดไว้ [16]



รูปที่ 2.23 (ก) แผนภาพการทำงาน และ (ข) แผนภาพทางเวลาของวงจรมอดูเลตสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

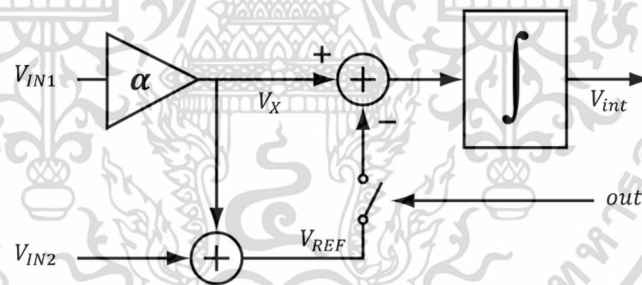
ดังนั้นแรงดันฮิสเทรีซิส (hysteresis,  $\Delta V_{hyst}$ ) จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงขอบเขตแรงดันของ วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่  $V_{int}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นในระหว่างช่วง  $T_0$  ซึ่งทำให้เอาต์พุตของวงจร เปรียบเทียบแรงดัน มีค่าเป็น low ในทางกลับกัน  $V_{int}$  จะมีค่าลดลงในระหว่างช่วง  $T_1$  ซึ่งทำให้ เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน มีค่าเป็น high ถ้าสมมติให้  $V_{IN}$  และ  $V_{REF}$  เป็นค่าคงที่ ความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$T_0 \cdot V_{IN} = -T_1 \cdot (V_{IN} - V_{REF}) \quad (2.38)$$

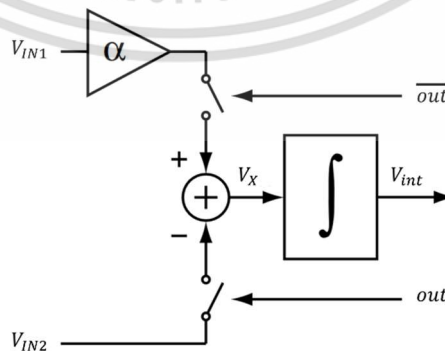
สามารถแสดงได้ว่า

$$\frac{T_1}{T_0 + T_1} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \quad (2.39)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่ารอบการทำงานของเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เป็นอัตราส่วนระหว่าง  $V_{IN}$  และ  $V_{REF}$  นอกจากนี้ จากรูปที่ 2.24 สมการพื้นฐานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิตอล สามารถนำมาวิเคราะห์โดยใช้หลักการของ Charge Balancing โดยกำหนดให้  $V_X = \alpha \cdot V_{IN1}$  และ  $V_{REF} = V_{IN2} + \alpha \cdot V_{IN1}$  และ  $\alpha$  คือ อัตราขยายแรงดัน



รูปที่ 2.24 แผนภาพการทำงานของวงจรมอดูเลต Charge Balancing แบบตรง



รูปที่ 2.25 แผนภาพการทำงานของวงจรมอดูเลต Charge Balancing แบบปรับแต่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.25 โดยหลักการสร้างแรงดันแบบพื้นฐาน พบว่าแรงดันอินพุตของวงจรถูกอินทิเกรต ( $V_X$ ) จะมีค่าเป็น

$$V_X = \begin{cases} \alpha \cdot V_{IN1} & \text{if } out = 0 \\ -V_{IN2} & \text{if } out = 1 \end{cases} \quad (2.40)$$

จะเห็นได้ว่าหลักการทำงานในรูปที่ 2.24 สามารถแสดงการทำงานของวงจรมอดูเลต Charge Balancing แบบตรง ซึ่งมีหลักการการทำงานเหมือนกับการทำงานของวงจรมอดูเลต Charge Balancing แบบปรับแต่งทุกประการ แตกต่างกันเพียงหลักการทำงานในรูปที่ 2.25 แรงดัน  $\alpha \cdot V_{IN1}$  และ  $-V_{IN2}$  ถูกป้อนเข้าสู่วงจรถูกอินทิเกรต ได้โดยตรง โดยไม่ต้องอาศัยวงจรถูกอินทิเกรตอ้างอิง ( $V_{REF}$ ) ที่แน่นอนอีกต่อไป ส่งผลให้ส่วนของอัตราขยาย  $\alpha$  สามารถนำมาพิจารณาในเชิงดิจิทัลได้ ทำให้การปรับอัตราขยายทำได้โดยง่าย และทำให้การออกแบบวงจรถูกอินทิเกรต มีประสิทธิภาพมากขึ้น

### 2.9.2 วงจรถูกอินทิเกรตแบบพื้นฐาน

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงการจำลองการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ ที่อาศัยเทคนิคสวิตช์ตัวเก็บประจุ (switched-capacitor) ในการแปลงสัญญาณ ในการออกแบบวงจรถูกอินทิเกรตแบบ switched-capacitor ดังแสดงในรูปที่ 2.26 และ รูปที่ 2.27 แรงดันอินพุตจะถูกเก็บในตัวเก็บประจุ  $C_S$  และประจุจะถูกถ่ายเทไปที่ตัวเก็บประจุ  $C_{int}$  ซึ่งการถ่ายเทประจุจะเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตที่เปลี่ยนไประหว่าง  $V_{BE}$  ตลอดช่วงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ

รูปที่ 2.26 แสดงการอินทิเกรตแรงดัน  $V_{BE}$  ในเฟสการทำงาน  $\phi_1$  แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ PNP แบบแนวตั้ง ที่มีการเชื่อมต่อแบบไดโอด ถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอดุมคิต  $I$  ถูกเก็บในตัวเก็บประจุ  $C_S$  ดังนั้นประจุที่สะสมในตัวเก็บประจุมีค่า

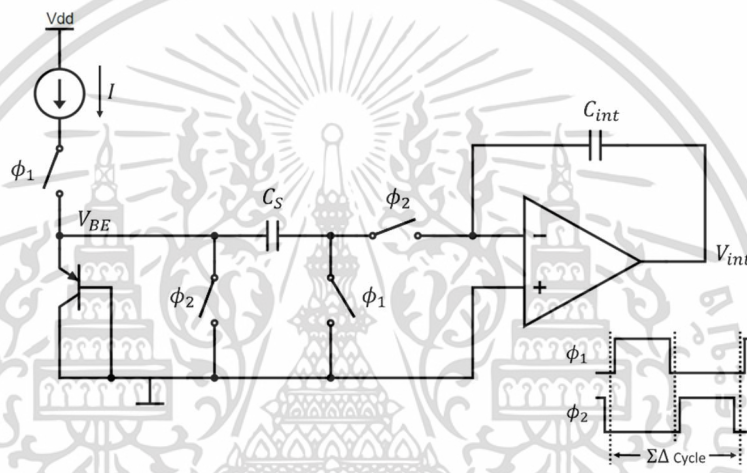
$$Q_{V_{BE}} = C_S \cdot V_{BE} \quad (2.41)$$

ในเฟสการทำงาน  $\phi_2$  ประจุถูกถ่ายเทไปที่  $C_{int}$

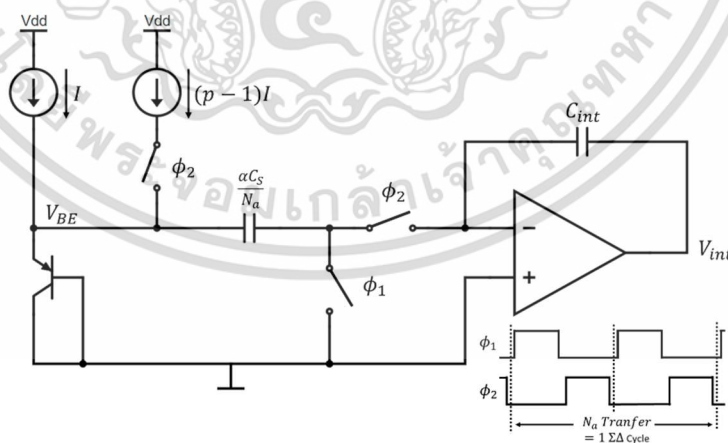
รูปที่ 2.27 แสดงการอินทิเกรตแรงดัน  $V_{BE}$  ในเฟสการทำงาน  $\phi_1$  กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ PNP ทำให้แรงดัน  $V_{BE}(I)$  ถูกเก็บในตัวเก็บประจุขาเข้า ในเฟสการทำงาน  $\phi_2$  กระแสไบอัสเพิ่มขึ้น มีค่าเท่ากับ  $pI$  ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุอินพุตมีค่าเท่ากับ  $V_{BE}(pI) - V_{BE}(I) = \Delta V_{BE}$  จากนั้นประจุที่ตัวเก็บประจุขาเข้าจะถ่ายเทเข้าสู่  $C_{int}$  ซึ่งเกิดขึ้น  $N_a$  ต่อหนึ่งคาบการทำงานของวงจรถูกอินทิเกรต ดังนั้นจำนวนประจุที่สะสมต่อหนึ่งคาบการทำงานของวงจรถูกอินทิเกรตมีค่า

$$Q_{\Delta V_{BE}} = N_a \cdot \frac{\alpha C_S}{N_a} \cdot \Delta V_{BE} = \alpha C_S \cdot \Delta V_{BE} \tag{2.42}$$

โดย  $\alpha$  คือ อัตราขยาย ซึ่งสามารถออกแบบให้แม่นยำได้จากอัตราส่วนของตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ สำหรับการอินทิเกรต  $\Delta V_{BE}$  นั้นตัวเก็บประจุขาเข้า ควรมีขนาดที่มากกว่าการอินทิเกรต  $V_{BE}$  นอกจากนี้ การเพิ่มจำนวนการถ่ายเทประจุต่อหนึ่งคาบการทำงานของวงจรมัลติเพล็กซ์สามารถทำให้  $\alpha$  มีค่ามากขึ้นได้ ตัวอย่างเช่น ถ้าเกิดการถ่ายเทประจุ 1 ครั้งต่อหนึ่งคาบการทำงานของวงจรมัลติเพล็กซ์ ขนาดของตัวเก็บประจุจะมีค่า  $\alpha C_S$  แต่เมื่อถ่ายเทประจุ  $N_a$  ครั้งต่อหนึ่งคาบการทำงานของวงจรมัลติเพล็กซ์ ขนาดของตัวเก็บประจุจะลดลง  $N_a$  เท่า ซึ่งทำให้ขนาดตัวเก็บประจุขาเข้าลดลง



รูปที่ 2.26 การอินทิเกรต  $V_{BE}$  ของวงจรมัลติเพล็กซ์แบบสวิตซ์ตัวเก็บประจุ

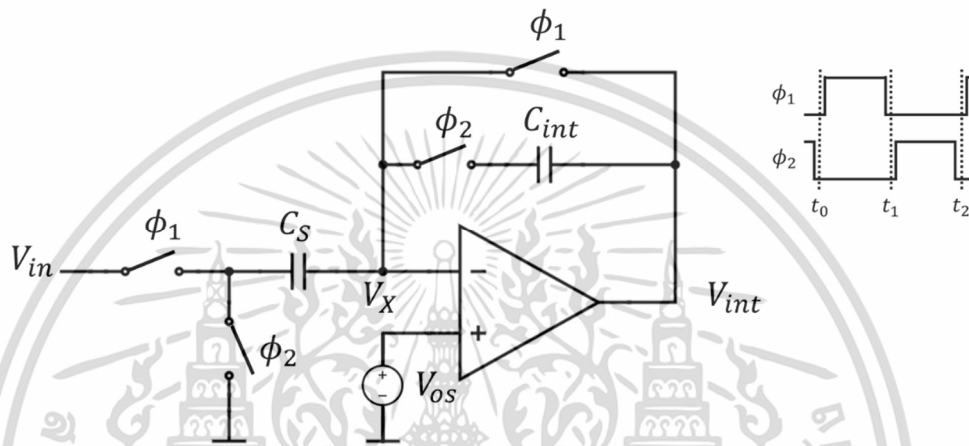


รูปที่ 2.27 การอินทิเกรต  $V_{BE}(I)$  และ  $V_{BE}(PI)$  ของวงจรมัลติเพล็กซ์แบบสวิตซ์ตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.9.3 หลักการของ autozeroing

ในการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่งนั้น ส่วนที่มีความสำคัญในลำดับต้นคือ การออกแบบวงจรอินทิเกรตสัญญาณ โดยในที่นี้ได้นำเสนอวงจรอินทิเกรตที่ใช้หลักการของสวิตช์ตัวเก็บประจุร่วมกับหลักการของ autozeroing โดยมีส่วนช่วยในการลดผลแรงดันออฟเซตอินพุตของออปแอมป์และสัญญาณรบกวน  $1/f$  โดยพิจารณาหลักการเบื้องต้นของแรงดันออฟเซตของออปแอมป์ เมื่อทำมาพิจารณากับวงจรอินทิเกรตแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ แสดงดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจร integrator อาศัยเทคนิค autozeroing แบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ

วงจรถูกออกแบบให้มีการทำงาน 2 เฟส โดยในช่วงเฟส  $\phi_1$  ออปแอมป์มีการต่อแบบอัตราขยายป้อนกลับเท่ากับหนึ่ง (unity-gain feedback configuration) และในช่วงท้ายของเฟส  $\phi_1$  ที่เวลา  $t_1$  แรงดันอินพุต  $V_{in}$  จะถูกเก็บในตัวเก็บประจุ  $C_S$  ซึ่งพิจารณา  $V_X$  เป็นกราวด์เสมือนของออปแอมป์ ดังนั้นผลต่างของแรง  $V_{in}(t_1) - V_X(t_1)$  จะถูกเก็บในตัวเก็บประจุ  $C_S$  และในช่วงเฟส  $\phi_2$  ตัวเก็บประจุสำหรับอินทิเกรต  $C_{int}$  เชื่อมต่อแบบป้อนกลับทำหน้าที่เป็นวงจร integrator และตัวเก็บประจุ  $C_S$  ถ่ายเทประจุที่  $V_X$  ส่งผลให้เกิดการอินทิเกรตขึ้น ดังนั้นสมการการถ่ายเทประจุสามารถแสดงได้ดังนี้ [17]

$$Q = C_S\{V_{in}(t_1) + (V_X(t_2) - V_X(t_1))\} \quad (2.43)$$

หากพิจารณาว่าสวิตช์เป็นอุดมคติ ออปแอมป์ไม่มีสัญญาณรบกวนและมีอัตราขยายเป็นอนันต์ จะพบว่า  $V_X(t_1)$  และ  $V_X(t_2)$  จะมีค่าเท่ากับแรงดันออฟเซต ดังนั้นแสดงให้เห็นว่าวงจร integrator ดังกล่าวมีความสามารถในการลดผลของออฟเซตได้

นอกจากนี้หลักการของ autozeroing ไม่เพียงแต่ลดผลของออฟเซตแต่ยังมีความสามารถในการลดสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ จาก  $V_X(t_2) - V_X(t_1)$  จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนความถี่สูงเท่านั้นที่สามารถผ่านไปได้ ดังนั้นหลักการของ autozeroing มีความสามารถในการกำจัดผลต่างของสัญญาณและสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ  $1/f$

ในบทนี้แสดงให้เห็นว่า หากต้องการออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่มีการกินกำลังต่ำ ต้องสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ และเปลี่ยนแปลงต่อ process corners ต่ำ โดยหลังจากทำ single-point trimming แล้วเซ็นเซอร์ต้องมีความแม่นยำในการอ่านค่าสูงขึ้น จากคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่ถูกใช้เป็นตัววัดอุณหภูมิในเทคโนโลยีซีมอสทั้ง 3 คือ BJT ตัวต้านทาน และมอสเฟต โดย BJT นั้นมีคุณสมบัติที่เหมาะสมในการใช้งานเป็นตัววัดอุณหภูมิ เนื่องจากความสัมพันธ์ของ  $I_C - V_{be}$  มีความเป็นอุดมคติสูง และ BJT ยังเปลี่ยนแปลงต่อ process corners ต่ำ แต่เนื่องจาก  $V_{be}$  ของ BJT อาจมีแรงดันได้สูงถึง 1.2 โวลต์ที่อุณหภูมิ 0 เคลวิน ซึ่งเมื่อรวมผลของแหล่งจ่ายกระแสไบอัส ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงต้องมีค่าสูงกว่า 1.2 โวลต์ ทำให้ BJT ไม่เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานที่ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์ ในส่วนของตัวต้านทาน พบว่า ค่าความต้านทานเป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิด้วยสมการอันดับสอง ทำให้ความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิต่ำ หากต้องการให้ความแม่นยำในการอ่านค่าสูงขึ้น จำเป็นต้องทำ two-point trimming และในส่วนของมอสเฟต เมื่อทำงานในย่านผันกลับอ่อน พบว่ากระแส  $I_D$  เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลกับ  $V_{GS}$  ซึ่งมีคุณสมบัติเดียวกับ BJT อย่างไรก็ตาม เมื่อมอสเฟตเปลี่ยนแปลงจากผลของ process corners ทำให้มีความแม่นยำในการอ่านค่าน้อยกว่า BJT นอกจากนี้ หากนำมอสเฟตมาเชื่อมต่อในลักษณะ DTMOS ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ผลของบอดี้ลดลง ซึ่งทำให้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D^{DT} - V_{SG}$  มีความเป็นอุดมคติมากขึ้นและสามารถสร้างแรงดันอ้างอิงที่ตำแหน่ง 0 เคลวิน มีค่าประมาณ 0.6 โวลต์ ทำให้ DTMOS มีความน่าสนใจในการนำมาใช้เป็นตัววัดอุณหภูมิในเซ็นเซอร์ อีกทั้งยังสามารถอาศัยการทำ single-point trimming เพื่อให้เกิดความแม่นยำในการวัดอุณหภูมิ และยังคงรักษาคุณสมบัติที่ดีของมอสเฟต คือ สามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำได้ เมื่อทำงานร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง ที่อาศัยเทคนิค autozeroing แบบสวิตซ์ตัวเก็บประจุ ทำให้สามารถออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่มีการใช้กำลังงานต่ำ โดยสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ อีกทั้งยังเปลี่ยนแปลงต่อ process corners ต่ำ ซึ่งเป็นผลให้ความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิสูงขึ้น

## บทที่ 3

# หลักการวัดอุณหภูมิของเซ็นเซอร์ชนิด BJT

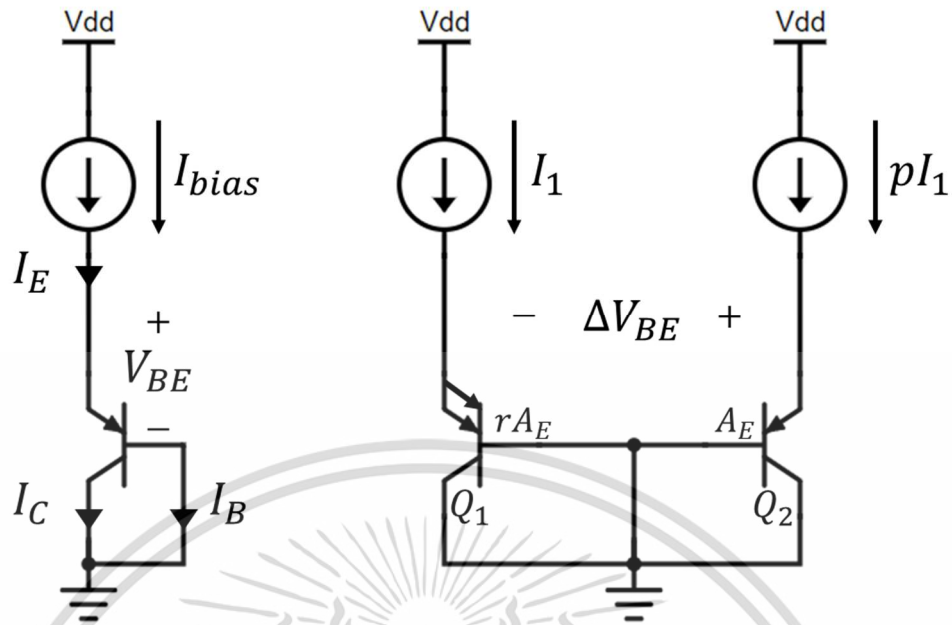
### 3.1 บทนำ

ตลอดระยะเวลากว่า 30 ปีที่ผ่านมา เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิถูกสร้างและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทั้งในด้านความแม่นยำ การใช้กำลังงาน ขนาด ทำให้ในปัจจุบันเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิมีประสิทธิภาพมากขึ้นและต้นทุนการผลิตที่ลดลง ในปัจจุบันเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor หรือ BJT) ถูกใช้งานอย่างหลากหลาย เนื่องจากมีความแม่นยำสูง สามารถทำงานได้ในช่วงอุณหภูมิกว้าง แต่ยังมีข้อจำกัดคือเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด BJT ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงสูงกว่า 1 โวลต์ จึงมีการนำเสนอเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดมอสเฟต ซึ่งอาศัยหลักการเดียวกับ BJT แต่มีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิต่ำกว่า และยังสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ได้ ในบทนี้แสดงถึงเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดต่างๆ ที่สามารถให้ผลลัพธ์ในรูปแบบดิจิตอลได้ โดยส่วนแรกจะอธิบายถึงหลักการทำงานพื้นฐานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ ส่วนต่อมาแสดงถึงการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าที่แปรผันตามอุณหภูมิในอยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิตอล โดยอาศัยวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล และส่วนสุดท้ายคือการปรับค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิ เพื่อลดผลที่เกิดจากการแปรปรวนของกระบวนการผลิต

### 3.2 เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์

โดยทั่วไป สัญญาณดิจิตอลที่แสดงถึงอุณหภูมินั้นถูกสร้างจากแรงดันที่แปรผันกับอุณหภูมิกับแรงดันอ้างอิง จากนั้นอัตราส่วนระหว่างแรงดันทั้งสองนั้นจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอลโดยวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล โดยในส่วนวงจรวัดอุณหภูมิชนิด BJT นั้น มีแรงดันอ้างอิงอยู่ที่ประมาณ 1.2 โวลต์

อย่างไรก็ตาม เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดดิจิตอลยังคงต้องการแรงดันที่แปรผันกับอุณหภูมิที่มีความเป็นเชิงเส้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งแรงดันซึ่งมีค่าแปรผันตรงตามอุณหภูมิสัมบูรณ์หรือแรงดันพีแทต (proportional-to-absolute temperature , PTAT) และแรงดันอ้างอิง โดยข้อดีของเซ็นเซอร์ชนิดนี้คือสามารถสร้างแรงดันพีแทต (PTAT) และแรงดันอ้างอิงได้พร้อมกันโดยที่ไม่จำเป็นต้องมีการออกแบบวงจรที่ซับซ้อน นอกจากนี้ผลลัพธ์ของเซ็นเซอร์ชนิดนี้มีความเป็นเชิงเส้นต่ออุณหภูมิสูงจึงไม่จำเป็นต้องมีกระบวนการพัฒนาความเป็นเชิงเส้นในภายหลัง อีกทั้งเซ็นเซอร์ชนิดนี้ต้องการ การปรับค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิหนึ่งตำแหน่ง เพื่อให้ได้ความแม่นยำที่สูง อย่างที่กล่าวมาทำให้ เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด BJT ถูกใช้งานอย่างแพร่หลาย



รูปที่ 3.1 (ก) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบไดโอดของ BJT (ข) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบไดโอดของ BJT ทั้ง 2 ที่ถูกไบอัสด้วยอัตราส่วนของกระแสต่างกัน  $p$  เท่า และมีพื้นที่ของอิมิตเตอร์ ( $A_E$ ) ต่างกัน  $r$  เท่า [4]

### 3.2.1 ผลของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์

ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงผลกระทบของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะของ BJT รูปที่ 3.1 แสดงถึง ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ซึ่งมีพื้นที่ของอิมิตเตอร์ ( $A_E$ ) ต่างกัน  $r$  เท่า ทำการเชื่อมต่อแบบไดโอดและ ถูกไบอัสด้วยกระแส  $I_1$  และ  $p \cdot I_1$  สำหรับ BJT ที่ทำงานในลักษณะไดโอด กระแสคอลเลกเตอร์ (collector current หรือ  $I_C$ ) สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$I_C = I_S \left( \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (3.1)$$

เมื่อ  $V_{BE}$  คือแรงดันระหว่างเบส (base) และอิมิตเตอร์ (emitter) ของ BJT นอกจากนี้ กระแสอิ่มตัวของของ BJT ซึ่งมีการเชื่อมต่อแบบไดโอด (saturation current หรือ  $I_S$ ) มีค่าเท่ากับ

$$I_S = CT^\eta \exp\left(\frac{-qV_{g0}}{kT}\right) \quad (3.2)$$

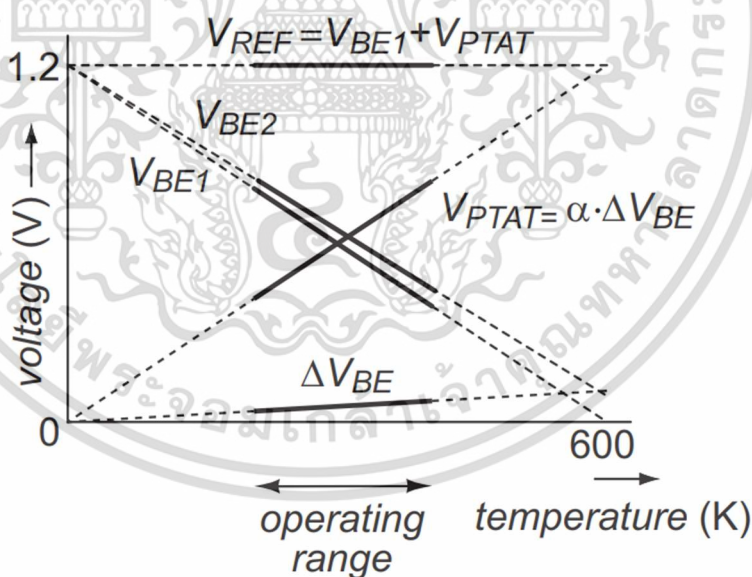
จากสมการที่ (3.2)  $C$  คือค่าคงที่,  $V_{g0}$  คือแรงดันอ้างอิงโดยประมาณของซิลิกอนที่อุณหภูมิ 0 เคลวิน  $\eta$  มีค่าประมาณ 4 ซึ่งเป็นค่าคงที่ของ BJT ชนิด PNP ในเทคโนโลยีซีมอส ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  $I_S$  เป็นสัดส่วนกับ  $T^4$  และไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ จากการทำการแก้สมการ (3.1) ค่า  $V_{BE}$  จะได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S} + 1\right) \quad (3.3)$$

ที่อุณหภูมิห้อง  $kT/q$  มีค่าประมาณ 26 mV แม้ว่า  $V_{BE}$  จะดูเหมือนจะมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวก แท้จริงแล้ว  $V_{BE}$  มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบอยู่ที่ประมาณ  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  เป็นผลมาจากความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสอิ่มตัว  $I_S$  กับอุณหภูมิ หรือกล่าวได้ว่า  $V_{BE}$  มีค่าแปรผกผันกับอุณหภูมิสัมบูรณ์ หรือแรงดันที่มีพฤติกรรมแบบซีแทต (complementary-to-absolute temperature, CTAT) รูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่า  $V_{BE}$  มีค่าสูงถึงประมาณ 1.2 โวลต์ตั้งแต่อุณหภูมิ 0 เคลวินถึง 600 เคลวิน สำหรับทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เมื่อถูกไบอัสด้วยกระแสคอลเลกเตอร์ที่มีอัตราส่วนต่างกัน พบว่าผลต่างของ  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสัมพันธ์แบบ PTAT ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = \frac{kT}{q} \ln(pr) \quad (3.4)$$

เมื่อ  $r$  คือขนาดอัตราส่วนพื้นที่ของอิมิตเตอร์ระหว่างทรานซิสเตอร์ทั้งสอง และ  $p$  คืออัตราส่วนของกระแสคอลเลกเตอร์ จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่า  $\Delta V_{BE}$  มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวก และขนาดของ  $\Delta V_{BE}$  ขึ้นอยู่กับค่า  $\frac{kT}{q}$  และ  $pr$  โดยในส่วนตัวไปเราจะกำหนดให้  $r = 1$



รูปที่ 3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{PTAT}$  และ  $V_{REF}$  กับอุณหภูมิ [4]

สำหรับผลรวมความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นของ  $V_{BE1}$  (CTAT) และ  $\Delta V_{BE}$  (PTAT) โดยทำให้เกิดแรงดันอ้างอิง ( $V_{REF}$ ) ขึ้นที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นศูนย์ แสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับขนาดของ  $\Delta V_{BE}$  ด้วยค่าคงที่  $\alpha$  ซึ่งมีค่าประมาณ 14.4 อัตราส่วนกระแส  $p$  เท่ากับ 5 ทำให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิที่เป็นบวกค่าใหม่คือ  $\alpha\Delta V_{BE}$  เพื่อชดเชยค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิที่เป็นลบของ  $V_{BE1}$  ส่งผลให้แรงดันอ้างอิงมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นศูนย์ ดังนี้

$$V_{REF} = V_{BE1} + \alpha\Delta V_{BE} \quad (3.5)$$

ที่อุณหภูมิ 0 เคลวิน พบว่า  $\Delta V_{BE} = 0$  ณ ตำแหน่งดังกล่าว ทำให้  $V_{REF}$  จะถูกประมาณเท่ากับ  $V_{BE1}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง จากการประมาณค่าที่เกิดจาก BJT ทำให้แรงดัน  $V_{REF}$  ที่อุณหภูมิ 0 เคลวิน มีค่าประมาณ 1.2 โวลต์ โดยสรุปคืออัตราส่วนที่ใช้วัดอุณหภูมิทั้งสอง คือ  $\Delta V_{BE}$  และ  $V_{REF}$  สามารถสร้างได้จากการไบอัส BJT ด้วยกระแสคอลเล็กเตอร์ ที่มีอัตราส่วนของกระแสต่างกัน  $p$  เท่า ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้จะถูกป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลเพื่อแสดงค่าอุณหภูมิในรูปแบบดิจิทัลต่อไป

นอกจากนี้ อัตราขยาย  $\alpha$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.5) โดยพิจารณาว่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ  $V_{REF}$  เป็นศูนย์ จะได้

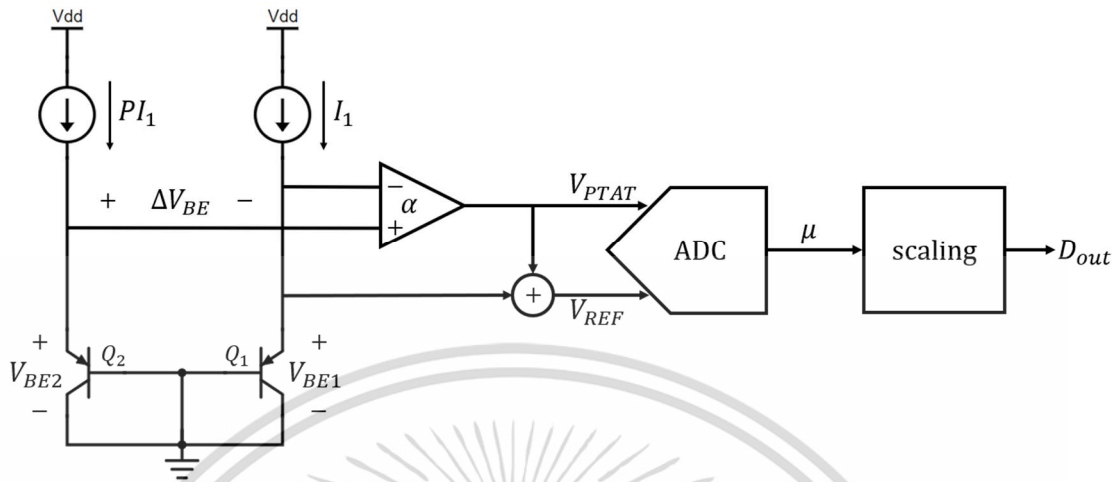
$$S_{V_{BE}}^T = \left| \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right| \approx 2mV/^\circ C = \alpha \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln(p) \quad (3.6)$$

จะได้

$$\alpha \approx \frac{S_{V_{BE}}^T}{\frac{k}{q} \cdot \ln(p)} \quad (3.7)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (3.7) แสดงให้เห็นว่า เมื่ออัตราส่วนกระแส  $p$  มีค่ามาก ทำให้อัตราขยาย  $\alpha$  มีค่าลดลง โดยทั่วไป  $p$  มีค่าอยู่ในช่วง 2 ถึง 20 ซึ่งทำให้ค่า  $\alpha$  มีค่าอยู่ในช่วง 7 ถึง 33

### 3.3 การอ่านค่าอุณหภูมิของ BJT



รูปที่ 3.3 หลักการของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดอาศัยแรงดัน  $V_{PTAT}$  และ  $V_{REF}$  [4]

#### 3.3.1 หลักการในการอ่านค่าอุณหภูมิอาศัยแรงดันอ้างอิง

ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงหลักการในการอ่านค่าแรงดันที่สร้างจาก BJT เพื่อเปลี่ยนเป็นค่าของอุณหภูมิให้อยู่ในรูปแบบดิจิทัล ดังรูปที่ 3.3 แสดงถึงวงจรวัดอุณหภูมิส่วนหน้าที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สองตัวคือ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ซึ่งทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะถูกไบอัสด้วยกระแสที่มีอัตราส่วนต่างกัน  $p$  เท่า เพื่อสร้าง  $\Delta V_{BE}$  ที่มีพฤติกรรมแบบ PTAT และ  $V_{BE1}$  ที่มีพฤติกรรมแบบ CTAT นอกจากนี้ แรงดันอ้างอิง ( $V_{REF}$ ) สามารถสร้างได้จากการปรับขนาดของ  $\Delta V_{BE}$  และนำมาพร้อมกับ  $V_{BE1}$  จากนั้นอัตราส่วนระหว่าง  $\alpha \Delta V_{BE}$  และ  $V_{REF}$  หรือ  $\mu$  จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล สำหรับการอ่านค่าอุณหภูมิเป็นลำดับต่อไป โดยอัตราส่วน  $\mu$  จะมีค่าดังนี้

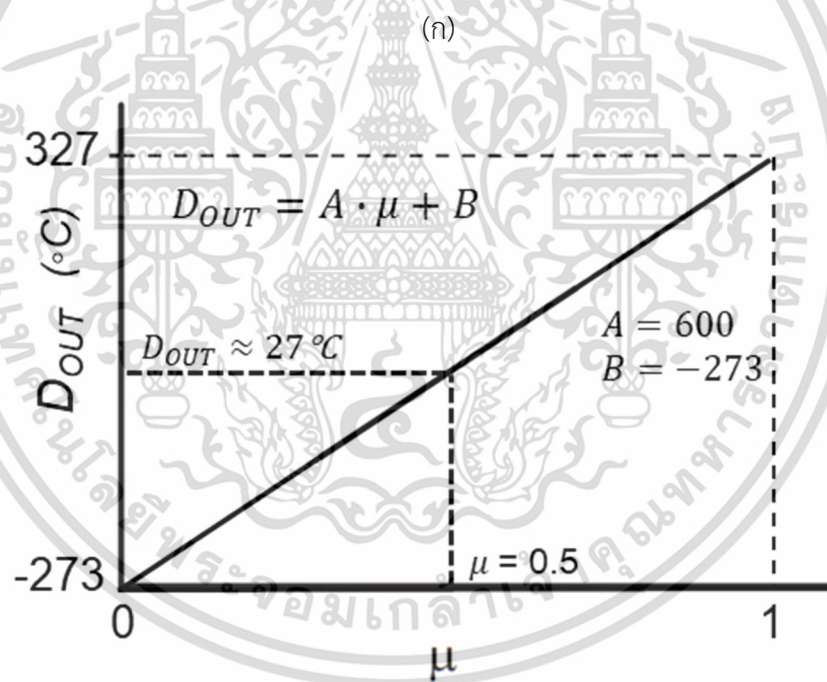
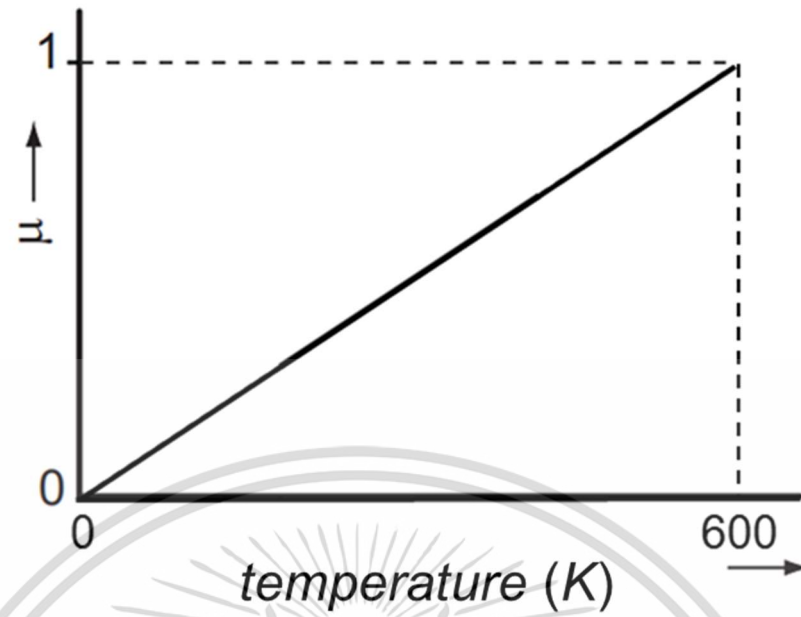
$$\mu = \frac{\alpha \cdot \Delta V_{BE}}{V_{BE1} + \alpha \cdot \Delta V_{BE}} = \frac{V_{PTAT}}{V_{REF}} \quad (3.8)$$

ซึ่งค่าอัตราส่วน  $\mu$  นั้นมีพฤติกรรมแบบ PTAT ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (ก) ซึ่งมีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 ตลอดช่วงอุณหภูมิระหว่าง 0 เคลวิน ถึง 600 เคลวิน จากสมการที่ (3.8) แสดงให้เห็นว่า  $\mu$  มีความเป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ แต่เนื่องจาก  $\mu$  ยังไม่ได้แสดงค่าในหน่วยองศาเซลเซียส ดังนั้น จากรูปที่ 3.4 (ข) แสดงการเปลี่ยน  $\mu$  ให้อยู่ในรูปแบบอุณหภูมิที่มีหน่วยเป็นองศาเซลเซียส ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้ [4]

$$D_{out} = A \cdot \mu + B \quad (3.9)$$

โดยที่  $A \approx 600$  เคลวิน และ  $B \approx -273$  เคลวิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 3.4 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\mu$  กับอุณหภูมิ (ข) การเปลี่ยน  $\mu$  ให้อยู่ในรูปแบบอุณหภูมิที่มีหน่วยเป็นองศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรวมกันของ  $\Delta V_{BE}$  และ  $V_{BE1}$  เพื่อสร้าง  $V_{REF}$  นั้นต้องอาศัยวงจรเพิ่มเติมและทำให้มีการใช้กำลังงานมากขึ้น จึงมีอีกวิธีที่ถูกนำเสนอคือการป้อน  $\Delta V_{BE}$  และ  $V_{BE1}$  เข้าสู่วงจรแปลงแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลโดยตรง ไม่จำเป็นต้องสร้าง  $V_{REF}$  ด้วยเหตุนี้ทำให้วงจรวัดอุณหภูมิส่วนนี้ง่ายต่อการออกแบบมากขึ้น และสามารถลดการใช้กำลังงานลงได้

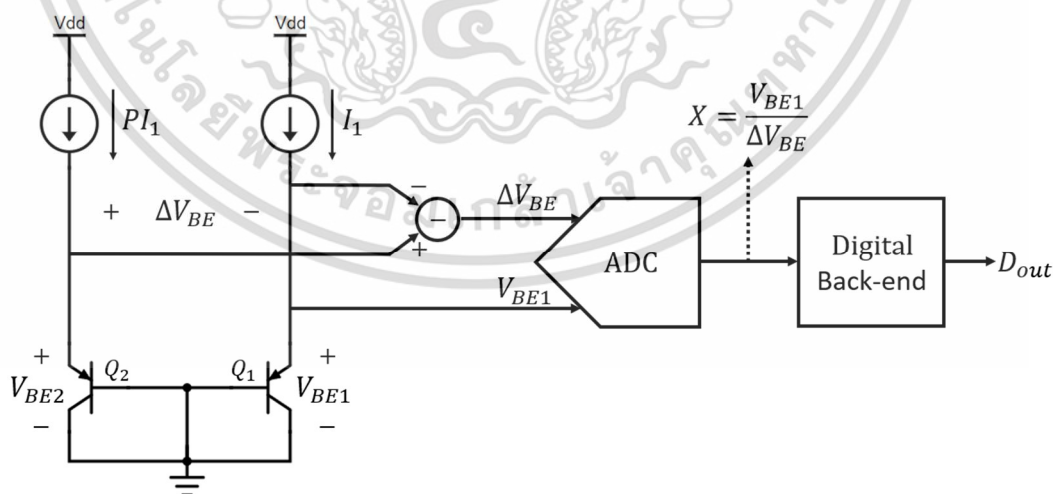
3.3.2 หลักการในการอ่านค่าอุณหภูมิอาศัยตัวแปร  $X$   
จากสมการที่ (3.8) สามารถจัดรูปของสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\mu = \frac{\alpha \cdot \Delta V_{BE}}{V_{BE1} + \alpha \cdot \Delta V_{BE}} = \frac{\alpha}{\frac{V_{BE1}}{\Delta V_{BE}} + \alpha} \quad (3.10)$$

ถ้าให้  $X = V_{BE1}/\Delta V_{BE}$  จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$\mu = \frac{\alpha}{X + \alpha} \quad (3.11)$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่าอัตราส่วน  $\mu$  ยังคงมีความสัมพันธ์แบบ PTAT โดย  $X$  แสดงถึงอัตราส่วนระหว่าง  $V_{BE1}$  และ  $\Delta V_{BE}$  หากนำ  $X$  ซึ่งเป็นอัตราส่วนของแรงดันไปแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล จากสมการจะเห็นว่า  $\alpha$  สามารถออกแบบได้ทั้งระบบเชิงแอนะล็อกและระบบเชิงดิจิทัล แต่พบว่าหากออกแบบ  $\alpha$  ด้วยระบบเชิงดิจิทัล ทำให้การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกทำได้โดยง่าย อีกทั้งการคำนวณและปรับแต่ง  $\alpha$  ด้วยระบบเชิงดิจิทัล ทำได้อย่างมีประสิทธิภาพและแม่นยำสูงกว่า

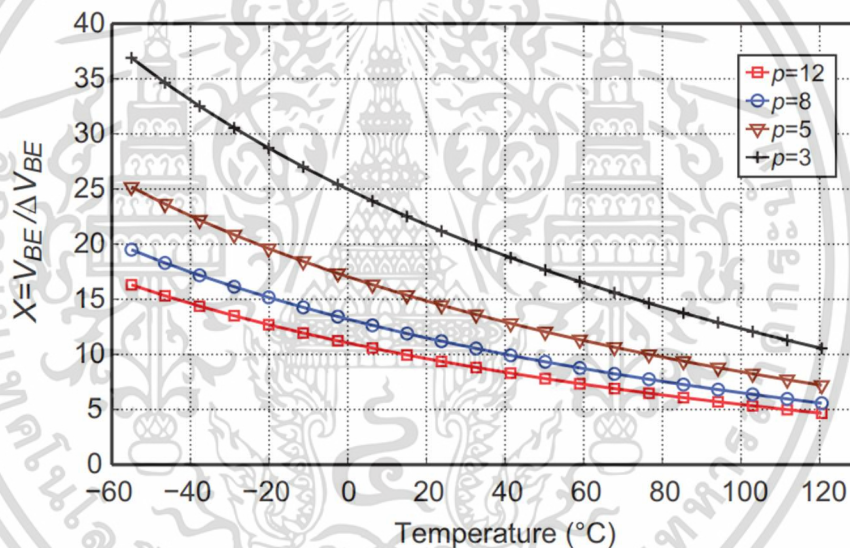


รูปที่ 3.5 หลักการของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดอาศัยอัตราส่วนของ  $X = V_{BE} / \Delta V_{BE}$  [8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นแผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่อาศัยการสร้างแรงดันอ้างอิงในเชิงดิจิทัล เมื่อเปรียบเทียบการทำงานในรูปที่ 3.3 พบว่าวงจรนั้นต้องอาศัยการสร้างแรงดันอ้างอิงที่คงที่และแรงดัน PTAT เป็นสัญญาณอินพุตของ ADC ซึ่งแตกต่างจากการทำงานในรูปที่ 3.5 ที่อาศัยเพียงอัตราส่วนระหว่าง  $V_{BE}$  และ  $\Delta V_{BE}$  ในการคำนวณอุณหภูมิ ซึ่งทำให้การออกแบบระบบง่ายขึ้น โดยอัตราส่วนของ  $X$  นั้นจะเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับ 2 ปัจจัยคือ อุณหภูมิ และอัตราส่วนของกระแสคอลเล็กเตอร์  $p$  นอกจากนี้อัตราส่วนของกระแสคอลเล็กเตอร์ยังเป็นตัวกำหนดค่าของ  $\Delta V_{BE}$  พบว่าการเพิ่มของอุณหภูมิและอัตราส่วนของกระแสคอลเล็กเตอร์จะทำให้  $\Delta V_{BE}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันจะส่งผลให้  $X$  นั้นมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น

รูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าอัตราส่วนของ  $X$  นั้นจะเป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิและอัตราส่วนของกระแสคอลเล็กเตอร์ ดังแสดงในรูปซึ่ง  $p$  มีค่า 3, 5, 8, และ 12 พบว่า เมื่ออัตราส่วนของกระแสเพิ่มมากขึ้น ผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของ  $X$  จะมีค่าลดลง



รูปที่ 3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน  $X$  กับอุณหภูมิ เมื่อปรับอัตราส่วนของกระแส  $p=3, 5, 8, 12$  [18]

### 3.3.3 ความละเอียดของ ADC

โดยทั่วไปความละเอียดของ ADC จะขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิไปใช้งาน ซึ่งในปัจจุบันมีการใช้งานอย่างหลากหลาย ทำให้ ADC จำเป็นต้องคำนึงถึงวัตถุประสงค์ในการนำไปใช้ เพื่อเป็นตัวกำหนดคุณลักษณะในการออกแบบ ADC ดังตัวอย่างเช่น การออกแบบเซ็นเซอร์เพื่อวัดอุณหภูมิสภาพแวดล้อมนั้นมีความละเอียดอยู่ที่ประมาณ 100 mK หรือเท่ากับ 0.1 °C โดยในการประมาณค่าความละเอียดของ ADC เบื้องต้นนั้น สามารถทำได้โดยพิจารณาว่า หากต้องการความละเอียดของ ADC ที่ประมาณ  $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$  ดังนั้น ความผิดพลาดที่เกิดจากสัญญาณรบกวนควรมีค่าน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

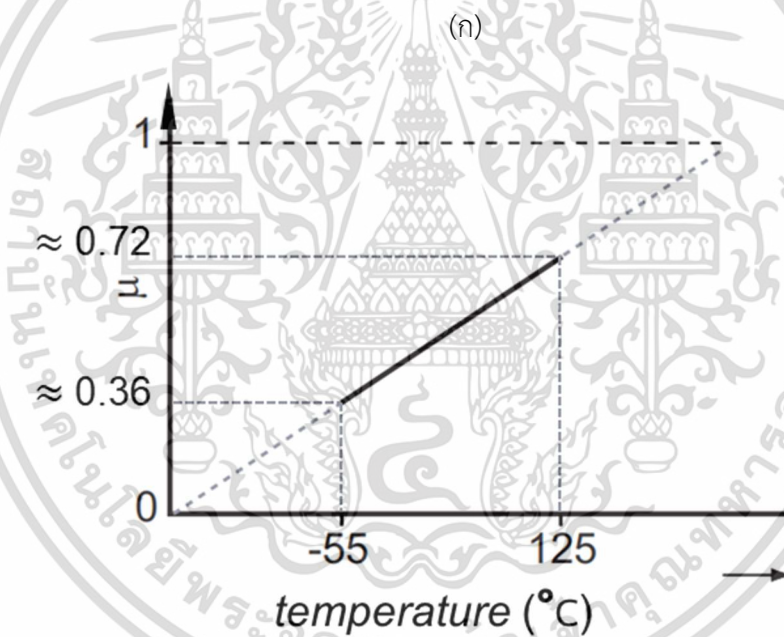
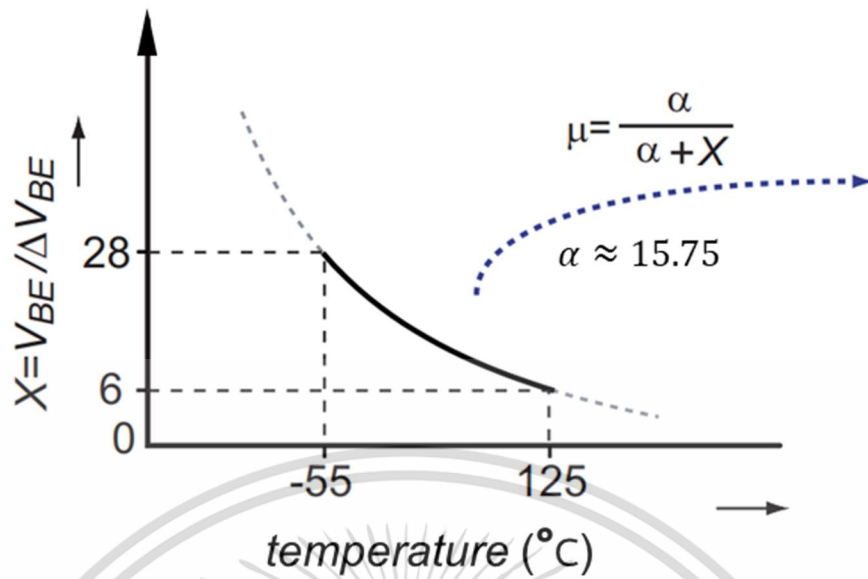
กว่าประมาณ 10 เท่า ซึ่งมีค่า  $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$  โดยประมาณ ดังนั้นในการออกแบบ ADC ควรมีความละเอียดเพียงพอ เพื่อลดผลของความผิดพลาดที่เกิดจากสัญญาณรบกวน สามารถพิจารณาได้จาก the effective number of bits (ENOB) ของ ADC ซึ่งแสดงถึงผลของสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อ อุณหภูมิตลอดช่วงการใช้งาน ซึ่งมีค่าดังนี้ [18]

$$ENOB = \log_2 \left( \frac{D_{FS}}{\max |D_{out} - D_{out,ideal}|} \right) - 1 \quad (3.12)$$

โดยที่  $D_{FS}$  คือ อุณหภูมิตลอดช่วงการทำงาน และ  $|D_{out} - D_{out,ideal}|$  คือ ค่าความผิดพลาดของ อุณหภูมิที่เกิดจากการจัดระดับสัญญาณ (quantization) ของ ADC

สำหรับเซ็นเซอร์อุณหภูมิชนิด BJT จากที่กล่าวมาข้างต้น นั้นแสดงให้เห็นว่าแรงดันที่แปรผัน กับอุณหภูมิจุดทำงานอยู่ที่  $600^{\circ}\text{C}$  ( $D_{FS} \approx 600^{\circ}\text{C}$ ) และมีแรงดันอ้างอิงประมาณ 1.2 โวลต์ ถ้าสมมติว่า ความละเอียดของ ADC มีค่าอยู่ที่  $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$  หลังจากการปรับเทียบอุณหภูมิ พบว่า ENOB ควรมีค่าอยู่ที่ 14.9 bits ซึ่งเป็นไปได้ยากสำหรับการออกแบบเซ็นเซอร์ที่ต้องการกำลังงานต่ำ

นอกจากนี้ จากรูปที่ 3.7 (ก) แสดงอีกวิธีหนึ่งคือ การใช้อัตราส่วนระหว่าง  $V_{BE}$  และ  $\Delta V_{BE}$  เป็นสัญญาณขาเข้าให้กับ ADC โดยมีช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-55^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  ทำให้  $D_{FS} \approx 180^{\circ}\text{C}$  แต่ยังคงต้องการความละเอียดของ ADC ที่  $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$  เหมือนเดิม ทำให้ ENOB นั้นลดลง 1.8 bits เหลือเพียง 13.1 bits โดยมีค่า  $\alpha$  เท่ากับ 15.75 เมื่อใช้อัตราส่วนกระแส ( $p = 5$ ) ซึ่งทำให้  $\mu$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0.36 ถึง 0.72 แสดงดังรูปที่ 3.7 (ข)



(ข)

รูปที่ 3.7 (ก) ความไม่เป็นเชิงเส้นของ  $X = V_{BE}/\Delta V_{BE}$  เมื่อ  $p = 5$  และ (ข) ความเป็นเชิงเส้นของ  $\mu = \alpha/X + \alpha$  ต่ออุณหภูมิ [19]

จากหลักการในการสร้างแรงดันอ้างอิงในเชิงดิจิทัลที่กล่าวไปเบื้องต้น พบว่าวงจรแปลงสัญญาณนั้นจำเป็นต้องออกแบบความละเอียดให้สอดคล้องกับความไม่เป็นเชิงเส้นของ  $X$  ซึ่งจากสมการที่ (3.11) สามารถหาอนุพันธ์ของ  $\mu$  เทียบกับ  $X$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial \mu}{\partial X} = \frac{-\alpha}{(X + \alpha)^2} \quad (3.13)$$

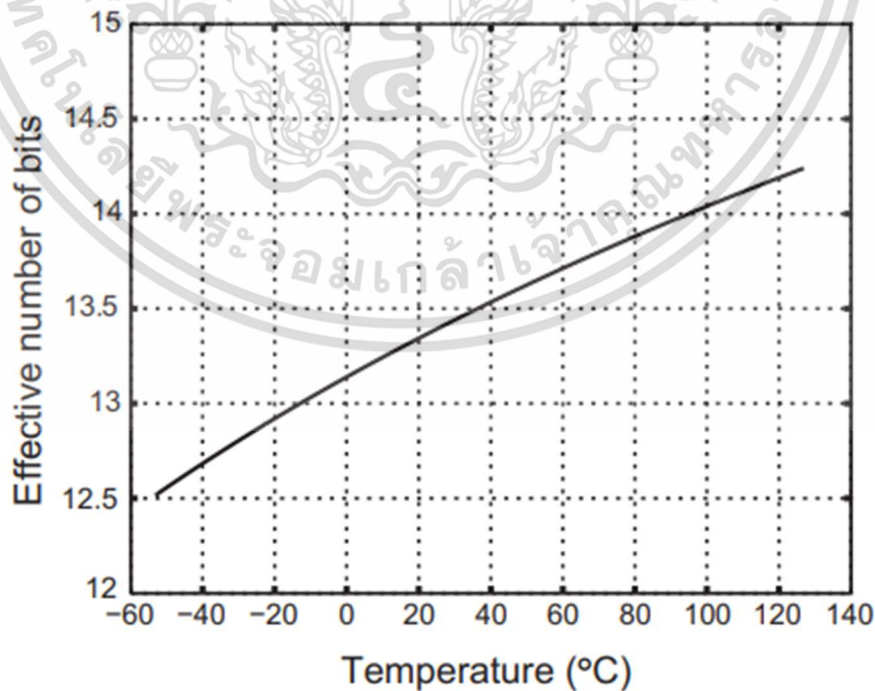
เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลง  $\Delta X$  จะได้

$$\Delta \mu = \Delta X \cdot \frac{\partial \mu}{\partial X} \Rightarrow \Delta X = \frac{\Delta \mu}{\left| \frac{\partial \mu}{\partial X} \right|} \quad (3.14)$$

จะเห็นได้ว่า ความละเอียดของ ADC ที่ต้องการนั้นขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งเป็นผลมาจากอนุพันธ์  $\frac{\partial \mu}{\partial X}$  นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่า การออกแบบความละเอียดของ ADC นั้นต้องคำนึงถึงสัมประสิทธิ์  $\alpha$  และอัตราส่วนกระแสคอลเลกเตอร์  $p$  ดังนั้นความละเอียดของ ADC สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$ENOB \approx \log_2 \left( \frac{X_{FS}}{\Delta X} \right) - 1 \quad (3.15)$$

โดย  $X_{FS}$  คือช่วงของ  $X$  ตลอดช่วงอุณหภูมิการทำงาน ตัวอย่างเช่น  $X_{FS} = X_{max} - X_{min} = 22$  สำหรับ  $p = 5$  เมื่อพิจารณารูปที่ 3.8 หากต้องการออกแบบเซ็นเซอร์ที่มีความละเอียดอยู่ที่  $\pm 0.01^\circ\text{C}$  จะเห็นได้ว่าความละเอียดของ ADC จะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยกับอุณหภูมิ จะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่งอุณหภูมิ  $125^\circ\text{C}$  ความละเอียดของ ADC จะมีค่าเท่ากับ 14.3 bit ซึ่งมีค่าน้อยกว่าวิธีการทั่วไปอยู่ 0.5 bit ซึ่งผลดังกล่าวนี้ ส่งผลอย่างมากต่อการออกแบบ ADC ทั้งในด้านสถาปัตยกรรมของ ADC เวลาในการแปลงค่าและการกินกำลังงาน เป็นต้น



**รูปที่ 3.8** กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความละเอียดของ ADC ที่ต้องการต่ออุณหภูมิ [19]  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทนี้แสดงให้เห็นว่า เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด BJT ซึ่งมีความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิสูงและสามารถทำงานในช่วงอุณหภูมิกว้างได้ เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C$  และ  $V_{BE}$  เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลที่ใกล้เคียงอุดมคติ ซึ่งทำให้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{BE}$  และอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงต่อผลของ process corners ต่ำ เมื่อพิจารณาหลักการในการอ่านค่าอุณหภูมิที่อาศัย  $V_{PTAT}$  และ  $V_{REF}$  นั้นต้องอาศัยวงจรเพิ่มเติมและทำให้มีการใช้กำลังงานมากขึ้น จึงมีอีกวิธีที่ถูกนำเสนอคือการบ่อน  $\Delta V_{BE}$  และ  $V_{BE}$  เข้าสู่ ADC โดยตรง ไม่จำเป็นต้องสร้าง  $V_{REF}$  ด้วยเหตุนี้ทำให้วงจรวัดอุณหภูมิส่วนหน้าง่ายต่อการออกแบบมากขึ้น สามารถลดการใช้กำลังงานลงได้ และมีความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิสูง หลังจากอาศัยการทำ single-point trimming แต่เนื่องจาก  $V_{be}$  ที่อุณหภูมิ 0 เคลวิน มีแรงดันได้สูงถึง 1.2 โวลต์ ซึ่งเมื่อรวมผลของแหล่งจ่ายกระแสไอส์ ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงต้องมีค่าสูงกว่า 1.2 โวลต์ ทำให้ BJT ไม่เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานที่ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การออกแบบและจำลองของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS

#### 4.1 บทนำ

ปัจจุบันเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่สร้างโดยเทคโนโลยีซีมอส มีการใช้งานอย่างแพร่หลายขึ้น โดยเฉพาะเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดทรานซิสเตอร์รอบต่อไบโพลาร์ซึ่งสามารถให้ความแม่นยำสูง หลังจากการเปรียบเทียบอุณหภูมิ 1 ตำแหน่ง ซึ่งมีค่าความแม่นยำอยู่ที่ประมาณ  $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$  ในช่วงอุณหภูมิ  $-55^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  [20] อย่างไรก็ตามเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดนี้ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงที่มีค่ามากกว่า 1 โวลต์ เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อม BJT นั้นมีค่าสูงถึง 0.8 โวลต์ ที่อุณหภูมิ  $-55^{\circ}\text{C}$  ซึ่งเมื่อบวกกับแรงดันตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแสไอส์ของ BJT ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงต้องมีค่ามากกว่า 1 โวลต์ ด้วยข้อจำกัดข้างต้นทำให้เซ็นเซอร์ชนิดนี้ ไม่เหมาะสมกับระบบที่ต้องการประสิทธิภาพการใช้พลังงานสูง และต้องการแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์

เพื่อให้เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ 1 โวลต์ได้นั้น จึงได้มีการนำเสนอเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดมอสเฟต เมื่อมอสเฟตทำงานในย่านผันกลับอ่อน ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและแรงดันเกต-ซอร์สเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลเหมือนกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์และ  $V_{BE}$  ด้วยความสัมพันธ์ดังกล่าว ทำให้มอสเฟตถูกนำมาใช้เป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิ นอกจากนี้ที่อุณหภูมิ  $-55^{\circ}\text{C}$  แรงดัน  $V_{SG}$  ของมอสเฟตมีค่าประมาณ 400 มิลลิโวลต์ ซึ่งทำให้มอสเฟตสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์ได้ แต่เนื่องจากความผันแปรของกระบวนการผลิตส่งผลต่อ 2 ตัวแปรของมอสเฟต คือ แรงดันขีดเริ่มและความคล่องตัวประจุไฟฟ้า ส่งผลให้ความผิดพลาดในการอ่านค่าของอุณหภูมิมีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับเซ็นเซอร์ชนิดรอยต่อไบโพลาร์ โดยมีค่าความผิดพลาดอยู่ที่  $-1.8/+1^{\circ}\text{C}$  ตั้งแต่  $10^{\circ}\text{C}$  ถึง  $80^{\circ}\text{C}$  หลังจากการเปรียบเทียบอุณหภูมิ 1 ตำแหน่ง [21]

ในบทนี้จะอธิบายหลักการออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด Dynamic Threshold MOSFETs (DTMOS) คือการนำมอสเฟตทั่วไปมาเชื่อมต่อบนไดโอด ทำให้คุณสมบัติของ DTMOS ผันแปรต่อกระบวนการผลิตต่ำและการทำงานของ DTMOS มีคุณลักษณะเดียวกับ BJT ซึ่งทำให้ DTMOS สามารถนำมาใช้แทน BJT และสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์ จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่า เซ็นเซอร์ชนิด DTMOS นั้นมีค่าความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิอยู่ที่  $\pm 0.4^{\circ}\text{C}$  หลังจากการปรับค่าอุณหภูมิ 1 ตำแหน่ง ในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-55^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  ในส่วนงานวิจัยที่นำเสนอมีการออกแบบเพื่อชดเชยความผันแปรต่อกระบวนการผลิตและสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ โดยมีค่าความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิอยู่ที่  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  หลังจากการปรับค่า

อุณหภูมิ 1 ตำแหน่ง ในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

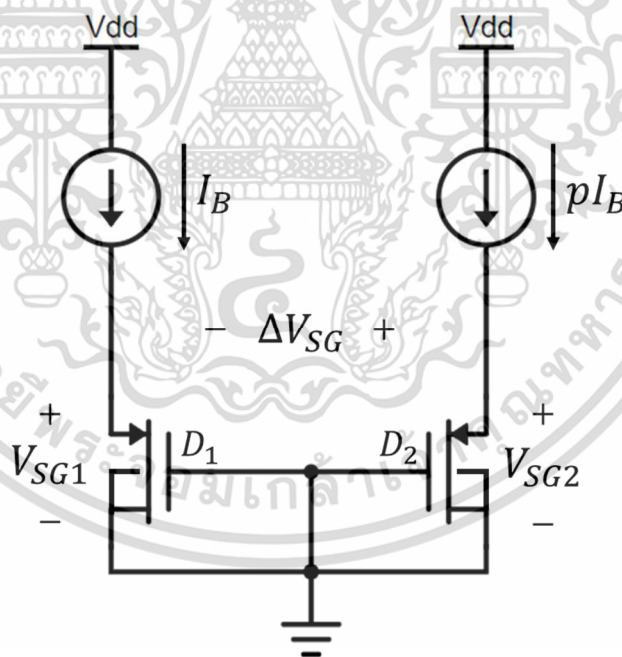
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 หลักการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS

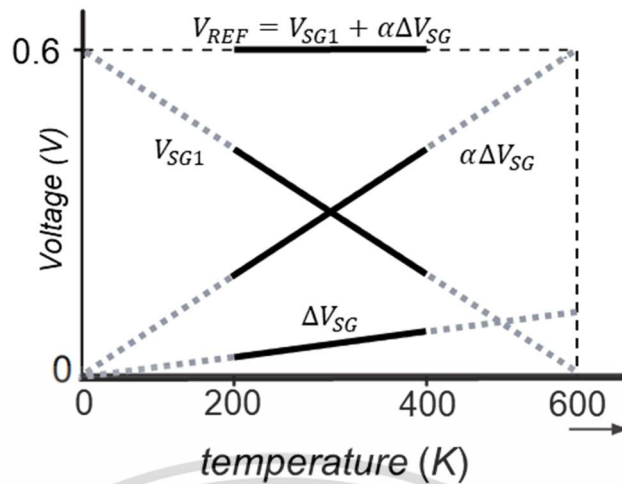
หลักการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ดังแสดงในรูปที่ 4.1 นั้นอาศัยการเปลี่ยนแปลงแรงดัน  $V_{SG}$  ของ DTMOS ซึ่งมีลักษณะเดียวกับแรงดัน  $V_{BE}$  ของ BJT ที่มีพฤติกรรมแบบ CTAT เหมือนกัน แต่แตกต่างกันที่สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ โดย DTMOS มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิล้อมอยู่ที่ประมาณ  $-1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  ส่วนสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ BJT อยู่ที่ประมาณ  $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  นอกจากนี้ผลต่างของแรงดัน  $V_{SG}$  ที่เกิดจากการไบอัส DTMOS 2 ตัวที่มีอัตราส่วนของกระแสต่างกัน  $p$  ทำให้เกิด  $\Delta V_{SG}$  ที่มีพฤติกรรมแบบ PTAT โดยแสดงดังสมการ

$$\Delta V_{SG} = \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln(p) \quad (4.1)$$

โดย  $p$  คือ อัตราส่วนของกระแสไบอัส และ  $\frac{kT}{q}$  คือ แรงดันอุณหภูมิล้อม เมื่อนำแรงดันที่เกิดจาก DTMOS มาวิเคราะห์แรงดันอ้างอิง พบว่าแรงดันอ้างอิงมีค่าประมาณ 600 มิลลิโวลต์ซึ่งมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันอ้างอิงที่เกิดจาก BJT ด้วยผลดังกล่าวทำให้เซ็นเซอร์ชนิด DTMOS มีความสามารถที่จะทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบไดโอดของ DTMOS ทั้ง 2 ที่ถูกไบอัสด้วยอัตราส่วนของกระแสต่างกัน  $p$  เท่า [8]



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG1}$  และ  $\Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ [8]

นอกจากนี้การใช้งาน DTMOS นั้นเกิดจากการเชื่อมต่อกันของมอสเฟตแบบธรรมดา ทำให้การออกแบบและเพิ่มประสิทธิภาพทำได้โดยง่าย โดยไม่จำเป็นต้องออกแบบโมเดลที่มีความเฉพาะ โดยสรุปคือการใช้งาน DTMOS เป็นตัววัดอุณหภูมินั้นมีตัวแปรที่ทำให้เกิดความผิดพลาดในการอ่านค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับ BJT และแรงดัน  $V_{SG}$  ของ DTMOS แปรปรวนต่อกระบวนการผลิตน้อยกว่ามอสเฟตแบบธรรมดา [10] โดยผลที่กล่าวมาข้างต้น DTMOS จึงมีความเหมาะสมในการนำมาใช้งานเป็นเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่า 1 โวลต์และมีความแม่นยำสูง

#### 4.3 การออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ

จากที่กล่าวในหัวข้อที่ 4.2 พบว่าเมื่อไบอัส DTMOS 2 ตัวที่มีอัตราส่วนของกระแสต่างกัน จากรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าแรงดันที่เกิดขึ้นคือ  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  มีพฤติกรรมแบบ CTAT และ PTAT ตามลำดับ เมื่อพิจารณาแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากการรวมกันของ  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  จะได้ว่าแรงดันอ้างอิงคือ

$$V_{REF} = V_{SG} + \alpha \Delta V_{SG} \quad (4.2)$$

โดย  $\alpha$  คืออัตราขยายคงที่ที่ทำให้สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของแรงดันอ้างอิงมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อพิจารณา  $\mu$  คือ อัตราส่วนระหว่างแรงดัน PTAT และแรงดันอ้างอิง พบว่าอัตราส่วนดังกล่าวมีพฤติกรรมแบบ PTAT ซึ่งมีค่าเป็น

$$\mu = \frac{\alpha \cdot \Delta V_{SG}}{V_{SG} + \alpha \cdot \Delta V_{SG}} \quad (4.3)$$

โดย  $\mu$  มีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 ถึง 1 ตั้งแต่อุณหภูมิ 0 เคลวิน ถึง 600 เคลวิน  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

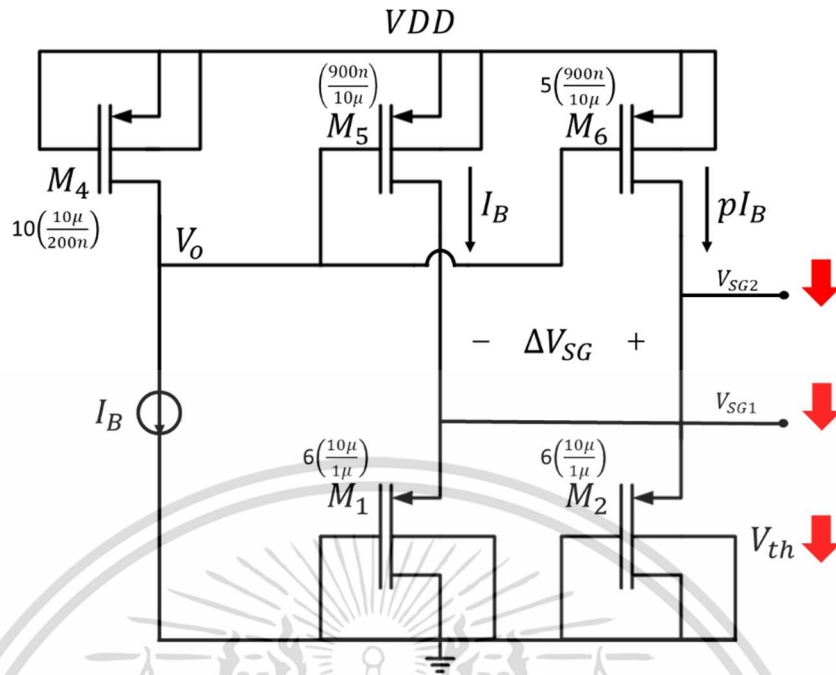
นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาถึงข้อจำกัดการใช้กำลังไฟฟ้าของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิในการสร้างแรงดันอินพุตให้กับ ADC ทำให้ DT MOS ถูกไบอัสด้วยอัตราส่วนกระแสต่างกัน 5 เท่า ( $p = 5$ ) จากความสัมพันธ์ระหว่าง CTAT และ PTAT พบว่า  $\alpha$  ที่ทำให้  $V_{REF}$  มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นศูนย์นั้นมีค่าประมาณ 9 ซึ่งทำให้  $\mu$  มีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับอุณหภูมิ หากทำการจัดรูปสมการที่ (4.3) ใหม่จะได้

$$\mu = \frac{\alpha \cdot X}{1 + \alpha \cdot X} \quad (4.4)$$

โดย  $X = \Delta V_{SG}/V_{SG}$  ซึ่งทำให้ ADC สามารถแปลงสัญญาณ  $X$  ให้อยู่ในรูปแบบอัตราส่วน  $\mu$  แต่เนื่องจากอัตราส่วน  $\mu$  เปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 ถึง 1 ยังไม่สามารถแสดงอุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียสได้ จึงสามารถปรับอัตราส่วน  $\mu$  ให้แสดงในหน่วยองศาเซลเซียสได้จากสมการที่ (3.9)

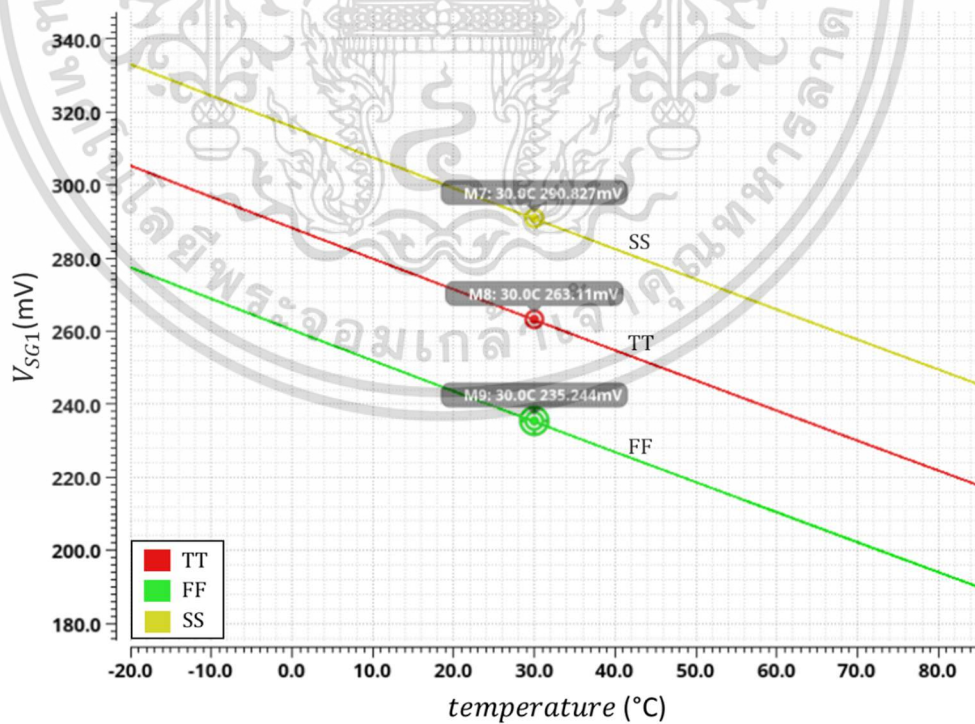
#### 4.4 ความแปรปรวนของกระบวนการสร้างต่อ DT MOS

ในเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดมอสเฟตนั้น พบว่าความแปรปรวนของกระบวนการสร้างส่งผลอย่างมากต่อ  $V_{th}$  ซึ่งเป็นสาเหตุหลักที่ทำให้ความแม่นยำในการวัดอุณหภูมิมีค่าลดลง DT MOS จึงถูกนำเสนอเป็นตัววัดอุณหภูมิ ซึ่งทำให้ผลดังกล่าวลดลง จากการจำลอง process corners เมื่อไบอัส DT MOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอดุมคติที่มีค่า 500 nA และ 2.5 uA ให้ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.3 พบว่า แรงดัน  $V_{SG1}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 335 mV ถึง 190 mV และมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิประมาณ  $-1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  ดังรูปที่ 4.4 ส่วนรูปที่ 4.5 แสดงแรงดัน  $V_{SG2}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 381 mV ถึง 250 mV เมื่อพิจารณาอัตราส่วนระหว่าง  $V_{SG}/\Delta V_{SG}$  ดังรูปที่ 4.6 พบว่าอัตราส่วนดังกล่าว มีการเปลี่ยนแปลงแบบไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิในช่วงขอบของอุณหภูมิ ณ อุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$  และ  $85^{\circ}\text{C}$  ผลจากการจำลองพบว่าหลังจากการปรับเทียบอุณหภูมิหนึ่งตำแหน่งที่อุณหภูมิ  $30^{\circ}\text{C}$  ความคลาดเคลื่อนในการอ่านค่าอุณหภูมิมีค่าสูงถึง  $\pm 5^{\circ}\text{C}$  หากพิจารณาที่ corners FF ของมอสเฟต โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ลดลงจะถูกแสดงด้วยสัญลักษณ์ลูกศรลง ดังแสดงในรูปที่ 4.3 พบว่าที่ corners FF ของมอสเฟต  $V_{th}$  จะเปลี่ยนแปลงมีค่าลดลง ซึ่งทำให้แรงดัน  $V_{SG1}$  และ  $V_{SG2}$  มีค่าลดลง จึงส่งผลโดยตรงต่อความแม่นยำในการอ่านค่าของอุณหภูมิ



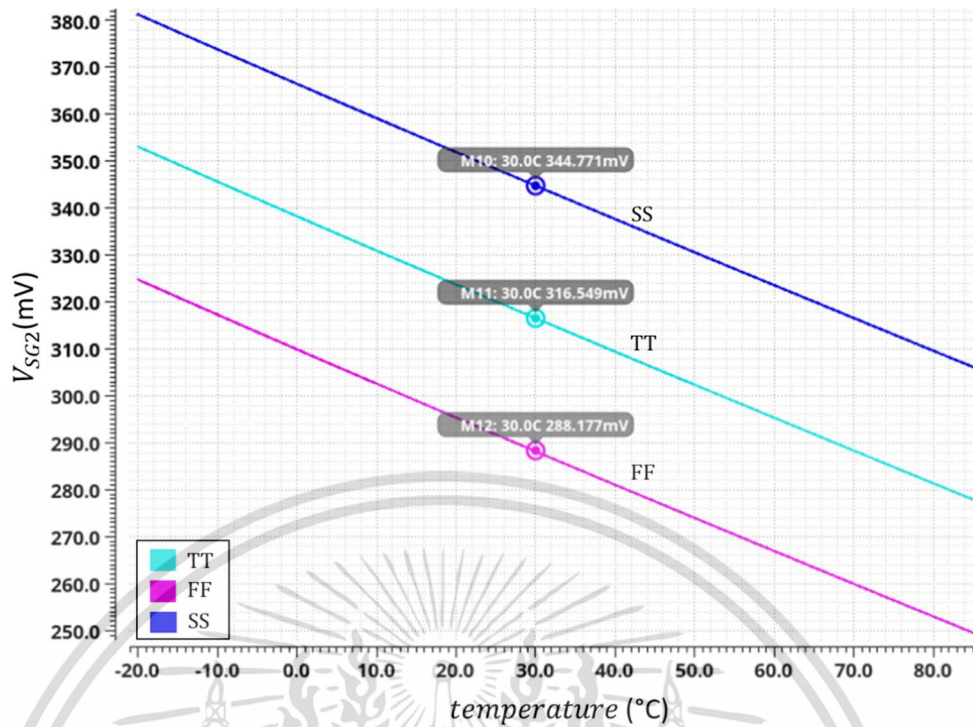
รูปที่ 4.3 โครงสร้าง DTMOS เมื่อถูกไบอัสด้วยกระแสคงที่ พิจารณาผลของ process corners (FF)

จากผลดังกล่าวจะเห็นได้ว่า การใช้แหล่งจ่ายกระแสอุดมคติให้ DTMOS นั้นไม่สามารถทำให้ความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิมากขึ้นได้ จึงจำเป็นต้องออกแบบแหล่งจ่ายกระแสที่เปลี่ยนไปตาม process corners เพื่อทำให้แรงดัน  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  เปลี่ยนแปลงต่อ process corners ลดลง

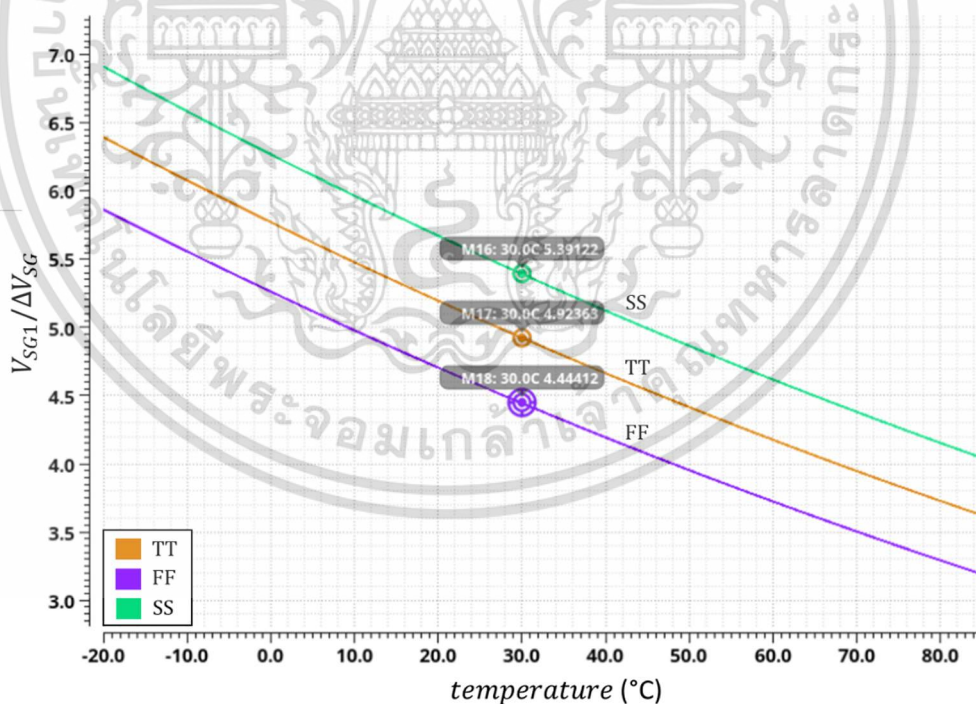


รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG1}$  กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG}$  กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ



รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $X = V_{SG1} / \Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ

ในหัวข้อนี้ จะกล่าวถึงการออกแบบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่มีการชดเชยผลของความแปรปรวนของกระบวนการสร้าง อย่างที่กล่าวในหัวข้อที่ผ่านมา พบว่าเซ็นเซอร์ชนิดมอสเฟตและ DTMOS ที่ถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติที่มีความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิต่ำหากต้องการให้ความแม่นยำมีค่าสูงขึ้น จำเป็นต้องอาศัยการปรับเทียบอุณหภูมิ 2 ตำแหน่ง ซึ่งทำให้ต้องใช้เวลาและต้นทุนในขั้นตอนการผลิตเพิ่มขึ้น จึงนำเสนอเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่ชดเชยผลของ process corners ได้ด้วยตัวเอง แสดงดังรูปที่ 4.8 โครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS โครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ร่วมกับ 2T (PMOS) bias circuit ซึ่งประกอบด้วย DTMOS 2 ตัว คือ M1 และ M2 เป็นตัวสร้างแรงดัน PTAT และ CTAT ส่วน M5 และ M6 ใช้เป็นตัวสร้างแหล่งจ่ายกระแสไบอัสให้ DTMOS และส่วนสุดท้าย M3 และ M4 (2T) สร้างแรงดันอ้างอิงให้แหล่งจ่ายกระแส [8] ซึ่งทำให้แหล่งจ่ายกระแสสามารถปรับกระแสไบอัสได้ตาม process corners ที่เปลี่ยนไป โดยทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในย่านผิวกลับอ่อน ซึ่งกระแสเดรนของมอสเฟต เมื่อพิจารณาผลของบอดีสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$I_D = I_o \left( \frac{W}{L} \right) \exp \left( \frac{-V_{GB} + V_{th,p}}{nU_T} \right) \left[ \exp \left( \frac{V_{SB}}{nU_T} \right) - \exp \left( \frac{V_{DB}}{nU_T} \right) \right] \quad (4.5)$$

โดย  $I_o = 2n\mu_0 C_{ox} U_T^2$ ,  $\mu_0$  คือ ความคล่องตัวประจุ และ  $n$  คือ สัมประสิทธิ์ของบอดี และ  $C_{ox}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ และ  $U_T = kT/q$  คือ แรงดันอุณหภูมิ และ  $V_{GB}$  แรงดันเกต-บอดี  $V_{DB}$  แรงดันเดรน-บอดี และ  $V_{thp}$  คือ แรงดันขีดเริ่ม PMOS

ในส่วนวงจรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T แบบดั้งเดิม ดังรูปที่ 4.7 (ก) นั้นอาศัยทรานซิสเตอร์ที่ต่างกัน 2 ชนิด โดย  $M_1$  เป็นมอสเฟตแบบธรรมดา ส่วน  $M_2$  เป็นมอสเฟตแบบ thick oxide ซึ่งทำให้  $V_{th}$  ของมอสเฟตทั้ง 2 แตกต่างกัน โดย  $V_{th1}$  ของมอสเฟตแบบธรรมดามีค่าน้อยกว่า  $V_{th2}$  ของมอสเฟตแบบ thick oxide เมื่อพิจารณากระแสผ่านทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 จะได้แรงดันอ้างอิงที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ดังนี้ [22]

$$V_{Reference} = \frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} (V_{th2} - V_{th1}) + \frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} U_T \ln \left( \frac{\mu_1 C_{ox1} W_1 L_2}{\mu_2 C_{ox2} W_2 L_1} \right) \quad (4.6)$$

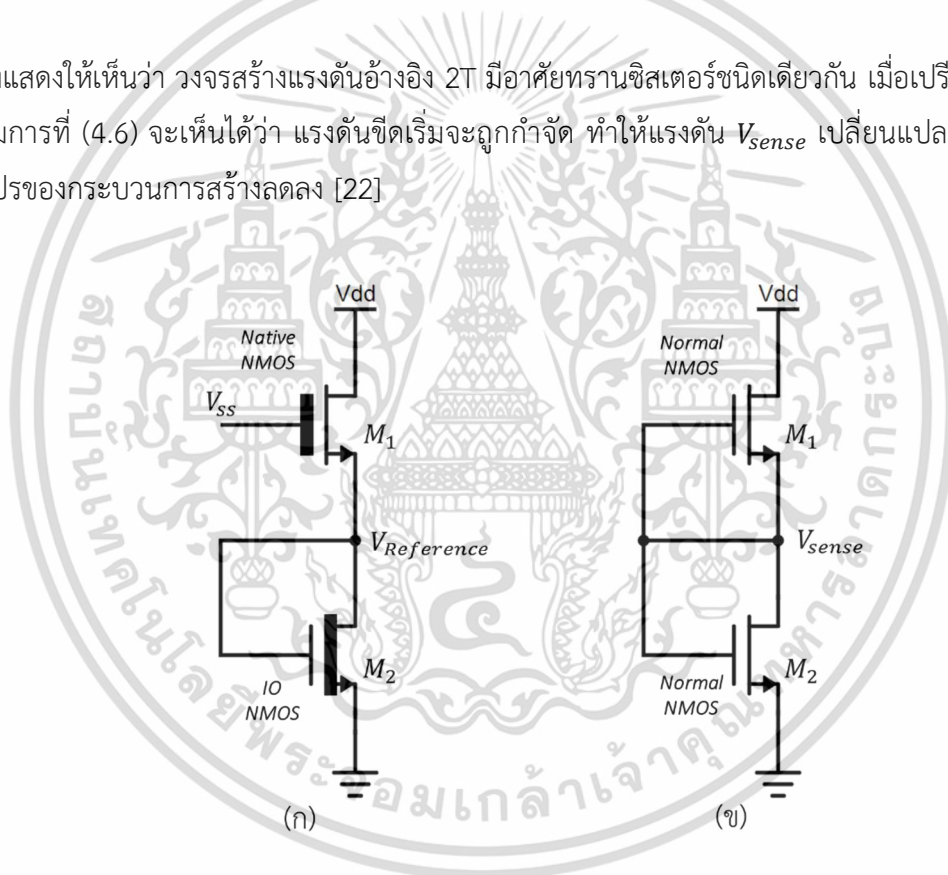
โดย  $m$  คือสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงย่านผิวกลับ (subthreshold swing coefficient) ซึ่งมีแรงดันขีดเริ่มมีพฤติกรรมแบบ CTAT และมีแรงดันอุณหภูมิมีพฤติกรรมแบบ PTAT โดยแรงดัน  $V_{Reference}$  ที่เกิดขึ้นนั้นสามารถออกแบบให้มีพฤติกรรมแบบ PTAT หรือ CTAT ได้โดยการปรับอัตราส่วนขนาดของทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถใช้เป็นตัววัดอุณหภูมิได้

อย่างไรก็ตาม แรงดัน  $V_{Reference}$  ที่มีค่าสูงทำให้มีการใช้กำลังงานที่มากขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้ การใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ชนิดที่ต่างกัน ความผันแปรของกระบวนการสร้างส่งผลอย่างมากต่อแรงดันอ้างอิงที่เกิดขึ้น ซึ่งทำให้แรงดันอ้างอิงเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นและทำให้การนำไปใช้วัดอุณหภูมิเกิดความผิดพลาดที่มากขึ้นได้

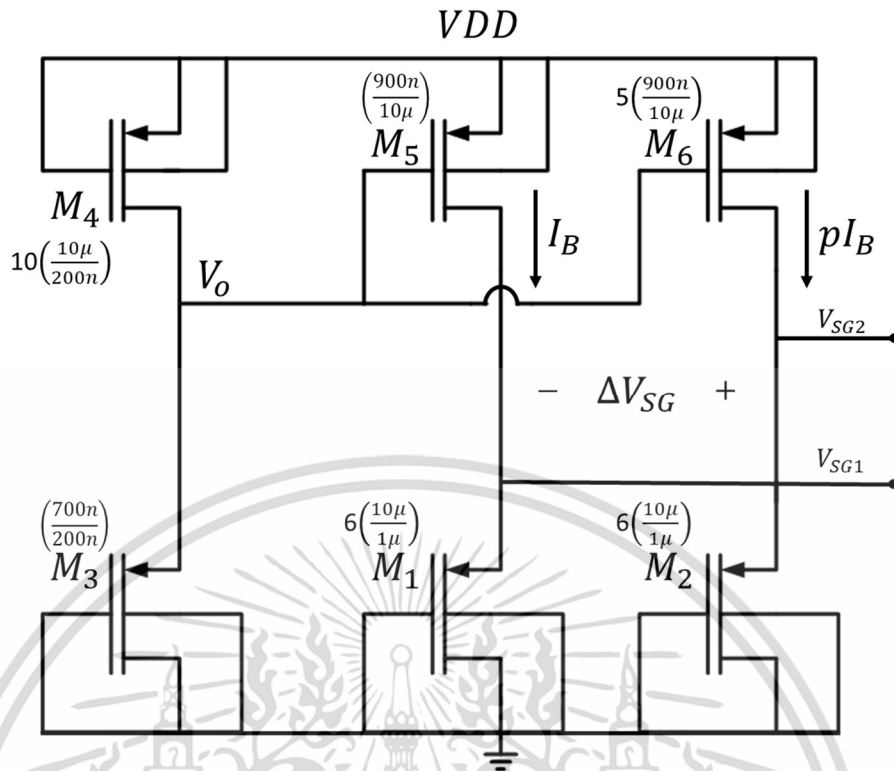
จากรูปที่ 4.7 (ข) จึงมีการนำเสนอวงจรรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T โดยอาศัยทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 เป็นมอสเฟตแบบธรรมดาเหมือนกัน ซึ่งทำให้  $V_{th1}$  และ  $V_{th2}$  มีค่าเท่ากัน เมื่อพิจารณากระแสผ่านทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 จะได้แรงดันอ้างอิง ดังนี้

$$V_{sense} = \frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} U_T \ln \left( \frac{\mu_1 C_{ox1} W_1 L_2}{\mu_2 C_{ox2} W_2 L_1} \right) \quad (4.7)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า วงจรรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T มีอาศัยทรานซิสเตอร์ชนิดเดียวกัน เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (4.6) จะเห็นได้ว่า แรงดันขีดเริ่มจะถูกกำจัด ทำให้แรงดัน  $V_{sense}$  เปลี่ยนแปลงต่อความผันแปรของกระบวนการสร้างลดลง [22]

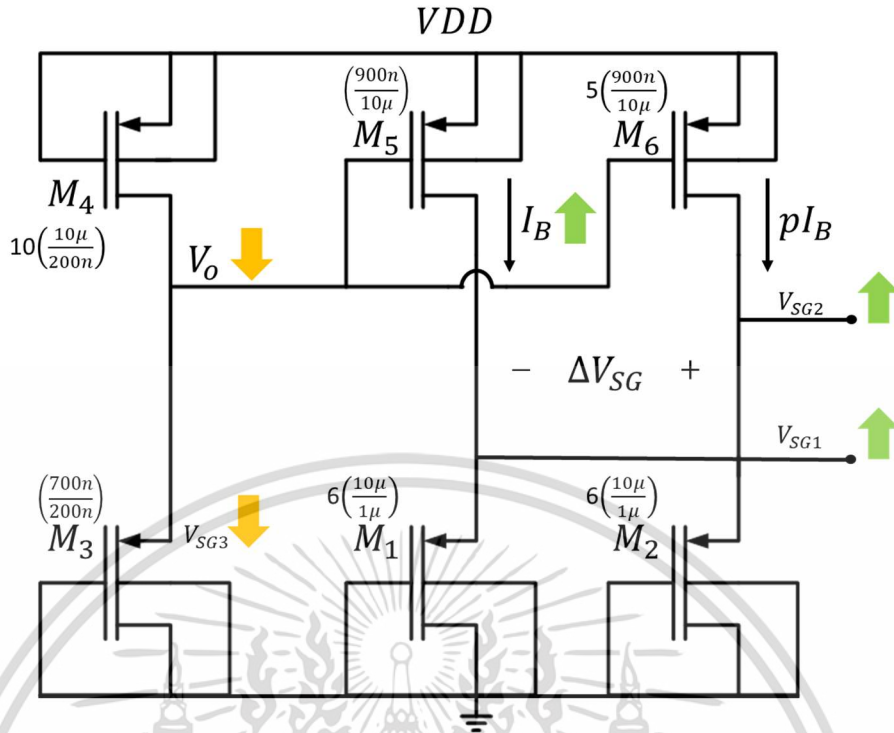


รูปที่ 4.7 (ก) วงจรรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T ชนิด NMOS ต่างชนิด และ (ข) วงจรรสร้างแรงดันอ้างอิง 2T ชนิด NMOS ชนิดเดียวกัน



รูปที่ 4.8 โครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ร่วมกับ 2T (PMOS) bias circuit

เมื่อพิจารณาที่ corners FF จากหัวข้อที่ 4.5 พบว่า  $V_{th}$  ของมอสเฟตนั้นจะมีค่าลดลง และทำให้แรงดัน  $V_{SG}$  และ  $V_{SG2}$  มีค่าลดลงตามไปด้วย ในการชดเชยการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{th}$  ซึ่งทำได้โดยออกแบบแหล่งจ่ายกระแสไบอัสที่เปลี่ยนแปลงได้ตาม process corners ที่เปลี่ยนไป จึงนำเสนอโครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ร่วมกับ 2T (PMOS) bias circuit ดังแสดงในรูปที่ 4.8 หากพิจารณาการเปลี่ยนแปลงแรงดันในส่วนต่างๆ ของวงจร ซึ่งถูกแทนด้วยสัญลักษณ์ลูกศรโดยลูกศรขึ้น และ ลูกศรลง แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เพิ่มขึ้นและลดลง ตามลำดับ ดังนั้นหากพิจารณาที่ corners FF โดยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันจะแสดงดังรูปที่ 4.9 หากพิจารณาผลที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{th}$  จะเห็นว่า เมื่อต้องการให้แรงดัน  $V_{SG1}$  และ  $V_{SG2}$  มีค่าเพิ่มขึ้น กระแสไบอัส  $I_B$  จากทรานซิสเตอร์ M5 และ M6 ควรมีค่าเพิ่มขึ้น โดยทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ถูกไบอัสด้วยแรงดัน  $V_0$  ซึ่งทำให้ M5 และ M6 ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสซึ่งมีอัตราส่วนกระแส  $I_B$  กับ  $p \cdot I_B$  เป็น 1 ต่อ 5 ตามลำดับ โคน  $V_0$  ที่เป็นแรงดันไบอัสควรมีค่าลดลง ซึ่ง  $V_0$  ถูกสร้างจากทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 (2T) และมีค่าเท่ากับ  $V_{SG3}$  ในที่นี้จะมีค่าลดลง  $V_{SG3}$  นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตาม process corners เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{th}$



รูปที่ 4.9 โครงสร้างเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DT MOS ที่นำเสนอ เมื่อพิจารณาการชดเชยผลของ process corners (FF)

จากรูปที่ 4.9 เมื่อพิจารณาทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 (2T) ซึ่งถูกใช้เป็นวงจรสร้างกระแส  $V_o$  เมื่อมีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 เล็กน้อย ที่ทรานซิสเตอร์ M3 พบว่า  $V_{GB3} = V_{DB} = 0$ ,  $V_{SB3} = V_o$  กระแสเดรนจะมีค่า

$$I_{D3} = I_o \left( \frac{W}{L} \right)_3 \exp \left( \frac{+V_{th3}}{nU_T} \right) \left[ \exp \left( \frac{V_o}{nU_T} \right) - 1 \right] \quad (4.8)$$

เมื่อพิจารณาทรานซิสเตอร์ M4 พบว่า  $V_{G4} = V_{S4} = V_{B4} = V_{DD}$ ,  $V_{D4} = V_o$ . ดังนั้น  $V_{SG4} = 0$ ,  $V_{SB4} = 0$ ,  $V_{GB4} = 0$ , and  $V_{DB} = V_{DD} - V_o$  ดังนั้นกระแสเดรนจะมีค่า

$$I_{D4} = I_o \left( \frac{W}{L} \right)_4 \exp \left( \frac{+V_{th4}}{nU_T} \right) \left[ 1 - \exp \left( \frac{V_o - V_{DD}}{nU_T} \right) \right] \quad (4.9)$$

เมื่อกระแส  $I_{D3} = I_{D4}$  ดังนั้นสมการที่ (4.8) เท่ากับ (4.9) จะได้

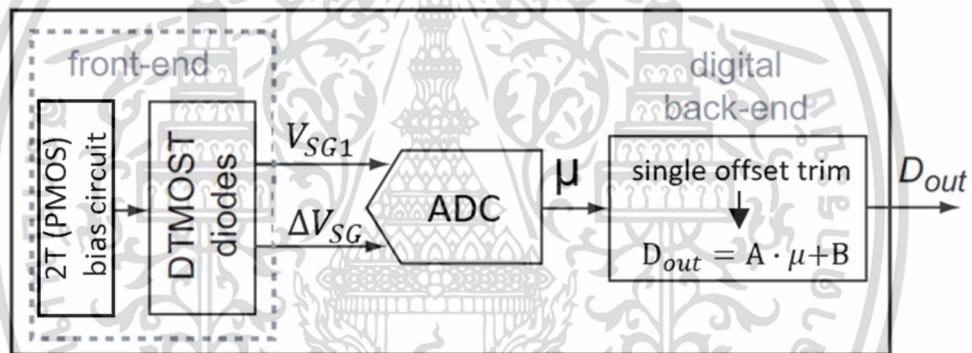
$$V_o = nU_T \ln \left( \frac{1 + \beta}{1 + \beta \exp \left( \frac{-V_{DD}}{nU_T} \right)} \right) \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $\beta = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_3} \exp\left(\frac{V_{th4}-V_{th3}}{nU_T}\right)$  นอกจากนี้  $V_{th3}$  และ  $V_{th4}$  มีค่าน้อยกว่าศูนย์และไม่เท่ากับค่าบอดี้ จะเห็นได้ว่า  $V_0$  มีค่าเท่ากับ  $V_{SG3}$  ซึ่งทำให้  $V_0$  นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงตามผลของ process corners ได้และ  $V_0$  ยังมีพฤติกรรมแบบ PTAT ซึ่งจะถูกใช้เป็นแรงดันไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ M5 และ M6 ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสเป็นลำดับต่อไป

#### 4.6 การทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS

แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่ใช้กำลังต่ำ ได้นำเสนอตั้งรูปที่ 4.10 ซึ่งประกอบด้วยวงจรวัดอุณหภูมิ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล และวงจรควบคุมสัญญาณดิจิตอล ในบทนี้อธิบายโครงสร้างภาคในและการเชื่อมต่อของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ใช้กำลังงานต่ำ และให้ความแม่นยำสูง



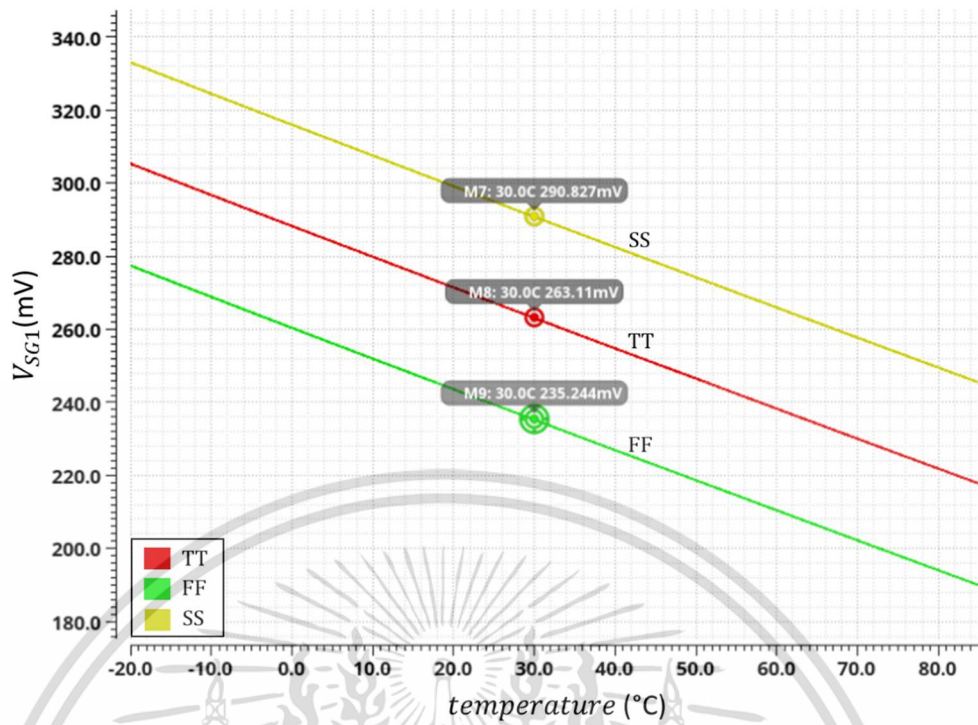
รูปที่ 4.10 แผนภาพการทำงานของวงจรวัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่นำเสนอ

#### 4.7 การจำลองการทำงานของ DTMOS

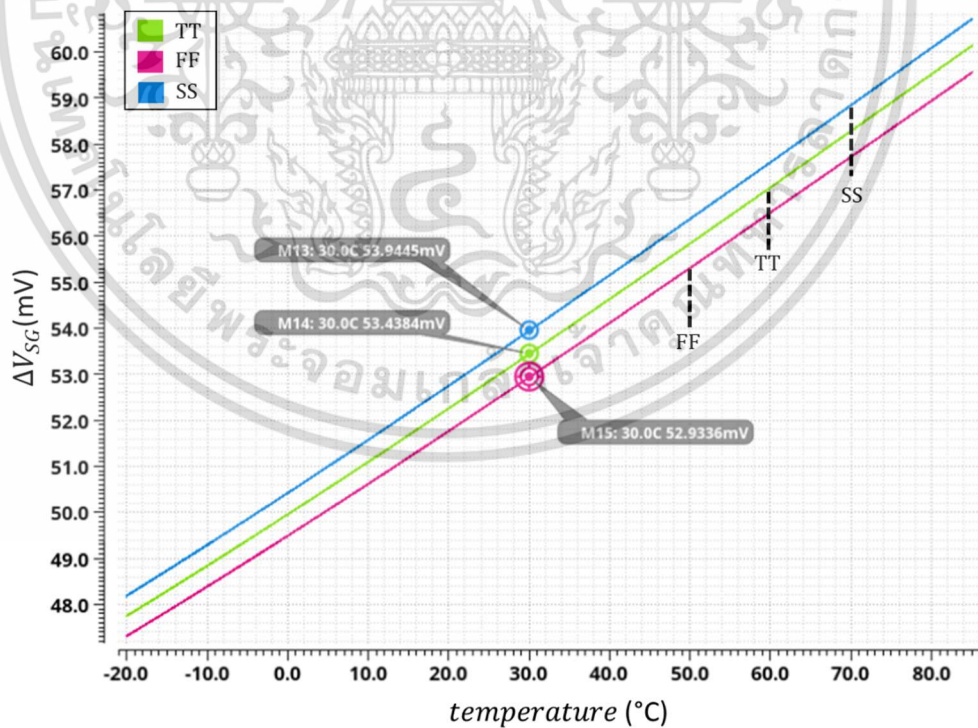
การจำลองการทำงานของ DTMOS โดยการไบอัสกระแสอดุมคติให้กับ DTMOS 2 ตัวคือ M1 และ M2 ด้วยกระแสขนาด 500 nA และ 2.5  $\mu$ A ตามลำดับ โดยมีอัตราส่วนของกระแส เป็น 1:5 ( $p = 5$ ) จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่ตกคร่อม DTMOS ซึ่งทำให้เกิดแรงดัน  $V_{SG}$  และ  $V_{SG2}$  นอกจากนี้ ผลต่างที่เกิดขึ้นจาก DTMOS ทั้ง 2 คือ  $\Delta V_{SG}$  จากการจำลองโดยการป้อนกระแสคงที่ โดยจำลองการเปลี่ยนอุณหภูมิตั้ง  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$  และ process corners ของ DTMOS ที่ TT FF SS เพื่อแสดงให้เห็นคุณสมบัติของกระแสเดรน-แรงดันซอร์ส-เกต และอุณหภูมิของเซ็นเซอร์ ผลการจำลองการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าแรงดัน  $V_{SG1}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 335 mV ถึง 190 mV และมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิประมาณ  $-1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  ส่วนรูปที่ 4.12 แสดง  $\Delta V_{SG}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 45 mV ถึง 60 mV ตลอดช่วงอุณหภูมิ นอกจากนี้ X แสดงถึงอัตราส่วนระหว่าง  $V_{SG1}$  และ  $\Delta V_{SG}$  แสดงดังรูปที่ 4.13 จะพบว่า X เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 7 ถึง 3 ตลอดช่วง  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

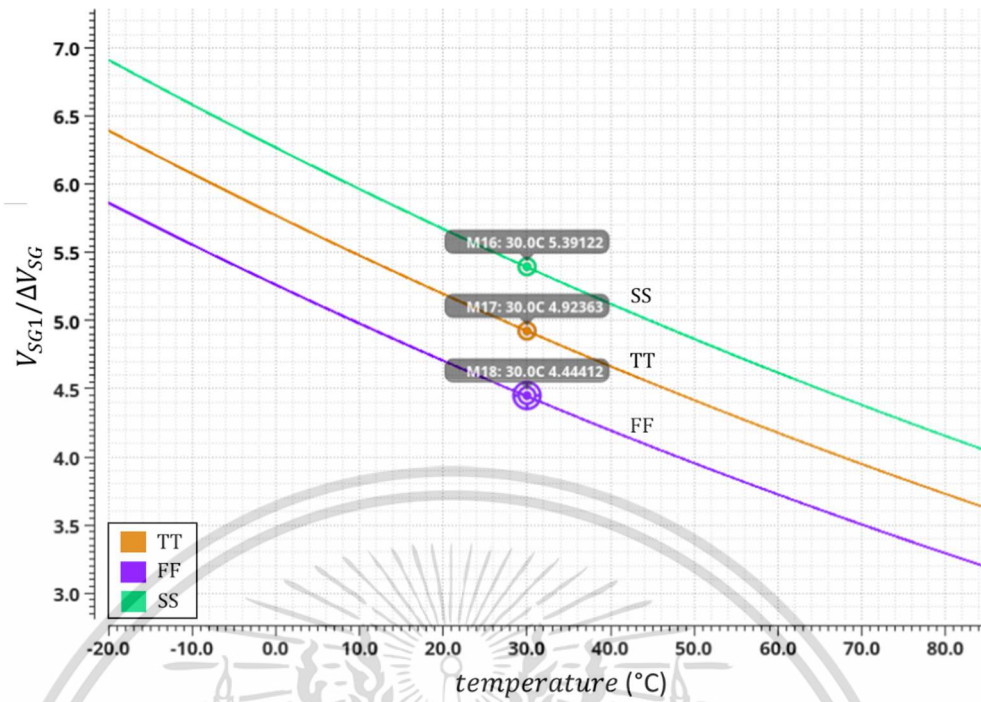


รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG1}$  กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

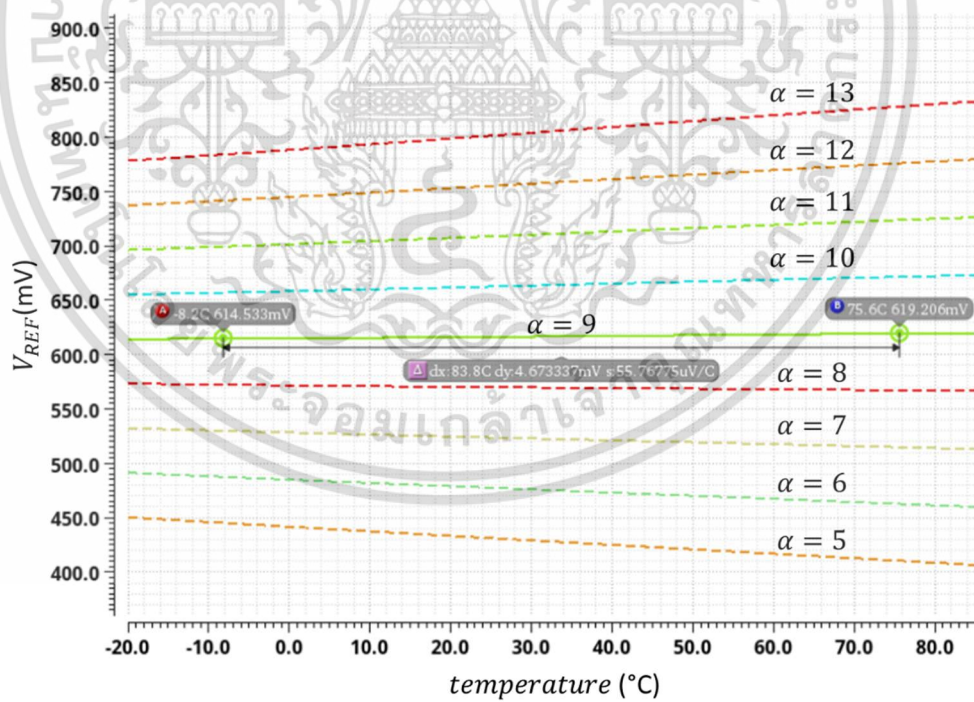


รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $X = V_{SG} / \Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

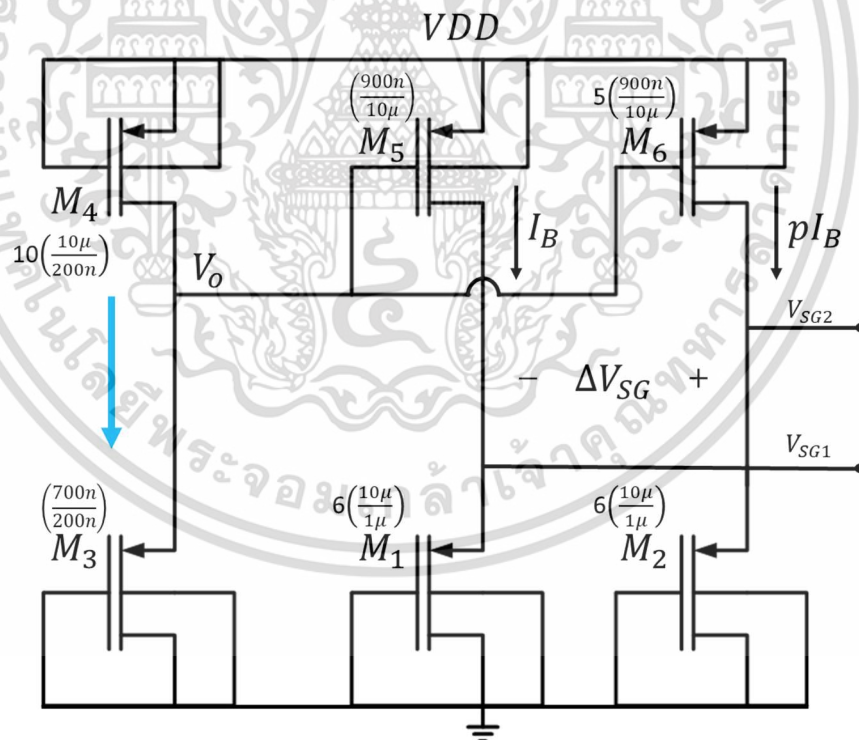


รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{REF}$  กับอุณหภูมิ เมื่อ  $\alpha$  มีค่าตั้งแต่ 5 ถึง 13 เมื่อถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $X = V_{SG} / \Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ โดยค่า  $\alpha$  สามารถคำนวณได้จากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ  $V_{SG1}$  และ  $\Delta V_{SG}$  ซึ่ง  $\alpha$  คือค่าคงที่ที่ทำให้ผลรวมของ  $V_{SG1} + \alpha \Delta V_{SG}$  มีสัมประสิทธิ์กับอุณหภูมิเป็นศูนย์ จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 4.14 พบว่าที่  $\alpha$  มีค่าประมาณ 9 จะทำให้ผลรวมดังกล่าวมีสัมประสิทธิ์กับอุณหภูมิเป็นศูนย์ ในบทความนี้จะกล่าวถึง  $\mu$  ที่เกิดจากการไบอัส DTMOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ แสดงให้เห็นว่า  $\mu$  มีพฤติกรรมแบบ PTAT หลังจากการเปรียบเทียบอุณหภูมิหนึ่งตำแหน่ง ณ อุณหภูมิ  $30^{\circ}\text{C}$  จะเห็นได้ว่าที่ขอบของอุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$  และ  $85^{\circ}\text{C}$  นั้น  $\mu$  จะกระจายตัวออกอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลง process corners ซึ่งทำให้หลังจากการปรับค่า  $\mu$  ดังสมการที่ (3.9) ให้อยู่ในหน่วยองศาเซลเซียส จะเห็นได้ผลที่เกิดจากการไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติและการผันแปรของกระบวนการผลิตทำให้เซ็นเซอร์ดังกล่าวมีความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิสูงถึง  $\pm 5^{\circ}\text{C}$  ตั้งแต่อุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$  และ  $85^{\circ}\text{C}$  จึงจำเป็นต้องออกแบบกระแสไบอัสที่เปลี่ยนแปลงตาม process corners เพื่อชดเชยผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงดังกล่าว จึงนำเสนอวงจรเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่ชดเชยผลของกระบวนการสร้าง

#### 4.8 การจำลองการทำงานของ DTMOS ที่นำเสนอ

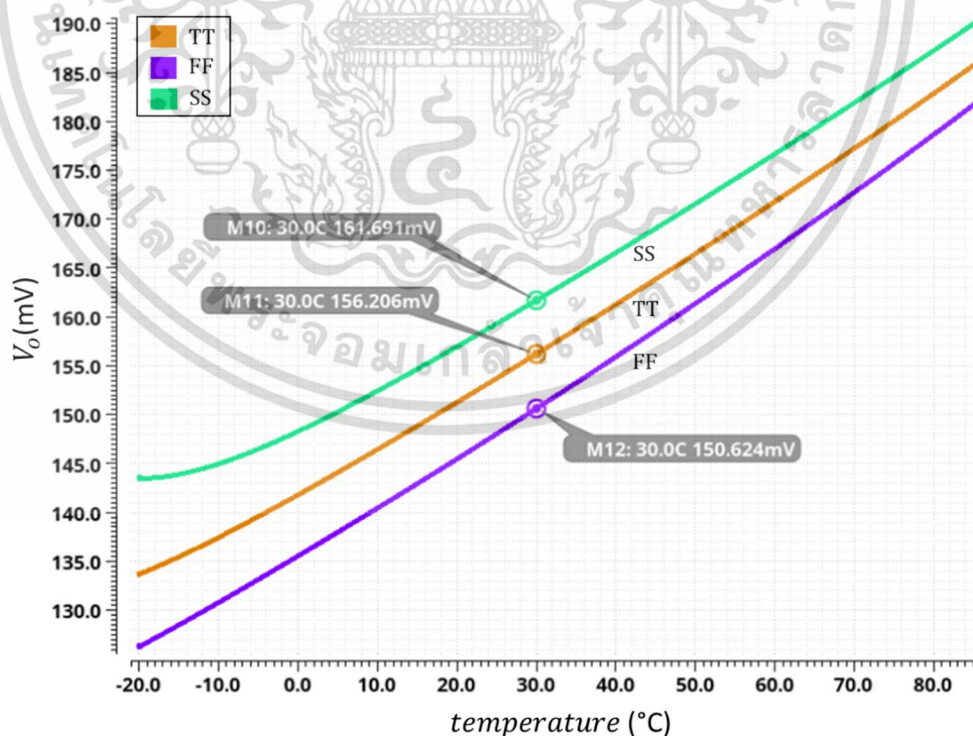


รูปที่ 4.15 โครงสร้างวงจรวัดอุณหภูมิที่นำเสนอ อาศัยการทำงานร่วมกับของ 2T

รูปที่ 4.15 แสดงโครงสร้างวงจรเซ็นเซอร์วัดค่าอุณหภูมิแบบ DTMOS โดยการออกแบบวงจรใช้ DTMOS เป็นตัววัดอุณหภูมิ ซึ่งประกอบด้วย DTMOS 2 ตัว คือ M1 และ M2 เป็นตัวสร้างแรงดัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

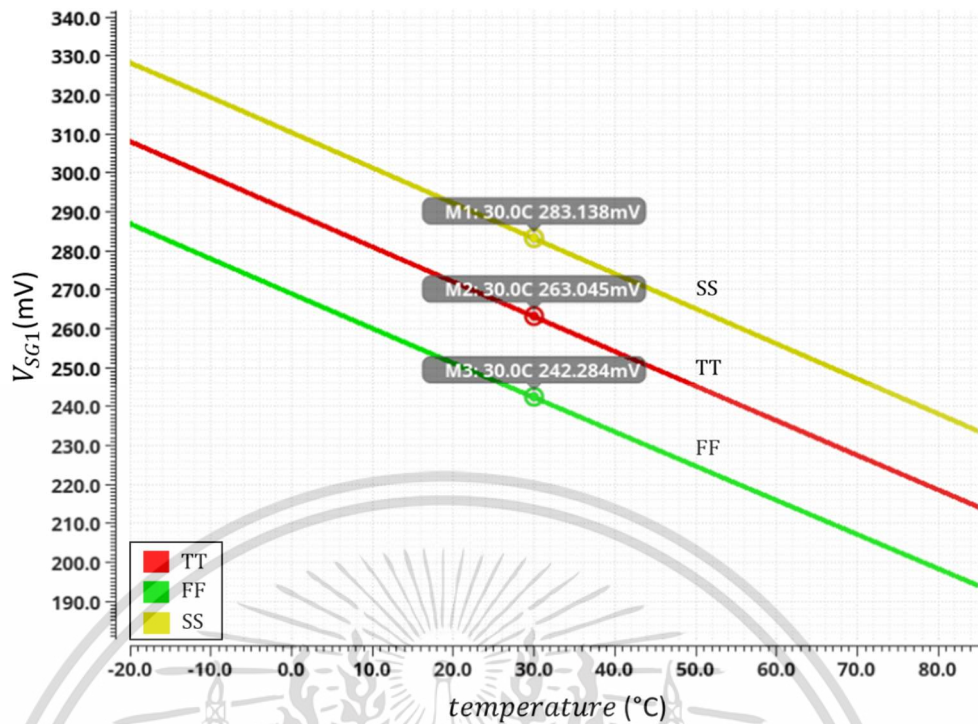
PTAT และ CTAT ส่วน M5 และ M6 ใช้เป็นตัวสร้างแหล่งจ่ายกระแสไบอัสให้ DTMOS และส่วนสุดท้าย M3 และ M4 (2T) สร้างแรงดันอ้างอิงให้แหล่งจ่ายกระแส ซึ่งทำให้แหล่งจ่ายกระแสสามารถปรับกระแสไบอัสได้ตาม process corners ที่เปลี่ยนไป โดยทรานซิสเตอร์ทั้งหมดทำงานในย่านผันกลับอ่อน

วงจรเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่นำเสนอ นั้น ถูกออกแบบให้ทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ วงจรเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ จำลองการทำงานโดยใช้แบบจำลองโดยใช้โมเดลของ SMIC ที่เทคโนโลยีขนาด 0.18  $\mu\text{m}$  ด้วยโปรแกรม Cadence โดยต้องการออกแบบให้เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิมีความผิดพลาดของอุณหภูมิอยู่ที่  $\pm 0.5^\circ\text{C}$  ในช่วงอุณหภูมิตั้ง  $-20^\circ\text{C}$  ถึง  $85^\circ\text{C}$  โดยการออกแบบเซ็นเซอร์ต้องการระยะห่างในการอ่านค่าของเครื่องอ่าน RFID ซึ่งต้องการระยะห่างอยู่ที่ประมาณ 10-12 เซนติเมตร ทำให้ต้องใช้กำลังงานน้อยกว่า  $10 \mu\text{W}$  เพื่อให้ที่ระยะดังกล่าวเซ็นเซอร์ยังคงสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากการจำลอง PVT ที่ทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 (2T) ซึ่งเป็นชุดสร้างแรงดัน  $V_0$  จะเห็นได้ว่า  $V_0$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 125 mV ถึง 195 mV ตลอดช่วงอุณหภูมิ ดังแสดงในรูปที่ 4.16 จะเห็นได้ว่าที่ corners FF แรงดัน  $V_0$  นั้นมีค่าลดลงจาก corners TT ตลอดช่วงอุณหภูมิ ซึ่งทำให้กระแสไบอัสที่ได้จากทรานซิสเตอร์ M5 และ M6 มีค่าสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.17 จากกระแสไบอัสดังกล่าวทำให้แรงดัน  $V_{SG1}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 335 mV ถึง 190 mV ส่วนรูปที่ 4.18 แสดงแรงดัน  $V_{SG2}$  เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 381 mV ถึง 250 mV ส่วนรูปที่ 4.19 แสดง  $\Delta V_{SG}$  ที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 47 mV ถึง 60 mV

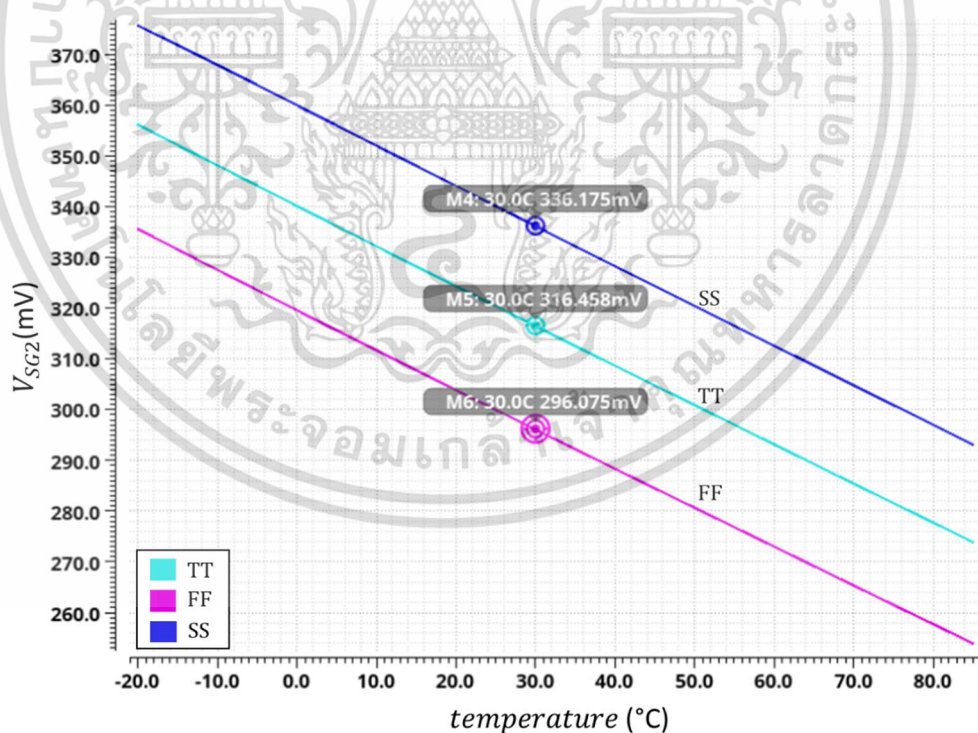


รูปที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_0$  กับอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

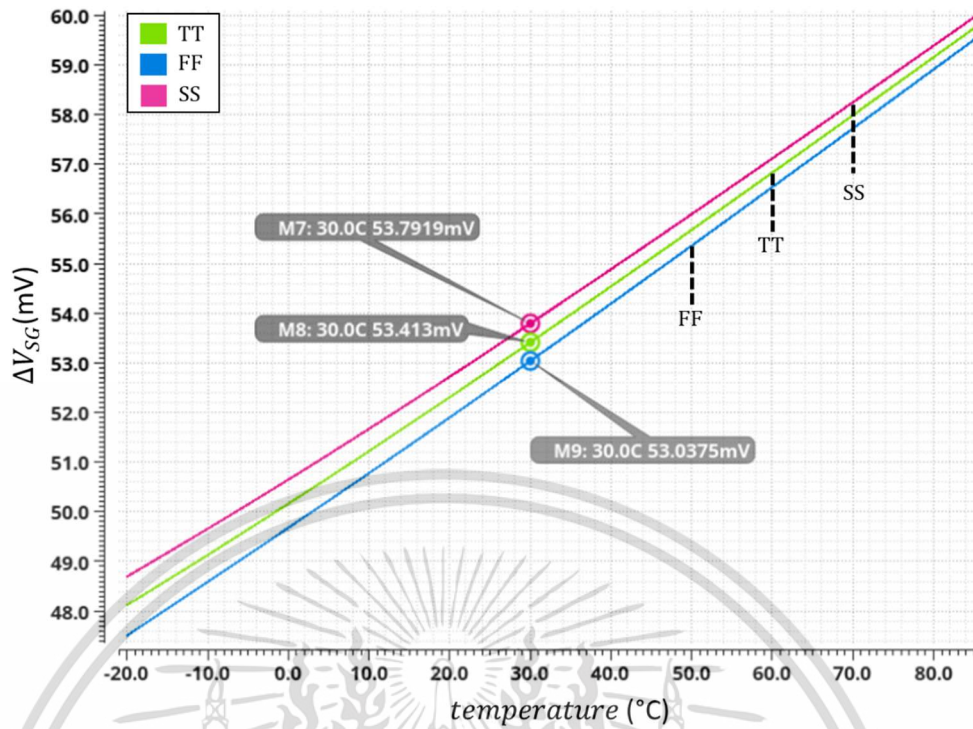


รูปที่ 4.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG1}$  กับอุณหภูมิ

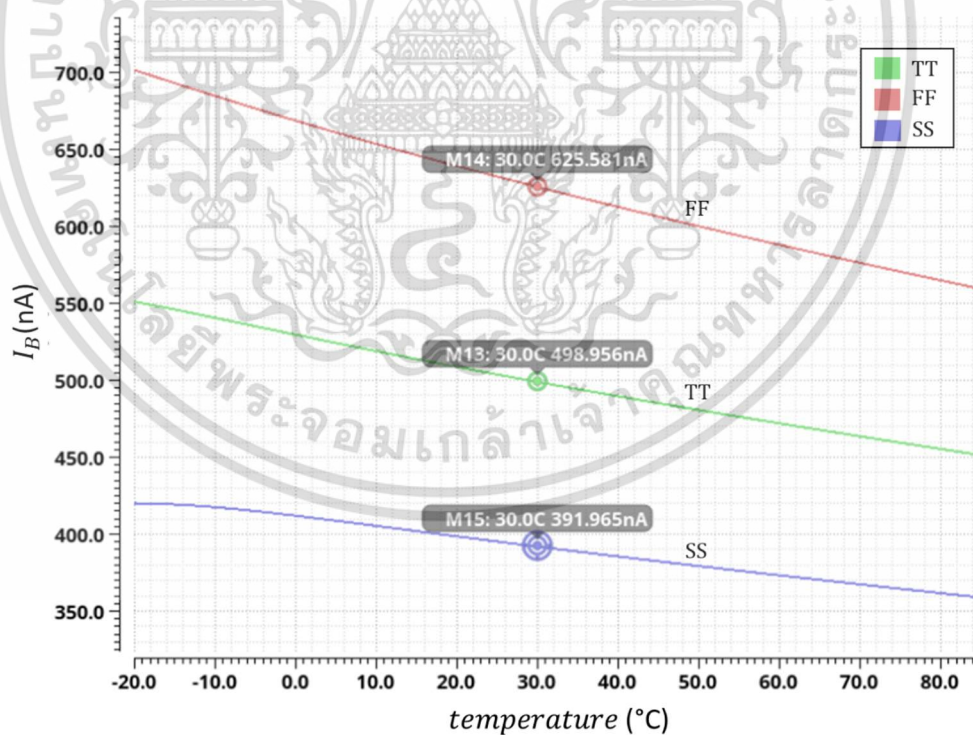


รูปที่ 4.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG}$  กับอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

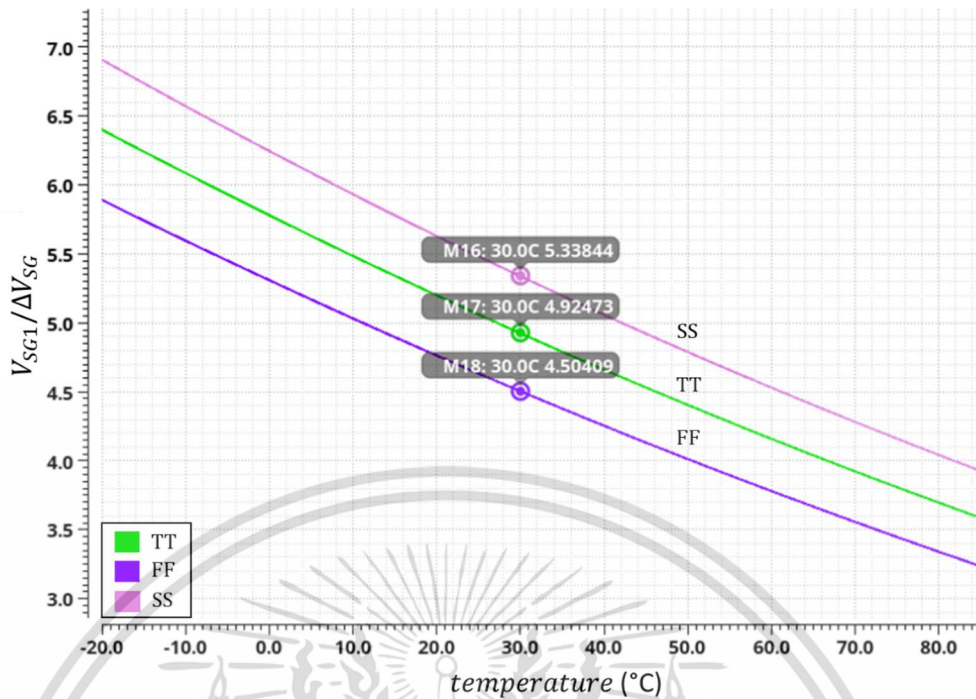


รูปที่ 4.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ



รูปที่ 4.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_B$  กับอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



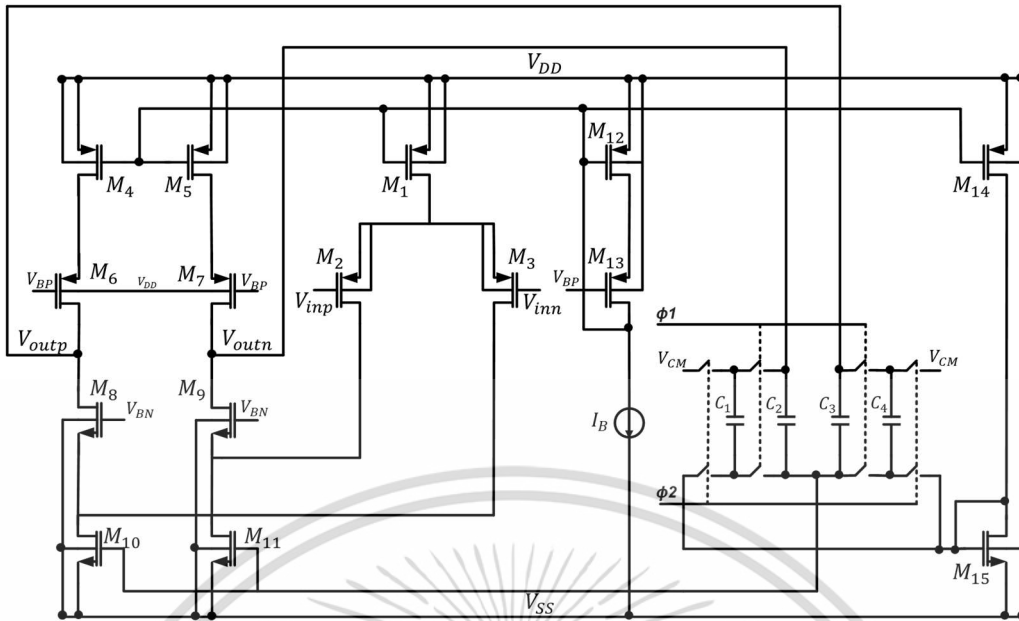
รูปที่ 4.21 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG1}/\Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิ

จากแรงดัน  $V_{SG1}$ ,  $V_{SG2}$  และ  $\Delta V_{SG}$  ที่ได้จากการใช้วงจร 2T เป็นตัวสร้างแรงดันไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่สามารถปรับตาม process corners ดังแสดงในรูปที่ 4.20 เพื่อชดเชยผลของอุณหภูมิ จากรูปที่ 4.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{SG1}/\Delta V_{SG}$  กับอุณหภูมิจะเห็นว่าอัตราส่วนดังกล่าวเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงประมาณ 3 ถึง 7 ตลอดช่วงอุณหภูมิ จึงทำให้ค่า  $\mu$  ของวงจรถึงเซอร์วิคอุณหภูมิที่นำเสนอ นั้น มีการกระจายตัวน้อยลงอย่างมากที่ขอบของอุณหภูมิที่  $-20^{\circ}\text{C}$  และ  $85^{\circ}\text{C}$  เมื่อทำการปรับค่า  $\mu$  ให้อยู่ในหน่วยองศาเซลเซียสพบว่าความคลาดเคลื่อนในการอ่านค่าของอุณหภูมินั้นลดลงอย่างเห็นได้ชัด

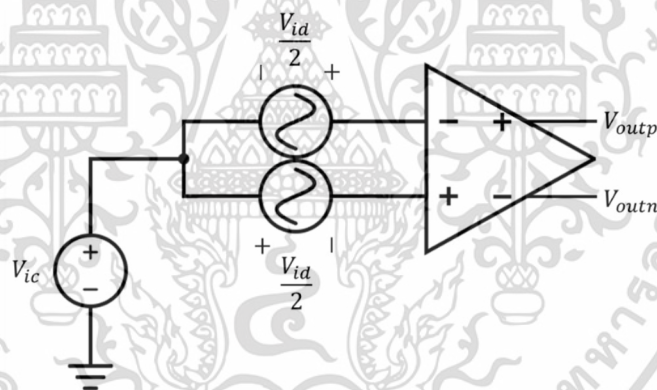
#### 4.9 การจำลองวงจร Fully Differential Folded Cascode Amplifier

วงจรออปแอมป์ภาคเดียวที่นำเสนอนี้ แสดงในรูปที่ 4.22 ถูกออกแบบด้วยหลักการของวงจร fully differential folded cascode amplifier ร่วมกับวงจรป้อนกลับแบบสวิทช์ตัวเก็บประจุ เพื่อที่จะนำมาใช้งานเป็นวงจร integrator ที่จะทำการอินทิเกรตสัญญาณอินพุตให้กับวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล โดยออปแอมป์ที่ต้องการควรมีอัตราขยายผลต่างที่แรงดันไฟตรงประมาณ 70 dB และมีผลคูณของอัตราขยายไฟตรงกับแบนด์วิดท์ที่ 3 MHz โดยมีข้อจำกัดในการออกแบบคือ ออปแอมป์ต้องทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ และมีการใช้กำลังงานน้อยกว่า 5  $\mu\text{W}$  ตลอดช่วงอุณหภูมิและทุก process corners (TT FF SS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



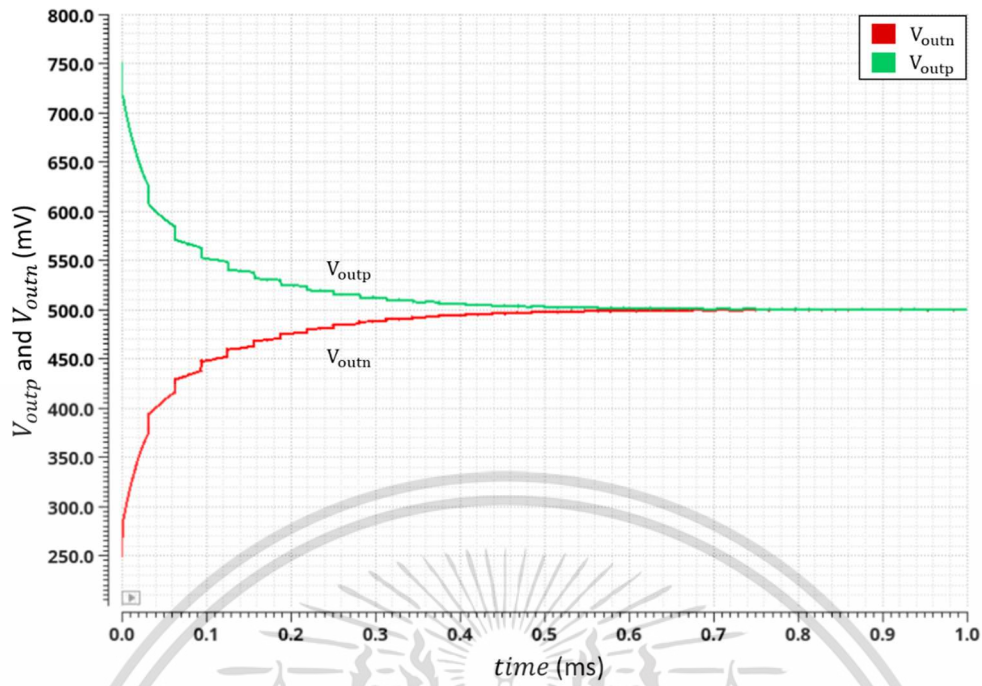
รูปที่ 4.22 วงจร fully differential folded cascode amplifier ร่วมกับวงจรป้อนกลับแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ



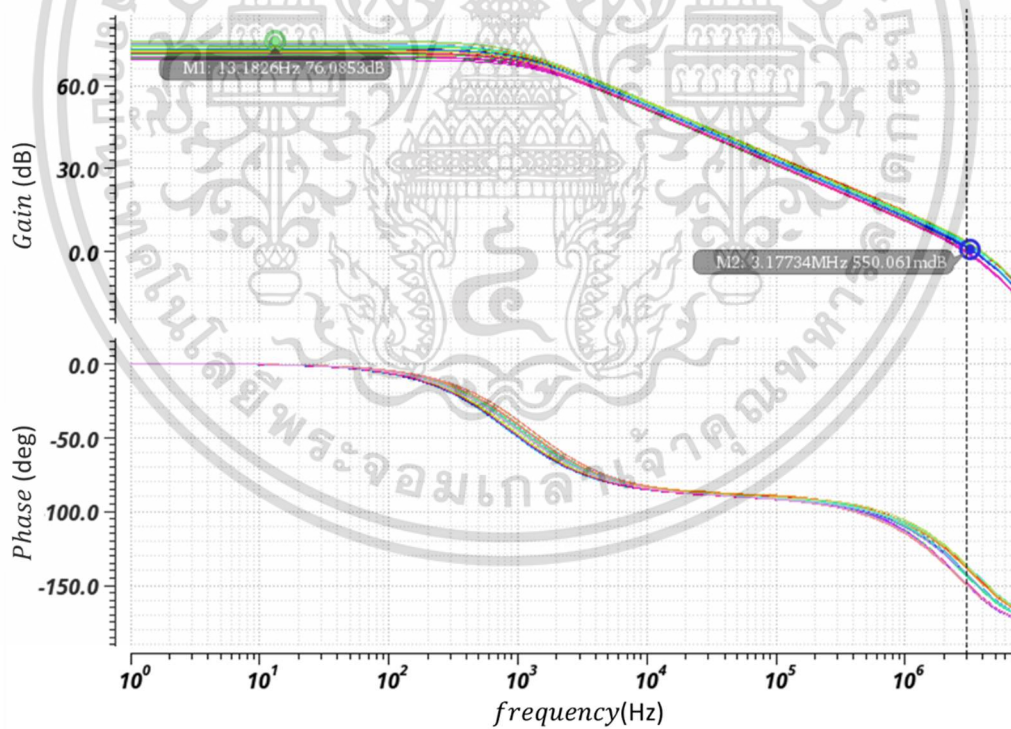
รูปที่ 4.23 วงจรจำลองการทำงานของวงจร fully differential folded cascode amplifier ร่วมกับวงจรป้อนกลับแบบสวิตช์ตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 4.23 แสดงการจำลองการทำงานของ fully differential folded cascode amplifier จากผลการตอบสนองทางเวลาพบว่าออปแอมป์สามารถปรับแรงดัน  $V_{outp}$  และ  $V_{outn}$  เข้าสู่แรงดันโหมตร่วมได้ที่เวลาประมาณ 0.6 ms ดังแสดงในรูปที่ 4.24 และจากผลการตอบสนองทางความถี่พบว่า ออปแอมป์ที่ต้องการควรมีอัตราขยายผลต่างที่แรงดันไฟตรงประมาณ 70 dB มีผลคูณของอัตราขยายไฟตรงกับแบนด์วิดท์ที่ 3 MHz และมีส่วนเฟสประมาณ 45 องศา ดังแสดงในรูปที่ 4.25 นอกจากนี้ออปแอมป์ยังมีความถี่มุมของสัญญาณรบกวน (noise corner frequency:  $f_c$ ) อยู่ที่ประมาณ 200 Hz และที่ความถี่ประมาณ 27 kHz ซึ่งเป็นความถี่ครึ่งหนึ่งของการอินทิเกรต เพื่อพิจารณาระดับของสัญญาณรบกวนต่อการอินทิเกรตสัญญาณ พบว่ามีขนาดสัญญาณรบกวน 46 เอกสารนี้  $nV/\sqrt{Hz}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.26

ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

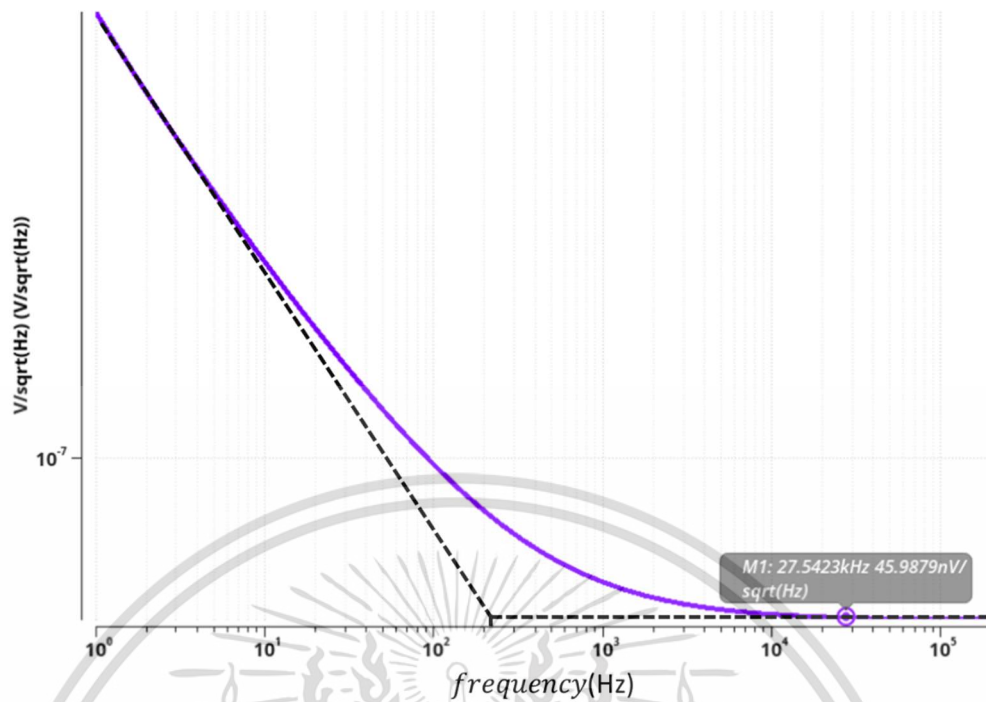


รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองทางเวลาของ  $V_{outp}$  และ  $V_{outn}$  ช่วงเข้าสู่ที่สภาวะคงที่

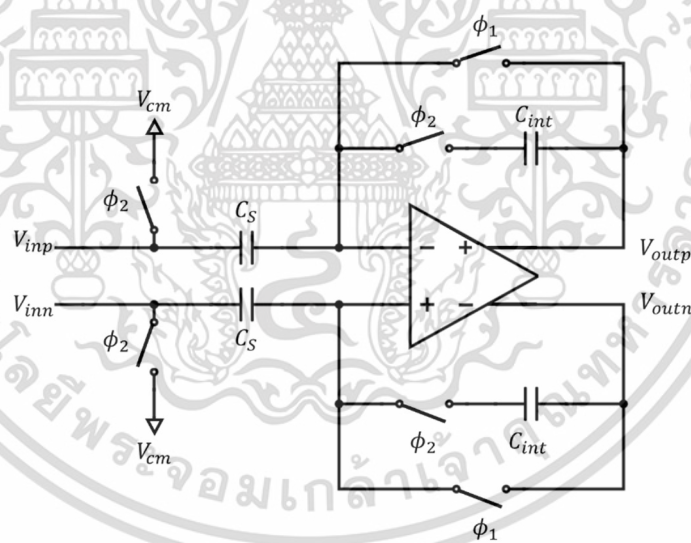


รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรขยายสัญญาณ ที่อุณหภูมิ  $-20, 0, 30, 60, 85^{\circ}\text{C}$  และ process corners ที่ TT, FF, SS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองทางความถี่ของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของวงจรมัลติเพล็กซ์สัญญาณ

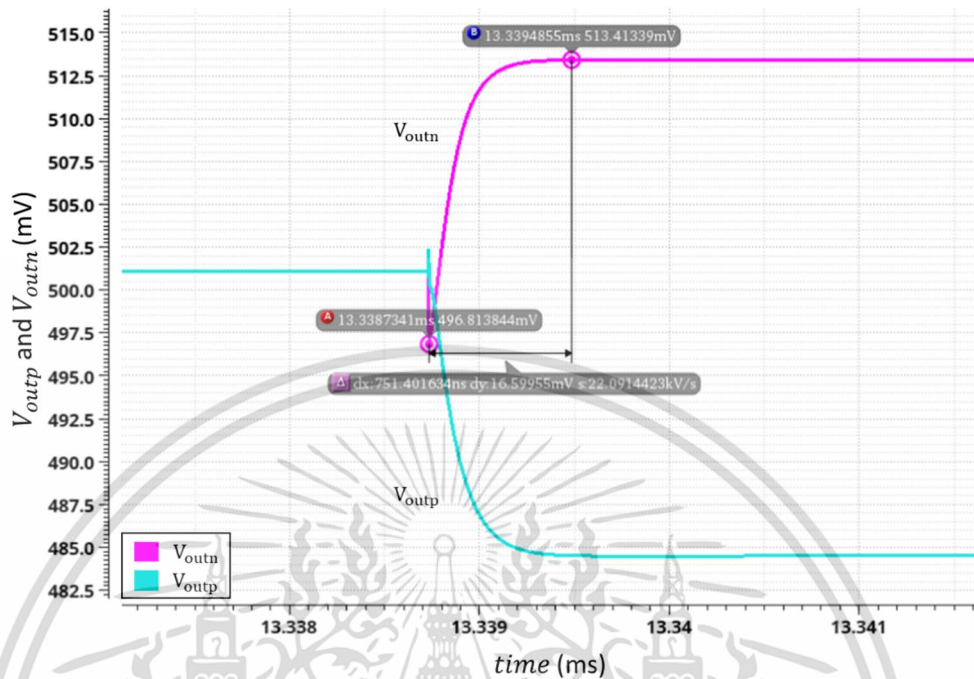


รูปที่ 4.27 วงจรจำลองการทำงานของวงจรถ่าย integrator

จากรูปที่ 4.27 แสดงวงจรจำลองการทำงานของวงจรถ่าย integrator ที่นำวงจรถ่ายแบบโอเพนลูปเดี่ยวที่ใช้เทคนิคคาสโคดแบบพับ โดยอาศัยหลักการของ autozeroing ในการอินทิเกรตสัญญาณ วงจรถ่ายออกแบบให้มีการทำงาน 2 เฟส โดยใช้สัญญาณเฟส  $\phi_1$  และ  $\phi_2$  ทำหน้าที่ควบคุมสวิตช์ โดยที่เฟสการทำงาน  $\phi_1$  แรงดันอินพุตจะถูกเก็บที่ตัวเก็บประจุ  $C_S$  และในช่วงเฟส  $\phi_2$  ตัวเก็บประจุสำหรับอินทิเกรต  $C_{int}$  เชื่อมต่อแบบป้อนกลับทำหน้าที่เป็นวงจรถ่าย integrator และตัวเก็บประจุ  $C_S$  จะถูกถ่ายเทประจุไปยัง  $C_{int}$  ส่งผลให้เกิดการอินทิเกรตขึ้น สำหรับการอินทิเกรต พบว่าเมื่อแรงดันถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินทิเกรต สัญญาณจะใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ (Settling time) ประมาณ 750 ns ดังแสดงในรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 ผลตอบสนองทางเวลาของ  $V_{outp}$  และ  $V_{outn}$  ช่วงเข้าสู่ที่สภาวะคงที่จากการอินทิเกรตสัญญาณ

คุณสมบัติของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคคาสโคตแบบพับที่ออกแบบ แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และขนาดทรานซิสเตอร์และค่าการไบอัสแสดงได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติการจำลองการทำงานของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคคาสโคตแบบพับ

Process	0.18 $\mu\text{m}$
Supply voltage	1 V
Power consumptions	4.4 $\mu\text{A}$
DC gain	75 dB
Bandwidth(-3dB)	1 kHz
Settling time	750 ns

ตารางที่ 4.2 ขนาดทรานซิสเตอร์และค่าตัวเก็บประจุของออปแอมป์ที่ใช้เทคนิคคาสโคตแบบพับ

ทรานซิสเตอร์	ขนาด W	ขนาด L
M1 (m=16)	5 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M2-M3 (m=10)	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$

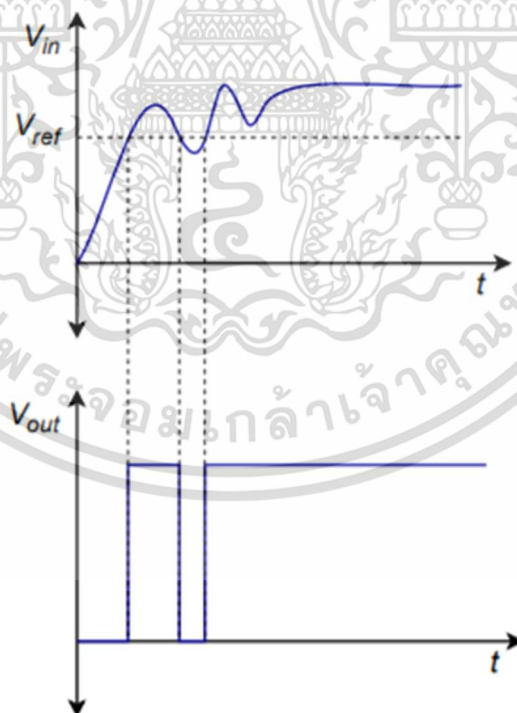
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M4-M5 (m=2)	5 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M6-M7 (m=2)	6 $\mu\text{m}$	3 $\mu\text{m}$
M8-M9 (m=8)	10 $\mu\text{m}$	3 $\mu\text{m}$
M10-M11 (m=5)	1 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M12	5 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M13 (m=2)	8 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M14 (m=2)	5 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M15	1 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
C1-C4	250 fF	

\* เมื่อ m คือจำนวนเท่าของมอสเฟต (Multiplier)

#### 4.10 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

วงจรเปรียบเทียบแรงดันใช้สำหรับเปรียบเทียบระหว่างแรงดันของสัญญาณอินพุตขาบวกและสัญญาณอินพุตขาลบ มีส่วนสำคัญในการจัดระดับสัญญาณของวงจร และยังเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญในการประมวลสัญญาณที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นและแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

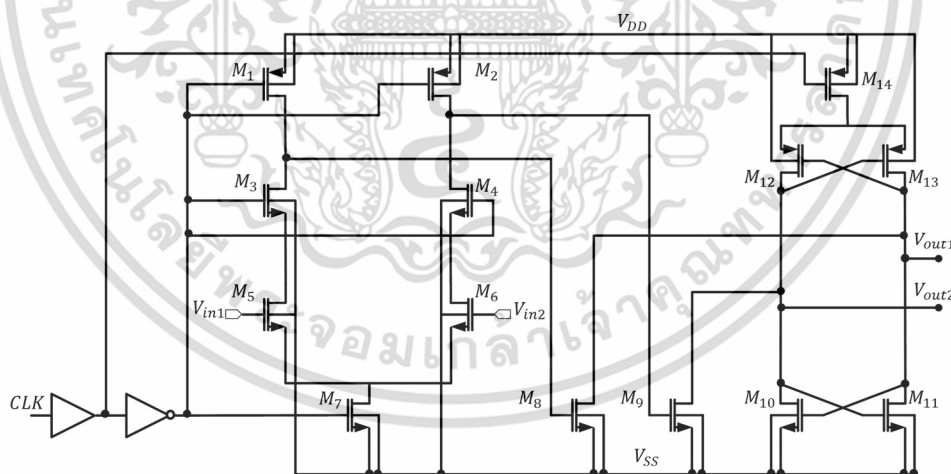


รูปที่ 4.29 แผนภาพทางเวลาของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบอูตมคติจะทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและให้สัญญาณเอาต์พุตซึ่งแสดงตัวอย่างดังรูปที่ 4.29 จากผลการตอบสนองทางเวลา จะพบว่าเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงมากกว่าค่าแรงดันอ้างอิงที่กำหนดไว้ แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงจะลอจิก “0” เป็น “1” ในทางตรงกันข้าม เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงต่ำกว่าแรงดันอ้างอิง แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงจาก “1” เป็น “0”

รูปที่ 4.30 แสดงโครงสร้างของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน โดยโครงสร้างการทำงานของวงจรเปรียบเทียบที่ใช้ในวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าได้ออกแบบให้มีการทำงานแบบพลวัต ซึ่งทำให้มีการสูญเสียพลังงานต่ำ โดยการทำงานพื้นฐานคือ ทรานซิสเตอร์ M1-M7 ทำหน้าที่เป็นวงจรภาคต้นรับแรงดันอินพุต โดยมีทรานซิสเตอร์ M5 และ M6 เป็นตัวรับแรงดันอินพุต นอกจากนี้ทรานซิสเตอร์ที่เหลือจะถูกไบอัสด้วยแรงดัน CLK หากพิจารณาเมื่อ CLK มีค่าเป็น “1” และแรงดันอินพุต  $V_{in1}$  มีค่ามากกว่า  $V_{in2}$  จะทำให้แรงดัน  $V_{SG}(M8)$  เป็น “1” และเมื่อ CLK เปลี่ยนจาก “1” เป็น “0” แรงดัน  $V_{out}$  จะเปลี่ยนลอจิกจาก “0” เป็น “1” โดยที่ทรานซิสเตอร์ M10 ถึง M13 ทำให้ที่เป็นวงจรแลตซ์ค่าแรงดันในลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ตัวที่มีการป้อนกลับแบบบวก และทรานซิสเตอร์ M14 ทำหน้าที่เป็นตัวรีเซ็ตค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อ CLK มีค่าเป็น “1” เนื่องจากการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันนี้เป็นแบบพลวัตทำให้มีบางช่วงเวลาที่วงจรจะหยุดนำกระแส และกลับมาทำงานใหม่ จึงทำให้วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบพลวัตมีการใช้พลังงานต่ำ



รูปที่ 4.30 โครงสร้างวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

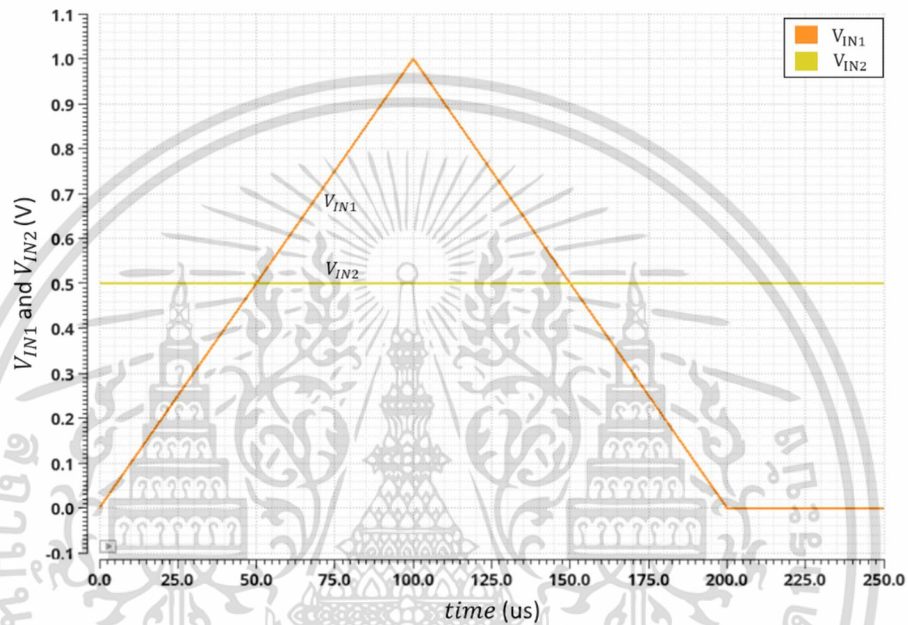
ตารางที่ 4.3 ขนาดทรานซิสเตอร์ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

ทรานซิสเตอร์	ขนาด W	ขนาด L
M1-M2	2 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$
M3-M4	1 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$

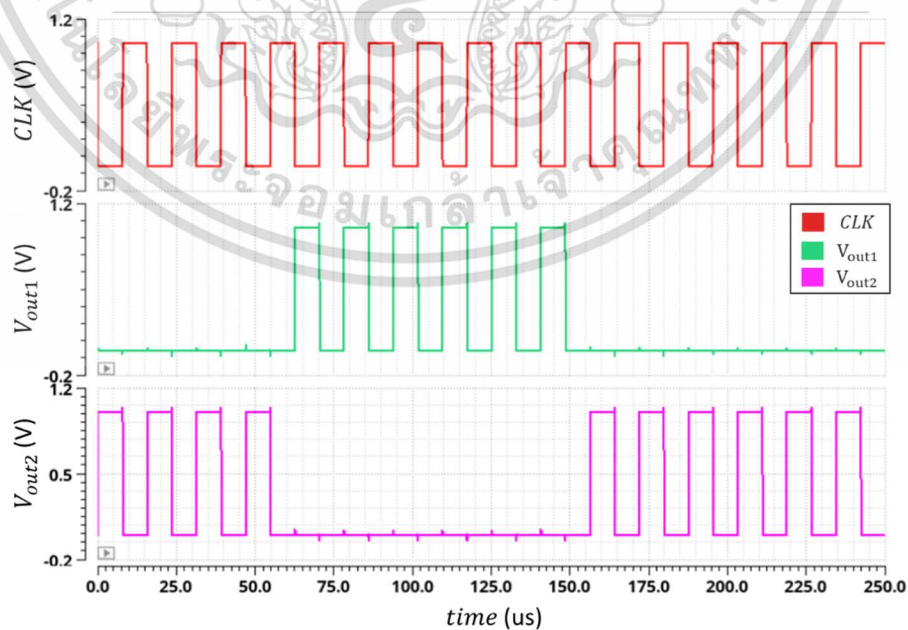
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M5-M6 (m=4)	2 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$
M7	40 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$
M8-M9 (m=2)	8 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$
M10-M11 (m=2)	6 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$
M12-M13 (m=4)	6 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$
M14	16 $\mu\text{m}$	0.5 $\mu\text{m}$

\* เมื่อ m คือจำนวนเท่าของมอสเฟต (Multiplier)



รูปที่ 4.31 ผลตอบสนองทางเวลาของ  $V_{in1}$  และ  $V_{in2}$



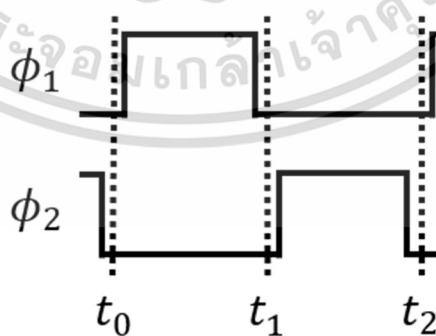
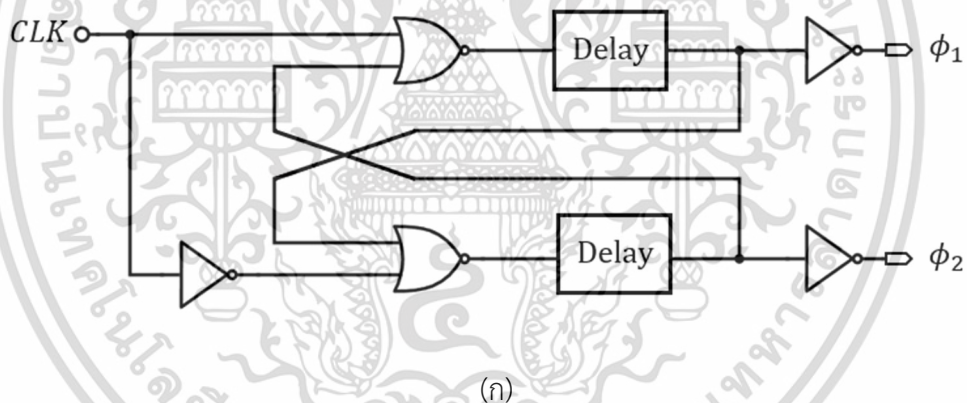
รูปที่ 4.32 ผลตอบสนองทางเวลาของ  $CLK$ ,  $V_{out1}$  และ  $V_{out2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่ให้สาธารณชนได้โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.31 และรูปที่ 4.32 แสดงผลตอบสนองทางเวลาของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน จากรูปที่ 4.31 จะแบ่งการตอบสนองของสัญญาณเป็น 2 ช่วง คือ 1. เมื่อ  $V_{in1}$  น้อยกว่า  $V_{in2}$  2. เมื่อ  $V_{in1}$  มากกว่า  $V_{in2}$  ในช่วงแรกเมื่อ  $V_{in1}$  น้อยกว่า  $V_{in2}$  จะเห็นได้ว่าสัญญาณ  $CLK$  จะปรากฏที่ขา  $V_{out2}$  และในช่วงถัดมาเมื่อ  $V_{in1}$  มากกว่า  $V_{in2}$  จะเห็นได้ว่าสัญญาณ  $CLK$  จะปรากฏที่ขา  $V_{out1}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.32

#### 4.11 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

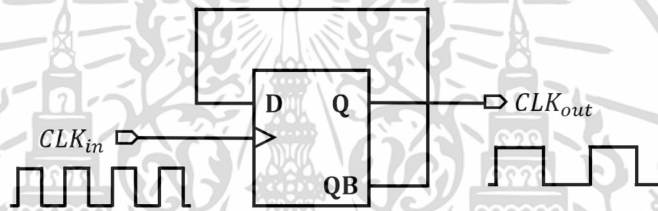
การทำงานของวงจรที่มีความไม่ต่อเนื่องของเวลานั้นต้องอาศัยการควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา ซึ่งจากการออกแบบวงจรเซ็นเซอร์ที่นำเสนอขึ้นมีการอาศัยการใช้สวิตช์และตัวเก็บประจุที่ทำงานร่วมกัน ซึ่งวงจรจะสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องตามที่ออกแบบนั้นต้องอาศัยการทำงานที่มีการจัดลำดับของการส่งผ่านประจุระหว่างตัวเก็บประจุแต่ละภาค ซึ่งอาศัยสัญญาณนาฬิกาและสวิตช์ในการควบคุมการส่งผ่านประจุดังกล่าว ดังนั้นเพื่อให้การควบคุมการส่งผ่านประจุทำงานได้อย่างถูกต้อง จึงต้องการสัญญาณนาฬิกาที่มีคุณสมบัติไม่ทับซ้อน (Non-overlapping clock) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.33



รูปที่ 4.33 (ก) แผนภาพการทำงาน และ(ข) แผนภาพทางเวลาของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

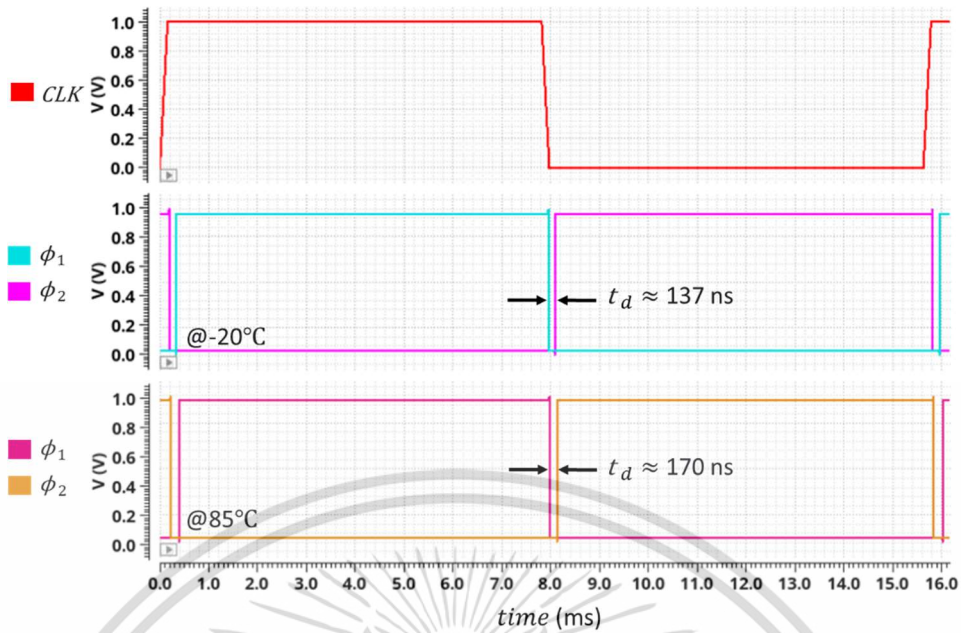
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรข้างต้นดังรูปที่ 4.33 จะพบว่าวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับ นั้นถูกออกแบบด้วยวงจรดิจิทัล เกตเนอร์ (NOR) และวงจรหน่วงเวลาดิจิทัล (Delay) โดยโครงสร้างภายในวงจรหน่วงเวลานั้นออกแบบโดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เรียงต่อกันแบบคาสเคดเป็นจำนวนคู่ และมีวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ภาคบัฟเฟอร์เพื่อขับแรงดันที่โหลดของวงจรถ้าเกิดสัญญาณนาฬิกา โดยหลักการทำงานพื้นฐานคือ การเปลี่ยนสถานะเป็นลอจิกหนึ่งของสัญญาณนาฬิกาที่อินพุตของเกตเนอร์ จะถูกส่งผ่านวงจรหน่วงเวลาและจะถูกส่งต่อไปที่เอาต์พุต จากนั้นลอจิกดังกล่าวจะถูกป้อนกลับมาที่อินพุตของเกตเนอร์อีกด้านหนึ่ง โดยช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ไม่ซ้อนทับที่เอาต์พุตจะมีค่าเป็นสองเท่าของสัญญาณผลรวมค่าแพร่กระจายเวลาการหน่วงสัญญาณ (Propagation delay) ของการส่งผ่านสัญญาณของวงจรเกตเนอร์และวงจรหน่วงเวลา อย่างไรก็ตามวงจรหน่วงเวลาแบบไม่ซ้อนทับต้องการสัญญาณนาฬิกาที่มีความแม่นยำของค่าวัฏจักร (Duty cycle) ที่มีค่า 50% ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณดังกล่าวได้จากวงจรหารความถี่เท่ากับสอง ดังแสดงในรูปที่ 4.34



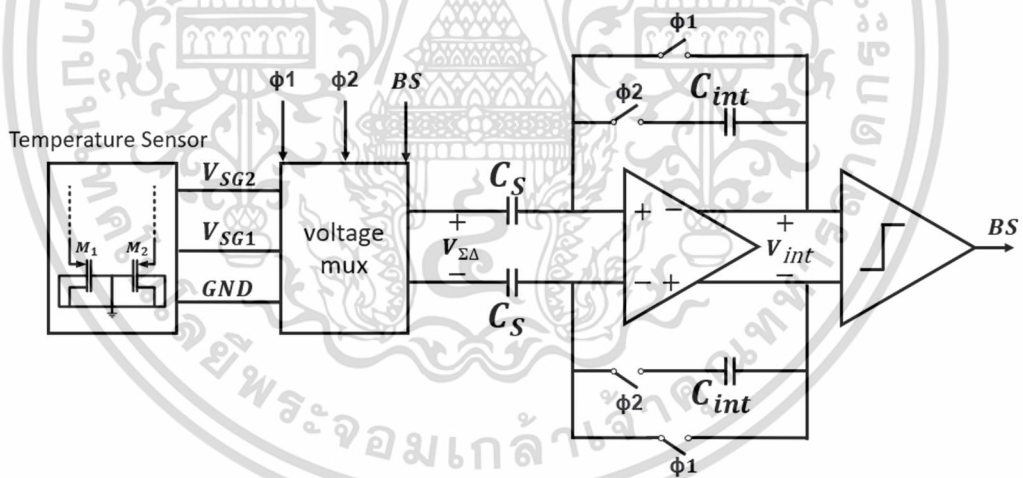
รูปที่ 4.34 วงจรหารความถี่แบบดิจิทัล (หาร 2)

นอกจากนี้ ผลจำลองการทำงานของวงจรถ้าเกิดสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับ แสดงในรูปที่ 4.35 พบว่า ที่อุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$  ที่ corners FF มีช่วงเวลา  $t_d$  ประมาณ 137 ns และที่อุณหภูมิ  $85^{\circ}\text{C}$  ที่ corners FF มีช่วงเวลา  $t_d$  ประมาณ 170 ns แสดงให้เห็นว่า สัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับเปลี่ยนแปลงตาม process corners และอุณหภูมิ จำเป็นต้องออกแบบเพื่อให้แน่ใจว่าสัญญาณนาฬิกาที่ได้จะไม่เกิดการซ้อนทับกัน



รูปที่ 4.35 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับ

#### 4.12 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง



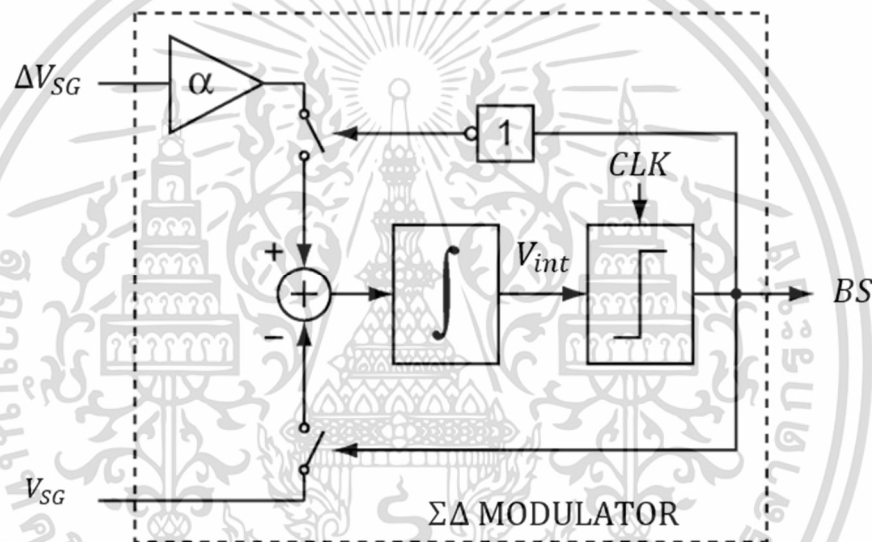
รูปที่ 4.36 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ

จากแผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอในรูปที่ 4.36 มีส่วนวัดอุณหภูมิที่ใช้ DTMOS วงจร MUX เพื่อเลือกแรงดันอินพุตให้กับวงจรแปลงสัญญาณ และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง ในการออกแบบโดยใช้  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  เป็นแรงดันอินพุต จากแรงดันดังกล่าวจะถูกอินทิเกรตด้วยวงจรมอดูเลตโดยอาศัยการถ่ายเทประจุของตัวเก็บประจุด้วยหลักการของสวิตช์ตัวเก็บประจุ โดยสวิตช์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานทั้งหมดเป็นสวิตช์อุดมคติ ในทางปฏิบัติเมื่อมีการใช้งานสวิตช์ที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ จำเป็นต้องพิจารณาผลที่เกิด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกระแสรั่วและสัญญาณรบกวนของสวิตช์ด้วย ในที่นี้สวิตช์ถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซิงโครนัส  $\phi_1$  และ  $\phi_2$  จะได้แรงดันเอาต์พุต ( $V_{int}$ ) จากนั้น  $V_{int}$  จะถูกเปรียบเทียบกับวงจรเปรียบเทียบแรงดันและถูกแสดงค่าในรูปแบบสัญญาณดิจิทัล (BS)

พิจารณาที่ DTMOS ทั้ง 2 ตัวคือ M1 และ M2 ซึ่งเป็นตัวสร้างแรงดัน  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  โดยการถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแส โดยแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกไบอัสด้วยแรงดัน  $V_0$  ที่สร้างจากวงจร 2T ที่มีความสามารถในการสร้างแรงดันที่สามารถเปลี่ยนไปตาม process corners ได้ โดยทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ถูกไบอัสด้วยกระแส 500 nA และ  $2.5 \mu A$  ตามลำดับ ทำให้มีอัตราส่วนของกระแส  $p = 5$  ซึ่งแรงดันที่ได้จาก DTMOS นั้นคือ  $V_{SG}$  ส่วนผลต่างของแรงดันระหว่าง M1 และ M2 คือ  $\Delta V_{SG}$



รูปที่ 4.37 แผนภาพการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง

จากรูปที่ 4.37 แสดงแผนผังการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง ซึ่งประกอบด้วยวงจร integrator และวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบพลวัต ซึ่งมีแรงดัน  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  เป็นแรงดันอินพุต โดยพบว่าเมื่อครบคาบการทำงานของ CLK วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตของวงจร integrator  $V_{int}$  จากนั้นวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าบิตของ BS ซึ่ง BS จะไปทำการควบคุมแรงดันอินพุตให้กับวงจรมอดูเลต เมื่อค่า BS มีค่าเป็น “0” ระบบจะทำการเลือก  $\alpha \Delta V_{SG}$  เป็นอินพุต แต่เมื่อ BS มีค่าเป็น “1” ระบบจะทำการเลือก  $V_{SG}$  เป็นอินพุต จากการทำงานข้างต้น เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยของ BS ซึ่งแสดงด้วยค่า  $\mu$  จะพบว่าหลักการแปลงค่าเฉลี่ยสัญญาณสามารถอธิบายได้ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(1 - \mu) \cdot \alpha \cdot \Delta V_{SG} - \mu \cdot V_{SG} = 0 \quad (4.11)$$

โดย  $\mu$  คือค่าเฉลี่ยของสัญญาณดิจิทัล BS จากการออกแบบคาบการทำงานของ ADC โดยอาศัยคาบการทำงานที่กำหนดให้ เมื่อ  $BS=0$  แรงดัน  $\Delta V_{SG}$  จะถูกอินทิเกรตจำนวน 2 ครั้ง และเมื่อ  $BS=1$  แรงดัน  $V_{SG}$  จะถูกอินทิเกรตจำนวน 1 ครั้ง หลังจากทำการอินทิเกรตครบจำนวนดังกล่าววงจรเปรียบเทียบกับแรงดันจะทำหน้าเปรียบเทียบกับแรงดันและแสดงค่าสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุต (BS) ออกมา ซึ่งอัตราส่วนระหว่าง  $BS=0$  และ  $BS=1$  นั้นมีค่าเท่ากับ  $2\Delta V_{SG}/V_{SG}$  ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหา ค่าเฉลี่ยของ BS ใหม่ เพื่อใช้ในการแสดงอุณหภูมิได้ดังนี้

$$\mu = \frac{2 \cdot \Delta V_{SG}}{V_{SG} + 2 \cdot \Delta V_{SG}} \quad (4.12)$$

แต่เนื่องจากค่า  $\mu$  ที่ได้จากสมการที่ (4.12) ยังไม่ได้แสดงถึงการแสดงพฤติกรรมแบบ PTAT ที่เหมาะสม เนื่องจากค่า  $\alpha$  นั้นมีค่าเท่ากับ 2 แต่ด้วยผลการจำลอง DTMOS ที่ผ่านมาพบว่า  $\alpha$  ของ DTMOS ที่ทำให้  $V_{SG} + \alpha\Delta V_{SG}$  มีสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นศูนย์ควรมีค่าเท่ากับ 9 ซึ่งสามารถทำการปรับค่า  $\alpha$  ในเชิงดิจิทัลได้จากสมการ

$$\mu_{PTAT} = \frac{4.5\mu}{1 + 3.5\mu} \quad (4.13)$$

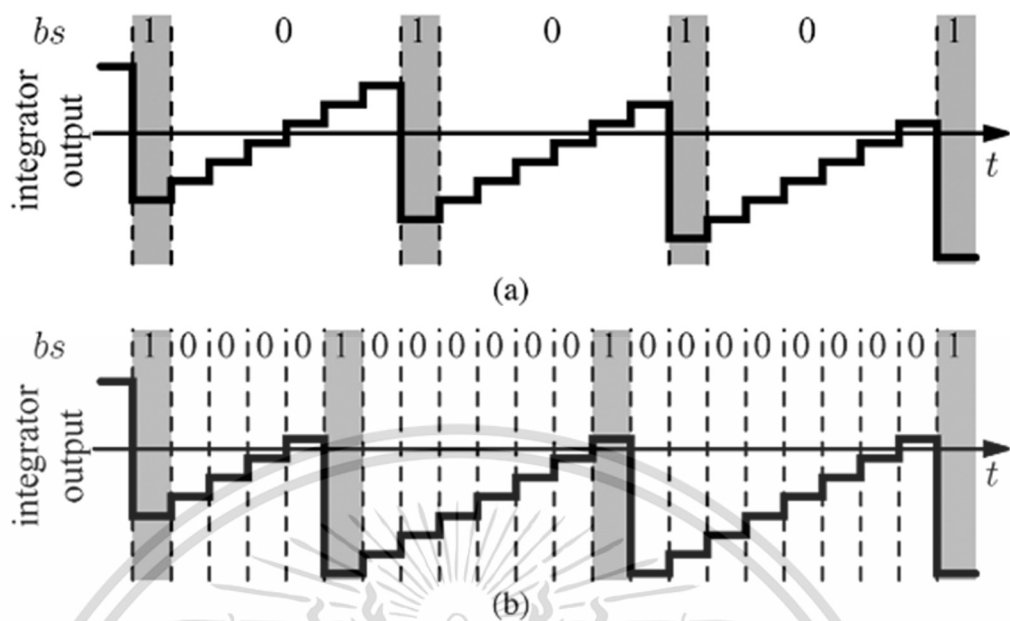
พบว่า  $\mu_{PTAT}$  ที่แสดงดังสมการ (4.13) มีค่า  $\alpha$  ที่เหมาะสมในการคำนวณอุณหภูมิและสามารถแสดงค่าในหน่วยองศาเซลเซียสได้ดังนี้  $D_{out} = A \cdot \mu_{PTAT} + B$  โดย  $A$  มีค่าประมาณ 600 และ  $B$  มีค่าประมาณ -273

#### 4.12.1 quantization error

นอกจากนี้ สัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตสัญญาณนั้นได้จากการป้อนอินพุต  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  ซึ่งเกิดจากการไบอัสกระแสให้ DTMOS ที่มีอัตราส่วนของกระแสเป็น 1:5 จากขั้นตอนการแปลงสัญญาณในข้างต้นพบว่า เมื่อค่า  $BS = 1$  วงจร MUX จะทำการเลือกสัญญาณ  $-V_{SG}$  เป็นอินพุตให้กับ ADC ส่วนเมื่อ  $BS = 0$  วงจร MUX จะทำการเลือก  $\Delta V_{SG}$  เป็นอินพุตให้กับ ADC พบว่า ค่าเฉลี่ยของการอินทิเกรตสัญญาณมีค่าเท่ากับศูนย์

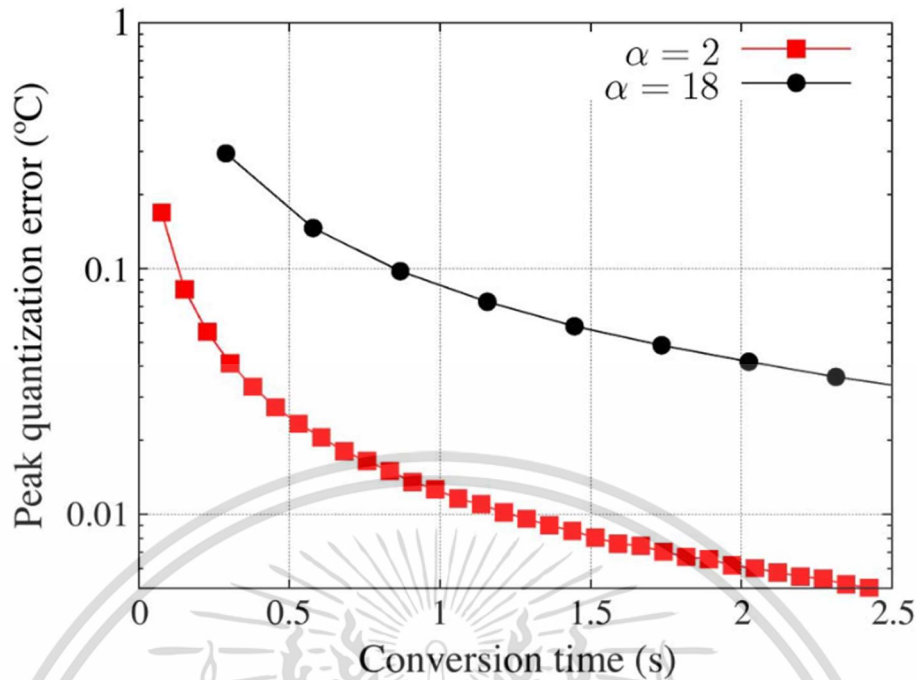
ในทางปฏิบัติพบว่า การแปลงสัญญาณแบบ charge-balancing นั้นมีความอ่อนไหวต่ออัตราขยายที่ส่งผลโดยตรงต่อค่า  $\alpha$  โดยปกติค่าอัตราขยาย  $\alpha$  สามารถออกแบบได้จากอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถทำให้ความคลาดเคลื่อนลดลงโดยการใช้ขนาดของตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ขึ้น แต่ส่งผลให้การใช้พื้นที่ของวงจรต้องมีขนาดใหญ่ขึ้นตามไปด้วยเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 กราฟแสดงแรงดันเอาต์พุตของวงจร integrator และ BS ที่มีค่า  $\alpha$  ต่างกัน โดยเส้นประแสดงถึงจังหวะการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (ก)  $\alpha = 6$  และ (ข)  $\alpha = 1$  [20]

อีกประเด็นหนึ่งคือ  $\alpha$  สามารถทำให้มีค่าที่แน่นอนได้โดยอาศัยคาบของการอินทิเกรตดังแสดงในรูปที่ 4.38 ในช่วงจังหวะ BS = 0 จะพบว่าเมื่อ  $\alpha = 6$  แรงดัน  $\Delta V_{SC}$  จะถูกอินทิเกรตจำนวน 6 ครั้ง และในช่วงจังหวะ BS = 1 แรงดัน  $-V_{SC}$  จะถูกอินทิเกรตจำนวน 1 ครั้ง หลักจากการอินทิเกรตครบ 6 ครั้ง วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำการเปรียบเทียบและทำการเปลี่ยนแปลงค่า BS เป็นลำดับถัดไป จากการทำงานที่อาศัยคาบการทำงานดังกล่าว ทำให้ได้ค่า  $\alpha = 6$  แต่การทำงานดังกล่าวนี้อาจต้องใช้เวลาในการแปลงค่าเพิ่มมากขึ้นเพื่อให้ความแม่นยำที่ต้องการ เพราะการแปลงค่าดังกล่าวไม่ได้เพิ่มค่า  $\alpha$  จากการเพิ่มอัตราส่วนของตัวเก็บประจุ แต่เป็นการเพิ่มคาบเวลาในการอินทิเกรตสัญญาณ อีกทั้งยังสามารถลดผลความคลาดเคลื่อนของ  $\alpha$  ที่อาจเกิดจากความไม่สมพงษ์ของอุปกรณ์อีกด้วย



รูปที่ 4.39 การจำลองการจัดระดับสัญญาณมีการปรับเศษทำให้มีค่าผิดพลาดตลอดช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-70^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  ที่  $\alpha = 2$  และ  $18$  [20]

นอกจากนี้ยังมีการจำลองใน Matlab โดยการเปรียบเทียบกันระหว่างวงจรมอดูเลตแบบซิกมา เดลต้า อันดับ 1 ที่มีค่า  $\alpha$  เป็น 2 และ 18 ดังแสดงในรูปที่ 4.39 การจำลองโดยเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิตั้งแต่  $-70^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  พบว่าที่เวลา 1 วินาทีของการแปลงสัญญาณ จะเห็นว่า กรณีที่  $\alpha = 2$  ทำให้การจัดระดับสัญญาณมีการปรับเศษทำให้มีค่าผิดพลาด (quantization error) อยู่ที่ประมาณ  $0.012^{\circ}\text{C}$  ซึ่งน้อยกว่า ในกรณีที่  $\alpha = 18$  ซึ่งมีค่าความผิดพลาดอยู่ที่ประมาณ  $0.08^{\circ}\text{C}$  ดังนั้นการเลือกใช้  $\alpha = 2$  ทำให้ความผิดพลาดในการปรับเศษลดลง จึงนำมาประยุกต์ใช้กับเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอในบทถัดไป

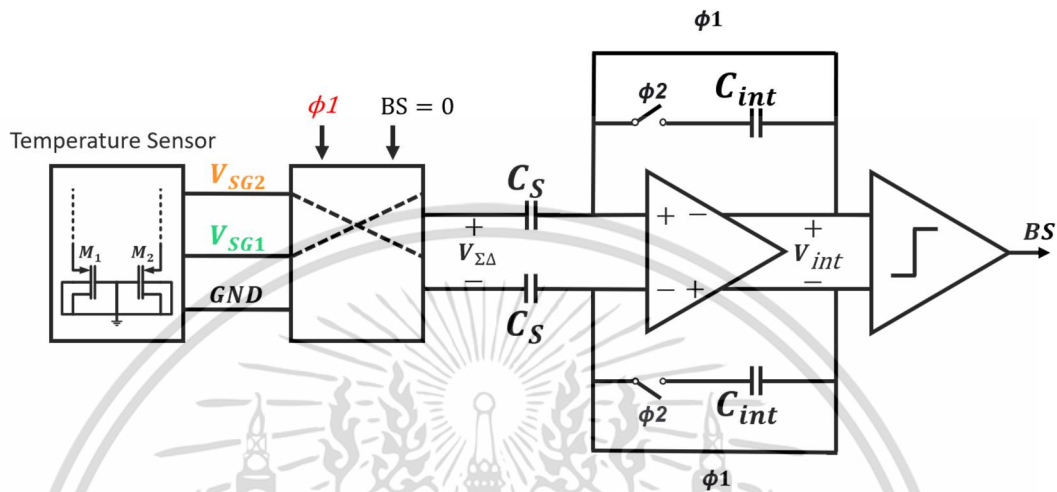
วงจรมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่งนั้นทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงแรงดันที่สร้างโดย DTMOs เป็นสัญญาณในรูปแบบของดิจิทัล ในตอนต้น ตัวเก็บประจุของวงจรมอดูเลตสัญญาณซิกมาเดลต้าจะถูกคายประจุในตอนต้นของการแปลงสัญญาณ แรงดันอินพุตของวงจรมอดูเลตจะถูกเลือกด้วย MUX ซึ่งควบคุมด้วยสัญญาณ  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  และ BS โดย  $\phi_1$  และ  $\phi_2$  ถูกสร้างจากวงจรมอดูเลตสัญญาณนาฬิกาแบบไม่ซ้อนทับที่มีความถี่ที่ 64 KHz นอกจากนี้วงจรมอดูเลตออกแบบให้ทำงานแบบ Correlated double sampling (CDS) ซึ่งช่วยให้ผลของ offset และ  $1/f$  noise ลดลง ในช่วงจังหวะ  $\phi_1$  นั้นออปแอมป์จะมีการต่อแบบอัตราขยายป้อนกลับเท่ากับหนึ่ง จากนั้นสัญญาณอินพุต ออฟเซต และสัญญาณรบกวนจะถูกเก็บในตัวเก็บประจุขาเข้า ( $C_S$ ) ซึ่งมีขนาด 125 fF เมื่อการทำงานในช่วง  $\phi_2$  ออปแอมป์จะทำงานเป็นวงจรมอดูเลตอินทิเกรตในการทำงานช่วงนี้ค่าออฟเซตและสัญญาณรบกวนที่มีความถี่ต่ำจะถูกจำกัด นอกจากนี้ประจุที่เก็บอยู่ใน  $C_S$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

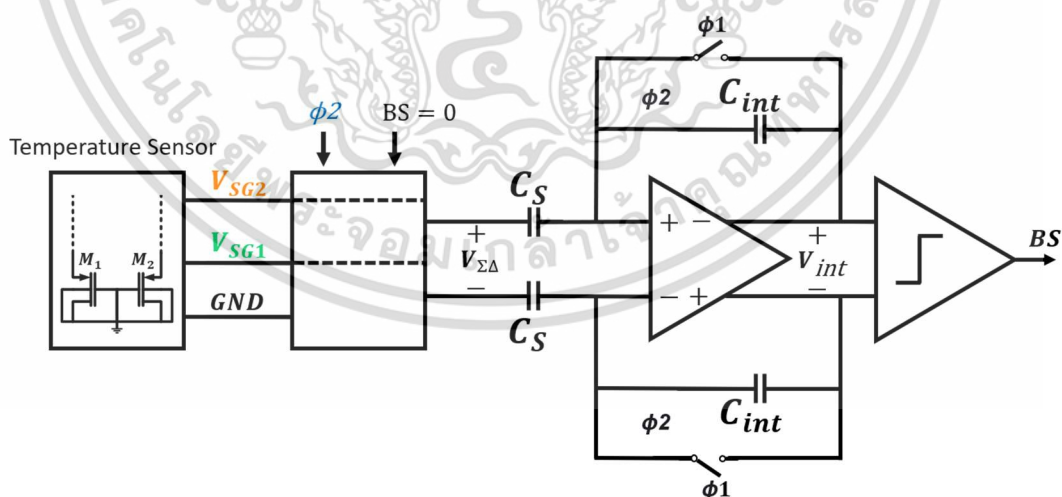
จะถูกถ่ายเทไปยังตัวเก็บประจุสำหรับอินทิเกรต ( $C_{int}$ ) ซึ่งมีขนาดเป็น 4 เท่าของ  $C_S$  โดยการทำงานของวงจรมอดูเลตนั้นแบ่งการทำงานเป็น 2 ส่วนหลังดังนี้

1. จากรูปที่ 4.40 เมื่อ  $BS = 0$  แรงดัน  $V_{SG1}$   $V_{SG2}$  จะถูกเชื่อมต่อเป็นแรงดันอินพุตให้ ADC ทำให้แรงดันอินพุตในช่วงจังหวะ  $\phi_1$  มีค่าเท่ากับ  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG} - V_{SG2} = -\Delta V_{SG}$



รูปที่ 4.40 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_1$  และ  $BS=0$

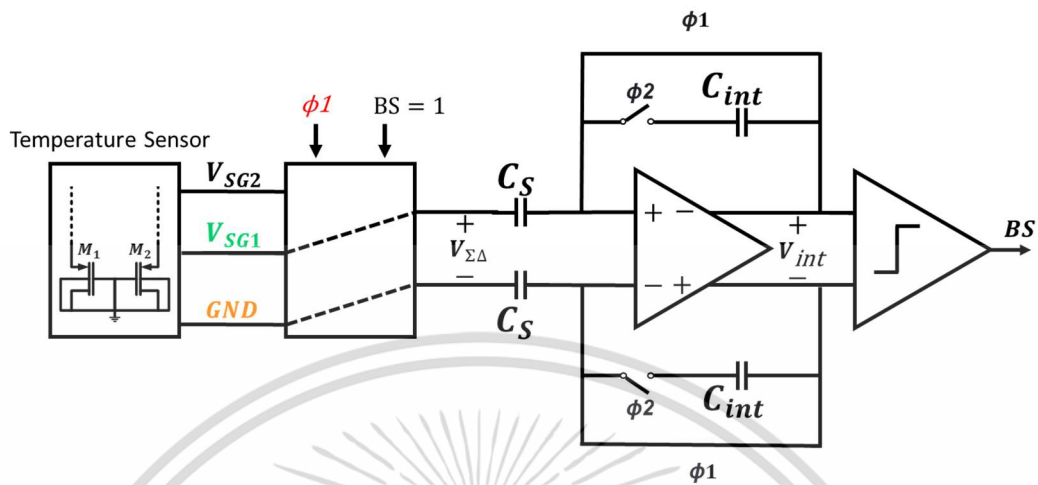
จากนั้นจากรูปที่ 4.41 ในช่วงจังหวะ  $\phi_2$  วงจร MUX สลับแรงดันอินพุตให้กับ ADC ซึ่งทำให้ในช่วงจังหวะ  $\phi_2$  มีแรงดันอินพุตเท่ากับ  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG2} - V_{SG1} = \Delta V_{SG}$  ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตเตอร์มีสัดส่วนเป็น  $2\Delta V_{SG}$



รูปที่ 4.41 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_2$  และ  $BS=0$

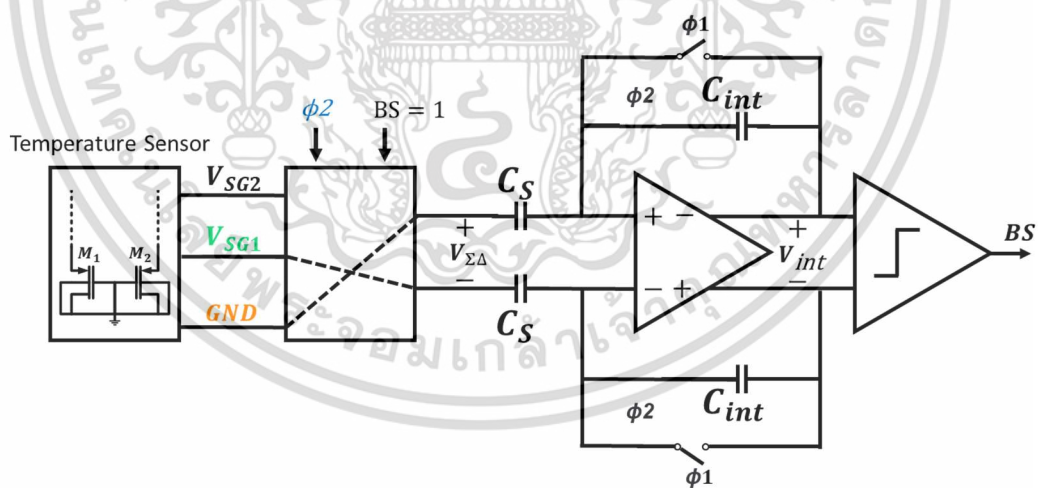
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. จากรูปที่ 4.42 เมื่อ  $BS = 1$  แรงดัน  $V_{SG1}$  และ 0 จะถูกเชื่อมต่อเป็นแรงดันอินพุตให้ ADC ทำให้แรงดันอินพุตในช่วงจังหวะ  $\phi_1$  มีค่าเท่ากับ  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG1}$



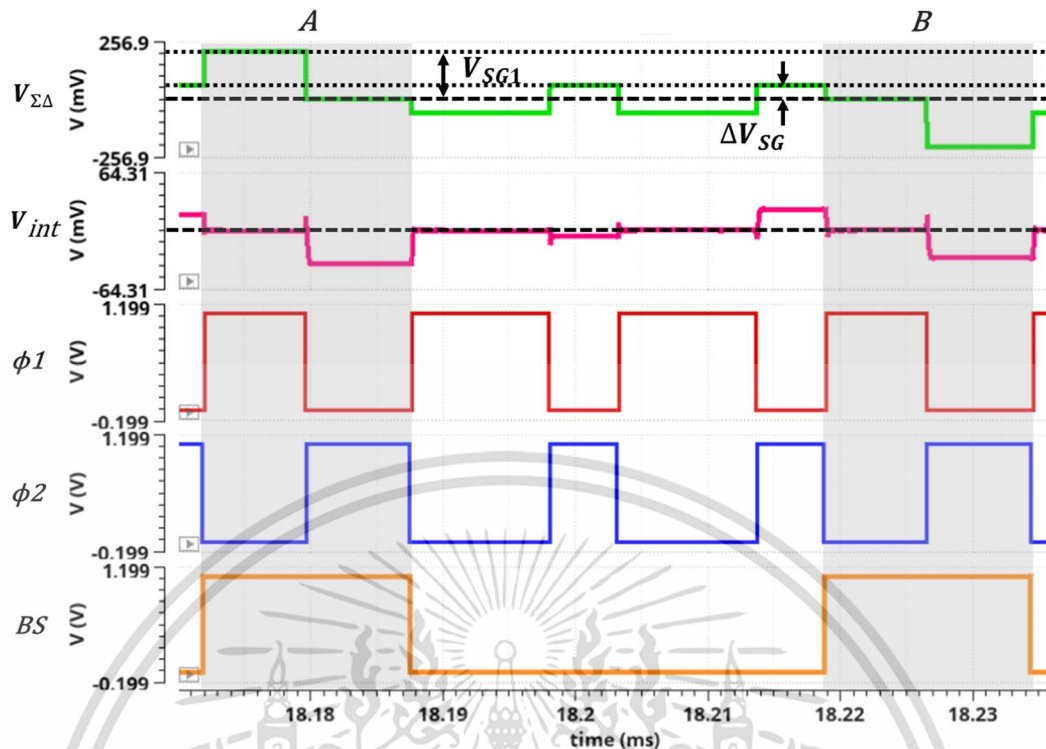
รูปที่ 4.42 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_1$  และ  $BS=1$

จากนั้นจากรูปที่ 4.43 ในช่วงจังหวะ  $\phi_2$  วงจร MUX สลับแรงดันอินพุตให้กับ ADC ซึ่งทำให้ในช่วงจังหวะ  $\phi_2$  มีแรงดันอินพุตเท่ากับ  $V_{\Sigma\Delta} = -V_{SG1}$  ดังนั้นจากการทำงานดังกล่าวทำให้ผลของแรงดันโหมตร่วมลดลง



รูปที่ 4.43 แผนภาพการทำงานของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ เมื่อ  $\phi_2$  และ  $BS=1$

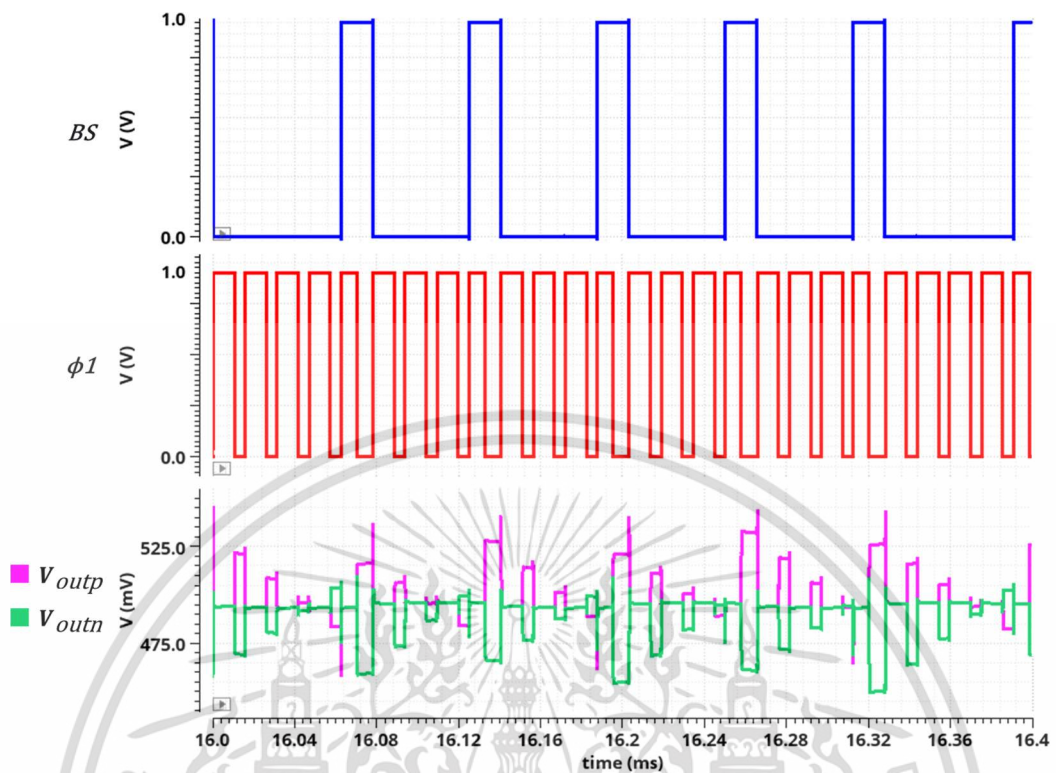
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



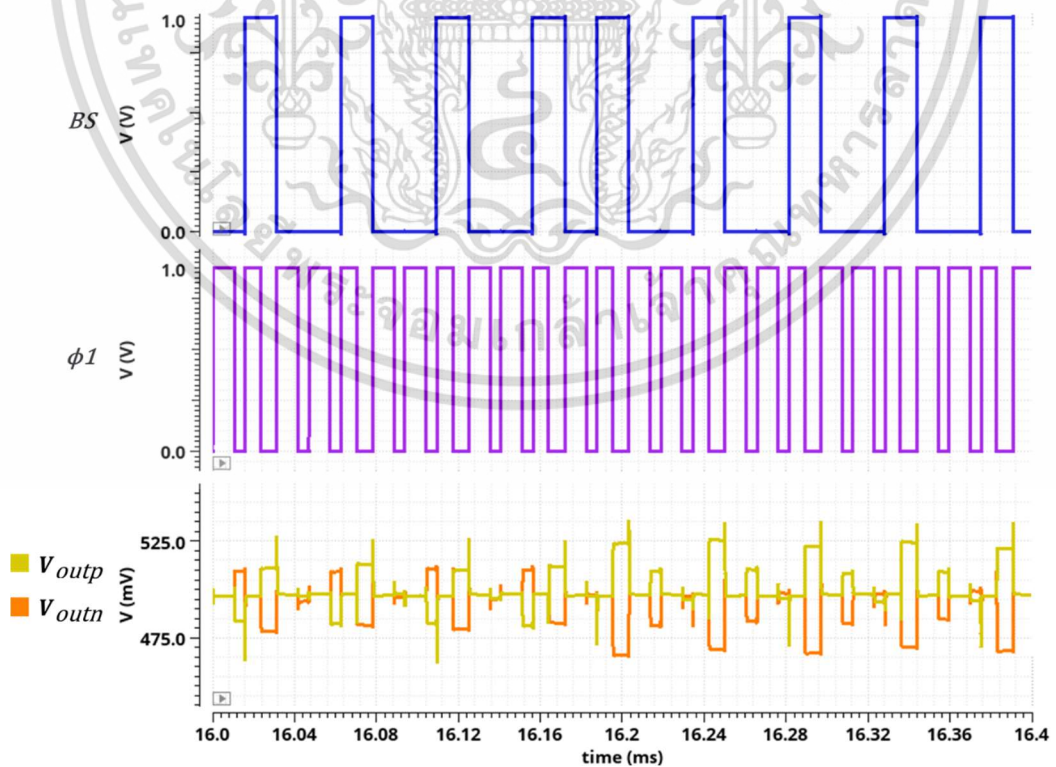
รูปที่ 4.44 ผลตอบสนองทางเวลาของของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอน ในช่วง  $BS=1$  (ช่วง A และ B) และ  $BS=0$

ดังนั้น จากแผนภาพการทำงานที่แสดงในรูปที่ 4.40 ถึง รูปที่ 4.43 สามารถแสดงขั้นตอนการทำงานทั้งหมดได้ดังรูปที่ 4.44 จะเห็นได้ว่า ขั้นตอนการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลที่นำเสนอนั้น วงจรถูกออกแบบให้มีการทำงาน 2 เฟส โดยในช่วงเฟส  $\phi_1$  ออปแอมป์มีการต่อแบบอัตราขยายย้อนกลับเท่ากับหนึ่ง แรงดันออฟเซตและสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำ จะถูกเก็บใน  $C_S$  ในช่วงเฟส  $\phi_2$  ออปแอมป์จะเชื่อมต่อเป็นวงจร Integrator แรงดันออฟเซตและสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำจะถูกกำจัด และแรงดันที่ถูกเก็บใน  $C_S$  จะถูกถ่ายเทไปที่  $C_{int}$  นอกจากนี้รูปที่ 4.44 ยังแสดงการทำงานของวงจรมอดูเลตสัญญาณ โดยจะเห็นได้ว่าการทำงานจะแบ่งเป็น 2 ช่วง คือ  $BS = 0$  และ  $BS = 1$  เมื่อ  $BS=0$  จะเห็นได้ว่าการทำงานของ Charge proportional แรงดัน  $\Delta V_{SG}$  จะถูกอินทิเกรต 2 ครั้ง ทำให้ได้อัตราการอินทิเกรตเป็น  $2\Delta V_{SG}$  แต่เมื่อ  $BS = 1$  จะแบ่งการทำงานเป็น 2 ช่วงคือ A และ B โดยคาบ A แรงดัน  $V_{SG}$  จะถูกเลือกเป็นแรงดันอินพุตที่เฟส  $\phi_1$  ในส่วนคาบ B แรงดัน  $-V_{SG}$  จะถูกเลือกเป็นแรงดันอินพุตที่เฟส  $\phi_2$  จากการทำงานดังกล่าวทำให้วงจรสามารถลดผลที่เกิดจากแรงดันโหมตรงร่วมได้ การทำงานที่  $BS = 1$  แรงดัน  $V_{SG}$  จะถูกอินทิเกรต 1 ครั้ง ดังนั้นอัตราส่วนของการอินทิเกรตจะเป็น  $2\Delta V_{SG}/V_{SG}$  ดังนั้นการจำลองผลตอบสนองทางเวลาของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอน ที่อุณหภูมิ  $-20^\circ\text{C}$  และ  $85^\circ\text{C}$  แสดงดังรูปที่ 4.45 และ 4.46 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

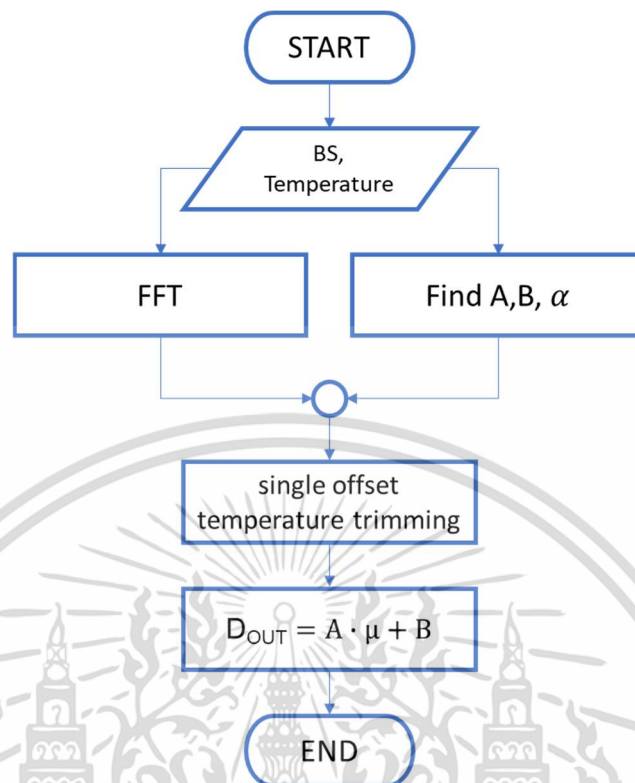


รูปที่ 4.45 ผลตอบสนองทางเวลาของของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ที่อุณหภูมิ  $-20^{\circ}\text{C}$



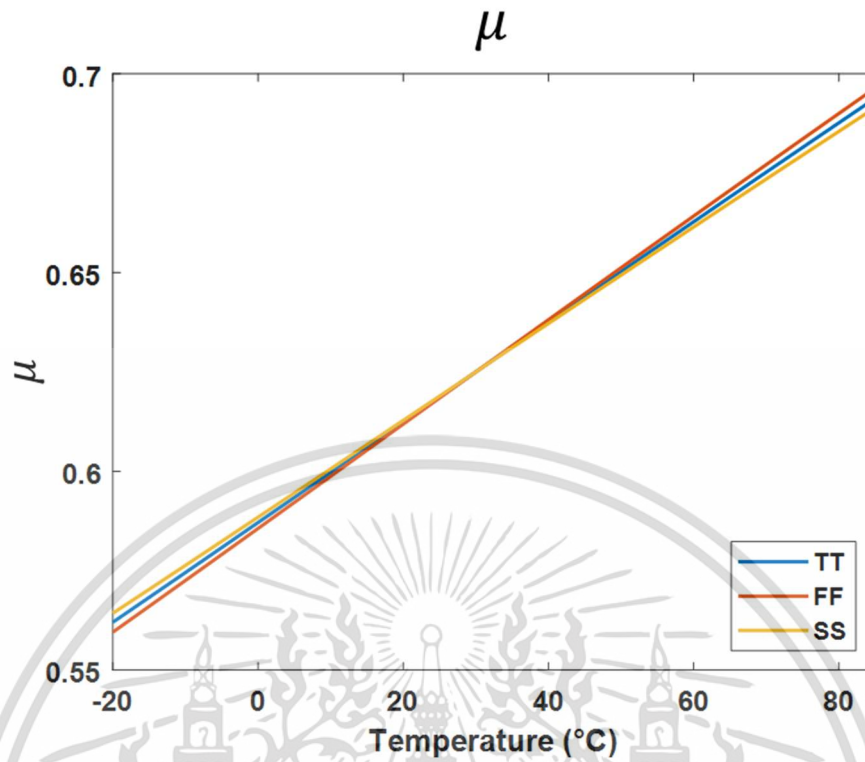
รูปที่ 4.46 ผลตอบสนองทางเวลาของของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิที่นำเสนอ ที่อุณหภูมิ  $85^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

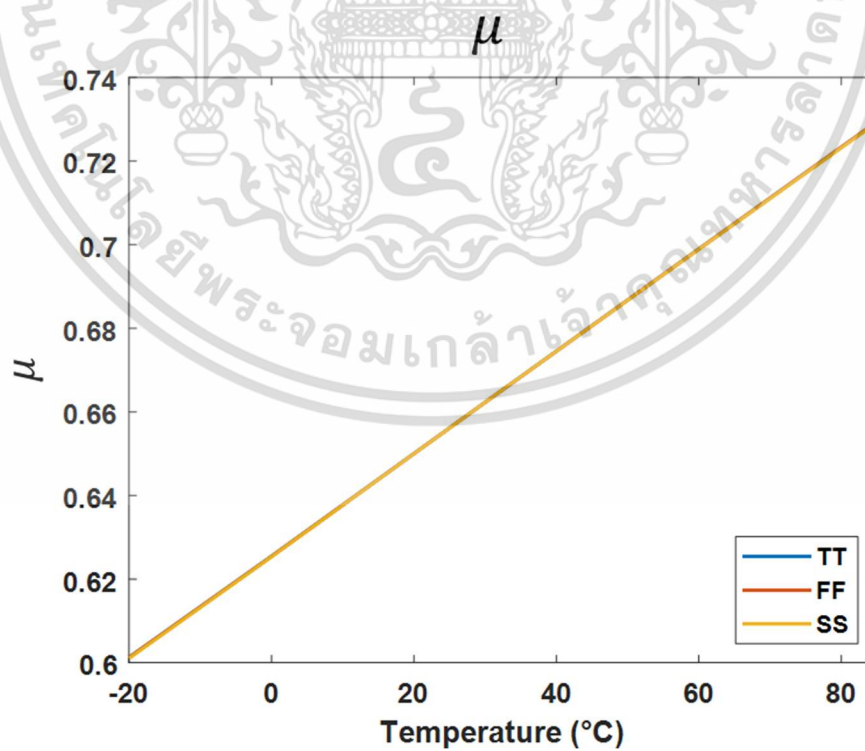


รูปที่ 4.47 แผนผังการทำงานของ การแปลงค่า BS ให้แสดงรูปแบบอุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียส

จากรูปที่ 4.47 แสดงแผนผังการทำงานของ การแปลงค่า BS ให้แสดงรูปแบบอุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียส หลังจากเก็บค่า BS ตลอดช่วงอุณหภูมิแล้ว ค่า BS ที่ได้จะถูกนำไปหาค่าเฉลี่ย โดยการใช้ FFT นอกจากนี้ BS ยังถูกนำไปคำนวณหาค่า A, B และ  $\alpha$  ที่เหมาะสม เพื่อที่จะทำให้การเปลี่ยนสัญญาณที่ได้เป็นอุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียส มีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุด จากนั้น ค่าเฉลี่ยของ BS คือ  $\mu$  จะถูกทำการปรับเทียบอุณหภูมิ หนึ่งตำแหน่ง ที่อุณหภูมิ 30 °C จะเห็นว่าทุก process corners (TT FF SS) ค่า  $\mu$  จะมีความสัมพันธ์ที่เป็นสมการเชิงเส้นกับอุณหภูมิในลักษณะเดียวกัน ดังรูปที่ 4.48 และ รูปที่ 4.49 โดยรูปที่ 4.48 แสดงผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของ  $\mu$  เมื่อไบอัส DTMOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ และ รูปที่ 4.49 ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของ  $\mu$  จากวงจรวัดอุณหภูมิที่นำเสนอ หลักจากนั้น  $\mu$  จะถูกแปลงด้วยสมการ  $D_{out} = A \cdot \mu + B$  ให้แสดงรูปแบบอุณหภูมิในหน่วยองศาเซลเซียส และแสดงความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิดังรูปที่ 4.50 และ รูปที่ 4.51 ต่อไป

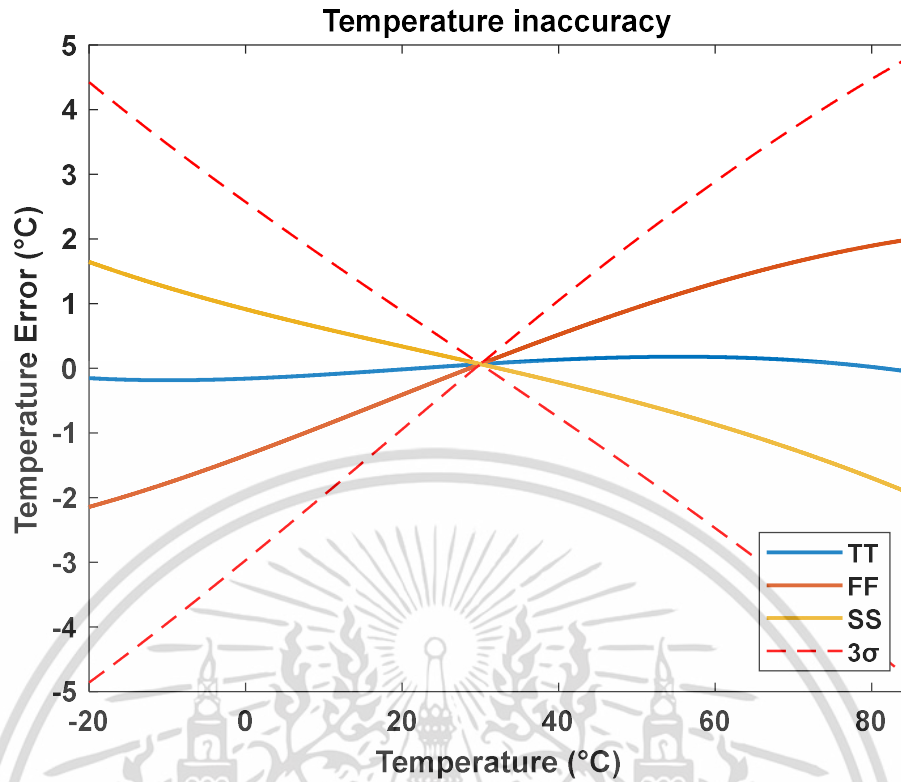


รูปที่ 4.48 ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของ  $\mu$  เมื่อไบอัส DTMOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ

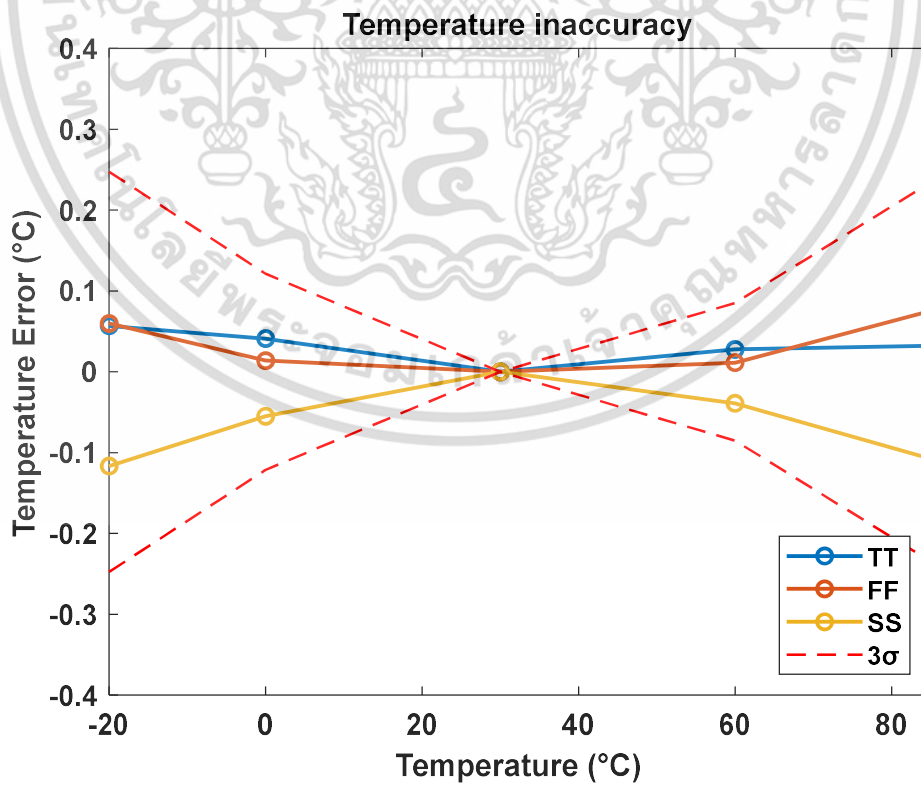


รูปที่ 4.49 ผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของ  $\mu$  จากวงจรวัดอุณหภูมิที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.50 ความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิ เมื่อใช้ออส DTMOS ด้วยแหล่งจ่ายกระแสอุดมคติ



รูปที่ 4.51 ความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิ จากวงจรวัดอุณหภูมิที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ผลการเปรียบเทียบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS และ MOSFET

Parameter	งานที่นำเสนอ (Simulated)	[8] (Measured)	[21] (Measured)	[23] (Measured)
Technology	0.18 $\mu\text{m}$	0.16 $\mu\text{m}$	0.35 $\mu\text{m}$	0.18 $\mu\text{m}$
Sensor type	DTMOS	DTMOS	MOSFET	DTMOS
Supply current	8.1 $\mu\text{A}$	4.7 $\mu\text{A}$	4.5 $\mu\text{A}$	36 $\mu\text{A}$
Supply Voltage	1 V	1.8 V	2.2 V	1.8 V
Temperature range	-20°C-85°C	-55°C-125°C	10°C-80°C	-55°C-125°C
Trimming points	1	1	1	1
Inaccuracy(3 $\sigma$ )	$\pm 0.25$ °C	$\pm 0.4$ °C	-1.8°C / +1°C	$\pm 1$ °C
FoM <sub>Inaccuracy</sub> (%)	0.5	0.4	4	1.1
Time conversion	32 msec	200 msec	10 msec	2.6 msec

\* เมื่อ  $\text{FoM}_{\text{Inaccuracy}} = \frac{|\text{Inaccuracy}|}{\text{Temperature range}} \times 100$

จากตารางที่ 4.4 แสดงผลการเปรียบเทียบเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS และ MOSFET ที่ผ่านมา พบว่า เซ็นเซอร์ที่นำเสนอมีค่าหลักการทำงานของ DTMOS เป็นตัววัดอุณหภูมิ เมื่อเปรียบเทียบกับงานที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่า งานที่นำเสนอมีการใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ 1 โวลต์ซึ่งต่ำกว่างานที่ผ่านมาทั้งหมด หลักจากการทำ single-point trimming จะเห็นว่าความคลาดเคลื่อนในการอ่านค่าของงานที่นำเสนอมีค่า  $\pm 0.25$  °C ซึ่งน้อยกว่างานที่ผ่านมา แต่เมื่อพิจารณา Figure of Merit ของความคลาดเคลื่อนในการอ่านค่าอุณหภูมิ (FoM<sub>Inaccuracy</sub>) ซึ่งหาได้จากค่าสัมบูรณ์ของความคลาดเคลื่อนต่อช่วงอุณหภูมิที่ใช้งานซึ่งมีหน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์ พบว่า งานที่ [8] มีช่วงการทำงาน ตั้งแต่ -55°C ถึง 125°C มี FoM<sub>Inaccuracy</sub> อยู่ที่ 0.4 น้อยกว่างานที่นำเสนอมีค่าอยู่ที่ 0.5 แต่จะเห็นได้ว่างานที่ [8] ใช้เวลาในการแปลงค่า 200 ms มากกว่างานที่นำเสนอมีค่าประมาณ 6 เท่า ซึ่งทำให้งานที่ [8] ใช้พลังงานที่มากกว่าเพื่อให้ได้แม่นยำใกล้เคียงกัน

## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ เซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิชนิด DTMOS ที่ใช้กำลังงานต่ำและมีความสามารถในการชดเชยความผันแปรของกระบวนการสร้าง โดยโครงสร้างของเซ็นเซอร์สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ วงจรวัดอุณหภูมิ และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล โดยวงจรวัดอุณหภูมิใช้หลักการของ DTMOS ที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อน สร้างแรงดันที่มีพฤติกรรมแบบ CTAT และ PTAT คือ  $V_{SG}$  และ  $\Delta V_{SG}$  ตามลำดับ ร่วมกับวงจร 2T ที่มีความสามารถในการสร้างแรงดันไบอัสให้แหล่งจ่ายกระแสเพื่อชดเชยผลของแรงดันขีดเริ่มที่เปลี่ยนไปจากความผันแปรของกระบวนการสร้าง ในส่วนที่สอง วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล ใช้โครงสร้างวงจรของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง ทำหน้าที่แปลงอัตราส่วนของแรงดันอินพุตให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิตอล โดยวงจรทั้งสองส่วนหลักถูกออกแบบให้ทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยง 1 โวลต์ เมื่อนำสัญญาณดิจิตอลที่ได้ไปประมวลผล พบว่า เซ็นเซอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีค่าความผิดพลาดในการอ่านค่าอุณหภูมิอยู่ที่  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  หลังจากการปรับค่าอุณหภูมิ 1 ตำแหน่ง ในช่วงอุณหภูมิตั้งแต่  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$  และมีการใช้กำลังงาน 8.1 ไมโครวัตต์

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรในส่วนวัดอุณหภูมิที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมากต่อแรงดันไฟเลี้ยง ควรหาเทคนิคเพิ่มเติมเพื่อลดผลของแรงดันไฟเลี้ยง นอกจากนี้กระแสไบอัสของ DTMOS ควรออกแบบให้ใช้กระแสลดลง ซึ่งจะเป็นการลดการใช้กำลังงานโดยตรง โดยต้องคำนึงถึงระดับของสัญญาณรบกวนซึ่งแตกต่างกันตามขนาดเทคโนโลยี ในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลนั้น สวิตช์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานทั้งหมดเป็นสวิตช์อุดมคติ ในทางปฏิบัติ เมื่อมีการใช้งานสวิตช์ที่สร้างจากทรานซิสเตอร์ จำเป็นต้องพิจารณาผลที่เกิดจากกระแสรั่วและสัญญาณรบกวนของสวิตช์ด้วยและเมื่อพิจารณาถึงการใช้กำลังงานและพื้นที่ ถ้าเซ็นเซอร์ถูกออกแบบให้มีการใช้กำลังงานและพื้นที่ที่มากขึ้น อาจเลือกโครงสร้างวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลแบบซิกมาเดลต้าอันดับดับสอง เพื่อความละเอียดในการแปลงค่าและประสิทธิภาพที่มากขึ้น นอกจากนี้ การอ่านค่าอุณหภูมิถูกออกแบบอยู่ในช่วง  $-20^{\circ}\text{C}$  ถึง  $85^{\circ}\text{C}$  และมีความแม่นยำในการอ่านค่าที่จำกัด ควรปรับปรุงให้สามารถอ่านค่าอุณหภูมิให้ได้ช่วงที่กว้างขึ้น เช่น  $-40^{\circ}\text{C}$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  และมีความแม่นยำในการอ่านค่าอุณหภูมิที่มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] D. A. Neamen, *Semiconductor physics and devices: basic principles*, 4th ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2012.
- [2] G. C. M. Meijer, “Thermal sensors based on transistors,” *Sensors and Actuators*, vol. 10, no. 1, pp. 103–125, Sep. 1986, doi: 10.1016/0250-6874(86)80037-3.
- [3] A. Ohte and M. Yamagata, “A Precision Silicon Transistor Thermometer,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 26, no. 4, pp. 335–341, Dec. 1977, doi: 10.1109/TIM.1977.4314571.
- [4] M. A. P. Pertijs, G. C. M. Meijer, and J. H. Huijsing, “Precision Temperature Measurement Using CMOS Substrate PNP Transistors,” *IEEE Sensors J.*, vol. 4, no. 3, pp. 294–300, Jun. 2004, doi: 10.1109/JSEN.2004.826742.
- [5] E. A. Vittoz, “MOS transistors operated in the lateral bipolar mode and their application in CMOS technology,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 18, no. 3, pp. 273–279, Jun. 1983, doi: 10.1109/JSSC.1983.1051939.
- [6] J. F. Creemer, F. Fruett, G. C. M. Meijer, and P. J. French, “The piezojunction effect in silicon sensors and circuits and its relation to piezoresistance,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 98–, Aug. 2001, doi: 10.1109/JSEN.2001.936927.
- [7] M. Terauchi, A. Hamasaki, and A. Suketa, “Selectable Logarithmic/Linear Response Active Pixel Sensor Cell with Reduced Fixed-Pattern-Noise Based on Dynamic Threshold MOS Operation,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 44, no. 4B, pp. 2347–2350, Apr. 2005, doi: 10.1143/JJAP.44.2347.
- [8] K. Souri, Y. Chae, Y. Ponomarev, and K. A. A. Makinwa, “A precision DTMOST-based temperature sensor,” in *2011 Proceedings of the ESSCIRC (ESSCIRC)*, Sep. 2011, pp. 279–282. doi: 10.1109/ESSCIRC.2011.6044961.
- [9] M. Terauchi, “Temperature Dependence of the Subthreshold Characteristics of Dynamic Threshold Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistors and Its Application to an Absolute-Temperature Sensing Scheme for Low-  
การค้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Voltage Operation,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 46, no. 7R, p. 4102, Jul. 2007, doi: 10.1143/JJAP.46.4102.
- [10] A.-J. Annema, “Low-power bandgap references featuring DTMOSTs,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 7, pp. 949–955, Jul. 1999, doi: 10.1109/4.772409.
- [11] Y. Tsvividis, C. McAndrew, Y. Tsvividis, and C. McAndrew, *Operation and Modeling of the MOS Transistor, Third Edition International Edition*, Third Edition, Third Edition. Oxford, New York: Oxford University Press, 2012.
- [12] A. Thanachayanont, “วงจรรวมแอนะล็อกซีมอส CMOS analog Integrated Circuits,”
- [13] P. R. Gray, Ed., *Analysis and design of analog integrated circuits*, 5th ed. New York: Wiley, 2009.
- [14] N. Rajit and A. Thanachayanont, “A 1-V CMOS Low-Power Resistor-Based Temperature Sensor for Human Body Temperature Monitoring,” in *2019 34th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC)*, Jeju, Korea (South): IEEE, Jun. 2019, pp. 1–4. doi: 10.1109/ITC-CSCC.2019.8793401.
- [15] O. Choksi and L. R. Carley, “Analysis of switched-capacitor common-mode feedback circuit,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, no. 12, pp. 906–917, Dec. 2003, doi: 10.1109/TCSII.2003.820253.
- [16] A. Bakker and J. Huijsing, *High-Accuracy CMOS Smart Temperature Sensors*. Boston, MA: Springer US, 2000. doi: 10.1007/978-1-4757-3190-3.
- [17] C. C. Enz and G. C. Temes, “Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections: autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 84, no. 11, pp. 1584–1614, 1996, doi: 10.1109/5.542410.
- [18] K. Sourı and K. A. A. Makinwa, *Energy-Efficient Smart Temperature Sensors in CMOS Technology*. in *Analog Circuits and Signal Processing*. Cham: Springer International Publishing, 2018. doi: 10.1007/978-3-319-62307-8.
- [19] K. Sourı, “Energy-Efficient Smart Temperature Sensors in CMOS Technology,” 2016, doi: 10.4233/uid:3fe568bf-d341-4594-b4df-9d6ba0007ae1.

- [20] F. Sebastiano, L. J. Breems, K. A. A. Makinwa, S. Drago, D. M. W. Leenaerts, and B. Nauta, "A 1.2-V  $10^{-\text{circ}}\text{C}$  ( $3^{-\text{circ}}\text{C}$  to  $125^{-\text{circ}}\text{C}$ )," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, pp. 2591–2601, 2010, doi: 10.1109/JSSC.2010.2076610.
- [21] K. Ueno, T. Asai, and Y. Amemiya, "Low-power temperature-to-frequency converter consisting of subthreshold CMOS circuits for integrated smart temperature sensors," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 165, no. 1, pp. 132–137, Jan. 2011, doi: 10.1016/j.sna.2010.03.030.
- [22] S. Jeong, Z. Foo, Y. Lee, J.-Y. Sim, D. Blaauw, and D. Sylvester, "A Fully-Integrated 71 nW CMOS Temperature Sensor for Low Power Wireless Sensor Nodes," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 8, pp. 1682–1693, Aug. 2014, doi: 10.1109/JSSC.2014.2325574.
- [23] L. Lu, B. Vosooghi, L. Dai, and C. Li, "A 0.7 V Relative Temperature Sensor With a Non-Calibrated  $\pm 1^{-\text{circ}}\text{C}$   $3\sigma$  Relative Inaccuracy," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 10, pp. 2434–2444, Oct. 2015, doi: 10.1109/TCSI.2015.2471555.



ภาคผนวก ก.

**ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์**

Rom Khanpeth, Metha Kongpoon, and Apinunt Thanachayanont, “A DTMOS-based temperature sensor with an inaccuracy of  $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$  ( $3\sigma$ ) from  $-20^{\circ}\text{C}$  to  $85^{\circ}\text{C}$ ” 2023 20th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI-CON), 09-12 May 2023, Nakhon Phanom, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ECTI-CON 2023**  
Nakhon Phanom, Thailand

**MAY 9-12, 2023**  
Nakhon Phanom, THAILAND

**CALL FOR PAPERS**  
International Conference on  
Electrical Engineering/Electronics,  
Computer, Telecommunications and  
Information Technology  
**"Smart technology  
for well being"**

**Topics of Interest**

- Electrical Power Systems & High Voltage
- Electrical Devices, Circuits, & Systems.
- Energy Systems & Power Electronics
- Communication Systems & IOT
- Control Systems & Robotics
- Computer, IT, AI & Machine Learnings
- Emerging Solution: ECTI Technologies for COVID-19
- Signal, Image, & Video Processing
- Other Related ECTI Areas

The ECTI-CON2023 is an international conference organized by Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association, and hosted by Faculty of Engineering, Nakhon Phanom University (NPU), Thailand.

The conference intends to provide a forum for the participants to discuss latest research showcases in all aspects of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications and information technology in one of the most popular destinations in Thailand.

The accepted papers will be submitted for inclusion in IEEE Xplore subject to meeting IEEE Xplore's scope and quality requirements.

**Important Dates**

Special session proposal:	<b>Oct 31, 2022</b>
Paper submission deadline:	<b>Nov 30, 2022</b>
Notification of acceptance:	<b>April 4, 2023</b>
Camera-ready paper submission:	<b>April 18, 2023</b>

See you in ECTI-CON2023 at Nakhon Phanom

**ECTI** Association  **IEEE** THAILAND SECTION

✉ [info@ecti-con2023.org](mailto:info@ecti-con2023.org)  <https://ecticon2023.ecticon.org>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# A DTMOS-based temperature sensor with an inaccuracy of $\pm 0.25^\circ\text{C}$ ( $3\sigma$ ) from $-20^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$

Rom Khanpeth  
Dept. of Electronics Engineering,  
School of Engineering,  
King Mongkut's Institute of  
Technology Ladkrabang,  
Bangkok 10520, Thailand  
khanpeth.rom@gmail.com

Metha Kongpoon  
Dept. of Electronics Engineering,  
School of Engineering,  
King Mongkut's Institute of  
Technology Ladkrabang,  
Bangkok 10520, Thailand  
metha.ko@kmitl.ac.th

Apinunt Thanachayanont  
Silicon Craft Technology PLC.,  
40 Thetsabanrangsanua Rd., Ladyao,  
Chatuchak, Bangkok 10900, Thailand  
apinunt@sic.co.th

**Abstract**— This paper describes the design of a low-power temperature sensor in a  $0.18\text{-}\mu\text{m}$  CMOS technology. The proposed temperature sensor employs the so-called "dynamic threshold MOS (DTMOS)" diode-connected transistors as the temperature sensing devices. Process spread of the MOSFET threshold voltage is compensated by using the 2-transistor (2T) voltage reference to generate the bias current sources. A charge-balancing delta-sigma ( $\Delta\Sigma$ ) analog-to-digital converter (ADC) is used to obtain the digital representation of temperature values. The DTMOS temperature sensor core and the ADC operate with 1 V power supply voltages. The ADC operates with a 64-kHz clock frequency and each temperature conversion time is 32ms. After a single-point temperature trimming and a linear fit, the proposed circuit achieves a maximum inaccuracy of  $\pm 0.25^\circ\text{C}$  ( $3\sigma$ ) across all process corners and the temperature range of  $-20^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ , while consuming 8.1  $\mu\text{W}$ .

**Keywords**—temperature sensors, sigma-delta modulation, ADC, CMOS analog integrated circuits

## I. INTRODUCTION

Integrated temperature sensors with digital output are required in many electronic applications and systems. Two of the most important requirements of on-chip temperature sensors are accuracy and energy efficiency. Commercial on-chip temperature sensors in CMOS technologies usually employ a pair of parasitic bipolar junction transistors (BJTs) to sense the temperature because its base-emitter voltage ( $V_{BE}$ ) exhibits a well-defined temperature dependence of around  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ . It has been demonstrated that a well-designed BJT-based temperature sensor can achieve an inaccuracy of less than  $\pm 0.2^\circ\text{C}$  from  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  [1], [2] with one-point calibration to compensate for the dominant process variation of the BJT's saturation current. However, BJT-based temperature sensors often need a power supply voltage of more than 1V since  $V_{BE}$  can be close to 1V at low temperatures (e.g., 0.8V at  $-55^\circ\text{C}$ ) and leaving insufficient headroom voltage for bias current sources.

Alternatively, MOSFET-based temperature sensors have been demonstrated [3], [4] for low voltage operation. By biasing a MOSFET in the sub-threshold region, it can be used as a temperature sensing element because its exponential relationship between the drain current ( $I_D$ ) and gate-source voltage ( $V_{GS}$ ) is similar to that of the BJT's. The temperature dependence of  $V_{GS}$  of a sub-threshold MOSFET is also well-defined and is around  $-1\text{mV}/^\circ\text{C}$ . The value of  $V_{GS}$  of a sub-threshold MOSFET can be designed to be about 0.2-0.3V by selecting suitable values of  $I_D$  and the aspect ratio ( $W/L$ ), thus leaving generous headroom voltage for bias current sources and allowing circuit operation under a power supply voltage of less than 1V over a wide range of temperatures.

A state-of-the-art MOSFET-based temperature sensor [4] can achieve an inaccuracy of  $\pm 0.4^\circ\text{C}$  ( $3\sigma$ ) over the temperature range of  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  with a single temperature trimming. In [4], the so-called "dynamic threshold MOS (DTMOS)" diode-connected transistors were used as the temperature sensing devices. A DTMOS is simply a MOSFET whose gate and body terminals are shorted together, and thus a DTMOS diode-connected transistor is a MOSFET whose gate, body and drain terminals are connected. The  $I_D$ - $V_{GS}$  characteristic of a DTMOS diode-connected transistor is relatively less sensitive to the process spread of the threshold voltage ( $V_{th}$ ).

This paper describes the design of a DTMOS-based temperature sensor in a standard  $0.18\text{-}\mu\text{m}$  CMOS technology. The proposed temperature sensor employs 2-transistor (2T) voltage reference circuit [5] to generate process-compensated bias voltages for current source transistors. This allows the proposed temperature sensor to achieve an inaccuracy of  $\pm 0.33^\circ\text{C}$  ( $3\sigma$ ) over the temperature range of  $-20^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$  with a single-temperature trimming. A charge-balancing delta-sigma ( $\Delta\Sigma$ ) analog-to-digital converter (ADC) and a digital back-end processor are used to convert temperature to digital values. The operating principle of the temperature sensor is explained in section II. Simulation results and conclusion are presented in sections III and IV, respectively.

## II. THE PROPOSED TEMPERATURE SENSOR

### A. DTMOS-based temperature sensor core

Fig. 1 shows the circuit diagram of the proposed DTMOS temperature sensor. The circuit consists of two identical DTMOS transistors ( $M_1$  and  $M_2$ ), two bias current source transistors ( $M_3$  and  $M_4$ ), and 2T voltage reference ( $M_5$  and  $M_6$ ). All PMOS transistors are in the sub-threshold region, where  $I_D$  can be described by

$$I_D = I_0 \left(\frac{W}{L}\right) \exp\left(\frac{-V_{GS} + V_{th,p}}{nV_T}\right) \left[\exp\left(\frac{V_{SB}}{nV_T}\right) - \exp\left(\frac{V_{DB}}{nV_T}\right)\right], \quad (1)$$

where  $I_0 = 2n\mu_0 C_{ox} V_T^2$ ,  $\mu_0$  is the carrier mobility,  $n$  is the body effect coefficient,  $C_{ox}$  is the oxide capacitance per unit area,  $V_T = kT/q$  is the thermal voltage,  $k$  is the Boltzmann constant,  $q$  is the electron charge,  $V_{GS}$  is the gate-body voltage,  $V_{SB}$  is the source-body voltage,  $V_{DB}$  is the drain-body voltage, and  $V_{th,p} < 0$  is the threshold voltage of PMOS transistor.

In Fig. 1, the two identical DTMOS transistors,  $M_1$  and  $M_2$ , are biased with  $I_B$  and  $I_{pB}$ , respectively. As a result, the source-gate voltage difference ( $\Delta V_{SG}$ ) is proportional to the absolute temperature (PTAT),  $\Delta V_{SG} = nV_T \ln(p)$ , where  $p$  is the bias current ratio. As the temperature dependence of  $V_{SG}$  is complementary to absolute temperature (CTAT) with a

979-8-3503-1046-7/23/\$31.00 ©2023 IEEE

Authorized licensed use limited to: King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang provided by UniNet. Downloaded on June 28, 2023 at 10:00:38 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



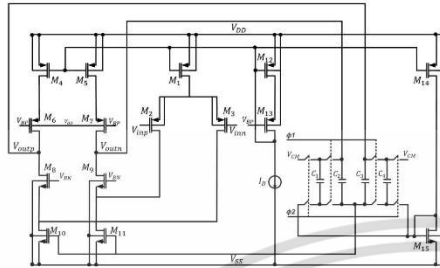


Fig.4. Schematic of fully-differential folded-cascode opamp.

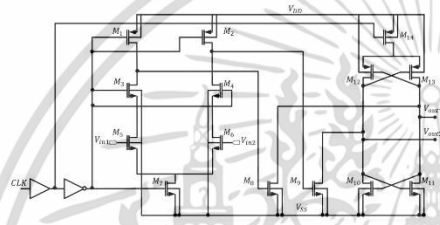


Fig.5. Schematic of comparator.

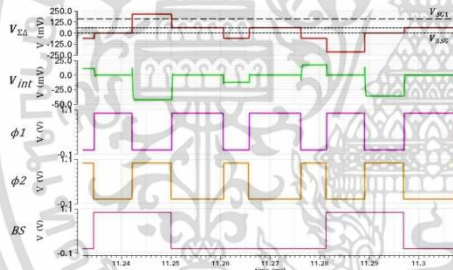


Fig.6. Timing diagram and waveforms of the ADC operation.

When  $BS=0$ ,  $V_{SG1}$  and  $V_{SG2}$  are connected to the differential inputs of the ADC, thus the differential input voltage of the ADC (during  $\phi_1$ ) is  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG1} - V_{SG2} = \Delta V_{SG}$ . While, during  $\phi_2$ , the multiplier swaps the inputs and  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG2} - V_{SG1} = -\Delta V_{SG}$ . As a result, the change of the output of the charge amplifier is proportional to  $2\Delta V_{SG}$ . When  $BS=1$ ,  $V_{SG1}$  and  $0V$  are connected to the differential inputs of the ADC, thus the differential input voltage of the ADC (during  $\phi_1$ ) is  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG1}$ . During  $\phi_2$ , the input is switched to  $V_{\Sigma\Delta} = V_{SG2}$  to reduce the effect of input common-mode voltage. When  $BS=0$ ,  $\Delta V_{SG}$  will be integrated for 2 cycles and when  $BS=1$ ,  $V_{SG}$  will be integrated for 1 cycle. After these cycles are completed, the comparator will compare the output of the integrator and update  $BS$  accordingly. This allows trade-off between the speed and precision of the ADC [2]. Therefore, the average value of the bitstream  $BS$  gives the ratio  $X = 2\Delta V_{SG}/V_{GS}$ , which can be used to calculate.

$$\mu = \frac{2 \cdot \Delta V_{GS}}{V_{GS} + 2 \cdot \Delta V_{GS}} \quad (10)$$

The value of  $\mu$  in (10) is not PTAT since  $\alpha$  is 2 and not equal to the suitable value of 9. Thus, a PTAT ratio  $\mu_{PTAT}$  can be computed in the digital domain by using  $\mu$  from (10) as

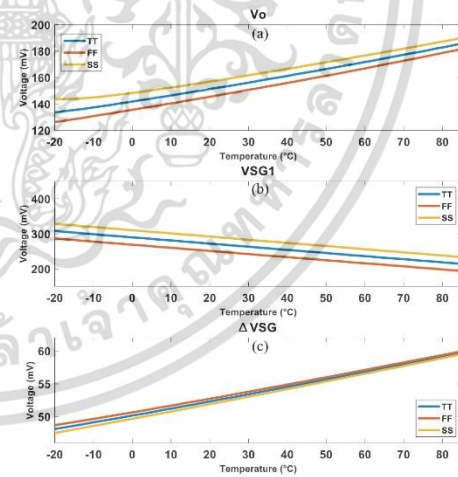
$$\mu_{PTAT} = \frac{4.5 \cdot \mu}{1 + 3.5 \cdot \mu} \quad (11)$$

The measured temperatures in degree Celsius are computed with  $D_{out} = A \mu_{PTAT} + B$ , where  $A=600$  and  $B=-273$ .

### III. SIMULATION RESULTS

The proposed temperature sensor was designed and simulated with process parameters from a 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS technology. The power supply voltages of the temperature sensor core and the ADC are 1V. A conventional fully-differential folded-cascode opamp with switch-capacitor common-mode feedback shown in Fig. 4 was employed. The opamp was designed to achieve more than 70-dB open-loop gain and 3-MHz gain-bandwidth across all process corners and over the target temperature range. A dynamic latched comparator shown in Fig. 5 was used. In this work, the DTMOS temperature sensor core was biased with  $I_B=500\text{nA}$  and  $p=5$ . The ADC computes each temperature with 2048 cycles and operates with a 64-kHz clock frequency, thus a temperature conversion takes 32mS. The average power dissipations of the DTMOS temperature sensor core and the ADC are 3  $\mu\text{W}$  and 5.1 $\mu\text{W}$ , respectively.

Figs 7(a)-(c) show the simulated temperature dependence characteristics of (a)  $V_O$ , (b)  $V_{GS1}$ , and (c)  $\Delta V_{SG}$ . The maximum variation of  $V_{SG}$  is about  $\pm 7\%$  across all process corners from  $-20^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ . Fig. 8 shows the temperature dependent characteristic of the ratio  $X$  across all process corners.

Fig.7. Simulated temperature dependent characteristics of (a)  $V_O$ , (b)  $V_{GS1}$ , (c)  $\Delta V_{SG}$  with  $I_B=500\text{nA}$  and  $p=5$ .

The simulated bitstream BS was exported to MATLAB, where a script was written to perform the required back-end processing, including the decimation filtering, a single-point offset trimming and a 1<sup>st</sup>-order linear fit. The resulting temperature inaccuracy, across all process corners (tt, ss, ff) and the temperature range from -20°C to 85°C, is plotted in Fig. 9. With a single temperature offset trimming at 30°C, the maximum 3 $\sigma$  inaccuracy is  $\pm 0.25^\circ\text{C}$  for all process corners. The presented sensor has lower inaccuracy than previous works [3],[4],[6], while the conversion time is lower than when compared to [4]. Table I summarizes and compares the performance of the proposed temperature sensor.

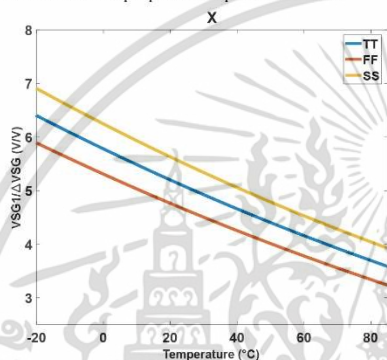


Fig. 8. Temperature dependence of the ratio X.

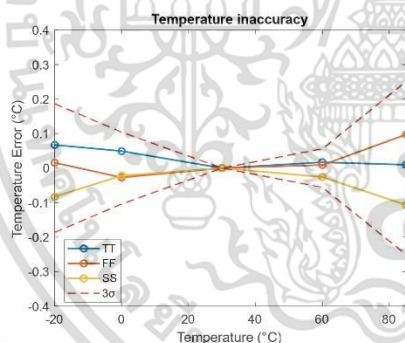


Fig. 9. Temperature inaccuracy of the proposed temperature sensor after a single offset trim at 30°C (linear fit).

#### IV. CONCLUSION

In this article, a low power MOSFET-based temperature sensor was presented. The proposed circuit used DT MOS transistors in the sub-threshold region as the temperature sensing components. The 2T voltage reference circuit was used to generate the bias currents that compensated for the process variation of the MOSFET threshold voltage, thus achieving small inaccuracy after a single-point temperature trimming. A 1<sup>st</sup>-order charge-balancing  $\Delta\Sigma$  ADC was used to perform a ratiometric analog-to-digital conversion to obtain the digital representation of the measured temperatures. After

a single trimming point and a linear fit, a maximum 3 $\sigma$  inaccuracy of  $\pm 0.25^\circ\text{C}$  was obtained with all process corners and the temperature range of -20°C to 85°C.

Table. I. Performance summary and comparison to previous work

Parameter	This work	[3]	[4]	[6]
Technology	0.18 $\mu\text{m}$	0.35 $\mu\text{m}$	0.16 $\mu\text{m}$	0.18 $\mu\text{m}$
Supply current	8.1 $\mu\text{A}$	4.5 $\mu\text{A}$	4.7 $\mu\text{A}$	36 $\mu\text{A}$
Supply Voltage	1 V	2.2 V	1.8 V	1.8 V
Temperature range	-20°C - 85°C	10°C - 80°C	-55°C - 125°C	-55°C - 125°C
Trimming points	1	1	1	-
Inaccuracy (3 $\sigma$ )	$\pm 0.25^\circ\text{C}$	-1.8°C / +1°C	$\pm 0.4^\circ\text{C}$	$\pm 1^\circ\text{C}$
Relative inaccuracy (%)	0.5	4	0.4	1.1
Time conversion	32 msec	10 msec	200 msec	2.6 msec

#### V. REFERENCES

- [1] K. Souri, Y. Chae, and K. Makinwa, "A CMOS temperature sensor with a voltage-calibrated inaccuracy of  $\pm 0.15^\circ\text{C}$  (3 $\sigma$ ) from -55 to 125°C," in *2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, Feb. 2012, pp. 208–210.
- [2] F. Sebastiano, L. J. Breems, K. A. A. Makinwa, S. Drago, D. M. W. Leenaerts, and B. Nauta, "A 1.2V 10 $\mu\text{W}$  NPN-based temperature sensor in 65nm CMOS with an inaccuracy of  $\pm 0.2^\circ\text{C}$  (3 $\sigma$ ) from -70°C to 125°C," in *2010 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC)*, Feb. 2010, pp. 312–313.
- [3] K. Ueno, T. Asai, and Y. Amemiya, "Low-power temperature-to-frequency converter consisting of subthreshold CMOS circuits for integrated smart temperature sensors," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 165, no. 1, pp. 132–137, Jan. 2011.
- [4] K. Souri, Y. Chae, Y. Ponomarev, and K. A. A. Makinwa, "A precision DT MOS-based temperature sensor," in *2011 Proceedings of the ESSCIRC (ESSCIRC)*, Sep. 2011, pp. 279–282.
- [5] S. Joong, Z. Foo, Y. Lee, J.-Y. Sim, D. Blaauw, and D. Sylvester, "A Fully-Integrated 71 nW CMOS Temperature Sensor for Low Power Wireless Sensor Nodes," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 8, pp. 1682–1693, Aug. 2014.
- [6] L. Lu, B. Vosoughi, L. Dai, and C. Li, "A 0.7 V Relative Temperature Sensor With a Non-Calibrated  $\pm 1^\circ\text{C}$  3 $\sigma$  Relative Inaccuracy," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 10, pp. 2434–2444, Oct. 2015.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายรอม ชันเพ็ชร
วัน เดือน ปีเกิด	9 ธันวาคม 2539
ที่อยู่	889/87 ม.แกรนด์ดีดี ซ.เสรีไทย 43 ถ. เสรีไทย คลองกุ่ม บึงกุ่ม กรุงเทพมหานคร 10240
ประวัติการศึกษา	2551-2557 โรงเรียนบดินทรเดชา (สิงห์ สิงหเสนี) ๒ 2558-2562 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) วงจรรวมแอนะล็อก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้