

วงจรร้างอิงแรงดันแบบซีมอสกำลังสูญเสียต่ำ  
ที่ปราศจากวงจรรีเริ่มทำงาน

วชิรปัญญา ปัญญาว่อง

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์  
เมษายน 2559

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม



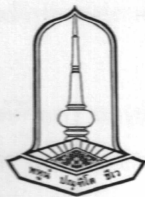
วงจรร้างอิงแรงดันแบบซีมอสกำลังสูญเสียต่ำ  
ที่ปราศจากวงจรรีเริ่มทำงาน

วชิรปัญญา ปัญญาว่อง

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์  
เมษายน 2559

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม





คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายวชิรปัญญา ปัญญาว่อง  
แล้วเห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....  
(ผศ.ดร.ชลธิ โท้ทอง)

ประธานกรรมการ

(อาจารย์บัณฑิตศึกษาประจำคณะ)

.....  
(รศ.ดร.วรวัดน์ เสี่ยมวิบูล)

กรรมการ

(อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

.....  
(อาจารย์ ดร.ณัฐฉาน สุวรรณทา)

กรรมการ

(อาจารย์บัณฑิตศึกษาประจำคณะ)

.....  
(ผศ.ดร.อดิเรก จันทะคุณ)

กรรมการ

(ผู้ทรงคุณวุฒิ)

มหาวิทยาลัยขอนแก่นให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

.....  
(ผศ.ดร.ธีรยุทธ ขาดิชนะยีนยง)  
ผู้รักษาการคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

.....  
(ศ.ดร.ประดิษฐ์ เทอดทูล)  
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย  
วันที่ 29 เดือน 12.4. พ.ศ. 2559



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่งจาก รองศาสตราจารย์ ดร.วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก ที่ได้ให้ความรู้และชี้แนะ แนวทางที่เป็นประโยชน์แก่ผู้วิจัย จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประสบผลสำเร็จ นำมาซึ่งคุณภาพ รวมทั้งจุดประกายแนวคิดและความเป็นต้นแบบทางวิชาการให้แก่ผู้วิจัย ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ เป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอกราบขอบพระคุณท่าน ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง อาจารย์ ดร.ณัฐวุฒิ สุวรรณหา และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อดิเรก จันตะคุณ คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ช่วยให้ข้อคิดเห็นและ คำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ ดร.เศวษ หงษ์ประสิทธิ์ สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี วิทยาเขตขอนแก่น ที่ให้คำแนะนำ งานวิจัยที่เป็นประโยชน์แก่ผู้วิจัยจนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประสบผลสำเร็จ

ขอขอบพระคุณ ผู้อำนวยการ รองผู้อำนวยการ และคณาจารย์วิทยาลัยเทคนิคขอนแก่น ทุกท่านที่ให้การส่งเสริม สนับสนุนและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยในการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณแสดงความระลึกถึง มารดา บิดา บุรพาจารย์ ผู้มีพระคุณทุกท่าน และขอขอบคุณญาติพี่น้อง พร้อมครอบครัวและกลุ่มเพื่อนที่ได้ให้กำลังใจอย่างดียิ่ง ตลอดระยะเวลา ในการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์

วชิรปัญญา ปัญญาว่อง



ชื่อเรื่อง	วงจรวงอิงแรงดันแบบซีมอสกำลังสูญเสียต่ำที่ปราศจากวงจรมือทำงาน
ผู้วิจัย	นายวชิรปัญญา ปัญญาว่อง
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.วรวัดน์ เสงี่ยมวิบูล
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ปีที่พิมพ์ 2559

### บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบวงจรวงอิงแรงดันแบบซีมอส ในอดีตนั้นการออกแบบวงจรวงอิงแรงดันแบบซีมอสประกอบด้วยอุปกรณ์ค่อนข้างมาก ทั้งอุปกรณ์แอกทีฟและแพซซีฟซึ่งมีความซับซ้อน นอกจากนี้ยังต้องอาศัยวงจรมือทำงานจากภายนอกเพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นการทำงานของวงจร จากปัญหาดังกล่าวในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรวงอิงแรงดันแบบซีมอส โดยได้ประยุกต์ใช้มอสทรานซิสเตอร์ในการออกแบบวงจรถังหมด ทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์แพซซีฟในวงจรมือได้ ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้สูญเสียกำลังงานและพื้นที่ในขั้นตอนการผลิตวงจรรวม อีกทั้งวงจรมือยังสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรมือทำงานจากภายนอก ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ยืนยันได้ว่าวงจรมือที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่แรงดันไฟเลี้ยงเพียง 2.0V มีระดับแรงดันอ้างอิง  $500 \pm 2.5 \text{ mV}$  ค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของแรงดันอ้างอิงเอาต์พุต  $61.19 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  ช่วงอุณหภูมิทดสอบอยู่ระหว่าง  $-58^{\circ}\text{C}$  ถึง  $120^{\circ}\text{C}$  และสิ้นเปลืองกำลังงานต่ำเพียง  $5.41 \mu\text{W}$  ที่อุณหภูมิห้อง

**คำสำคัญ :** วงจรวงอิงแรงดัน, ซีมอส, การชดเชยทางอุณหภูมิ, กำลังสูญเสียต่ำ



**TITLE** A Low Power CMOS Voltage Reference Circuit without Startup Circuit  
**AUTHOR** Mr. Wachirapunya Punyawong  
**DEGREE** Doctor of Philosophy **MAJOR** Electrical and Computer Engineering  
**ADVISORS** Assoc. Prof. Dr. Worawat Sa-ngiamvibool  
**UNIVERSITY** Mahasarakham University **YEAR** 2016

### ABSTRACT

This thesis presents the design of a CMOS voltage reference circuit. In the past, the design of a CMOS voltage reference circuit consisted of a number of active and passive devices. It also required a startup circuit from the outside, which was complicated to determine the beginning of the operations. Therefore, this research proposes the design of a CMOS voltage reference circuit using the application of MOS transistors in designing a circuit. The proposed circuit can reduce the number of passive devices in the circuit, which consequently causes less power losses and space for the production of integrated circuits. The circuit is also able to operate without any external startup circuit. The results from the PSPICE simulation program showed that the circuit could operate with high stability. The supply voltage was only 2.0V, reference voltage levels at  $500 \pm 2.5$  mV, output reference voltage temperature coefficient (TC) of 61.19 ppm/°C at the test temperature between -58 °C to 120 °C with power consumption only 5.41 μW at the room temperature.

**Key Words :** Voltage reference, CMOS, Temperature compensation, Low power



## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ก
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญภาพประกอบ	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ภูมิหลัง	1
1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย	3
1.3 ความสำคัญของการวิจัย	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 ปรีทัศน์เอกสารข้อมูล	5
2.1 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์	5
2.2 ผลของอุณหภูมิในมอสทรานซิสเตอร์	12
2.3 ความต้านทานแบบมอสทรานซิสเตอร์	13
2.4 การเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ (Process Variation)	15
2.5 ประวัติความเป็นมาและการแบ่งประเภทของวงจรรออ้างอิงแรงดัน	18
2.6 หลักการทำงานของวงจรรออ้างอิงแรงดันไฟแบบซีมอส	21
2.7 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)	24
2.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด	29
2.9 วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง	32
2.10 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	32
2.11 สรุปปัญหาที่ได้จากการศึกษา	48
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย	49
3.1 แนวคิดสำหรับการออกแบบวงจรรออ้างอิงแรงดันแบบซีมอส	49
3.2 หลักการทำงานของวงจรรออ้างอิงแรงดันแบบซีมอส	50
3.3 การออกแบบและวิเคราะห์ห้วงจรรออ้างอิงแรงดัน	51
3.4 การวัดทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรของที่ออกแบบ	59
3.5 สรุปวิธีดำเนินการวิจัย	62



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์ข้อมูล	64
4.1 สภาวะแวดล้อมและเงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ	64
4.2 ผลการทดสอบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส	65
4.3 การทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส	70
4.4 การเริ่มทำงานของวงจรโดยปราศจากวงจรเริ่มทำงาน	73
4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดัน 0.5 $\mu$ m กับ 0.35 $\mu$ m	75
4.6 สรุปผลการวิเคราะห์ข้อมูล	76
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ	77
5.1 สรุปผล	77
5.2 อภิปรายผล	78
5.3 ข้อเสนอแนะ	80
เอกสารอ้างอิง	81
ภาคผนวก	86
ภาคผนวก ก พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์	87
ภาคผนวก ข ผลงานการวิจัย	94
ประวัติย่อผู้วิจัย	99





## สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานเม้นท์ (Enhancement) และแบบดีพลีชัน (Depletion)	6
ตาราง 2.2 การเปรียบเทียบระหว่างการเปลี่ยนแปลงที่เกิดจาก Random และ Systematic	17
ตาราง 2.3 สรุปการเปรียบเทียบผลของงานวิจัยที่ได้จากการศึกษา	47
ตาราง 4.1 ค่าขนาดความกว้างและความยาว W/L ของมอสทรานซิสเตอร์	65
ตาราง 4.2 กำลังสูญเสียของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟเลี้ยง	71
ตาราง 4.3 ค่าขนาดความกว้างและความยาว W/L ของมอสทรานซิสเตอร์	75
ตาราง 4.4 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรที่ใช้เทคโนโลยี 0.5 ไมครอนและ 0.35 ไมครอน	76
ตาราง 5.1 เปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรถ้างานวิจัยอื่นๆ	79



## สารบัญภาพประกอบ

	หน้า
ภาพประกอบ 1.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรคงค่าแรงดันในเครื่องอ่านอาร์เอฟไอดี	2
ภาพประกอบ 2.1 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ที่โหมดชนิดเอ็นแชลเนล	8
ภาพประกอบ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $I_D$ และ $V_{DS}$ ของมอสแบบเอ็นฮานซ์เมนต์ที่โหมด	9
ภาพประกอบ 2.3 คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านเชิงเส้น	14
ภาพประกอบ 2.4 การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นภายในการผลิต Inter-die และ Intra-die	16
ภาพประกอบ 2.5 การจำลองหาค่าของระบบด้วยวิธีมอนเตคาร์โล	18
ภาพประกอบ 2.6 หลักการทำงานของวงจรรออ้างอิงแรงดันแบบพื้นฐาน	21
ภาพประกอบ 2.7 วงจรกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบแบบแหล่งจ่ายกระแสคงที่	22
ภาพประกอบ 2.8 วงจรกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกแบบแหล่งจ่ายกระแสคงที่	23
ภาพประกอบ 2.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชลเนล	25
ภาพประกอบ 2.10 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในภาพประกอบ 2.9 ในกรณี M1 และ M2 มีค่าสมมาตรกัน	26
ภาพประกอบ 2.11 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M1 (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลอง สัญญาณขนาดเล็กของ M1	27
ภาพประกอบ 2.12 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส (ข) วงจรสมมูล ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของรูป (ก)	28
ภาพประกอบ 2.13 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในภาพประกอบที่ 2.9	28
ภาพประกอบ 2.14 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด	29
ภาพประกอบ 2.15 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลาย	30
ภาพประกอบ 2.16 วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของภาพประกอบ 2.14	30
ภาพประกอบ 2.17 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในภาพประกอบ 2.14	30
ภาพประกอบ 2.18 วงจรรออ้างอิงแรงดันของงานวิจัย	33
ภาพประกอบ 2.19 แรงดันอ้างอิงเทียบกับอุณหภูมิของงานวิจัย	34
ภาพประกอบ 2.20 วงจรรออ้างอิงแรงดันของงานวิจัย	35
ภาพประกอบ 2.21 (ก) แรงดันอ้างอิงเทียบกับแหล่งจ่ายของงานวิจัย (ข) แรงดันอ้างอิงเทียบกับ อุณหภูมิของงานวิจัย[3]	35
ภาพประกอบ 2.22 วงจรรออ้างอิงแรงดันของงานวิจัย	36
ภาพประกอบ 2.23 แรงดันอ้างอิงเทียบกับอุณหภูมิเทียบกับแรงดันแหล่งจ่ายของงานวิจัย	37



## สารบัญภาพประกอบ (ต่อ)

	หน้า
ภาพประกอบ 2.24 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย	38
ภาพประกอบ 2.25 แรงดันอ้างอิงเทียบกับแรงดันแหล่งจ่ายที่อุณหภูมิห้องของงานวิจัย	38
ภาพประกอบ 2.26 แรงดันอ้างอิงเทียบเมื่อวัดด้วยวิธีมอดเตคาร์โลของงานวิจัย]	39
ภาพประกอบ 2.27 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย	40
ภาพประกอบ 2.28 แรงดันอ้างอิงเทียบกับอุณหภูมิ ณ แหล่งจ่ายแรงดันค่าต่างๆ ของงานวิจัย	41
ภาพประกอบ 2.29 (ก) แรงดันอ้างอิงเทียบเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันแหล่งจ่ายของงานวิจัย (ข) แรงดันอ้างอิงเมื่อค่าอุปกรณ์เกิดการเบี่ยงเบนของงานวิจัย	42
ภาพประกอบ 2.30 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย	43
ภาพประกอบ 2.31 (a) แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามกับอุณหภูมิ และ (b) แรงดันอ้างอิงเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงมีค่าเปลี่ยนแปลงของงานวิจัย	43
ภาพประกอบ 2.32 วงจรอ้างอิงแรงดันงานของวิจัย	44
ภาพประกอบ 2.33 แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ณ แหล่งจ่ายแรงดันค่าต่างๆ ของงานวิจัย	45
ภาพประกอบ 2.34 วงจรอ้างอิงแรงดันงานของวิจัย	45
ภาพประกอบ 2.35 (ก) แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และ(ข) แรงดันอ้างอิง เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันต่ำเปลี่ยนแปลงค่า เมื่อเทียบกับอุณหภูมิของงานวิจัย	46
ภาพประกอบ 2.36 (ก) แรงดันอ้างอิงเมื่อมีค่าอุปกรณ์ HVT มีการเบี่ยงเบน และ (ข) แรงดันอ้างอิงเมื่อมีค่าอุปกรณ์ RVT มีการเบี่ยงเบนของงานวิจัย	46
ภาพประกอบ 2.37 โครงสร้างของวงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัยในอดีต	46
ภาพประกอบ 3.1 แนวคิดสำหรับการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส	48
ภาพประกอบ 3.2 หลักการของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบพื้นฐาน	51
ภาพประกอบ 3.3 วงจรกำเนิดแรงดัน $V_{PTAT}$ ด้วยมอสทรานซิสเตอร์	51
ภาพประกอบ 3.4 วงจรกำเนิดแรงดัน $V_{CTAT}$ ด้วยมอสทรานซิสเตอร์	54
ภาพประกอบ 3.5 วงจรการรวมกระแสและสะท้อนกระแส	55
ภาพประกอบ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด	56
ภาพประกอบ 3.7 วงจรการกำเนิดแรงดันอ้างอิง	57
ภาพประกอบ 3.8 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสของงานวิจัยที่ออกแบบ	59
ภาพประกอบ 3.9 ขั้นตอนเทคนิคของการจำลองด้วยเทคนิคมอดเตคาร์โล	61



## สารบัญภาพประกอบ (ต่อ)

	หน้า
ภาพประกอบ 3.10 กราฟแบบฮิสโตแกรมผลค่าเฉลี่ย (Mean) และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน ด้วยเทคนิคมอนเตคาร์โล	62
ภาพประกอบ 4.1 แรงดัน $V_{GS(M1)}$ หรือ $V_{PTAT}$	66
ภาพประกอบ 4.2 กระแส $R_1$ หรือกระแส $I_{PTAT}$	66
ภาพประกอบ 4.3 แรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบกับอุณหภูมิ	67
ภาพประกอบ 4.4 กระแส $R_2$ หรือกระแส $I_{CTAT}$	67
ภาพประกอบ 4.5 ผลรวมของกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมิ	68
ภาพประกอบ 4.6 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง	69
ภาพประกอบ 4.7 แรงดันอ้างอิงเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันมีค่าคงที่ต่อค่าของอุณหภูมิตดสอบ ที่แตกต่างกัน	69
ภาพประกอบ 4.8 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันแหล่งจ่าย	70
ภาพประกอบ 4.9 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ 5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการทดสอบด้วยจำนวนรอบ 500 ครั้ง	72
ภาพประกอบ 4.10 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ 5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการทดสอบด้วยจำนวนรอบ 1000 ครั้ง	72
ภาพประกอบ 4.11 ความสัมพันธ์ของแรงดันแหล่งจ่ายและกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ ของวงจร ณ อุณหภูมิตดสอบ $27^{\circ}\text{C}$	74
ภาพประกอบ 4.12 แรงดันการเริ่มต้นทำงานของวงจรที่ตำแหน่งต่างๆ	74



## บทที่ 1

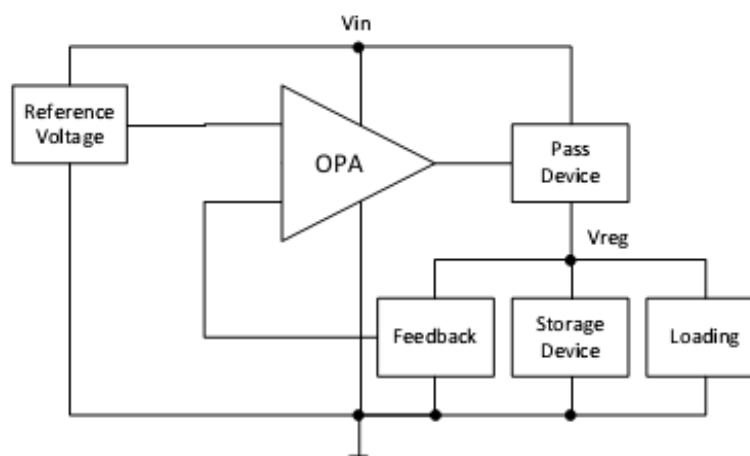
### บทนำ

#### 1.1 ภูมิหลัง

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการออกแบบและการพัฒนาวงจรรีเลย์ทรอนิกส์เป็นไปอย่างรวดเร็ว ทั้งวงจรแอนะล็อก (Analog) และวงจรรีเลย์ดิจิทัล (Digital) เพื่อตอบสนองต่อความต้องการของผู้บริโภค ทุกเพศทุกวัยอย่างไม่มีขอบเขต ซึ่งทำให้แนวโน้มของการพัฒนาวงจรรีเลย์ทั้งสองประเภทนี้เป็นไปในทิศทางเดียวกัน ด้วยการพัฒนาให้วงจรมีขนาดเล็กลงอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (Integrated circuit) หรือไอซี (IC) [1-3] ในระดับไมโครอิเล็กทรอนิกส์แบบเบ็ดเสร็จขนาดใหญ่ (Large Scale Integrated : LSIs) เพื่อนำไปใช้สำหรับงานที่หลากหลายมากขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งการนำไปใช้กับอุปกรณ์อำนวยความสะดวกประเภทพกพาติดตัวต่าง ๆ [4] เช่น อุปกรณ์การสื่อสารแบบอำนวยความสะดวกเพื่อการพกพาขนาดเล็ก (Smart device) อุปกรณ์ฝังติดตามตัวทางการแพทย์ อุปกรณ์ตรวจจับทางเครือข่าย และอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการดำเนินด้านธุรกรรมต่าง ๆ เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ล้วนแล้วมีความต้องการใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำเพียงไม่กี่โวลต์ มีอัตราการใช้กำลังไฟที่ต่ำขนาดไมโครวัตต์หรือน้อยกว่า ตลอดจนมีเสถียรภาพในการทำงานที่ดีต่อสภาวะแวดล้อมที่มีช่วงของอุณหภูมิแตกต่างกันเป็นอย่างมาก โดยที่อุปกรณ์เหล่านี้ยังคงมีการทำงานได้อย่างถูกต้องและมีประสิทธิภาพ [5-7] อย่างไรก็ตามอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เหล่านี้ถูกสร้างขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่ยังคงมีข้อจำกัดเกี่ยวกับการทำงานอยู่หลายประการด้วยกัน คือการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร รวมถึงการออกแบบวงจรให้มีขนาดเล็กเพื่อทำให้มีการสิ้นเปลืองพลังงานต่ำซึ่งถือว่าเป็นสิ่งสำคัญมากในเวลาปัจจุบันนี้ [8]

วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส (CMOS voltage reference) เป็นอีกวงจรหนึ่งที่สำคัญอย่างยิ่งซึ่งมีอยู่ในทั้งวงจรแอนะล็อก วงจรรีเลย์ดิจิทัลและวงจรมixedสัญญาณ (Mixed-signal circuit) [9] ในการออกแบบและพัฒนาวงจรรวมนี้วงจรอ้างอิงแรงดันจะถูกสร้างรวมให้อยู่ในชิป (Chip) ด้วยเพื่อกำหนดแรงดันอ้างอิงที่มีความคงที่ให้กับวงจรเฉพาะเหล่านั้น เช่น วงจรคงค่าระดับแรงดัน (Regulator) ออปแอมป์ (Op-Amp) วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลและสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (AD/DA Converter) วงจรกำเนิดความถี่ (Oscillator) วงจรเปรียบเทียบแรงดัน อุปกรณ์หน่วยความจำแบบแฟลช (Flash DRAM) วงจรเฟสล็อกคูลูป (PLL) [9,10] เป็นต้น ดังภาพประกอบ 1.1 ส่งผลให้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรมีความถูกต้องเสมอ ซึ่งวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสนี้มีการพัฒนาในหลาย ๆ ด้านพร้อมกัน ดังงานวิจัยที่ได้นำเสนออย่างต่อเนื่องจากอดีตจนถึงปัจจุบัน ทั้งนี้วงจรอ้างอิงแรงดันนี้ยังมีข้อดีอยู่หลายประการ เช่น แรงดันที่เอาต์พุตมีค่าค่อนข้างคงที่หรือมีความผิดพลาดน้อยถึงแม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรและโหลด (Load) ที่นำมาต่อรวม รวมถึงความผิดพลาดที่เกิดจากขบวนการของการผลิตชิป (Chip fabrication) [11]





ภาพประกอบ 1.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรคงค่าแรงดันในเครื่องอ่านอาร์เอฟไอดี [8]

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตหลายเรื่องพบว่าโครงสร้างภายในของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่มีอยู่ในปัจจุบันนั้นยังคงประยุกต์ใช้อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แฝง (Parasitic Bipolar Transistor) หรือไมกัไดโอด (Diode) มาประกอบเป็นวงจรอ้างอิงแรงดัน ซึ่งวงจรมีความซับซ้อนมากขึ้นด้วยเทคโนโลยีซีมอส (CMOS technology) ทำให้ขั้นตอนการผลิตมีความซับซ้อนมากขึ้น ซึ่งเป็นการเพิ่มต้นทุนการผลิต หรือบางงานวิจัยต้องการออกแบบให้วงจรมีเสถียรภาพที่ดีต่ออุณหภูมิ ซึ่งให้ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ (Temperature coefficient(TC)) [13-15] ของแรงดันอ้างอิงที่ต่ำจึงทำให้วงจรมีการออกแบบที่ซับซ้อนมากขึ้น ใช้จำนวนอุปกรณ์ของวงจรมากขึ้นที่จะเป็นผลให้วงจรมีการออกแบบมีค่ากำลังสูญเสียที่มากขึ้น และวงจรอีกส่วนหนึ่งถูกออกแบบและพัฒนาคือวงจรเริ่มทำงาน (Startup circuit) [16,18] เพื่อทำหน้าที่ช่วยในการเริ่มต้นการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสให้ถูกต้องตามต้องการหลังจากนั้นก็หยุดทำงาน [19-22] ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ ตัวเก็บประจุและความต้านทานอีกจำนวนมากทำให้สวนทางกับแนวโน้มในปัจจุบันนี้ต่างมีความต้องการที่จะการพัฒนาให้วงจรมีการใช้กำลังไฟต่ำ ๆ เพื่อให้ประหยัดพลังงานที่มีอยู่อย่างจำกัด

ดังนั้น จากปัญหาที่ได้นำเสนอทั้งหมดนี้ ในงานวิจัยจึงมีความมุ่งหมายเพื่อออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสโดยนำเอาเทคโนโลยีซีมอสมาประยุกต์เป็นโครงสร้างหลักของวงจรและใช้เทคนิคการรวมเอาแหล่งกำเนิดกระแสที่มีค่าสัมประสิทธิ์เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมิไว้ในภาคส่วนเดียวกันเพื่อนำไปให้การกำเนิดกระแสอ้างอิงที่มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยงตลอดจนขบวนการผลิตวงจรรวม (Process Voltage Temperature (PVT)) ลดจำนวนอุปกรณ์ของวงจรให้น้อยลงทำให้มีอัตราสิ้นเปลืองกำลังงานสูญเสียลดต่ำลงที่ส่งผลทำให้ลดต้นทุนในขั้นตอนการผลิตและวงจรมีการออกแบบได้เลือกใช้อุปกรณ์แพซีฟโหลด (Passive Load) เพื่อการกำเนิดแรงดันอ้างอิงซึ่งสามารถกำหนดค่าระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีได้ในย่านกว้าง



## 1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย

1.2.1 ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันที่ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) ทั้งหมด ปราศจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และไดโอดและใช้เทคนิคการรวมกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและลบเพื่อนำไปกำเนิดแรงดันอ้างอิง

1.2.2 ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันที่ไม่มีวงจรมือเริ่มต้น (Startup Circuit) เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์และเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรให้ดียิ่งขึ้น

1.2.3 ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันที่ให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรและการสูญเสียกำลังงานลดต่ำลง

## 1.3 ความสำคัญของการวิจัย

งานวิจัยนี้ได้อาศัยแนวคิดจากงานวิจัยในอดีต เพื่อออกแบบและพัฒนาวงจรอ้างอิงแรงดันให้มีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น มีวงจรมือเริ่มต้นที่มีขนาดเล็กไม่ซับซ้อนมาก ไม่มีวงจรมือเริ่มต้นการทำงานจากภายนอก ดังนั้น ในงานวิจัยฉบับนี้ได้มีการออกแบบวงจรโครงสร้างใหม่โดยใช้เทคนิคการรวมแหล่งกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมิในส่วนเดียวกันเพื่อนำไปกำเนิดแรงดันอ้างอิงและทำให้วงจรที่ออกแบบนั้นมีจุดเด่นหลายประการ คือ

- 1.3.1 วงจรมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ
- 1.3.2 วงจรมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงวงจร
- 1.3.3 วงจรมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของขั้นตอนการผลิตวงจรรวม
- 1.3.4 วงจรมีกำลังสูญเสียที่มีค่าต่ำ
- 1.3.5 วงจรมีขนาดเล็กเนื่องจากใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสให้บรรลุความมุ่งหมายของงานวิจัย
- 1.4.2 วิเคราะห์สมการที่ได้จากการออกแบบโดยใช้โปรแกรมทางคณิตศาสตร์
- 1.4.3 ทดสอบสมรรถนะของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่ออกแบบด้วยโปรแกรมจำลองทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.5 และ 0.35 ไมครอน
- 1.4.4 เปรียบเทียบผลการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่ออกแบบกับงานวิจัยที่ถูกนำเสนอในอดีตที่ให้ค่ากำลังสูญเสียต่ำกว่า 10 ไมโครวัตต์ ในย่านอุณหภูมิระหว่าง -40 ถึง 120 องศาเซลเซียสและมีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิระหว่าง 20 ถึง 100 ppm/°C



## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 วงจรอ้างอิงแรงดันที่มีอุปกรณ์เป็นมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิภายนอก แรงดันไฟเลี้ยงและขบวนการผลิตวงจรรวม

1.5.2 วงจรที่ออกแบบมีขนาดเล็กและมีความสูญเสียของพลังงานที่ต่ำ

1.5.3 วงจรที่ออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ทั้งแบบแอนะล็อกและดิจิทัลได้เป็นอย่างดี





## บทที่ 2

### ปริทัศน์เอกสารข้อมูล

วงจรร้างอิงแรงดันมีความสำคัญและเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งที่พบเห็นในวงจรรีเลย์ทรอนิกส์แบบต่าง ๆ ทั้งวงจรรองแรงดัน วงจรดิจิตอลและวงจรรวมสัญญาณแบบผสม งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการออกแบบวงจรร้างอิงแรงดันแบบซีมอสซึ่งได้มีการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรร่างต่าง ๆ ดังกล่าวมาที่ต้องการความแม่นยำทางแรงดันในการทำงานสูง เช่น วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (ADC) วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (DAC) วงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรคงค่าแรงดันและวงจรรองอื่น ๆ อีกจำนวนมาก ประกอบกับในสภาวะปัจจุบันนี้ความต้องการวงจรมีประสิทธิภาพการทำงานที่สูงใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ มีกำลังสูญเสียน้อย มีเสถียรภาพที่ดีไม่เปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิ ซึ่งในการวิจัยนี้จำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีพื้นฐานการทำงานของวงจรมือถือของทางเทคนิควิธีต่าง ๆ รวมทั้งศึกษางานวิจัยที่ผ่านมาในอดีตที่ได้เพื่อนำมาใช้เป็นแนวทางการออกแบบและพัฒนา พร้อมทั้งสรุปถึงข้อดี ข้อเสียของแต่ละวงจรมือถือเพื่อนำไปใช้เป็นหลักการในการออกแบบวงจรร้างอิงแรงดันของงานวิจัยนี้ต่อไป และในงานวิจัยนี้จึงขอเสนอแนวคิดการออกแบบวงจรร้างอิงแรงดันไฟแบบซีมอสตามขั้นตอนต่อไปนี้

#### 2.1 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) หรือมอสเฟต (MOS FET) เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีบทบาทและถูกนำไปใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในงานวิจัยนี้ได้นำมอสทรานซิสเตอร์มาเป็นอุปกรณ์หลักในการออกแบบเป็นวงจรร้างอิงแรงดันทั้งนี้เนื่องจากว่าเป็นอุปกรณ์ที่กำลังได้รับความนิยมด้วยการมีกำลังสูญเสียต่ำ มีเสถียรภาพที่ต่ออุณหภูมิและมีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยาก มีโครงสร้างที่ใช้พื้นที่น้อย มีขนาดเล็ก มีความต้านทานอินพุตสูง และการศึกษาทำความเข้าใจถึงทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จึงเป็นพื้นฐานสำคัญเพื่อการออกแบบการทำงานของวงจรมือถืออย่างถูกต้อง

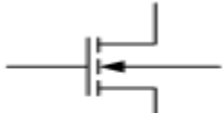
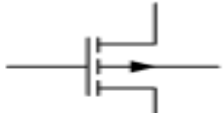
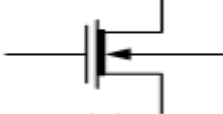
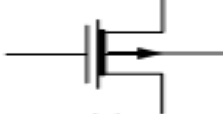

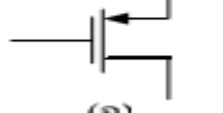


มอสทรานซิสเตอร์ได้ถูกพัฒนาให้อยู่ในรูปวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือชิป (Chip) ซึ่งตัวของมอสเฟตเป็นทรานซิสเตอร์ที่ได้นำเอาโครงสร้างมอส (Metal Oxide Semiconductor หรือ MOS) มาประยุกต์ใช้งาน โดยอาศัยผลของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ขาคัด (Gate) เหนี่ยวนำประจุในสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดเป็นชั้นกลับ (Inversion Layer) หรือที่เรียกว่าแชนแนล (Channel) เพื่อให้เกิดเป็นช่องทางเดินกระแสระหว่างขาคอร์ส (Source) และขาคูเรน (Drain) ความหนาแน่นของประจุที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นมาในแชนแนลนี้มีขนาดมากน้อยเพียงไรนั้นจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ขาคัด ดังนั้นแรงดันที่ขาคัดจึงเป็นแรงดันด้านอินพุตที่สามารถควบคุมการนำกระแสระหว่างขาคอร์สกับขาคูเรนซึ่งเป็นกระแสด้านเอาต์พุตได้นั่นเอง



### 2.1.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์นั้นมีการแบ่งตามลักษณะการทำงานได้เป็น 2 ชนิด คือ มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน (Depletion) และมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement) สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดถูกแบ่งย่อยออกเป็น 2 ชนิดคือชนิดพีโมส (PMOS) และเอ็นโมส (NMOS) ซึ่งแต่ละชนิดถูกแบ่งสัญลักษณ์ออกเป็นสองลักษณะคือแบบมีขา B (Body Terminal) และไม่มีขา B สัญลักษณ์ของชนิดต่าง ๆ ดังแสดงตามตาราง 2.1

ตาราง 2.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement) และแบบดีพลีชัน (Depletion) [39]

NMOS	PMOS	MODE
 (ก)	 (ข)	Enhancement
 (ค)	 (ง)	Depletion
 (จ)	 (ฉ)	Enhancement
 (ช)	 (ซ)	Depletion

### 2.1.2 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิด คือ NMOS และ PMOS มีหลักการทำงานที่คล้ายคลึงกันมาก จะแตกต่างกันบ้างก็ในเรื่องของการให้ไบแอสที่เป็นบวกหรือลบทิศทางของกระแสและค่าพารามิเตอร์ บางตัว ดังนั้นในการอธิบายการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงอธิบายการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ โดยอ้างอิงชนิดเอ็นแชนแนล (N-Channel) เป็นสำคัญตามรูปโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในภาพประกอบ 2.1 นั้น แสดงถึงการทำงานในช่วงต่าง ๆ เมื่อขาเกต (Gate) ขาเดรน (Drain) และขาซอร์ส (Source) ถูกต่อไบแอสในลักษณะต่าง ๆ ในภาพประกอบ 2.1 (ก) ขาซอร์ส,



ชาเดรนและฐานรองต่อลงกราวด์ ในลักษณะเช่นนี้ให้จะทำให้มอสทรานซิสเตอร์กระทำตัวกับคล้ายกับตัวเก็บประจุ โดยที่ขาเกตและผิวของซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบ (Plate) ของตัวเก็บประจุที่มีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนคั่นระหว่างกลาง ถ้าแรงดันไฟระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส ( $V_{GS}$ ) มีค่าเป็นลบ ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮลซึ่งเป็นพาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) จะถูกดูดเข้ามาสะสมที่บริเวณแชนเนล เป็นผลให้บริเวณแชนเนลกลายเป็น  $P^+$  และเรียกบริเวณแชนเนลนี้ว่า แชนเนลสะสม (Accumulate Channel) บริเวณระหว่างขาซอร์สและชาเดรนที่เป็น  $n^+$  จึงถูกแยกออกจากกันด้วยแชนเนล  $P^+$  และถ้ามองในลักษณะวงจรมูลแล้วจะพบว่าเหมือนมีไดโอดสองตัวต่อหันหลังชนกัน (Back-to-back Diodes) ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้นั้น แรงดันที่ซอร์สกับเดรนจะต้องมีค่ามากจนทำให้มอสทรานซิสเตอร์เกิดการพังทลาย (Breakdown) มีกระแสรั่วไหล (Leakage Current) เกิดขึ้นในกรณีที่แรงดันขาเกตมีค่าเป็นบวกไม่มาก ประจุข้างใต้เกตจะถูกผลักออกไปทำให้แชนเนลเปลี่ยนไปเป็น  $P^-$  และเป็นบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ในที่สุดเมื่อแรงดันที่เกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อย (Minority) จะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณแชนเนลและแปรสภาพเป็นบริเวณ  $n$  ตามภาพประกอบ 2.1(ข) เกิดเป็นแชนเนลที่เชื่อมต่อบริเวณซอร์สและเดรนเข้าด้วยกัน บริเวณ  $n$  ที่เกิดใหม่เป็นแชนเนลกลับ (Inverted Channel) ที่เรียกว่า “Inversion Layer” สำหรับแรงดันขาเกตที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้ขาเกตมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรองนั้น ได้กำหนดเป็นนิยามของแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนทรานซิสเตอร์ (Transistor Threshold Voltage) ซึ่งใช้สัญลักษณ์  $V_{TH}$  และเมื่อค่าแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์สมีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  จะมีแชนเนลเกิดขึ้นเป็นช่องทางสำหรับกระแสไฟฟ้าที่ไหลระหว่างขาซอร์สและชาเดรน ซึ่งจะถือว่าทรานซิสเตอร์ทำงานหรือนำกระแส

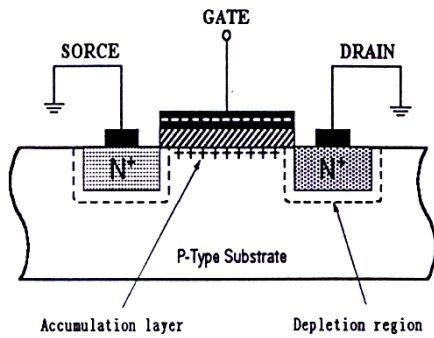
ในทฤษฎีนั้นเมื่อแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส ( $V_{GS}$ ) มีค่าน้อยกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  จะไม่มีกระแสไหลระหว่างขาซอร์สและชาเดรน ซึ่งจะถือว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานหรือไม่นำกระแส (โดยความเป็นจริงแล้ว จะมีกระแสไหลบ้างเล็กน้อย เมื่อศักดาเกตและขาซอร์สมีค่าเข้าใกล้  $V_{TH}$  แต่ในที่นี้คิดว่าไม่มีกระแสไหล) เมื่อแรงดัน  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  ทำให้แชนเนลเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อแรงดัน  $V_{GS}$  เพิ่มขึ้น ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในแชนเนลก็จะเพิ่มขึ้นด้วย จึงสรุปได้ว่าค่าความหนาแน่นของประจุพาหะจะแปรผันตาม

ภาพประกอบ 2.1 แสดงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชนเนล ผลต่างของแรงดัน  $V_{GS} - V_{TH}$  ซึ่งนิยามเป็น “แรงดันเกต-ซอร์สประสิทธิผล” (Effective Gate-Source Voltage) ใช้สัญลักษณ์  $V_{eff}$  ดังนั้น ค่าความหนาแน่นของประจุอิเล็กตรอนแสดงได้ดังสมการที่ 2.1

$$Q = C_{OX} (V_{GS} - V_{TH}) = C_{OX} V_{eff} \quad 2.1$$

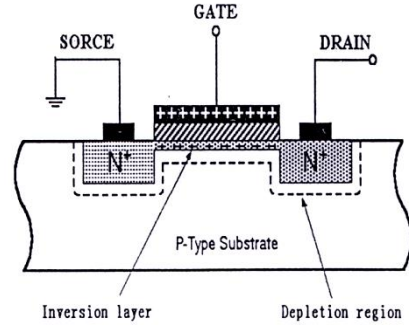
โดยที่  $C_{OX}$  เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกตต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่





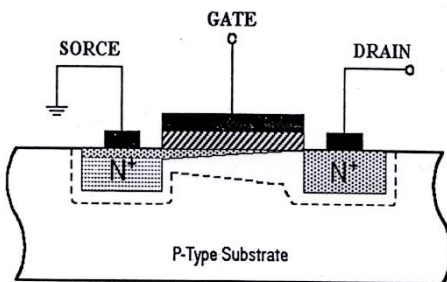
$$0 > V_{GS}$$

(ก)



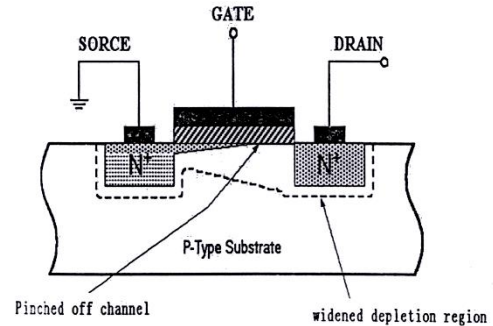
$$V_{GS} > V_{TH}; V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$$

(ข)



$$V_{GS} > V_{TH}; V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$$

(ค)



$$V_{GS} > V_{TH}; V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$

(ง)

ภาพประกอบ 2.1 การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ที่โหนดชนิดเอ็นแชนแนล [23]

เมื่อแรงดันที่ขาเดรนมีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย ทำให้เกิดความต่างศักย์ระหว่างขาซอร์สและขาเดรนขึ้น มีผลทำให้เกิดกระแสไหลจากขาเดรนไปยังขาซอร์ส ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และกระแส  $I_D$  จะเหมือนกับกรณีของความต้านทาน โดยมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.2 [23]

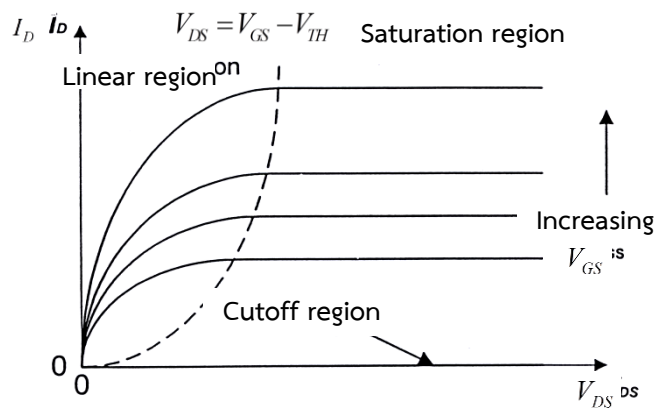
$$I_D = \mu_0 Q \frac{W}{L} V_{DS} \quad 2.2$$

ขณะที่  $\mu_0$  เป็นค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอนที่ผิวซิลิกอน และ  $Q$  เป็นค่าความหนาแน่นของประจุในแชนแนลต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ จากสมการที่ 2.1 และ 2.2 จะได้ว่า



$$I_D = \mu_0 C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad 2.3$$

สมการที่ 2.3 เป็นสมการกระแส  $I_D$  ที่สามารถใช้ได้เพียงกรณีที่แรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์เท่านั้น การทำงานของทรานซิสเตอร์ในเชิงโครงสร้างอธิบายผ่านภาพประกอบ 2.1(ข) โดยที่แรงดัน  $V_{GS}$  มากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  และแรงดัน  $V_{DS} = 0$  โวลต์ ซึ่งขณะนี้แชนเนลถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างซอสและเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ และเมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าน้อย ๆ ค่าหนึ่งก็เพียงพอจะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านแชนเนลได้ ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงเสมือนเป็นตัวต้านทาน ที่มีความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการที่ 2.3 เมื่อแรงดันเดรน-ซอสเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นของประจุพาหะที่แชนเนลจะลดลงตามแนวแชนเนลจากซอสไปเดรน ตามภาพประกอบ 2.1(ค) การลดลงของประจุพาหะในแชนเนลนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมแชนเนลที่ตำแหน่งต่าง ๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือสมมติว่าแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอร์ส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอร์สไปเดรนอย่างต่อเนื่องภายในแชนเนล มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและแชนเนลมีค่าสูงสุดเท่ากับ  $V_{GS}$  ที่ตำแหน่งด้านซอสและแรงดันเกตแชนเนลมีค่าต่ำสุดอยู่ที่ตำแหน่งหลายด้านเดรน แรงดันเกตที่ทำให้เกิดแชนเนลก็คือ  $V_G = V_{GS} - V_{TH}$  เพื่อที่จะทำให้แชนเนลเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงจุดปลายด้านเดรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า  $V_{DS}$  ( $V_G > V_{DS}$ ) หรือ  $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$  นั่นก็คือแรงดันที่เกตเมื่อเทียบกับทุกจุดในแนวแชนเนลจะต้องมีค้ำยเป็นบวกจึงจะทำให้เกิดแชนเนล



ภาพประกอบ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{DS}$  ของมอสแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด [23]

โดยในขณะนี้มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัว (Non-saturation Region) กระแสเดรน  $I_D$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน  $V_{DS}$  อย่างไม่เป็นเชิงเส้นตามกราฟในภาพประกอบ 2.2 และเมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากขึ้น จนกระทั่งมีค่า  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$  ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่ภาวะอิ่มตัว



ลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้แสดงได้ดังภาพประกอบ 2.1(ค) และเมื่อค่าของแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่ง  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$  ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมแชนเนลที่ปลายด้านเดรนจะมีค่าสูงกว่า  $V_{GS} - V_{TH}$  ซึ่งจะทำให้เกิดภาวะพินช์ออฟ (Pinch off) กล่าวคือ แชนเนลซึ่งเป็นช่องทางเดินกระแสจะขาดออกจากกัน โดยเริ่มจากบริเวณด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าที่จะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสมของประจุลบเพื่อทำหน้าที่เป็นแชนเนล ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกัน แสดงดังภาพประกอบ 2.1(ง) และจะมีกระแสแพร่ (Diffusion Current) จากส่วนของซอร์สไปยังเดรน ช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูงและคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Source) กระแสเดรนในภาวะนี้จึงมีค่าคงที่ แม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตามแสดงในกราฟตามภาพประกอบ 2.2 การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้เรียกว่า ช่วงอิ่มตัว (Saturation Region)

### 2.1.3 การไบแอสสัญญาณขนาดใหญ่

จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถแบ่งการไบแอสมอสทรานซิสเตอร์ได้เป็น 3 ช่วง โดยสมการทั้งหมดอ้างอิงการไบแอสกับ NMOS แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ และพิจารณาจากค่าแรงดัน  $V_{GS} - V_{TH}$  และค่าแรงดัน  $V_{DS}$  เป็นหลัก ซึ่งจะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (Large-Signal Model) ได้ดังต่อไปนี้ [23]

1) ช่วงที่มอสทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส (Cut-off Region) เป็นช่วงที่ทำการไบแอสแรงดันที่ขาเกตกับขาซอร์ส  $V_{GS}$  มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน ( $V_{TH}$ ) มีผลทำให้กระแสเดรนเป็นศูนย์ ดังสมการที่ 2.4

$$I_D = 0 \quad ; \quad V_{GS} \leq V_{TH} \quad 2.4$$

2) ช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-saturation Region) หรือช่วงไตรโอด (Triode Region) หรือ ช่วงเชิงเส้น (Linear region) มีเงื่อนไขการให้ไบแอสคือ แรงดัน  $V_{GS}$  มากกว่า  $V_{TH}$  ขณะเดียวกันแรงดัน  $V_{DS}$  ก็มีค่าน้อยกว่าแรงดันของ  $V_{GS} - V_{TH}$  แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{GS} > V_{TH} \quad 2.5$$

และคงค่าแรงดัน  $V_{DS}$  ให้มีค่าน้อย ๆ เพื่อให้ Channel มีความต่อเนื่อง

$$V_{GD} > V_{TH} \quad 2.6$$



นั่นคือ

$$V_{GD} > V_{GS} + V_{SD}$$

$$V_{GD} > V_{GS} - V_{DS}$$

$$V_{TH} > V_{GS} + V_{DS}$$

ดังนั้น

$$V_{GS} - V_{TH} > V_{SD}$$

สมการการทำงานในย่านนี้สามารถประมาณค่าได้เท่ากับสมการที่ 2.7

$$I_D = \frac{K_P W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad 2.7$$

โดยที่  $0 > V_{GS} + V_{TH}$

ถ้าแรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าน้อย ๆ หรือไบแอสให้  $0 > V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$  ก็สามารถที่จะตัดเทอม  $\frac{V_{DS}^2}{2}$  ในสมการที่ 2.7 ออกได้และประมาณค่าสมการใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.8

$$I_D = \frac{K_P W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad 2.8$$

โดยที่  $0 < V_{GS} - V_{TH}$  และ  $V_{GS} - V_{TH} > V_{DS} > 0$

จากสมการที่ 2.8 นั้นพบว่ากระแสเดรนในช่วงนี้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดัน  $V_{GS}$  แต่จะขึ้นกับค่าแรงดัน  $(V_{GS} - V_{TH})^2$  ซึ่งทำให้ได้สมการที่เป็นไปตามกฎกำลังสอง (Square Law Equation) นั้นเอง โดยที่

$I_D$  คือ ค่ากระแสเดรน (Drain Current) (amp)

$V_{GS}$  คือ ค่าศักดาตกรวมขาเกต-ซอส (Gate Source Voltage) (volt)

$V_{DS}$  คือ ค่าศักดาตกรวมขาเดรน-ซอส (Drain-Source Voltage) (volt)

$V_{TH}$  คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) (volt)

$K_P$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์ (Transconductance parameter)

มีค่าเท่ากับ  $\mu_n C_{OX}$  amp/volt<sup>2</sup>)



$\mu_n$	คือ ค่าสภาพความคล่องตัวของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)	$\text{cm}^2/\text{volt-sec}$
$C_{OX}$	คือ ค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance Per Unit area of the Gate Oxide)	$(\text{F}/\text{cm}^2)$
$W$	คือ ความกว้างประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Width)	(meter)
$L$	คือ ความยาวประสิทธิผลของแชนเนล (Effective Channel Length)	(meter)

3) ช่วงนำกระแสอิ่มตัว (Saturation region) หรือแอคทีฟ (Active Region) มีเงื่อนไขการให้ไบแอสคือ แรงดัน  $V_{GS}$  มากกว่า  $V_{TH}$  ขณะเดียวกันแรงดัน  $V_{DS}$  ก็มีค่ามากกว่าแรงดันของ  $V_{GS} - V_{TH}$  แสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ 2.9

$$V_{GS} > V_{TH} \quad 2.9$$

และความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_{DS}$  กับแรงดันของประสิทธิผล  $V_{GS} - V_{TH}$

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \quad 2.10$$

โดยที่  $V_{GS} > V_{TH} > 0$  และ  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} > 0$  และสามารถหากระแสเดรน ( $I_D$ ) ได้ดังนี้

$$I_D = \frac{K_P W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad 2.11$$

จากสมการที่ 2.11 นั้นพบว่ากระแสเดรนในช่วงนี้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับแรงดัน  $V_{GS}$  แต่จะขึ้นกับค่าแรงดัน  $(V_{GS} - V_{TH})^2$  ซึ่งทำให้ได้สมการที่เป็นไปตามกฎกำลังสอง (Square law Equation) นั้นเอง

## 2.2 ผลของอุณหภูมิในมอสทรานซิสเตอร์

คุณสมบัติทางอุณหภูมิภายนอกที่มีผลกระทบต่อมอสทรานซิสเตอร์นั้น ประกอบด้วย 2 พารามิเตอร์หลัก คือ ค่าความคล่องพื้นผิว ( $\mu$ ) และค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน ( $V_{TH}$ ) เมื่อเราพิจารณาสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงกระแสอิ่มตัวในสมการที่ 2.11 แล้วจะพบว่า  $K$  นั้น จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าได้เมื่ออุณหภูมิเกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งจะส่งผลให้กระแสเดรนเกิดการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยมีพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้คำนวณกันทั่ว ๆ ไปเกี่ยวข้องกับอุณหภูมิ





2.2.1 ค่าสภาพความคล่องตัวพื้นผิวของอิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier หรือ  $\mu$ ) มีสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $\mu$  และอุณหภูมิคือ [23]

$$\mu(T_2) = \mu(T_1) \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^M \quad 2.12$$

โดยที่  $T_1$  คือ ค่าอุณหภูมิ ณ ห้องอุณหภูมิห้อง ( $^{\circ}K$ )

$T_2$  คือ ค่าอุณหภูมิขณะพิจารณา ( $^{\circ}K$ )

$M$  คือ ค่าคงที่ระหว่าง 1.5 ถึง 2.0 โดยปกติจะเลือกค่าประมาณ 1.5

จากสมการที่ 2.12 จะพบว่าค่า  $\mu(T_2)$  จะให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบ หรือลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นในลักษณะแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (exponential)

2.2.2 แรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Voltage ( $V_{TH}$ )) ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนและอุณหภูมิที่อยู่ในรูปของสมการได้ดังสมการที่ 2.13 [40]

$$V_{TH} = V_{TH}(T_1) - M_K(T_2 - T_1) \quad 2.13$$

โดยที่  $V_{TH}$  คือ ค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน ณ อุณหภูมิห้อง

$M_K$  คือ ค่าคงที่ที่มีอยู่ระหว่างช่วง  $0.5mV / ^{\circ}K - 4mV / ^{\circ}K$

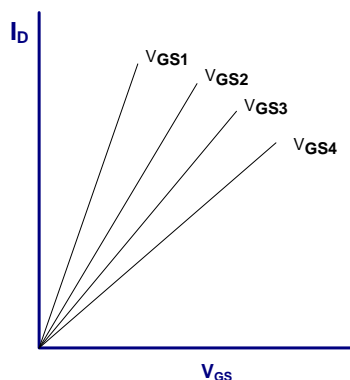
จากสมการที่ 2.13 จะพบว่าค่า  $V_{TH}$  จะมีสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบหรือมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นในลักษณะแบบเชิงเส้น

### 2.3 ความต้านทานแบบมอสทรานซิสเตอร์

อุปกรณ์แบบแพชซีฟ เช่นตัวต้านทานมีความจำเป็นสำหรับการออกแบบวงจรรวม แต่เนื่องจากการออกแบบความต้านทานโดยใช้สารกึ่งตัวนำในการออกแบบนั้นจะใช้พื้นที่ของสารกึ่งตัวนำมาก ทำให้วงจรรวมที่ใช้ความต้านทานมีขนาดใหญ่ไปด้วย ดังนั้น หากไม่ต้องการตัวต้านทานที่มีความแม่นยำไม่มากนัก การออกแบบวงจรรวมจะไม่เลือกการสร้างตัวต้านทานโดยใช้สารกึ่งตัวนำโดยตรง ทางเลือกอื่นสำหรับการออกแบบวงจรรวมที่จำเป็นต้องใช้ความต้านทานคือการใช้คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์มาแทนตัวต้านทานนั้น



การออกแบบตัวต้านทานโดยใช้คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์สามารถออกแบบโดยเลือกให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear) ดังแสดงตามภาพประกอบ 2.2 และเมื่อแรงดันระหว่างขาเดรนและขาซอร์สมีค่าน้อยมาก ดังแสดงในภาพประกอบ 2.3



ภาพประกอบ 2.3 คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านเชิงเส้น [26]

จากภาพประกอบ 2.3 นี้ หากมีการกำหนดให้แรงดัน  $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$  เราจะประมาณกระแสเดรน ได้ว่า

$$I_D = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad 2.14$$

นั่นคือ ในขณะที่แรงดันขาเดรนกับขาซอร์สมีค่าน้อยลงในภาพประกอบ 2.3 เราจะได้สมการความสัมพันธ์ คือ [13]

$$R_M = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\mu_n c_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad 2.15$$

เราสามารถเลือกใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ทำงานช่วงแรงดันใต้ขีดเริ่มเปลี่ยน (Subthreshold Voltage) เพื่อแทนตัวต้านทาน โดยมอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านนี้ได้ก็ต่อเมื่อเป็นไปตามเงื่อนไขว่า  $V_{GS} < V_{TH}$  และ  $V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH}$  และกระแสเดรนที่เกิดจากมอสทรานซิสเตอร์ทำงานย่านนี้ ดังสมการที่ 2.16

$$I_D = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} e^{V_{GS}/\eta V_T} (1 - e^{-V_{DS}/V_{TH}}) \quad 2.16$$



$$\text{โดยที่} \quad \eta = \frac{C_{OX} + C_{depl}}{C_{OX}} \cong 1.5 \quad 2.17$$

ดังนั้นค่าความนำกระแสในขณะที่ยานทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านนี้ คือ

$$g_{DS} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{LV_T} e^{-\frac{(V_{GS}-V_{DS})}{\eta V_T}} \quad 2.18$$

และความต้านทานของมอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านนี้ คือ

$$R_M = \frac{1}{g_{DS}} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{LV_T} e^{-\frac{(V_{GS}-V_{DS})}{\eta V_T}}} \quad 2.19$$

## 2.4 การเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ (Process Variation)

เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าเกิดขึ้นของอุปกรณ์ในสารกึ่งตัวนำเนื่องจากขบวนการต่าง ๆ ระหว่างที่มีการดำเนินการก่อนและหลังการผลิตชิป ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าภายในของซีมอสทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ การเปลี่ยนแปลงแบบพลวัต (Dynamic) และการเปลี่ยนแปลงแบบคงที่ (Static) การเปลี่ยนแปลงแบบพลวัตนั้น ได้แก่ ผลจากอุณหภูมิความร้อน อิเล็กตรอน ความไม่แน่นอนทางอุณหภูมิสำหรับการไบแอสที่เป็นลบทางอุณหภูมิ (Negative Bias Temperature Instability (NBTI), ความร้อนภายในเนื่องจากอุณหภูมิ แรงดันตกคร่อมในสายความต้านทานภายใน การเกิดประจุไฟฟ้าภายในหรือประจุที่ตกค้างเหลืออยู่ระหว่างชาซอร์สและชาเดรนตามการเปลี่ยนแปลงแต่ละช่วงเวลา และที่เป็นปัจจัยหลักอื่น ๆ ในขบวนการผลิตของโรงงาน ส่วนสาเหตุอื่น ๆ เป็นการเปลี่ยนแปลงแบบคงที่ ดังเช่น แรงดันตกคร่อมเนื่องจากกระแสคงที่ที่ตกคร่อมความต้านทานที่ต้องพิจารณาได้จากการออกแบบ [37]

### 2.4.1 พฤติกรรมของมอสทรานซิสเตอร์เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าในขบวนการผลิต

การศึกษาพฤติกรรมของวงจรเมื่ออุปกรณ์มีการเปลี่ยนแปลงหรือเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นซึ่งมักเกิดจากการจากระบวนการผลิต (Process) อายุการใช้งาน หรือสภาวะแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงค่าการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในตัวของมอสทรานซิสเตอร์เนื่องจากขบวนการผลิตนั้น แบ่งออกได้ 2 ประเภท คือ

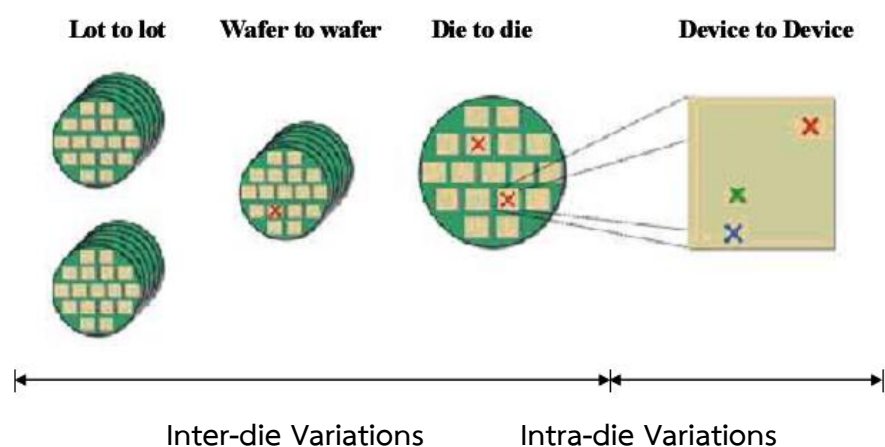
1) Die-to-Die (D2D) หรือ Inter-die เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าอันเนื่องมาจากโครงสร้างภายในที่มีการเปลี่ยนขึ้นจากขั้นตอนการออกแบบของอุปกรณ์ทั้งหลายบนแผ่นชิปนั้น และการเปลี่ยนแปลงนี้



จะปรากฏให้เห็นจากขั้นตอนของการสร้างแผ่นชิปกับแผ่นชิป (Die-to-die) จากแผ่นผลึกสารกึ่งตัวนำด้วยกัน (Wafer-to-wafer) และจำนวนรุ่นที่ผลิตด้วยกัน (Lot-to-lot) [32-33, 37]

2) Within-die (WID) หรือ Intra-die เป็นเปลี่ยนแปลงค่าอันเนื่องมาจากการเบี่ยงเบนของค่าความกว้าง (Width (W)) และความยาว (Length (L)) รวมทั้งแรงดันขีดเริ่มของอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ที่ออกแบบตามขนาดเทคโนโลยีที่สูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงด้วยสาเหตุ WID นี้ยังแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ แบบ Random และแบบ Systematic ซึ่งการเปลี่ยนแปลงแบบ Random นั้นจะมีค่าเพียงเล็กน้อยจากค่าปกติ ขณะที่การเปลี่ยนแปลงแบบ Systematic WID นั้นจะเป็นลักษณะการเปลี่ยนแปลงของที่สัมพันธ์กับการเปลี่ยนระยะช่องว่างที่เกิดขึ้นภายในที่ถูกกำหนดไว้แล้วจากขบวนการขั้นตอนการผลิตต่าง ๆ [32-33, 37]

ภาพประกอบ 2.4 แสดงถึงขั้นตอนที่เกิดขึ้นเนื่องจากเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าภายในขั้นตอนการผลิตชิปที่ทำให้เกิดผลต่อความเปลี่ยนแปลงค่าภายในอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์



ภาพประกอบ 2.4 การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นภายในการผลิตทั้ง Inter-die และ Intra-die [37]

#### 1. การเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์จากการเกิดปรากฏการณ์แบบ Random

สาเหตุของปรากฏการณ์เปลี่ยนแปลงค่านี้เนื่องมาจากการเกิดความแตกต่างระหว่างอุปกรณ์เนื่องจากการสร้างอุปกรณ์มีหลายรูปทรงทางคณิตศาสตร์ การวางแบบงานและสิ่งแวดล้อมที่คล้าย ๆ กัน เช่น การวางต้นแบบผลึกสาร ความหนาของฟิล์มที่แปรเปลี่ยน และความขรุขระของเส้นลาย การเปลี่ยนแปลงของแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์ก็เนื่องมาจากการวางตำแหน่งที่เกิดจากสาเหตุดังกล่าวนี้ นอกจากนี้สิ่งที่เกิดการเปลี่ยนแปลงตามมามีคือความหนาของระหว่างเกต-อ็อกไซด์ และความยาวของล่องนำกระแสภายในผลึกของมอสทรานซิสเตอร์

## 2. การเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์จากการเกิดปรากฏการณ์แบบ Systematic

เป็นพารามิเตอร์ทางด้านไฟฟ้าของอุปกรณ์แปรเปลี่ยนได้กับการวางตำแหน่งของอุปกรณ์ที่สัมพันธ์กับอุปกรณ์ที่อยู่รอบข้าง การเปลี่ยนแปลงเป็นที่เข้าใจกันดีว่าเป็นความสัมพันธ์ระหว่างการออกแบบเพื่อการวางอุปกรณ์ในสารผลึกและเป็นผลให้ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง ค่าที่เปลี่ยนแปลงไปนี้เป็นค่าที่พอจะรู้ได้บ้างสำหรับการปรากฏขึ้นระหว่างการผลิตอุปกรณ์ เช่น ความยาวของขาต่าง ๆ ของอุปกรณ์ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงนี้

ตาราง 2.2 การเปรียบเทียบระหว่างการเปลี่ยนแปลงที่เกิดจาก Random และ Systematic [37]

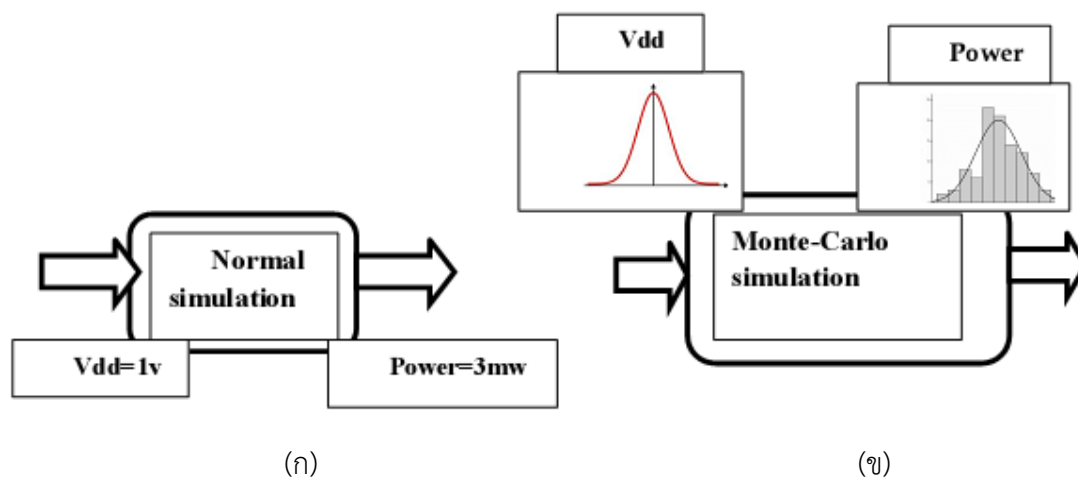
Random Variations	Systematic Variations
การเปลี่ยนแปลงเนื่องมาจากองค์ประกอบจากปรากฏการณ์ซึ่งไม่มีแบบแผนที่ต้องอธิบายด้วยขั้นตอนการแจกแจงค่า เช่น ความหนาของขอบเส้น	การเปลี่ยนแปลงเนื่องมาจากสาเหตุพารามิเตอร์ที่กำหนดแปรเปลี่ยนจากค่าเดิมที่กำหนดไว้ เช่น วิธีการลงสีแก้ต้นแบบ, แบบพิมพ์เปลี่ยนค่าจากเดิม

### 2.4.2 วิธีการมอนเตคาร์โล (Monte Carlo (MC))

การหาค่าของประเมินค่าความคลาดเคลื่อนของระบบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากภายในระบบนั้น ๆ ซึ่งทำให้เป็นการยากต่อการวัดหาค่าความประสิทธิภาพของระบบได้โดยตรง ซึ่งวิธีการที่จะสามารถกระทำได้นั้นด้วยการวัดหาค่าแบบวิธีการประมาณการของระบบเมื่อให้พารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงในรูปแบบพลวัตทำให้ได้ผลการประมาณการทางด้านเอาต์พุตของระบบ เช่น อัตราการขยาย แบนด์วิดท์ ค่าแรงดัน เป็นต้น เพื่อนำมาเป็นข้อมูลสำหรับการปรับเปลี่ยนค่าให้เหมาะสมกับประสิทธิภาพที่ต้องการ

เทคนิควิธีการมอนเตคาร์โล (MC) ได้ถูกนำเสนอและนำไปประยุกต์ใช้ในปี ค.ศ. 1949 โดยเมโทรโพลิส (Metropolis) และยูลาม (Ulam) ด้วยเทคนิคการหาค่าซ้ำ ๆ จากการตอบสนองของระบบต้นแบบมีค่าสถานะคงที่ (Deterministic Model) การจำลองมอนเตคาร์โลเป็นวิธีการใช้ตัวเลขแบบสุ่ม (Random numbers) ทางด้านอินพุตเพื่อศึกษาคุณสมบัติของระบบที่เกิดขึ้นจากการให้ค่าที่กำหนดในขอบเขต ที่ทำการทดสอบระบบทางสถิติ (Stochastic Modeling) กล่าวคือพฤติกรรมหรือคุณสมบัติของระบบนั้นไม่สามารถที่จะที่อธิบายในทางสมการคณิตศาสตร์ได้อย่างครบถ้วนสมบูรณ์ ซึ่งตัวเลขแบบสุ่มที่ถูกสร้างขึ้นนี้มีรูปแบบของความน่าจะเป็นในการกระจายตัว (Probability Distribution Function) ตามคุณสมบัติของระบบที่จะทำการศึกษา วิธีการมอนเตคาร์โลได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในการจำลองเหตุการณ์ทางขบวนการทางฟิสิกส์และคณิตศาสตร์ ตลอดจนกระบวนการต่าง ๆ มากมายที่มีซับซ้อนเช่นระบบทางวงจรไฟฟ้า เป็นต้น ดังภาพประกอบ 2.5





ภาพประกอบ 2.5 การจำลองหาค่าของระบบด้วยวิธีมอนเตคาร์โล [37]

ภาพประกอบ 2.5 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างการจำลองสภาพปกติและการจำลองด้วยวิธีมอนเตคาร์โล ภาพประกอบ 2.5 (ก) เป็นการจำลองวงจรปกติซึ่งจะได้รับผลทางเอาต์พุตที่มีความคงที่หรือกำลังคงที่ ภาพประกอบ 2.5 (ข) แต่เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงมีการเปลี่ยนแปลงเพราะเหตุผลบางอย่างแล้ว เป็นผลต่อสิ่งที่จะได้รับทางเอาต์พุตหรือกำลัง ซึ่งเราสามารถวิเคราะห์ได้โดยการจำลองมอนเตคาร์โลที่รูปร่างของแต่ละกระจายสถิติเพื่อแสดงถึงความคลาดเคลื่อนในระบบ

## 2.5 ประวัติความเป็นมาและการแบ่งประเภทของวงจรอ้างอิงแรงดัน

วงจรอ้างอิงแรงดันอันแรกสุดนั้นถูกสร้างจากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ คือซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) ถูกสร้างขึ้นเมื่อปี ค.ศ 1950 โดยเคลียเรนซ์ ซีเนอร์ (Clarence Zener) กระทั่งทุกวันนี้ซีเนอร์ไดโอดยังคงนิยมใช้งานในวงการออกแบบทางอุตสาหกรรมและเชิงพาณิชย์เพราะมันยังให้ความเที่ยงตรง มีขนาดเล็กและราคาต่ำ ในทางอุตสาหกรรมที่ใช้แรงดันและกระแสที่สูงจะมีเพาเวอร์ซีเนอร์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้งาน ในต้นปี ค.ศ. 1960 วิศวกรเริ่มสร้างวงจรคงค่าแรงดันเชิงเส้นและแรงดันอ้างอิงขนาดเล็กโดยใช้ทั้งซีเนอร์ไดโอดและไบโพล่าทรานซิสเตอร์ ต้นปี ค.ศ.1970 นักออกแบบได้นำออปแอมป์มาเป็นบัฟเฟอร์ของซีเนอร์ไดโอดสำหรับการชดเชยทางอุณหภูมิเพื่อให้ได้แรงดันอ้างอิงที่มีเสถียรภาพมากกว่าเดิม ขณะนั้น ในปี ค.ศ. 1969 นักออกแบบระดับตำนาน บ็อบ วิดลาร์ (Bob Widlar) แห่งบริษัทเซกซ์แนล เซมิคอนดักเตอร์ได้เป็นคนแรกนำเอาวงจรอ้างอิงแรงดันรวมเข้ากับอุปกรณ์วงจรรวมคงค่าแรงดันกำลังสูง (Power Regulator IC) เบอร์ LM109 ซึ่งเป็นอุปกรณ์วงจรรวมขนาดใหญ่ (Monolithic) แต่ยังเป็นที่ยังต้องการอุตสาหกรรมว่ายังให้ค่าความเที่ยงตรงทางการทำงาน ดังนั้น ในปี ค.ศ. 1971 บ็อบ วิดลาร์และบ็อบ ดีอบคิน (Bob Dobkin)



ได้ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบแบนด์แกปในจรรยาขนาดใหญ่ขึ้น ด้วยการใช้เทคโนโลยีซีมอสในการสร้างแรงดันอ้างอิงนั้นเห็นได้อย่างแน่ชัดว่าทั้งหมดใช้หลักการของแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน บ่อยครั้งที่มีการใช้ซีเนอร์ไดโอดในการสร้างแรงดันอ้างอิง รวมทั้งที่บ่อยครั้งมีการใช้อุปกรณ์ไบโพล่าในการสร้างแรงดันจากรอยต่อที่ขาเบสและขามิตเตอร์เพื่อให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงแบบแบนด์แกป ในมอสทรานซิสเตอร์ได้ใช้แนวทางนี้เหมาะสมเพื่อให้ได้แรงดันแบนด์แกปจากซิลิกอน ด้วยวิธีเหล่านี้ได้นำไปใช้ร่วมกับวงจรแบบซีมอสทรานซิสเตอร์เพื่อให้ได้รับแรงดันอ้างอิง

วงจรอ้างอิงแรงดันเหล่านี้ไม่ใช่แนวคิดใหม่ที่เกิดขึ้น มีวิธีการอยู่หลายวิธีในการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดัน โดยทั่วไปแล้วมีการจัดแบ่งได้เป็น 4 ประเภท ซึ่งแต่ละประเภทเหล่านี้ใช้หลักการจัดแบ่งได้ตามรูปแบบทางเทคโนโลยีในเชิงของโครงสร้างหรือตามหลักวิธีการเพื่อที่ทำได้ซึ่งแรงดันเอาต์พุต [36]

### 2.5.1 วงจรอ้างอิงแรงดันที่มีเฉพาะซีมอส

ตั้งแต่ได้มีการสร้างวงจรถูกใช้งานได้อย่างหลากหลายเป็นผลสำเร็จบนซีมอสทรานซิสเตอร์แผ่นเดียวแล้วได้มีความพยายามอีกหลาย ๆ วิธีเพื่อออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันโดยใช้เฉพาะมอสทรานซิสเตอร์เข้าร่วมเป็นส่วนประกอบ วิธีการที่นิยมเป็นอย่างมากในการกำเนิดแรงดันอ้างอิงด้วยมอสทรานซิสเตอร์ โดยการใช้ความแตกต่างทางแรงดันของแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนเพื่อให้ได้รับแรงดันอ้างอิงที่เกิดขึ้นมาอย่างมีความคงที่ วิธีการที่มีอยู่นี้ใช้ผลต่างจากแรงดันขีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์สองตัวที่เป็นชนิดเดียวกัน (ชนิดเอ็น หรือ ชนิดพี) จะทำให้ได้รับแรงดันที่เป็นอิสระต่ออุณหภูมิ โดยที่แรงดันทั้งสองนี้จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิแต่จะมีค่าสัมประสิทธิ์ที่ตรงกันข้ามกัน

### 2.5.2 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีเนอร์ไดโอด

วงจรอ้างอิงแรงดันที่ถือว่าเป็นชนิดพื้นฐานที่สุดนั้นสามารถสร้างได้จากการใช้ระดับแรงดันพังทลายซีเนอร์ (Zener Breakdown Voltage ; Vz) แรงดันอ้างอิงชนิดนี้ให้ความเที่ยงตรงมากและให้ผลกระทบเล็กน้อยต่อแหล่งจ่ายไฟ มีความคงทนพอควรต่อค่าทางอุณหภูมิ ปัญหาหลักอย่างอื่นของวงจรอ้างอิงแรงดันชนิดนี้คือมีการเกิดสัญญาณรบกวนปริมาณมากจากรอยต่อในซีเนอร์ สัญญาณรบกวนนี้สามารถขจัดไปได้ถ้าเป็นซีเนอร์ไดโอดที่เป็นแบบเบอร์รี่ (Buried)

### 2.5.3 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบแบนด์แกป (Bandgap Voltage References)

วงจรอ้างอิงแรงดันหลักอีกอันหนึ่งในการสร้างแรงดันอ้างอิงคือวงจรอ้างอิงแรงดันแบบแบนด์แกป วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงนี้ใช้รอยต่อเบส – อิมิตเตอร์ของสองหรือมากกว่าของไบโพล่าทรานซิสเตอร์เพื่อให้ได้แรงดันแบนด์แกปจากผลึกซิลิกอน วงจรต้องสามารถที่สร้างแรงดันที่มีค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นบวกต่ออุณหภูมิเพื่อใช้ในการหักล้างกับแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของแรงดันเบส – อิมิตเตอร์นี้ ซึ่งทำให้เกิดการสร้างแรงดันอ้างอิงที่ไม่แปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิ วงจรที่เป็นต้นแบบของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบแบนด์แกปที่พัฒนาโดยอาร์.เจ. วิดลาร์ (R. J. Widlar) เมื่อ พ.ศ. 2514



#### 2.5.4 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบผสม

เดิมก่อนหน้านั้นได้มีการดูเหมือนว่าวงจรอ้างอิงแรงดันที่ใช้เฉพาะมอสทรานซิสเตอร์นั้นไม่สามารถที่จะให้ความเที่ยงตรงตามที่ต้องการสำหรับการประมวลผลการทำงานของวงจรได้ในทุกวันนี้ ด้วยมันปรากฏแน่ชัดว่าวงจรรวมตามเทคโนโลยีมาตรฐานเป็นชนิดของวงจรอ้างอิงแรงดันที่ดีที่สุดคือวงจรแบบดีแกป หากมันสามารถที่รวมเอาขั้นตอนการขบวนการผลิตของมอสทรานซิสเตอร์พร้อมด้วยอุปกรณ์ประเภทไบโพล่ามาอยู่ด้วยกันแล้ว มันจะทำให้ง่ายต่อการพัฒนาที่จะให้มีการใช้งานที่เข้าด้วยกันได้กับการออกแบบวงจรดิจิตอล

ในเชิงพาณิชย์นั้นได้มีอุปกรณ์ไบโพล่า-มอสทรานซิสเตอร์ (BiCMOS) ที่สามารถรวมเอาทั้งอุปกรณ์ไบโพล่าและมอสทรานซิสเตอร์อยู่บนชิปแผ่นเดียวที่นำไปใช้งานแล้ว แต่อุปกรณ์นี้มีราคาแพงมากเมื่อเทียบกับการผลิตมอสทรานซิสเตอร์มาตรฐานเพราะฉะนั้นมันจึงไม่ใช่ทางเลือกที่ถูกต้องเพื่อนำไปใช้งาน อย่างไรก็ตามมันสามารถสร้างวงจรดิจิตอลจากไบโพล่าทรานซิสเตอร์ในมอสทรานซิสเตอร์แบบดิจิตอลโดยปราศจากการเพิ่มเติมขั้นตอนการผลิตใด ๆ ทรานซิสเตอร์เหล่านี้มีอัตราขยายไม่สูงและความเร็วในการทำงานไม่สูงแต่มีฟังก์ชันการทำงานตามที่กำหนดไว้ เพราะฉะนั้นจึงสามารถใช้ในการกำเนิดแรงดันอ้างอิงแบบดีแกปได้

#### 2.5.5 วงจรอ้างอิงแรงดันกับการนำไปใช้งานสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์

วงจรอ้างอิงแรงดันมีการใช้นำประโยชน์จากการที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าคงที่ ซึ่งไม่มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันแหล่งจ่าย อุณหภูมิและโหลดของวงจร หรือมันสามารถให้แรงดันอ้างอิงซึ่งมีความแม่นยำเที่ยงตรง สัญญาณรบกวนต่ำ หรือเป็นตัวควบคุมแรงดันที่ให้กระแสต่ำ การประยุกต์ใช้งานสำหรับแรงดันอ้างอิงนั้นมีทั้งใช้ในการไบออสและการทำให้เกิดความเสถียรภาพทางด้านแรงดันเพื่อให้วงจรมีสภาวะความคงที่และเที่ยงตรง ตัวอย่างการใช้งานของวงจรอ้างอิงแรงดันเช่น ในวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (A/D) ขนาด 16 หลัก (Bit) นั้น แรงดันที่เที่ยงตรงใช้ในการตั้งค่าระดับของแรงดันอินพุตที่ต้องการแปลงสัญญาณได้อย่างเต็มย่านที่กำหนด ในวงจรสวิทช์ที่ใช้ในการตรวจจกระดับสัญญาณนั้นมีวงจรเปรียบเทียบแรงดันเพื่อใช้ในการตรวจสอบระดับแรงดันที่ต้องการตัดระดับโดยใช้แรงดันอ้างอิงที่มีความเที่ยงตรง วงจรรวมอ้างอิงแรงดันได้นำมาใช้ในจอแสดงดิจิตอลมิเตอร์ (Digital Panel Meter หรือ DPM) สำหรับการตั้งค่าระดับของแรงดันที่วัดเต็มย่านของมิเตอร์ ผู้ออกแบบนิยมใช้วงจรอ้างอิงแรงดันกับออปแอมป์เพื่อใช้ในการสร้างกระแสซอร์สและกระแสซิงค์ที่มีความเที่ยงตรงสูง นอกจากนี้ยังมีตัวอย่างการใช้งานสำหรับวงจรแรงดันอ้างอิงอีกนับไม่ถ้วนแต่วงจรเหล่านี้เป็นเพียงตัวอย่างที่พบเห็นกันได้ทั่วไป ในด้านการเชิงพาณิชย์ทั่วไปนั้นได้อาศัยแรงดันอ้างอิงที่มีความเที่ยงตรงสูงเช่นกันเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมและการวัดคุมทางอุตสาหกรรม การวัดค่าทางการแพทย์ เครื่องมือวัดในด้านอวกาศ และเครื่องมือวัดทางการบินรวมถึงนิยมนำมาใช้ในการทดสอบทางห้องทดลองเพื่อการปรับต่างค่า การทดสอบในอุปกรณ์เครื่องมือวัดค่าต่าง ๆ [15-16]

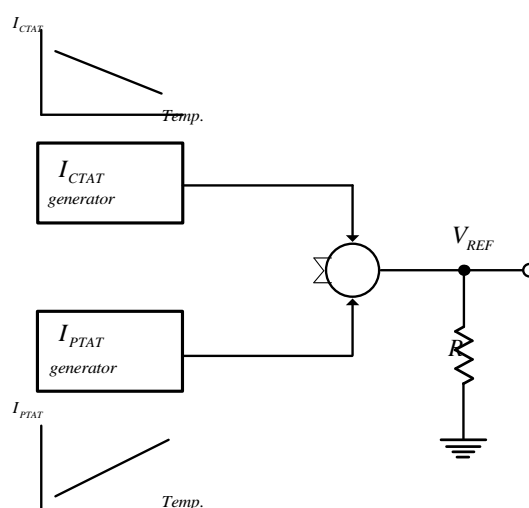




## 2.6 หลักการทำงานของวงจรรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

ในอดีตของงานวิจัยและพัฒนาสำหรับการเสนอแนวคิดการออกแบบวงจรรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส โดยมีโครงสร้างวงจรประกอบด้วย 4 ส่วน คือ ส่วนแรกคือวงจรถูกกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบกับอุณหภูมิ (Complimentary to Absolute Temperature (CTAT)) ส่วนที่สองคือวงจรถูกกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกกับอุณหภูมิ (Proportional to Absolute Temperature (PTAT)) ส่วนที่สามคือวงจรรวมและสะท้อนกระแส (Summing and Mirror current) และส่วนที่สี่คือวงจรถูกกำเนิดแรงดันอ้างอิงโดยอาศัยกระแสจากวงจรรวมกระแสที่สะท้อนกระแสเพื่อกำหนดแรงดันไฟอ้างอิงที่ดี ซึ่งแรงดันอ้างอิงที่ได้รับจากวิธีการนี้จะมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และเรียกวิธีการสำหรับการกำเนิดแรงดันอ้างอิงด้วยวิธีการนี้ว่า วงจรรอ้างอิงแรงดัน (Voltage Reference Circuit)

หลักการพื้นฐานสำหรับการทำงานของวงจรรอ้างอิงแรงดันโดยทั่วไปไม่มีโครงสร้างหลักที่พิจารณาได้ดังภาพประกอบ 2.6

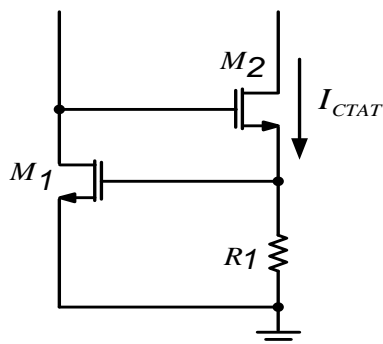


ภาพประกอบ 2.6 หลักการของวงจรรอ้างอิงแรงดันแบบพื้นฐาน [6]

### 2.6.1 การกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบ (CTAT)

การกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ (CTAT) หรือ  $V_{CTAT}$  เมื่อแรงดันตกคร่อมขาเกตและซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่านใต้ขีดเริ่มเปลี่ยน (Subthreshold Region) ของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถให้การกำเนิดแรงดันที่เป็นลบกับอุณหภูมิที่มีแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ดังภาพประกอบ 2.7 แรงดัน  $V_{GS}$  จะมีค่าเป็นลบต่ออุณหภูมิหรือมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้นเมื่อมอสทรานซิสเตอร์เริ่มทำงาน





ภาพประกอบ 2.7 วงจรกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบแบบแหล่งจ่ายกระแสคงที่ [16]

หากวิเคราะห์ในส่วนที่เป็นวงจรถูกกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ โดยพิจารณาจากภาพประกอบ 2.7 กระแส  $I_{CTAT}$  หรือ  $I_{RI}$  ได้สมการที่ 2.20 [16]

$$I_{CTAT} = I_{RI} = \frac{V_{RI}}{R_I} = \frac{V_{GS_{M1}}}{R_I} \quad 2.20$$

เมื่อกำหนดให้

$$V_{GS_{M1}} < V_{TH} \quad 2.21$$

พิจารณาจากแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและขาซอร์ส  $V_{GS}$  ของ  $M_1$  น้อยกว่า  $V_{TH}$  ซึ่ง  $V_{TH} = 0.7V$  แสดงว่าการทำงานของ  $M_1$  อยู่ในช่วงเนียน่าได้ขีดเริ่มเปลี่ยน โดยที่สมการของ  $V_{GS}$  ของ  $M_1$  คือ

$$V_{GS_{M1}} = nV_T \ln\left(\frac{I_{ds1} \cdot L_1}{I_t \cdot W_1}\right) + V_{TH} \quad 2.22$$

เมื่อ

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad 2.23$$

โดยที่  $V_T$  คือแรงดันที่เกิดจากอุณหภูมิ ค่า  $k$  คือค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  และ  $q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$  ดังนั้น

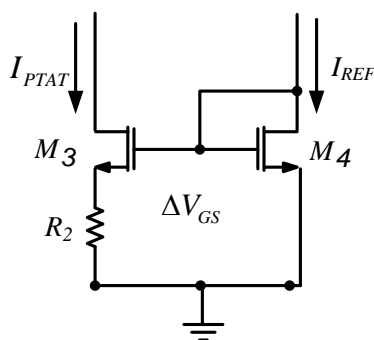


$$I_{CTAT} = \frac{V_{GS_{M1}}}{RI} = \frac{1}{RI} \left( nV_T \ln \left( \frac{I_{ds1} \cdot L_1}{I_t \cdot W_1} \right) + V_{TH} \right) \quad 2.24$$

จากสมการที่ 2.24 นี้ค่าที่อยู่ในพจน์ของ  $\ln$  นั้นมีค่าน้อยกว่า 1 และให้ค่าเป็นลบ และพจน์ที่สองนั้นแรงดัน  $V_{TH}$  ยังมีค่าเป็นลบกับอุณหภูมิต่ำ [23] ทำให้ได้กระแส  $I_{CTAT}$  เป็นกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิหรือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มมากขึ้นกระแส  $I_{CTAT}$  จะมีค่าลดลง

### 2.6.2 การกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวก (PTAT)

การกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิหรือ  $V_{PTAT}$  นั้นอาศัยหลักการจากหาผลต่างของแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตกับขาซอร์สระหว่างมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  และ  $M_4$  ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_2$  หรือ  $\Delta V_{GS}$  ดังแสดงในภาพประกอบ 2.8



ภาพประกอบ 2.8 วงจรกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกแบบแหล่งจ่ายกระแสคงที่ [16]

จากภาพประกอบ 2.8 เป็นวงจรที่กำเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  ซึ่งเป็นกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ จากวงจรพิจารณากระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  โดยเริ่มจากการวิเคราะห์ที่แรงดันไบแอสให้กับมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  ได้สมการ

$$V_{gs_{M4}} = V_{gs_{M3}} + V_{R2} \quad 2.25$$

$$V_{R2} = V_{gs_{M4}} - V_{gs_{M3}} \quad 2.26$$

จากสมการที่ 2.26 จัดรูปสมการใหม่ทำให้ได้ว่า

$$I_{PTAT} = I_{R2} = \frac{V_{R2}}{R2} \quad 2.27$$



เมื่อกำหนดให้แรงดันระหว่างขาเกตและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  มีค่าน้อยกว่าแรงดัน  $V_{TH}$

$$V_{GS_{M_3}} < V_{TH} \quad 2.28$$

พิจารณาจากแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและขาซอร์ส  $V_{GS_{M_3}}$  ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  มีค่าน้อยกว่า  $V_{TH}$  แสดงว่าการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  อยู่ในช่วงไต่ขีดเริ่มเปลี่ยน จะได้สมการ

$$V_{R2} = V_T \ln \frac{I_{D4}}{I_{O4}} - V_T \ln \frac{I_{D3}}{mI_{O3}} \quad 2.29$$

$$V_{R2} = V_T \left[ \ln \frac{I_{D4}}{I_{O4}} - \ln \frac{I_{D3}}{mI_{O3}} \right] \quad 2.30$$

$$V_{R2} = V_T \left[ \ln \frac{I_{D4}}{I_{O4}} \times \frac{mI_{O3}}{I_{D3}} \right] \quad 2.31$$

$$V_{R2} = V_T \left[ \ln \frac{mI_{D4}}{I_{D3}} \right] \quad 2.32$$

ดังนั้น

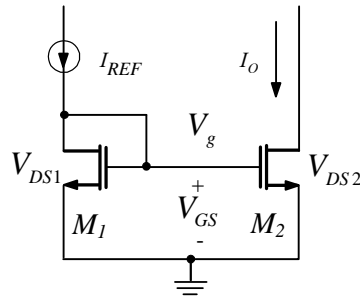
$$I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_2} \left[ \ln \frac{mI_{D4}}{I_{D3}} \right] \quad 2.33$$

จากสมการที่ 2.33 กระแส  $I_{PTAT}$  เป็นกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิหรือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มมากขึ้นกระแส  $I_{PTAT}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ

## 2.7 วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) เป็นวงจรวงจรหนึ่งมีการนำไปใช้เป็นแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ (Constant Current Source) คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่ดีจะต้องให้ค่ากระแสที่ทางเข้าเท่ากับกระแสที่ทางออกและมีความต้านทานที่ทางเข้าของสัญญาณต่ำและความต้านทานที่ทางออกของสัญญาณสูง วงจรสะท้อนกระแสใช้หลักการที่ว่าถ้าแรงดันไบแอสที่ขาเกตและขาซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากันแล้วจะทำให้กระแสเดรน ( $I_D$ ) มีค่าเท่ากัน





ภาพประกอบ 2.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนล [38]

จากภาพประกอบ 2.9 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดเอ็นแชนเนล (N-channel Current Mirror) ซึ่งมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่  $I_{REF}$  จ่ายกระแสให้กับมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และกระแสที่ทางออกหรือด้านเอาต์พุตคือกระแส  $I_O$  เป็นกระแสที่ถูกสะท้อนโดยมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  ที่  $V_{DS1} = V_{GS}$  เมื่อสมมติให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ให้มีค่าแรงดัน  $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{TH}$  ดังนั้น มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  จะทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัว จะทำให้ได้กระแส  $I_O$  หรือกระแสเดรน ( $I_D$ ) มีค่าเท่ากับ [9]

$$I_O = I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad 2.34$$

เมื่อ  $\beta = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L}$  และจะได้อัตราส่วนของกระแสเอาต์พุต  $I_O$  ต่อกระแสที่ทางเข้า  $I_{REF}$  ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left( \frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \left( \frac{V_{GS} - V_{TH2}}{V_{GS} - V_{TH1}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda_2 - V_{DS2}}{1 + \lambda_1 - V_{DS1}} \right) \left( \frac{\mu_{n2} C_{OX2}}{\mu_{n1} C_{OX1}} \right) \quad 2.35$$

เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นชนิดเดียวกัน โดยทางทฤษฎีแล้วมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจึงมีความสมมาตรกันทุกประการ ซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical Parameter) เช่น  $V_{TH}$ ,  $\mu_0$ ,  $C_{OX}$  และค่าอื่น ๆ มีค่าที่เท่ากันด้วย ดังนั้น สมการที่ 2.35 สามารถเขียนใหม่ได้ ดังนี้

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left( \frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \left( \frac{1 + \lambda_2 - V_{DS2}}{1 + \lambda_1 - V_{DS1}} \right) \quad 2.36$$

ถ้า  $V_{DS2} = V_{DS1}$  และมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีความสมมาตรกัน ค่า  $\lambda$  ก็จะไม่นำมาพิจารณา ทำให้ได้ว่าสมการใหม่ คือ



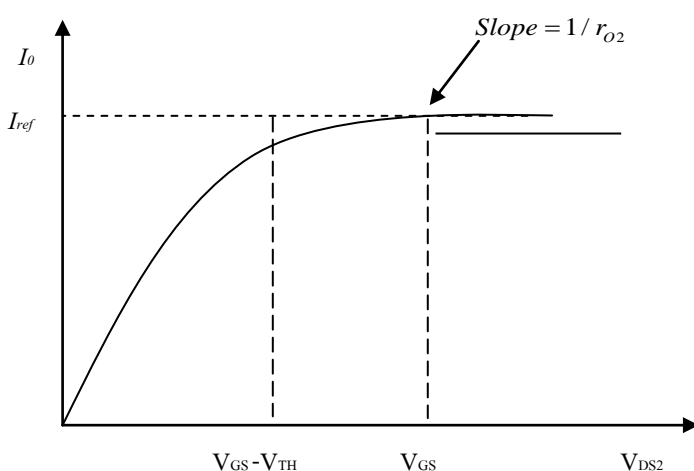
$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \left( \frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \quad 2.37$$

จากสมการที่ 2.37 จะเห็นว่าอัตราส่วน  $I_O/I_{REF}$  จะขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถที่จะกำหนดค่าเหล่านี้ได้ในขั้นตอนของการออกแบบวงจร ถ้ากำหนดให้  $W_1/L_1 = W_2/L_2$  แล้ว จะได้กระแสที่เอาต์พุตเท่ากับกระแสที่อินพุต โดย  $M_2$  จะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และที่เอาต์พุตสมมติว่ามอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ทำงานอยู่ในช่วงกระแสอิ่มตัว จึงจะได้รับความสัมพันธ์ ตามสมการที่ 2.37 ดังนั้น แรงดัน  $V_{DS2}$  ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH} \quad 2.38$$

สำหรับในทางปฏิบัติแล้วจะมีผลของช่องการนำกระแส (Channel Length Modulation Effect) เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ แต่หากพิจารณาในกรณีที่มีมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมมาตรกันแล้ว

กระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  จะเท่ากับกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  โดยที่ค่าแรงดันเดรนและซอร์ส ของ  $M_2$  เท่ากับแรงดันระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของ  $M_1$  นั่นคือ  $V_{DS2} = V_{GS}$  และเมื่อ  $V_{DS2}$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นค่า  $I_O$  จะเพิ่มขึ้นตาม ค่าความต้านทานเอาต์พุตของ  $M_2$  ที่เพิ่มขึ้น สามารถอธิบายได้จากกราฟในภาพประกอบ 2.10 เมื่อ  $M_2$  ทำงานที่  $V_{GS}$  คงที่ค่าหนึ่ง โดยขึ้นอยู่กับกระแส  $I_{REF}$  ที่ไหลผ่าน  $M_1$



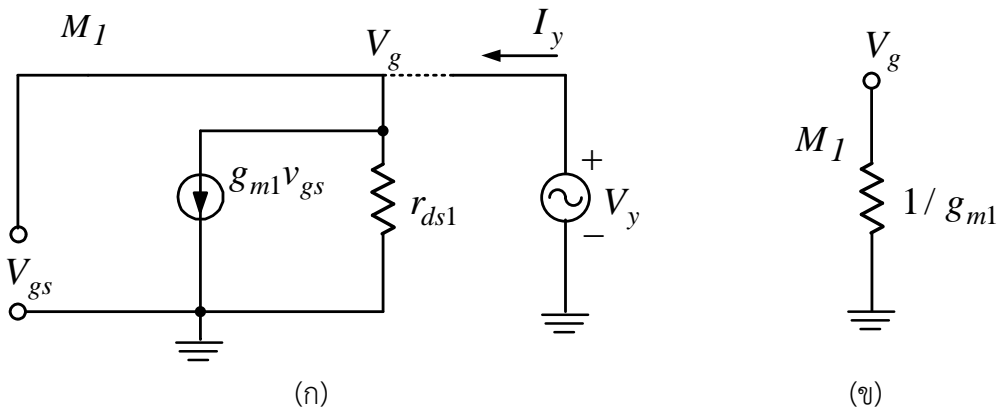
ภาพประกอบ 2.10 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในภาพประกอบ 2.9 [38] ในกรณี  $M_1$  และ  $M_2$  มีความสมมาตรกัน



จากภาพประกอบ 2.10 สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุต  $R_o$  ได้ดังนี้

$$R_o = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_o} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_o} = \frac{1}{\lambda I_o} \tag{2.39}$$

$V_{A2}$  คือ Early Voltage ของ  $M_2$  ซึ่งแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส เมื่อพิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเฉพาะของ  $M_1$  ในภาพประกอบ 2.11 (ก) พบว่า  $M_1$  ถูกต่อเสมือนเป็นไดโอดตัวหนึ่ง  $I_o$  ถูกแทนด้วยวงจรถัด เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ  $M_2$  สามารถหาได้โดยป้อนสัญญาณแรงดันทดสอบ  $V_y$  ที่ขั้วต่อ  $V_g$



ภาพประกอบ 2.11 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ  $M_1$  (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ  $M_1$

จากภาพประกอบ 2.11 นี้ได้สัญญาณกระแส  $M_1$  มีค่าเท่ากับ

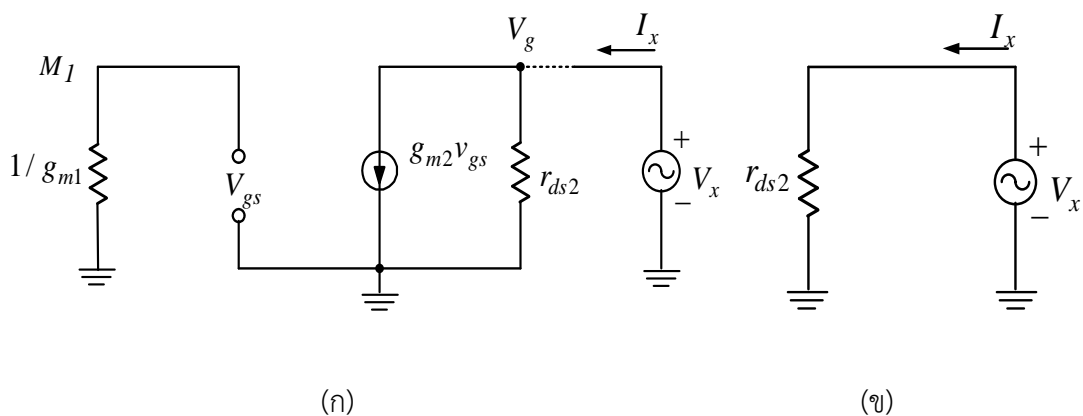
$$I_y = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_{gs} = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_y \tag{2.40}$$

และได้ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ  $M_1$  เท่ากับ  $\frac{1}{g_{m1}} // r_{ds1}$  แต่เนื่องจาก  $r_{ds1} \square \frac{1}{g_{m1}}$  ดังนั้น

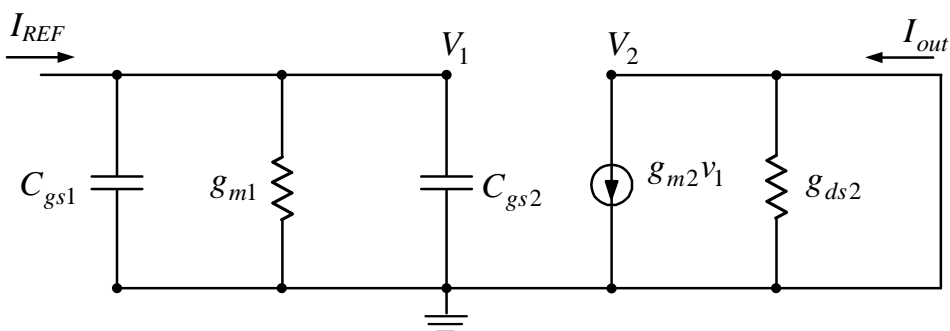
ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จึงถูกประมาณว่ามีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{g_{m1}}$  ดังในรูปที่ 2.11 (ข) จากวงจรสมมูลของ  $M_1$

ในภาพประกอบ 2.12 (ก) เมื่อ  $V_{GS}$  ต่อลงกราวด์ซึ่งจะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $\frac{1}{g_{m1}}$  และ

$g_{m2}V_{gs}$  เท่ากับศูนย์ ได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังภาพประกอบ 2.12 (ข) ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กก็คือ  $r_{ds2}$



ภาพประกอบ 2.12 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของรูป (ก)



ภาพประกอบ 2.13 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในภาพประกอบที่ 2.9

พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$I_{REF}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2})V_1 \tag{2.41}$$

$$V_1 = \frac{I_{REF}(s)}{(sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2})} \tag{2.42}$$

พิจารณาที่โหนด  $V_2$

$$I_{OUT}(s) = g_{m2}V_1 \tag{2.43}$$



แทนสมการที่ 2.42 ในสมการที่ 2.43 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{I_{OUT}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{gs1} + C_{gs2})} \quad 2.44$$

หรือ

$$\frac{I_{OUT}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2})}{g_{m1}}} \right] \quad 2.45$$

กรณีความถี่ต่ำถึงความถี่ปานกลางจะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังสมการที่ 2.46 [38]

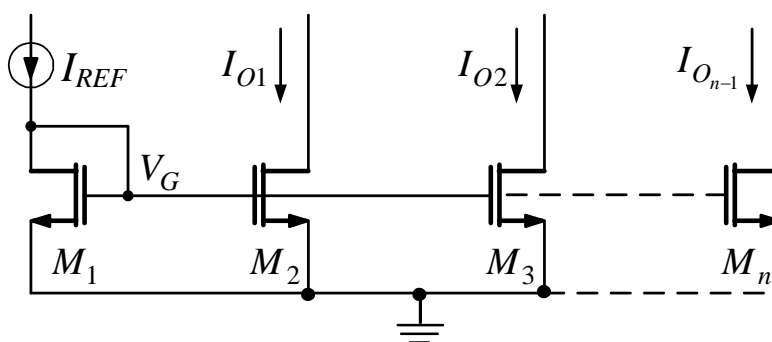
$$\frac{I_{OUT}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad 2.46$$

## 2.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด

วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุดแสดงดังภาพประกอบ 2.14 ถ้ามอสทรานซิสเตอร์ทุกตัว มีความสมมาตรกันทั้งหมดแล้วจะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_{OUT}$  กับกระแสจุดเข้า  $I_{REF}$  ดังสมการที่ 2.47

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \left( \frac{W_n L_1}{L_n W_1} \right) \quad 2.47$$

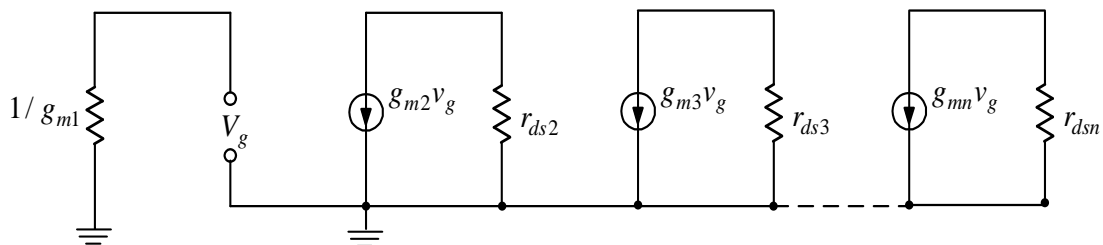
เมื่อ  $n-1$  คือลำดับจุดออกของกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ลำดับที่  $n$



ภาพประกอบ 2.14 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด [38]

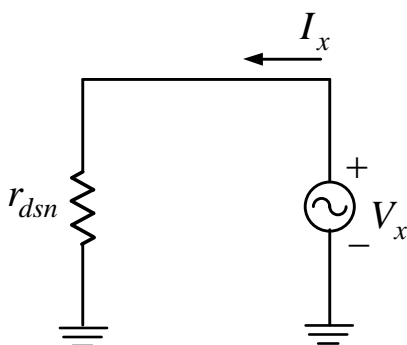


เงื่อนไขที่จะทำให้วงจรสะท้อนกระแสทำงานอยู่ในช่วงกระแสอิ่มตัวจะมีเงื่อนไขเช่นเดียวกันกับวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานดังที่กล่าวไว้แล้ว



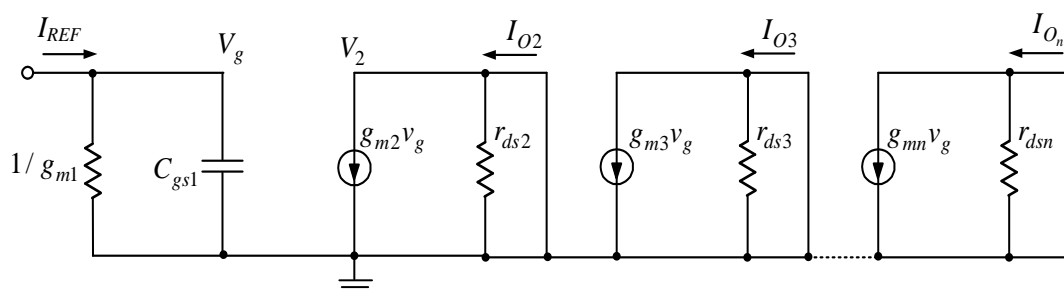
ภาพประกอบ 2.15 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด

จากวงจรสมมูลของ  $M_I$  ข้างต้น เมื่อ  $V_g$  ถูกต่อลงกราวด์จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $1/g_{m1}$  และทำให้  $g_{m2}V_g, g_{m3}V_g, \dots, g_{mn}V_g$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กตามภาพประกอบ 2.16



ภาพประกอบ 2.16 วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของภาพประกอบ 2.14 [38]

เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ  $r_{dsn}$  เมื่อ  $n=1, 2, 3\dots$



ภาพประกอบ 2.17 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในภาพประกอบ 2.14

จากภาพประกอบ 2.17 พิจารณากระแสตามโนดต่าง ๆ จะได้

พิจารณาที่โนด  $V_g$

$$I_{REF}(s) = (sC_{gs1} + g_{m1})V_g \quad 2.48$$

$$V_g = \frac{I_{REF}(s)}{(sC_{gs1} + g_{m1})} \quad 2.49$$

พิจารณาที่โนด  $V_2$

$$I_{O2}(s) = g_{m2}V_g \quad 2.50$$

แทนสมการที่ 2.49 ในสมการที่ 2.50 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังสมการที่ 2.51

$$\frac{I_{O2}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + sC_{gs1}} \quad 2.51$$

$$\frac{I_{O2}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{sC_{gs1}}{g_{m1}}} \right] \quad 2.52$$

เมื่อ  $I_{O3}$  และ  $I_{On}$  ถูกพิจารณาในลักษณะเดียวกันแล้ว สามารถแสดงฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบพื้นฐานในรูปทั่วไป ได้ดังสมการที่ 2.53

$$\frac{I_{O3}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{mn}}{g_{m1} + sC_{gs1}} \quad \text{เมื่อ } n=1, 2, \dots \quad 2.53$$

หรือ

$$\frac{I_{O2}(s)}{I_{REF}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{sC_{gs1}}{g_{m1}}} \right] \quad 2.54$$



## 2.9 วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง

สำหรับวิธีการเพื่อให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิง ( $V_{REF}$ ) ของวงจรมันต้องใช้หลักการของการทำให้เกิดกระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ที่มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงด้วยวิธีการรวมกันระหว่างกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบหรือ  $I_{CTAT}$  ดังสมการที่ 2.24 และกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกหรือ  $I_{PTAT}$  ดังสมการที่ 2.33 โดยกระแสอ้างอิงที่ได้รับทำให้เกิดการชดเชยสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบและบวกต่ออุณหภูมิ ดังสมการที่ 2.55

$$I_{REF} = I_{PTAT} + I_{CTAT} \quad 2.55$$

กระแสอ้างอิงที่ถูกได้รับจากสมการที่ 2.55 นี้จะถูกนำไปใช้ในการกำเนิดแรงดันอ้างอิง ซึ่งเมื่อกระแสนี้ได้ไหลผ่านอุปกรณ์ประเภทแพชซีฟ เช่น ความต้านทานจะทำให้เกิดแรงดันที่มีค่าคงที่ สมการการกำเนิดแรงดันอ้างอิงดังสมการที่ 2.56

$$V_{REF} = I_{REF}R \quad 2.56$$

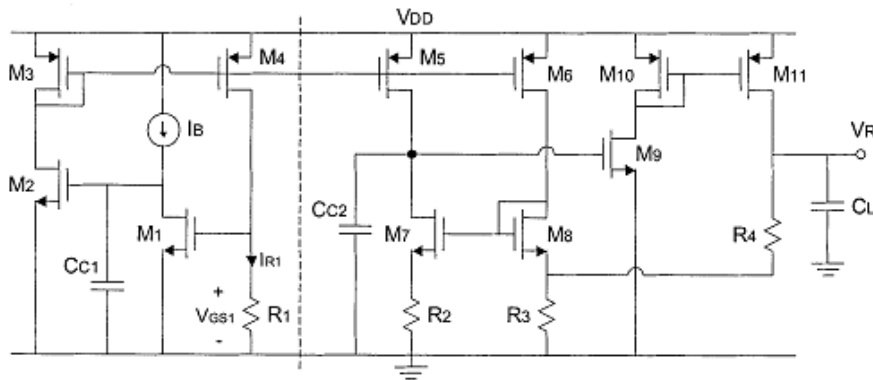
จากสมการที่ 2.56 แรงดันอ้างอิงที่มีโหนดเป็นความต้านทานนั้นสามารถปรับเปลี่ยนระดับของแรงดันเอาต์พุตได้โดยการปรับค่าความต้านทานตามความเหมาะสมได้

## 2.10 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.10.1 A Low-Voltage Low-Power Voltage Reference Based on Subthreshold MOSFETs (2003) [4]

งานวิจัยวงจรรองแรงดันโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่นำเสนอแสดงในภาพประกอบ 2.18 มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนด้วยกัน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรมือเริ่มต้น (Startup circuit) ซึ่งประกอบด้วย มอสทรานซิสเตอร์ M1, M2, M3 และ M4





ภาพประกอบ 2.18 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [4]

ส่วนที่สองประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M5 จนถึง M11 และความต้านทาน R2 เพื่อการกำเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  ของวงจร และส่วนที่สามเป็นวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง  $V_R$  ซึ่งแรงดัน  $V_{GS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ M1 ทำให้เกิดกระแส  $I_{R1}$  ที่มอสทรานซิสเตอร์ M1 เป็นดังสมการที่ 2.57

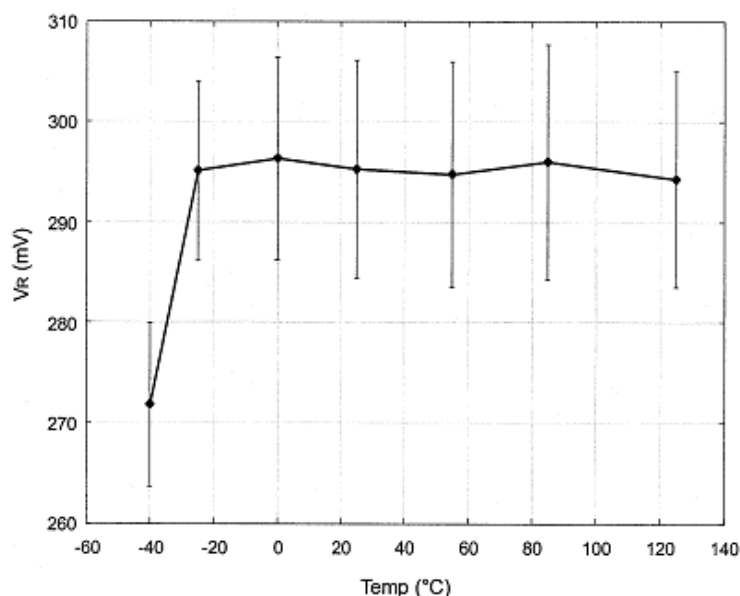
$$I_{R1} = \frac{V_{GS1}}{R1} \quad 2.57$$

กระแส  $I_{R1}$  นี้ถูกกำหนดให้ไปยังวงจรส่วนที่สองผ่านทาง M5 และ M6 จากวงจรนี้ทำให้แสดงได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ คือ

$$V_{R1} = R4 I_{R4} + V_{R3} \quad 2.58$$

$$V_{R1} = R4 \left( \frac{V_{R3}}{R3} - I_{R1} \frac{S6}{S4} \right) + V_{R3} \quad 2.59$$





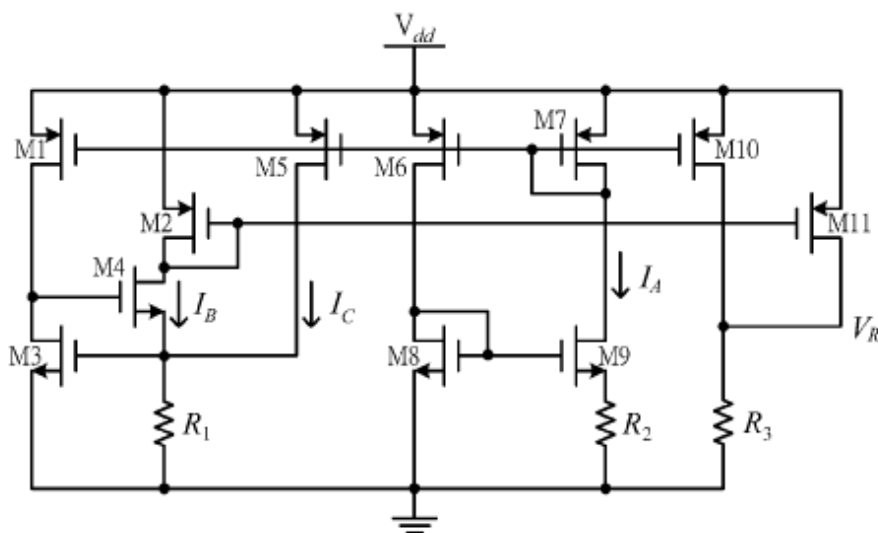
ภาพประกอบ 2.19 แรงดันอ้างอิงเทียบกับอุณหภูมิของงานวิจัย [4]

ผลการทดลองของงานวิจัยแสดงดังภาพประกอบ 2.19 ค่าแรงดันอ้างอิง  $V_R$  มีค่าเท่ากับ  $295 \pm 10.8 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ  $119 \pm 35.7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  ในช่วงอุณหภูมิระหว่าง  $-25^\circ\text{C}$  ถึง  $125^\circ\text{C}$  ซึ่งวงจรที่ออกแบบมีวงจรเริ่มต้นการทำงานเพื่อกำหนดค่าการทำงานของวงจร วงจรที่ออกแบบมีวงจรกำเนิดแรงดันที่เป็นลบและบวกต่ออุณหภูมิแยกส่วน และวงจรที่ออกแบบนี้ประกอบด้วยอุปกรณ์ประเภทแพชซีฟหลายตัว อีกทั้งอุปกรณ์ความต้านทานเหล่านี้ทำให้มีกำลังไฟสูญเสียมีค่าที่สูง

#### 2.10.2 A Simple Subthreshold CMOS Voltage Reference Circuit With Channel-Length Modulation Compensation (2006) [3]

งานวิจัยที่น่าเสนอนี้แสดงดังภาพประกอบ 2.20 งานวิจัยได้มีการออกแบบวงจรประกอบด้วย 3 วงจรย่อย ส่วนที่หนึ่งเป็นส่วนวงจรเริ่มทำงานเพื่อให้วงจรเริ่มทำงานได้ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M1 M2 และ M4 ส่วนที่สองเพื่อการสร้างกระแส  $I_{CTAT}$  ที่ให้กำเนิดกระแสที่มีค่าเป็นลบต่ออุณหภูมิ ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M3 และ  $R_I$  ส่วนสุดท้ายเพื่อการกำเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  ที่มีกระแสมีค่าเป็นบวกต่ออุณหภูมิประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์

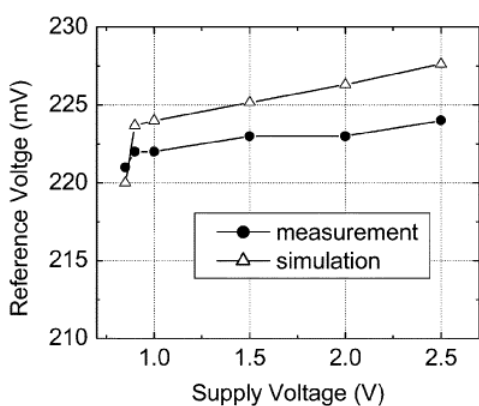




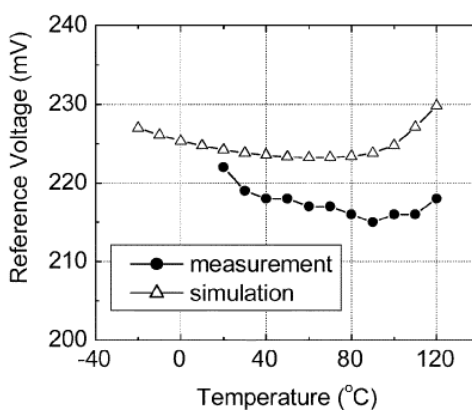
ภาพประกอบ 2.20 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [3]

กระแส  $I_{CTAT}$  จะถูกสะท้อนไปยัง M11 ส่วนกระแส  $I_{PTAT}$  ได้สะท้อนไปยัง M10 และกระแสทั้งสองนี้ก็จะถูกรวมกันที่โหนดของ  $R_3$  กลายเป็นกระแสที่ไม่แปรผันต่ออุณหภูมิและไหลผ่าน  $R_3$  ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจร ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$V_R = \left[ \frac{P_{10}}{P_7} I_A + \frac{P_{11}}{P_2} \left( \frac{V_{GS3}}{R_1} - N I_A \right) \right] \times R_3 \tag{2.60}$$



(ก)



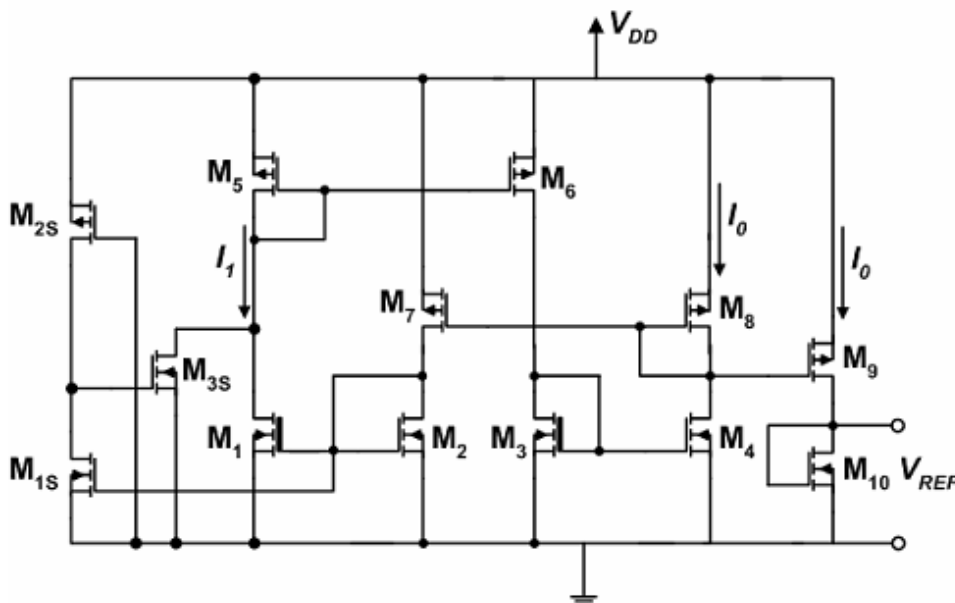
(ข)

ภาพประกอบ 2.21 (ก) แรงดันอ้างอิงเทียบกับแรงดันแหล่งจ่าย (ข) แรงดันอ้างอิงเทียบกับอุณหภูมิ [3]

ผลการทดลองแสดงดังภาพประกอบ 2.21 ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่า  $211 \pm 2 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิทดสอบ  $-20^\circ\text{C}$  ถึง  $120^\circ\text{C}$  วงจรสามารถทำงานได้อยู่ระหว่าง  $0.95 \text{ V}$  ถึง  $2.0 \text{ V}$  มีกำลังงานสูญเสีย  $3.3 \mu\text{W}$  ด้วยการออกแบบลักษณะนี้มีวงจรมีเริ่มทำงานให้แก่วงจร อีกทั้งวงจรมีกำเนิดแรงดันที่เพื่อให้กระแสที่เป็นลบและเป็นบวกต่ออุณหภูมิเป็นแบบแยกส่วนจึงทำให้วงจรมีความซับซ้อน มีมอสทรานซิสเตอร์จำนวนมาก

### 2.10.3 Sub-1-V, 10 ppm/ $^\circ\text{C}$ , Nanopower Voltage Reference Generator (2007) [10]

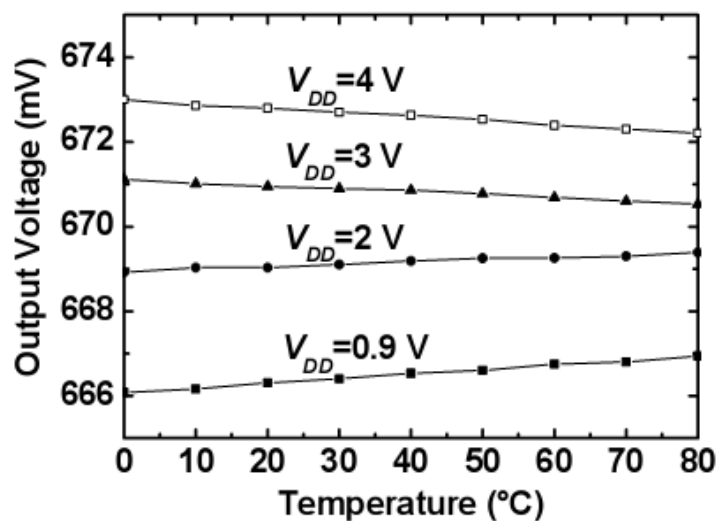
ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอแสดงดังภาพประกอบ 2.22 โดยวงจรถูกออกแบบนี้ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดแต่ยังคงมีส่วนประกอบแบ่งเป็น 3 ส่วนย่อย คือส่วนแรกทำหน้าที่เป็นวงจรมีเริ่มทำงานให้กับวงจร ส่วนที่สองทำหน้าที่กำเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  และส่วนที่สามเป็นส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงซึ่งมีลักษณะเป็นแอกทีฟโหลด (Active load) คือทรานซิสเตอร์  $M_{10}$  จากวงจรรกระแส  $I_{PTAT}$  คือ  $I_O$  จะถูกสะท้อนจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_8$  ไปยัง  $M_9$  และในการต่อขาเกตและขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์  $M_{10}$  เข้าด้วยกันจะทำให้แรงดันขาเกตและซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ของ  $M_{10}$  มีค่าสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ เป็นผลให้กระแสไหลผ่าน  $M_{10}$  นี้เป็นลบต่ออุณหภูมิด้วย ซึ่งก็คือกระแส  $I_{CTAT}$  ของวงจรร กระแส  $I_{PTAT}$  ถูกรวมกับ  $I_{CTAT}$  ที่ทรานซิสเตอร์  $M_{10}$  จะทำให้ได้กระแสที่โหนดนี้มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิและจะทำให้เกิดแรงดันอ้างอิงที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{10}$  มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิด้วย



ภาพประกอบ 2.22 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [10]







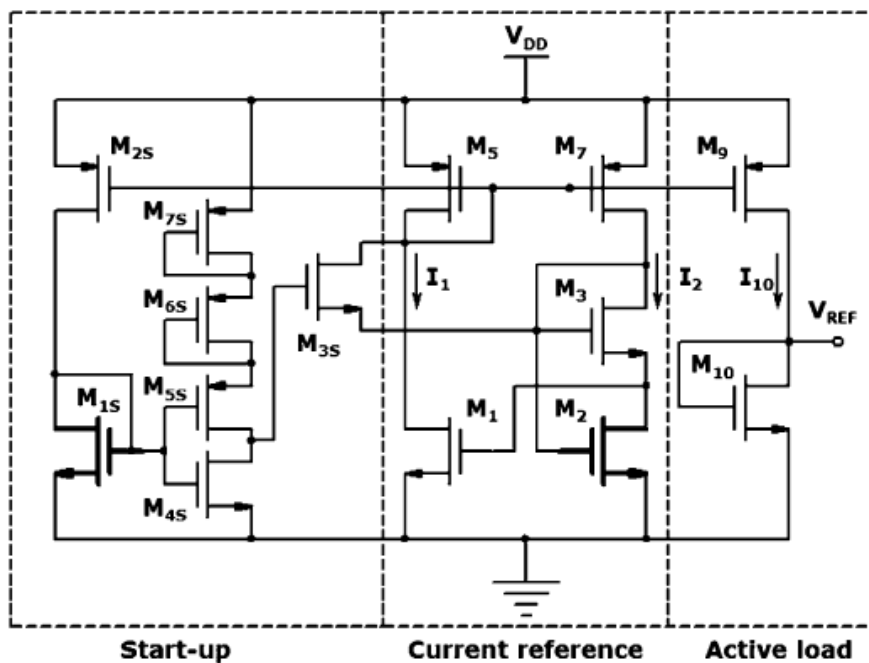
ภาพประกอบ 2.23 แรงดันอ้างอิงเทียบกับอุณหภูมิเทียบกับแรงดันแหล่งจ่ายของงานวิจัย [10]

ผลการทดลองแสดงดังภาพประกอบที่ 2.23 ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่า 676mV ที่อุณหภูมิทดสอบ 0°C ถึง 80°C มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ 10ppm/°C ซึ่งวงจรสามารถทำงานได้อยู่ระหว่าง 0.9 ถึง 4V ด้วยการออกแบบวงจรลักษณะนี้มีความซับซ้อน ใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนมากเป็นการเพิ่มต้นทุนการผลิต อีกทั้งแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าที่เปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันไฟของวงจรและวงจรมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิในช่วงที่แคบเพียง 0 ถึง 80°C

2.10.4 A 2.6 nW, 0.45 V Temperature-Compensated Subthreshold CMOS Voltage Reference (2011) [12]

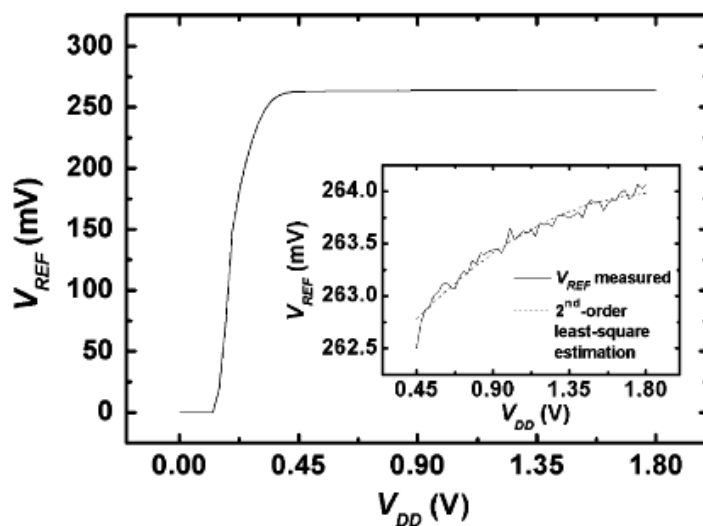
งานวิจัยดังแสดงในภาพประกอบ 2.24 เป็นการนำเสนอวงจรอ้างอิงแรงดันด้วยเทคโนโลยีซีมอสอีกทั้งหมด ยังคงมีส่วนประกอบของวงจรเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรเริ่มทำงานสำหรับการกำหนดจุดเริ่มต้นการทำงานของวงจร ส่วนที่สองเป็นวงจรกำเนิดกระแสเพื่อให้การกำเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  และส่วนที่สามเป็นภาคเอาต์พุตซึ่งเป็นแอกติฟโพลดเพื่อทำหน้าที่กำเนิดแรงดันอ้างอิง โดยกระแสที่ไหลผ่านจากทรานซิสเตอร์ M7 นั้นเป็นกระแส  $I_{PTAT}$  ซึ่งกระแสนี้จะถูกสะท้อนไปยังทรานซิสเตอร์ M9 และ M10 เมื่อแรงดันที่  $V_{GS}$  ของทรานซิสเตอร์ M10 จะมีค่าเป็นลบต่ออุณหภูมิและทำให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M10 ที่ได้คือเป็นกระแส  $I_{CTAT}$  นั่นเอง





ภาพประกอบ 2.24 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [12]

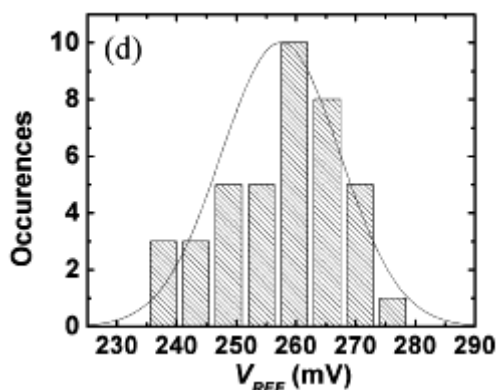
เมื่อวงจรเริ่มทำงานกระแสจากจากมอสทรานซิสเตอร์ M10 ซึ่งเป็นกระแส  $I_{PTAT}$  จะมารวมกับกระแส  $I_{CTAT}$  ของมอสทรานซิสเตอร์ M10 ที่โหนดนี้ทำให้เกิดแรงดันอ้างอิงที่คงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิ



ภาพประกอบ 2.25 แรงดันอ้างอิงเทียบกับแรงดันแหล่งจ่ายที่อุณหภูมิห้องของงานวิจัย [12]

ผลการทดลองแสดงดังภาพประกอบ 2.25 ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่า 257.5mV ที่อุณหภูมิทดสอบระหว่าง 0°C ถึง 125°C มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ 100ppm/°C วงจรสามารถทำงานได้อยู่ระหว่าง 0.45 ถึง 1.8V ด้วยการออกแบบวงจรลักษณะนี้ยังประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์จำนวนมากเพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นทำงานของวงจร เป็นการเพิ่มต้นทุนทางการผลิตภายในวงจรมีประกอบด้วยวงจรเริ่มทำงานและส่วนแรงดันเอาต์พุตไม่สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้

สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรเมื่อวงจรมีผลจากการเบี่ยงเบนของค่าอุปกรณ์ เมื่อให้ค่าอุปกรณ์มีการเบี่ยงเบนไป 10% และทำการสุ่มค่าจำนวน 40 ครั้ง ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุตแสดงได้ดังภาพประกอบ 2.26



ภาพประกอบ 2.26 แรงดันอ้างอิงเมื่อทดสอบหาค่าด้วยวิธีมอนเตคาร์โลของงานวิจัย [12]

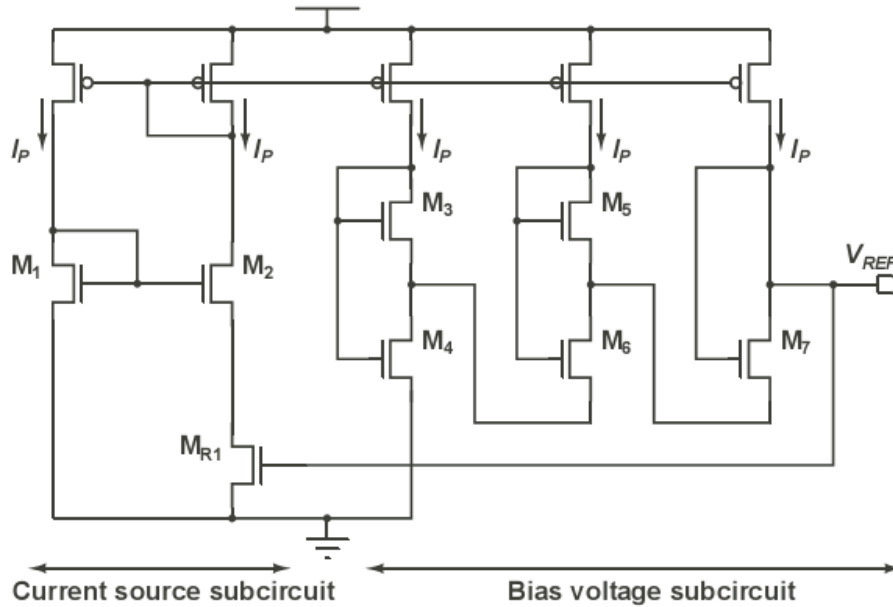
ผลการของการทดลองจะให้ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่าใกล้เคียงกันประมาณ 257.5mV ซึ่งใกล้เคียงกับค่าปกติ มีค่าการเบี่ยงเบน 10mV

2.10.5 300 nW, 15 ppm/ C , 20 ppm/V CMOS Voltage Reference Consisting of Subthreshold MOSFETs (2009) [13]

วงจรสำหรับงานวิจัยนี้ประกอบด้วยวงจรร้อยก่าเนตกระแสและวงจรร้อยการไบแอสแรงดันแสดงดังภาพประกอบ 2.27 วงจรร้อยก่าเนตกระแสนี้ได้ทำการตัดแปรงมาจากวงจร Beta-Multiplier ซึ่งใช้มอสทรานซิสเตอร์  $M_{R1}$  เป็นตัวทรานซิสเตอร์ มันจะทำการก่าเนตกระแสที่เป็นบวกต่ออุณหภูมิ คือ  $I_{PTAT}$  นั้นเอง วงจรร้อยแรงดันไบแอสจะได้รับกระแส  $I_{PTAT}$  โดยผ่านวงจรรสะท้อนกระแสจากมอสทรานซิสเตอร์และทำการก่าเนตแรงดันเอาต์พุตคือ  $V_{REF}$  วงจรร้อยแรงดันไบแอสประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M4 และ two source- coupled pairs เชื่อมต่อแหล่งจ่ายทั้งสอง คือ M3 – M6 และ M5 – M7 แรงดันเกตและชาซอร์สของ M3 – M7 ในวงจรร้อยแรงดันไบแอสและทรานซิสเตอร์  $M_{R1}$  ในวงจรร้อยก่าเนตกระแสอยู่ในรูปแบบ



การเชื่อมต่อแบบรอบปิด มอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดยกเว้น  $M_{R1}$  ทำงานในช่วงไตรโอด วงจรให้การกำเนิดกระแสที่เป็นสัมพันธ์เป็นลบต่ออุณหภูมิและสัมพันธ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิและนำมารวมกันเพื่อทำการกำเนิดแรงดันคงที่ต่ออุณหภูมิ



ภาพประกอบ 2.27 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [13]

ในวงย่อยกำเนิดกระแสนั้น แรงดันขาเกตและขาซอร์สของ  $M_1$  คือ  $V_{GS}$  มีค่าเท่ากับผลรวมระหว่างแรงดันขาเกตและขาซอร์สของ  $M_2$  และแรงดันขาเดรนและขาซอร์ส  $M_{DSR1}$  ของ  $M_{R1}$

$$V_{GS1} = V_{GS2} + V_{DSR1} \quad 2.61$$

กระแส  $I_P$  จาก  $M_1$  และ  $M_2$  นั้นมีค่าเท่ากัน สมการที่ 2.61 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{DSR1} = nV_T \ln(K_2 / K_1) \quad 2.62$$

โดยที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_{R1}$  ทำงานในช่วงเชิงเส้น ดังนั้นมันจึงเป็นความต้านทาน ซึ่งจะได้

$$R_{M_{R1}} = \frac{1}{K_{R1} \mu C_{ox} (V_{REF} - V_{TH})} \quad 2.63$$

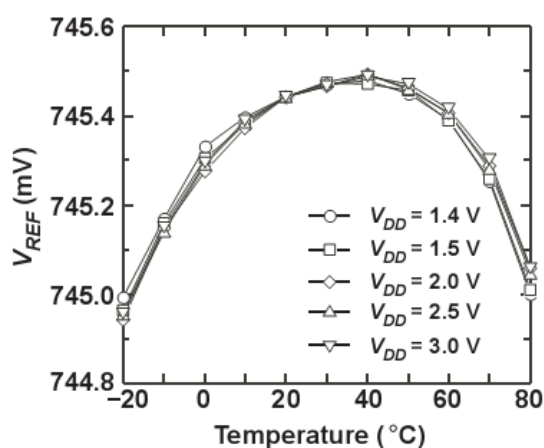


เราสามารถหาค่าของกระแส  $I_p$  ได้จาก

$$I_p = \frac{V_{DSR1}}{R_{M_{R1}}} = K_{R1} \mu C_{ox} (V_{REF} - V_{TH}) n V_T \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right) \quad 2.64$$

สำหรับกระแส  $I_p$  ในวงจรร้อยแรงดันไบแอส แรงดันขาเกตและขาซอร์สของ M3 – M7 เป็นวงจรมืดและกระแสของ M4 และ M6 มีค่าเป็น  $3I_p$  และ  $2I_p$  เพราะฉะนั้น แรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกปรับตั้งสมการที่ 2.65

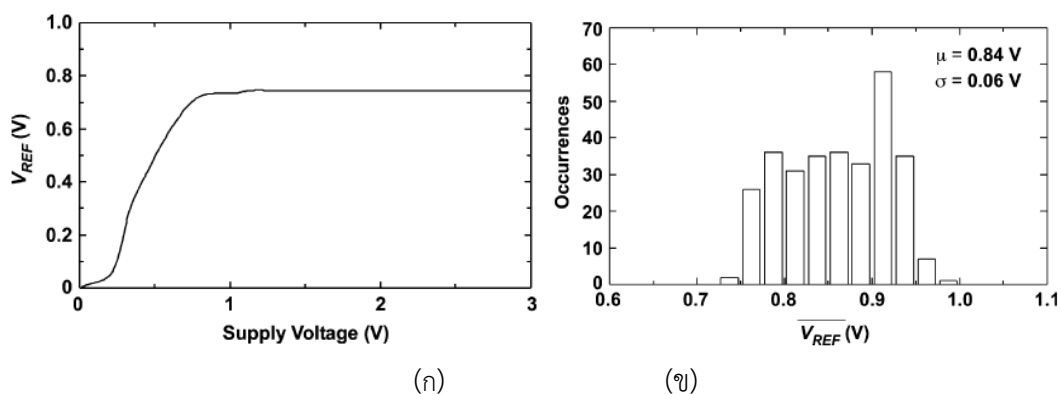
$$V_{REF} = V_{TH} + nV_T \ln\left(\frac{3I_p}{K_4 I_o}\right) + nV_T \ln\left(\frac{2K_3 K_5}{K_6 K_7}\right) \quad 2.65$$



ภาพประกอบ 2.28 แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ณ แหล่งจ่ายแรงดันค่าต่าง ๆ ของงานวิจัย [13]

ผลการวิจัยแสดงดังภาพประกอบ 2.28 ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่า 745mV ที่อุณหภูมิทดสอบระหว่าง -20°C ถึง 80°C มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ 15ppm/°C วงจรสามารถทำงานได้อยู่ระหว่าง 0.8 ถึง 3V และมีการสูญเสียกำลังงาน 0.3μW ที่อุณหภูมิ 80°C





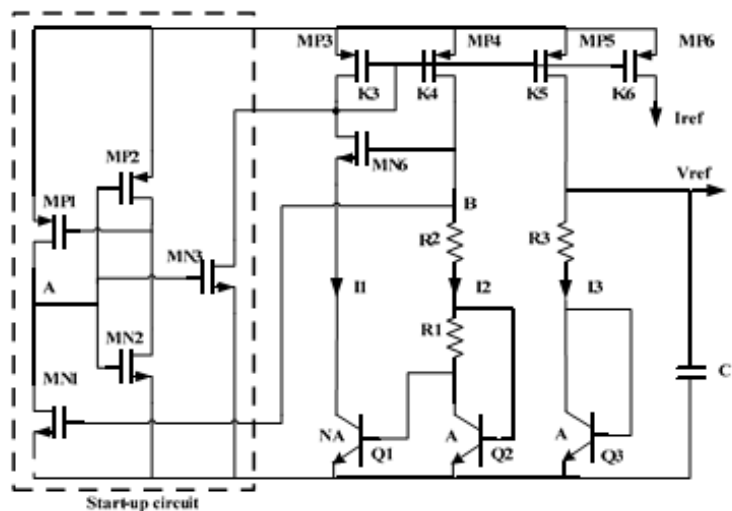
ภาพประกอบ 2.29 (ก) แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายแรงดัน และ (ข) แรงดันอ้างอิงเมื่อค่าอุปกรณ์เกิดการเบี่ยงเบนเมื่อวัดด้วยวิธีมอนเตคาร์โล [13]

ภาพประกอบ 2.29 (ก) แสดงค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันแหล่งจ่าย และภาพประกอบ 2.29 (ข) แสดงหาค่าด้วยวิธีการมอนเตคาร์โลจะให้แรงดันเฉลี่ย 840mV มีค่าเบี่ยงเบน 0.06mV ด้วยวิธีการออกแบบวงจรในลักษณะนี้วงจรมีความซับซ้อนและใช้อุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์อย่างมากสำหรับการเริ่มต้นทำงาน และมีวงจรไบอัสที่ซับซ้อนเพื่อการสร้างกระแสอ้างอิง

#### 2.10.6 An Ultra-low Power Voltage Reference for Passive UHF RFID Tag (2012) [18]

วงจรสำหรับเป็นงานวิจัยนี้แสดงดังภาพประกอบ 2.30 วงจรประกอบด้วย 3 ส่วน หลัก คือ ส่วนแรกเป็นวงจรเริ่มต้นทำงานเพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นการทำงานของวงจร ส่วนที่สองเป็นวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ไบโพล่าทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 และถูกสะท้อนจากมอสทรานซิสเตอร์ K3 ไปยังมอสทรานซิสเตอร์ K5 ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ K5 นี้จะไปรวมกับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R3 ด้วยวิธีการต่อไบโพล่าทรานซิสเตอร์ Q3 ในลักษณะซีดชาคอลเลคเตอร์ร่วมกับขาเบสนั้นทำให้แรงดันที่ขาอิมิตเตอร์และขาเบสมีสัมประสิทธิ์เป็นบวกกับอุณหภูมิทำให้กระแสที่ไหลผ่าน Q3 นี้มีสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบ กระแสทั้งสองนี้จะรวมกันที่โหนดของความต้านทาน R3 เพื่อกำเนิดแรงดันอ้างอิง



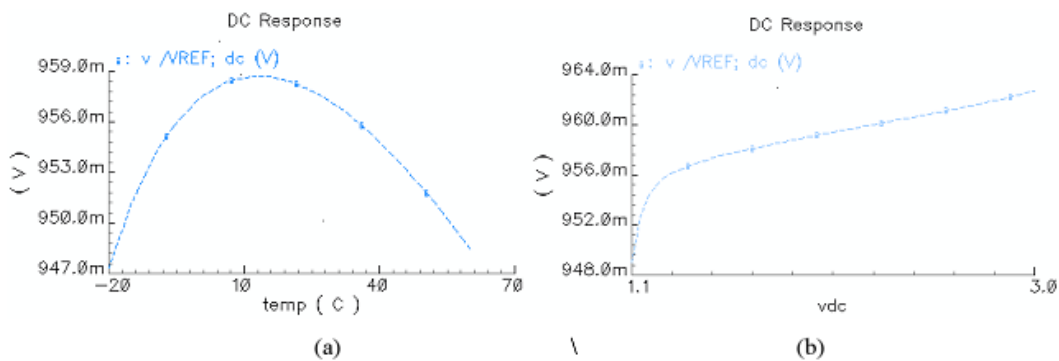


ภาพประกอบ 2.30 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [18]

จากวงจรที่ออกแบบจะให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตมีค่าดังสมการที่ 2.66

$$V_{ref} = V_{BE3} + I_3 R_3 = V_{BE3} + \frac{R_3}{R_1} V_T \tag{2.66}$$

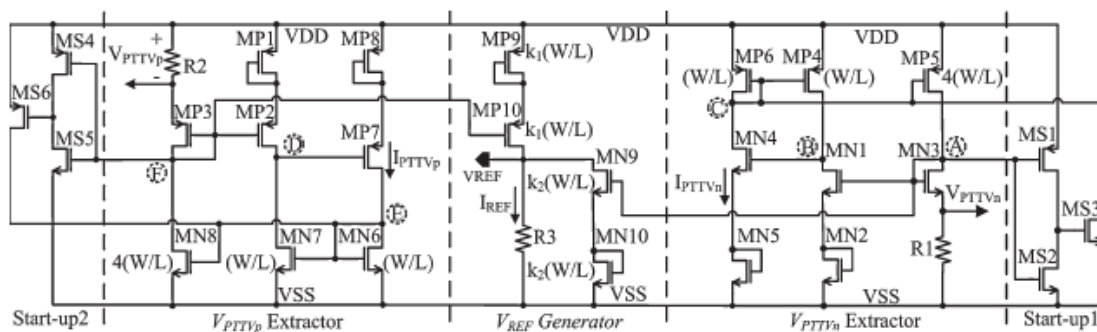
ภาพประกอบ 2.31 แสดงผลการทดลองของงานวิจัยโดยใช้เทคโนโลยีขนาด 0.18  $\mu\text{m}$  จะให้ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่า 960mV ที่มีอุณหภูมิการทดสอบค่าระหว่าง  $-20^\circ\text{C}$  ถึง  $60^\circ\text{C}$  มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ 125ppm/ $^\circ\text{C}$  วงจรสามารถทำงานได้อยู่ระหว่าง 1.1 ถึง 3V การออกแบบวงจรของงานวิจัยนี้ประกอบด้วยอุปกรณ์ประเภทไบโพล่าทรานซิสเตอร์จำนวนมาก และวงจรเริ่มต้นทำงาน ซึ่งทำให้วงจรต้องเพิ่มขั้นตอนในการผลิตและอุปกรณ์ไบโพล่าร์นี้กำลังสูญเสียที่มาก



ภาพประกอบ 2.31 (a) แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และ (b) แรงดันอ้างอิงเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงมีค่าเปลี่ยนแปลงของงานวิจัย [18]

### 2.10.7 A CMOS Voltage Reference Based on Mutual Compensation of $V_{tn}$ and $V_{tp}$ (2012) [19]

วงจรสำหรับงานวิจัยนี้แสดงดังภาพประกอบ 2.32 มีการออกแบบวงจรแยกเป็น 4 ส่วน ซึ่งประกอบด้วยวงจรร้อยก่าเนิดกระแสสองแหล่ง คือกระแส  $I_{PTAT}$  และกระแส  $I_{CTAT}$  แต่ละวงจรร้อยก่าเนิดกระแสนี้จะใช้วงจรกำหนดค่าเริ่มต้นแยกกันอย่างละเอียดเพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นการทำงานให้แก่วงจรทั้งสอง เมื่อวงจรร้อยก่าเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  จะสะท้อนกระแสจากมอสทรานซิสเตอร์ MP3 มายัง MP10 และวงจรร้อยก่าเนิดกระแส  $I_{CTAT}$  จะสะท้อนกระแสจากมอสทรานซิสเตอร์ MN3 มายัง MN9 กระแสทั้งสองนี้จะมารวมกันเพื่อเป็นกระแสอ้างอิงที่มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิไหลผ่าน R3 ซึ่งเป็นแพชซีฟโพลดเพื่อทำการกำหนดแรงดันเอาต์พุตคือแรงดันอ้างอิงคงที่ต่ออุณหภูมิที่อยู่ในส่วนที่ 4 นี้

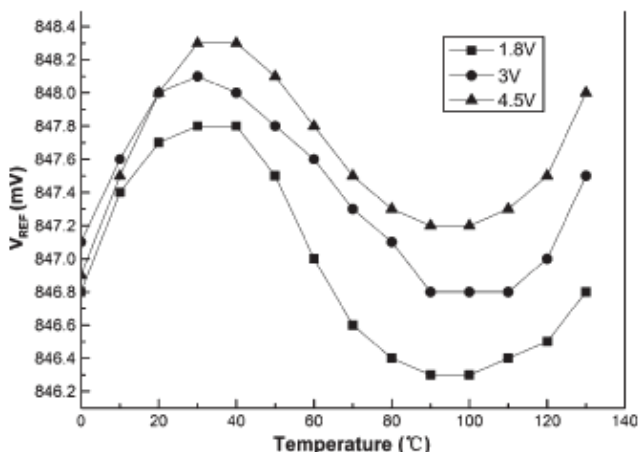


ภาพประกอบ 2.32 วงจรอ้างอิงแรงดันงานวิจัย [19]

ผลการทดลองของงานวิจัยแสดงดังภาพประกอบ 2.33 โดยใช้เทคโนโลยีขนาด  $0.18\mu\text{m}$  จะให้ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่า  $847.5\text{mV}$  ที่มีอุณหภูมิการทดสอบค่าระหว่าง  $0^{\circ}\text{C}$  ถึง  $130^{\circ}\text{C}$  มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ  $11.8\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  วงจรสามารถทำงานได้อยู่ระหว่าง  $1.8$  ถึง  $4.5\text{V}$  ด้วยการออกแบบวงจรลักษณะนี้ยังประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์จำนวนมาก มีแหล่งกำเนิดกระแสแยกส่วนกันและทั้งสองส่วนนี้มีวงจรเริ่มต้นการทำงานอยู่ในแต่ละส่วนซึ่งวงจรมีความซับซ้อน ใช้อุปกรณ์ในการออกแบบเป็นจำนวนมากเพื่อทำการกำเนิดกระแสที่เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมิทำให้เป็นการเพิ่มต้นทุนทางการผลิต นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิมิตัวซึ่งมีผลทำให้เกิดกำลังสูญเสียในวงจรเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก



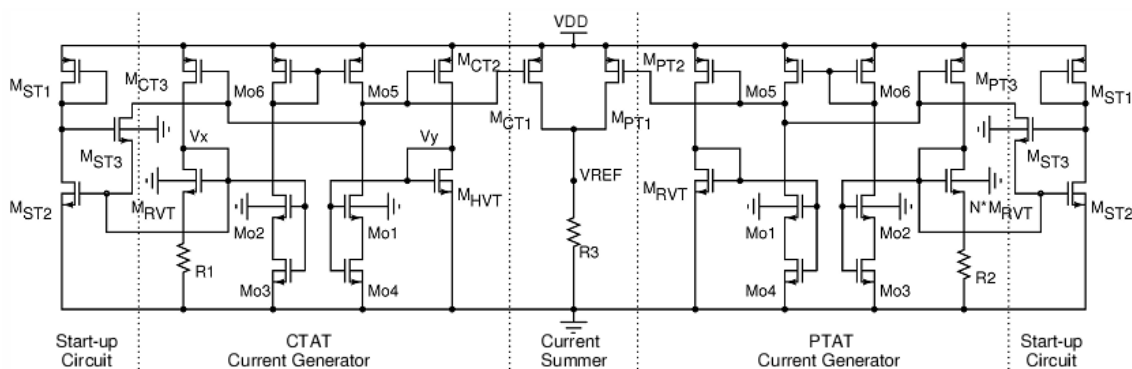




ภาพประกอบ 2.33 แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ณ แหล่งจ่ายแรงดันค่าต่าง ๆ ของงานวิจัย [19]

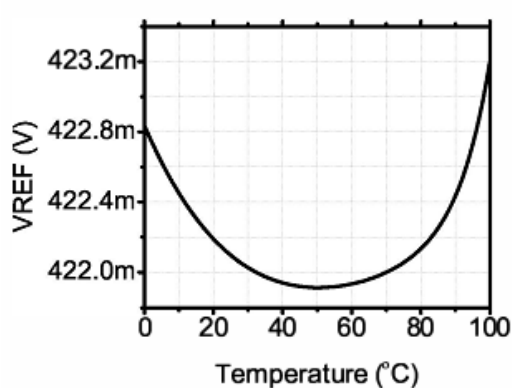
2.10.8 Design of Voltage Reference with Low Sensitivity to Process, Supply Voltage and Temperature Variations (2013) [21]

วงจรสำหรับงานวิจัยนี้แสดงดังภาพประกอบ 2.34 วงจรนี้มีโครงสร้างที่ประกอบด้วยวงจรร้อย กำนัดกระแสสองแหล่ง คือกระแส  $I_{CTAT}$  และกระแส  $I_{PTAT}$  ที่เหมือน ๆ กับงานวิจัยที่นำเสนอผ่านมาแล้วนี้ แต่ละวงจรร้อยการกำนัดกระแสนี้จะใช้วงจรถูกำหนดค่าเริ่มต้นที่แยกกันอย่างละชุด เพื่อกำหนดจุดเริ่มต้น การทำงานให้แก่วงจรทั้งสอง วงจรร้อยกำนัดกระแส  $I_{CTAT}$  จะสะท้อนกระแสจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_{CT2}$  มายัง  $M_{CT1}$  และวงจรร้อยกำนัดกระแส  $I_{PTAT}$  จะสะท้อนกระแสจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_{PT2}$  มายัง  $M_{PT1}$  กระแสทั้งสองนี้จะมารวมกันเพื่อเป็นกระแสอ้างอิงที่มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิไหลผ่านความต้านทาน  $R3$  ซึ่งเป็น แพชซีฟโพลดเพื่อการกำนัดแรงดันเอาท์พุทของวงจรคือ แรงดันอ้างอิงคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

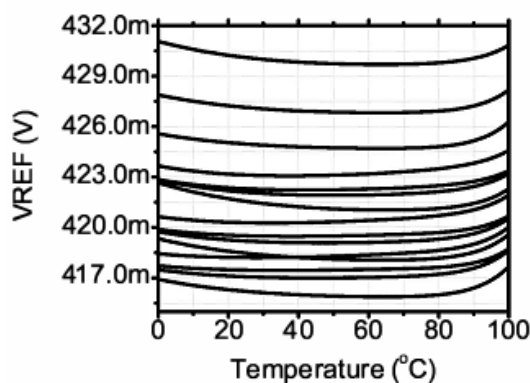


ภาพประกอบ 2.34 วงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัย [21]

ผลการทดลองของงานวิจัยแสดงดังภาพ 2.35 โดยใช้เทคโนโลยีขนาด  $0.18\mu\text{m}$  จะให้ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรถ่วง 422mV ที่มีค่าของอุณหภูมิการทดสอบระหว่าง  $0^{\circ}\text{C}$  ถึง  $100^{\circ}\text{C}$  วงจรมีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ  $36\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  วงจรสามารถทำงานได้ระหว่าง 1V ถึง 3V ด้วยการออกแบบวงจรถ่วงลักษณะนี้ ยังมีโครงสร้างของวงจรถ่วงประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์จำนวนมาก มีแหล่งกำเนิดกระแสแยกส่วนกัน และทั้งสองส่วนนี้มีวงจรถ่วงเริ่มต้นการทำงานอยู่ในแต่ละส่วนซึ่งวงจรมีความซับซ้อน ใช้อุปกรณ์ในการออกแบบเป็นจำนวนมากเพื่อทำการกำเนิดกระแสที่เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมิทำให้เป็นการเพิ่มต้นทุนทางการผลิต



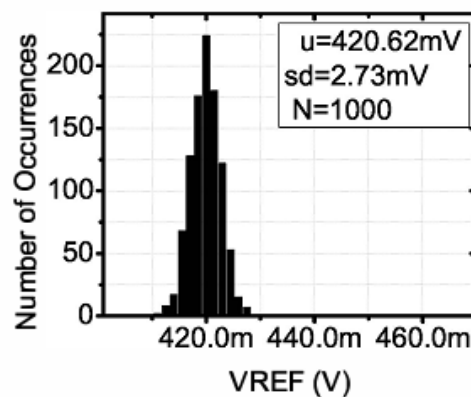
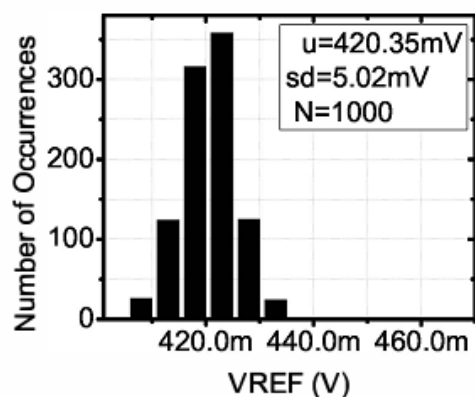
(ก)



(ข)

ภาพประกอบ 2.35 (ก) แรงดันอ้างอิงเมื่อเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และ (ข) แรงดันอ้างอิงเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันค่าเปลี่ยนแปลงค่า เมื่อเทียบกับอุณหภูมิของงานวิจัย [21]

สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรถ่วงเพื่อแสดงว่าเมื่อวงจรมีผลจากการเบี่ยงเบนของค่าอุปกรณ์เนื่องจากแรงดันขีดเริ่มทั้งแบบ HVT (High threshold voltage) และ RVT (Regular threshold voltage) เมื่อให้ค่าอุปกรณ์มีการเบี่ยงเบนไป 5 % แสดงได้ดังภาพประกอบ 2.36



ภาพประกอบ 2.36 (ก) แรงดันอ้างอิงเมื่อมีค่าอุปกรณ์ HVT มีการเบี่ยงเบนและ (ข) แรงดันอ้างอิงเมื่อมีค่าอุปกรณ์ RVT มีการเบี่ยงเบน ของงานวิจัย [21]



ผลการของการทดลองวงจรของงานวิจัยจะให้ค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีค่าใกล้เคียงกันประมาณ 422mV ซึ่งใกล้เคียงกับค่าปกติ มีค่าการเบี่ยงเบนเพียง 2.7mV ถึง 5.2mV

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตตามที่ได้นำเสนอมาทั้งหมดของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสสามารถสรุปผลของงานวิจัยดังกล่าวนี้ แสดงได้ดังตาราง 2.3

ตาราง 2.3 สรุปการเปรียบเทียบผลของงานวิจัยที่ได้จากการศึกษา

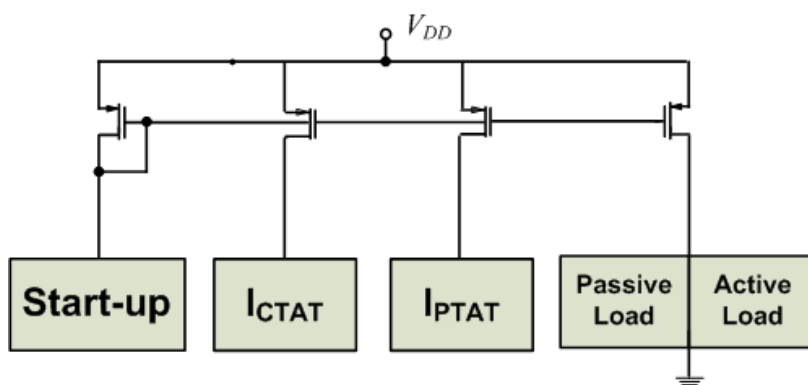
	Ref.[4]	Ref.[3]	Ref.[10]	Ref.[12]	Ref.[13]	Ref.[18]	Ref.[19]	Ref.[21]
Supply Voltage Range	N.A.	0.9V-2.5V	0.9V-4V	0.45-1.8V	1.4V-3V	1.1V-3V	1.8-4.5V	1V-3V
Temperature range	-25°C-125°C	-20°C-120°C	0°C-80°C	0°C-125°C	-20°C-80°C	-20°C-70°C	0°C-130°C	0°C-140°C
Power Consumption	N.A.	3.3μW	N.A.	2.6nW	0.3μW	N.A.	N.A.	N.A.
Number of transistors /resistors- capacitor for startup circuit	2/1	0/0	3/0	0/0	5/0	5/0	6/0	6/0
Number of transistors	9	11	11	7	13	8	20	28
Temperature coefficient (ppm/°C)	119	125	10	165	7	125	11.8	36
Reference Voltage( $V_{REF}$ )	295mV	222mV	675mV	257.5mV	745mV	960mV	847mV	422mV
Supply sensitivity	1mV/V	2mV/V	1mV/V	-	20mV/V	-	1mV/V	2mV/V
Technology	1.2μm	0.18μm	0.35μm	0.18μm	0.35μm	0.18μm	0.18μm	0.18μm

จากตารางที่ 2.3 แสดงผลของงานวิจัยตามที่ได้ศึกษามาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าการวิจัยและพัฒนาวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสให้มีสมรรถนะที่ดีอย่างต่อเนื่องมาโดยตลอด ทั้งนี้เนื่องจากว่า ได้มีการพัฒนาทางเทคโนโลยีของซีมอสที่ให้มีขนาดเล็กลงเรื่อย ๆ ทำให้วงจรที่นำเสนอต้องมีเสถียรภาพ ต่อย่านอุณหภูมิที่กำหนด แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้ต่ำ ตลอดจนขบวนการผลิตชิปและมีอุปกรณ์ประกอบวงจรไม่มากเพื่อลดขั้นตอนและให้มีสูญเสียกำลังงานของวงจรที่ต่ำ



## 2.11 สรุปปัญหาที่ได้จากการศึกษา

จากการศึกษางานวิจัยของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสในอดีตทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วนั้นวงจรมีโครงสร้างที่สำคัญแสดงดังภาพประกอบ 2.37 ซึ่งประกอบ 1. วงจรเริ่มต้นการทำงานของวงจร 2. วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ 3. วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ และ 4. วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงซึ่งมีทั้งเป็นแบบแอกตีฟและแพชซีฟ



ภาพประกอบ 2.37 โครงสร้างของวงจรอ้างอิงแรงดันของงานวิจัยในอดีต

จะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจรต้องอาศัยวงจรเริ่มทำงานเพื่อที่จะให้วงจรเริ่มต้นทำงานได้ นอกจากนี้มีการออกแบบให้วงจรกำเนิดกระแสทั้งสองที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบและบวกต่ออุณหภูมิมีสัมประสิทธิ์แยกส่วนกัน สำหรับวงจรที่กำเนิดแรงดันที่เป็นแบบแอกตีฟโพลดนั้นมียกจำกัด คือไม่สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตให้ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนและปรับค่าได้ในย่านไม่กว้าง

ดังนั้น จึงสามารถสรุปปัญหาที่ได้จากการศึกษางานวิจัยที่นำเสนอในอดีตคือ

2.11.1 วงจรอ้างอิงแรงดันที่ได้ศึกษานั้นมีการออกแบบวงจรมีโครงสร้างที่แยกวงจรกำเนิดกระแสทั้งสองที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบและบวกต่ออุณหภูมิกันทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ และวงจรมีการออกแบบที่ซับซ้อนเป็นอย่างมากทำให้มีต้นทุนในการผลิตสูง [1, 4, 19, 21]

2.11.2 วงจรอ้างอิงแรงดันที่ได้ศึกษาบางวงจรมีการเพิ่มวงจรเริ่มทำงานเพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นให้วงจรทำงานได้ทำให้มีอุปกรณ์จำนวนมากซึ่งเป็นการเพิ่มต้นทุนการผลิต หรือใช้อุปกรณ์น้อยแต่ต้องอาศัยสัญญาณจากภายนอกมากระตุ้นในช่วงแรกของการทำงาน ซึ่งเป็นการเพิ่มขึ้นตอนการทำงานของวงจรให้มีความซับซ้อนมากขึ้น [10, 13, 19, 21]

2.11.3 วงจรอ้างอิงแรงดันที่ได้ศึกษาเป็นวงจรมีทั้งอุปกรณ์ประเภทไบโพล่า อุปกรณ์แพชซีฟ ความต้านทานจำนวนมากส่งผลให้วงจรสูญเสียกำลังงานค่อนข้างสูง [17, 18]

2.11.4 แรงดันอ้างอิงของงานวิจัยที่ได้ศึกษามีความผิดพลาดค่อนข้างสูงและไม่สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ในย่านกว้างเมื่อมีเอาต์พุตเป็นอุปกรณ์แอกตีฟ [10, 18]



## บทที่ 3

### วิธีดำเนินการวิจัย

งานวิจัยบทนี้เป็นคำแนะนำเสนอแนวคิด ขั้นตอนวิธีสำหรับการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสเพียงอย่างเดียวเพื่อให้กำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีความคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรและขบวนการผลิตชิป ซึ่งสามารถทำงานได้ในระดับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ต่ำ มีกำลังไฟสูญเสียน้อย ใช้อุปกรณ์จำนวนไม่มากและวงจรทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรเริ่มการทำงานจากภายนอก โดยมีขั้นตอนดำเนินการวิจัยตามรายละเอียดดังต่อไปนี้

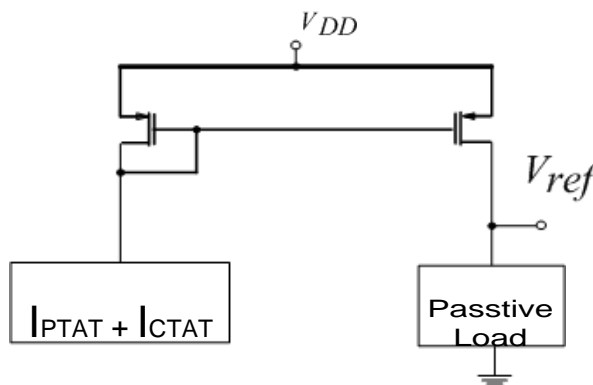
- 3.1 แนวคิดสำหรับการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส
- 3.2 หลักการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส
- 3.3 การออกแบบและการวิเคราะห์วงจรอ้างอิงแรงดัน
- 3.4 การวัดและทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่ออกแบบ
- 3.5 สรุปวิธีดำเนินการวิจัย

#### 3.1 แนวคิดสำหรับการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

จากการศึกษางานวิจัยต่าง ๆ ในอดีตที่ได้ดังกล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา โครงการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสนั้นมีการออกแบบที่คล้าย ๆ กัน คือ มีวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ (Proportional to absolute temperature หรือ PTAT) และวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ (Complimentary to absolute temperature หรือ CTAT) เป็นพื้นฐาน โดยวงจรทั้งสองนี้จะมีการออกแบบให้ทำงานเป็นแบบแยกส่วนกัน รวมถึงการออกแบบนั้นได้มีวงจรเริ่มทำงานเพิ่มขึ้นเพื่อกำหนดจุดเริ่มทำงานให้กับวงจรซึ่งอาจจะมีเพียงวงจรเดียวหรือมีสองวงจรเพื่อเริ่มต้นทำงานให้กับวงจรกำเนิดกระแสทั้งสองที่แยกกัน ในส่วนการกำเนิดแรงดันอ้างอิงนั้นมีทั้งเป็นแพชซีฟโพลที่ใช้ความต้านทานหรือเป็นแอกทีฟโพลที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ ด้วยวิธีการของการออกแบบให้มีวงจรกำเนิดกระแสแยกส่วนพร้อมทั้งมีวงจรเริ่มต้นทำงานเป็นผลให้วงจรที่ออกแบบใช้อุปกรณ์จำนวนมาก วงจรมีความซับซ้อน ใช้กำลังสูญเสียที่มากและมีต้นทุนการผลิตที่สูงขึ้น

ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรอ้างอิงแบบซีมอสในแนวคิดใหม่เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวทั้งหมดนี้ โดยได้รวมเอาแหล่งกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบกับอุณหภูมิมาไว้ในส่วนเดียวกัน และสำหรับส่วนของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงนั้นได้เลือกเป็นแบบแพชซีฟโพลเนื่องจากว่าสามารถปรับค่าแรงดันได้ในย่านกว้างและให้ค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์ได้ โดยแสดงเป็นโครงสร้างการออกแบบของงานวิจัยได้ตามภาพประกอบ 3.1





ภาพประกอบ 3.1 แนวคิดสำหรับการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

ตามโครงสร้างจากภาพประกอบ 3.1 เป็นแนวคิดสำหรับงานวิจัยนี้เพื่อการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันเป็นแบบซีมอสทั้งหมดปราศจากอุปกรณ์ไบโพล่าทรานซิสเตอร์ จากโครงสร้างประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ ส่วนที่หนึ่งเป็นส่วนที่ประกอบด้วยวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ และวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิที่รวมอยู่ในส่วนเดียวกันซึ่งเป็นผลทำให้วงจรมีอุปกรณ์ไม่มากรวมทั้งไม่จำเป็นต้องมีวงจรเริ่มทำงาน ส่วนที่สองคือวงจรรวมกระแสและสะท้อนกระแส (Summing and Mirror current) และส่วนที่สามเป็นวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงโดยอาศัยกระแสอ้างอิงที่มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิซึ่งได้สะท้อนมาจากวงจรรวมกระแสเพื่อให้งำเนิดแรงดันอ้างอิงที่ส่วนเอาต์พุตซึ่งเป็นแพชซีฟโพลด

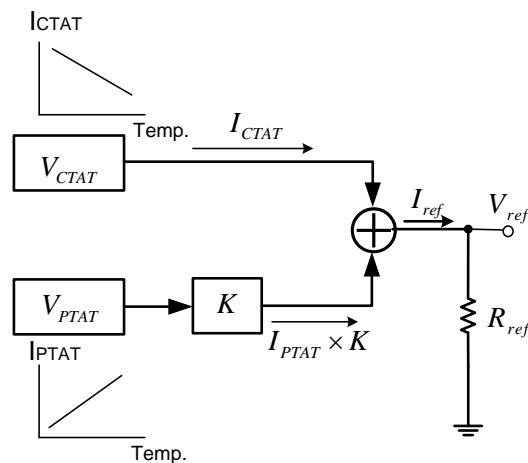
### 3.2 หลักการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

ในการออกแบบและพัฒนาวงจรอ้างอิงแรงดันโดยทั่วไปนั้นประกอบด้วยโครงสร้างพื้นฐานหลักที่สามารถพิจารณาได้ดังภาพประกอบ 3.2 ที่ประกอบด้วย 4 ส่วนหลักด้วยกัน คือ

- ส่วนที่ 1 คือ วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ ( $I_{CTAT}$ )
- ส่วนที่ 2 คือ วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ ( $I_{PTAT}$ )
- ส่วนที่ 3 คือ วงจรรวมกระแสและสะท้อนกระแส (Summing and Mirror Current)
- ส่วนที่ 4 คือ วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง (Voltage Reference)

โดยวงจรส่วนที่ 1 ให้การกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ ส่วนที่ 2 ให้การกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกกับอุณหภูมิ วงจรส่วนที่ 3 ทำหน้าที่รวมกระแสจากส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 ซึ่งจะได้กระแสค่าคงที่ต่ออุณหภูมิและสะท้อนไปยังส่วนที่ 4 ถัดไปเพื่อกำเนิดแรงดันอ้างอิงของวงจร





ภาพประกอบ 3.2 หลักการของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบพื้นฐาน [6]

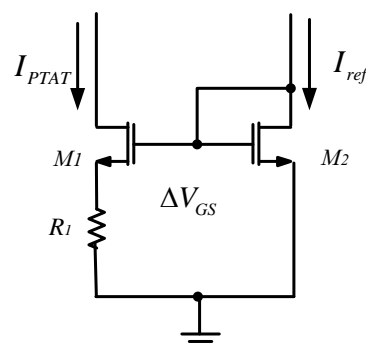
วงจรส่วนที่ 4 ให้การกำเนิดแรงดันไฟอ้างอิงที่เอาต์พุตที่มีค่าสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นศูนย์ ตามนิยามที่สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.1 หรือแรงดันอ้างอิงที่ได้รับจากวงจรมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และในการกำเนิดแรงดันอ้างอิงด้วยวิธีการนี้เรียกว่า วงจรอ้างอิงแรงดัน (Voltage Reference Circuit) [41]

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0 \quad 3.1$$

### 3.3 การออกแบบและการวิเคราะห์วงจรอ้างอิงแรงดัน

#### 3.3.1 การออกแบบและวิเคราะห์การกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวก (PTAT)

การกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิหรือ  $V_{PTAT}$  นั้นอาศัยหลักการหาผลต่างของแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตกับขาซอร์สระหว่างมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_I$  หรือ  $\Delta V_{GS}$  ดังแสดงในภาพประกอบ 3.3



ภาพประกอบ 3.3 วงจรกำเนิดแรงดัน  $V_{PTAT}$  ด้วยมอสทรานซิสเตอร์



มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$ ,  $M_2$  และความต้านทาน  $R_I$  ทำหน้าที่กำเนิดกระแส  $I_{PTAT}$  ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  ถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงใต้ขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์ โดยกำหนดมีเงื่อนไขแสดงได้ดังสมการที่ 3.2

$$V_{GS_{M3}} < V_{TH} \quad 3.2$$

โดยที่  $V_{TH}$  คือ แรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Voltage) ของมอสทรานซิสเตอร์ และจากวงจรตามภาพประกอบ 3.3 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมขาเกตและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$ ,  $M_2$  และความต้านทาน  $R_I$  ได้เป็นสมการที่ 3.3

$$V_{GS_{M2}} = V_{GS_{M1}} + V_{R1} \quad 3.3$$

โดยที่แรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_2$  นั้นได้จาก

$$V_{GS_{M1}} = nV_T \ln\left(\frac{I_{ds1} \cdot L_1}{I_t \cdot W_1}\right) + V_{TH} \quad 3.4$$

$$V_{GS_{M2}} = nV_T \ln\left(\frac{I_{ds2} \cdot L_2}{I_t \cdot W_2}\right) + V_{TH} \quad 3.5$$

เมื่อ

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad 3.6$$

โดยที่  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (Thermal voltage)

$k$  คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/°K

$q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19}$  C

$T$  คือ อุณหภูมิทดสอบ (°K)

$n$  คือ Slope Factor ใน Pspice กำหนดให้มีค่าอยู่ระหว่าง 1.5 ถึง 2





จากสมการที่ 3.3 แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_1$  จะได้จากความแตกต่างทางแรงดันขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ระหว่าง  $M_1$  และ  $M_2$  ได้ดังสมการที่ 3.7

$$V_{R1} = V_{gsM2} - V_{gsM1} \quad 3.7$$

นำสมการที่ 3.4 และ 3.5 แทนในสมการที่ 3.7 นั่นคือจะได้เป็นสมการที่ 3.8 ดังนี้

$$V_{R1} = nV_T \ln \frac{I_{D2}}{I_{I2}} - nV_T \ln \frac{I_{D1}}{mI_{I1}} \quad 3.8$$

ทำการลดรูปสมการที่ 3.8 ใหม่จะได้

$$V_{R1} = nV_T \ln \frac{mI_{D2}}{I_{D1}} \quad 3.9$$

สมการที่ 3.9 ทำจัดรูปสมการสำหรับ  $V_{R1}$  ใหม่จะได้เป็น

$$V_{R1} = nV_T \ln(M) \quad 3.10$$

โดยที่  $M$  คือ อัตราส่วนของมอสทรานซิสเตอร์ (Aspect ratio) ระหว่าง  $M_1$  และ  $M_2$  ในวงจรที่ต้องกำหนดให้เพื่อควบคุมอัตรากระแสระหว่างมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อม  $R_1$  จะมีค่าแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกกับอุณหภูมิ

ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน  $R_1$  นั้น สามารถวิเคราะห์หาได้ด้วยความสัมพันธ์ในสมการที่ 3.11 ซึ่งก็คือกระแส  $I_{PTAT}$  ซึ่งจะได้

$$I_{PTAT} = I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R1} \quad 3.11$$

และจากสมการที่ 3.10 และ 3.11 จะได้หากระแส  $I_{PTAT}$  ดังนี้

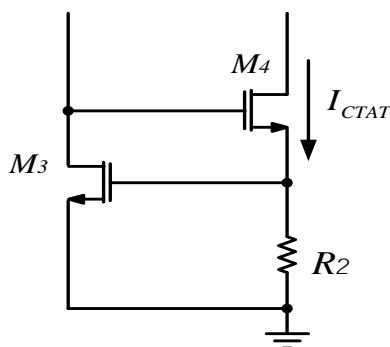
$$I_{PTAT} = \frac{\eta V_T \ln(M)}{R1} \quad 3.12$$

จากสมการ 3.12 นี้ กระแส  $I_{PTAT}$  จะมีค่าสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมินั้นคือมีค่าเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้น



### 3.3.2 การออกแบบและวิเคราะห์การกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบ (CTAT)

การกำเนิดแรงดัน CTAT เกิดจากแรงดันตกคร่อมขาเกตและซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ของ มอสทรานซิสเตอร์ที่ถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงได้ขีดเริ่มเปลี่ยน ซึ่งสามารถกำเนิดกระแสได้โดยอาศัย แหล่งจ่ายกระแสคงที่ ดังภาพประกอบ 3.4 โดยแรงดัน  $V_{GS}$  ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  นี้จะมี สัมประสิทธิ์มีค่าเป็นลบต่ออุณหภูมิหรือมีค่าสัมประสิทธิ์ลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้น



ภาพประกอบ 3.4 วงจรกำเนิดแรงดัน  $V_{CTAT}$  ด้วยมอสทรานซิสเตอร์

ในส่วนวงจรกำเนิดกระแส  $I_{CTAT}$  ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$ ,  $M_4$  และ ความต้านทาน  $R_2$  โดยที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  นั้นทำงานในช่วงได้ขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์ และมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  ซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงการอิ่มตัว ทำหน้าที่ป้อนกระแสผ่าน  $R_2$  เพื่อควบคุมแรงดันให้แก่ขาเกตและซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  นั่นคือ

$$V_{GS_{M_3}} = nV_T \ln\left(\frac{I_{ds3}L_3}{I_t \cdot W_3}\right) + V_{TH} \quad 3.13$$

โดยที่  $W$  คือ ค่าความกว้างของมอสทรานซิสเตอร์ ( $\mu\text{m}$ )

$L$  คือ ค่าความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ ( $\mu\text{m}$ )

$I_t$  คือ กระแสอิ่มตัวของมอสทรานซิสเตอร์ (Thermal voltage) ซึ่งมีสมการเป็น

$$I_t = 2nm_n C_{ox} \left(\frac{kT}{q}\right)^2 \quad 3.14$$



$I_{ds3}$  คือ กระแสที่ไหลผ่านระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  ซึ่งมีสมการ คือ

$$I_{ds3} = I_t \frac{W_3}{L_3} e^{\left( \frac{q(V_{gsM3} - V_{TH})}{nkT} \right)} \quad 3.15$$

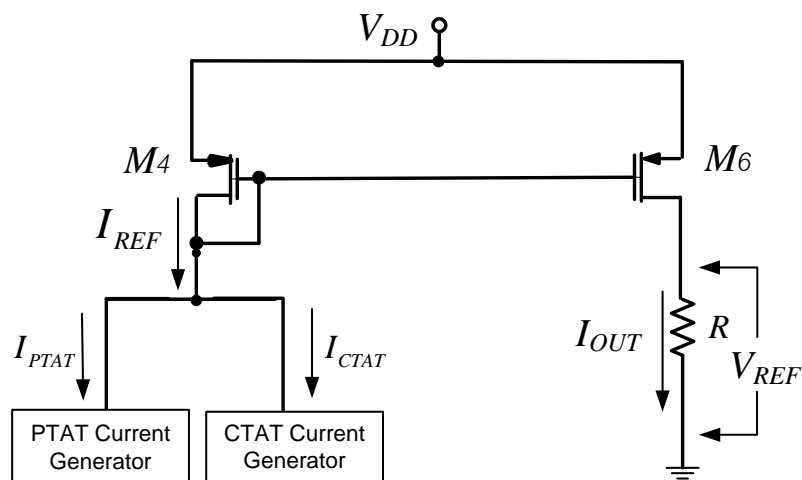
ดังนั้น สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  ได้ดังนี้

$$I_{CTAT} = \frac{V_{GSM3}}{R_2} = \frac{1}{R_2} \left( nV_T \ln \left( \frac{I_{ds3} \cdot L_3}{I_t \cdot W_3} \right) + V_{TH} \right) \quad 3.16$$

จากสมการที่ 3.16 ค่าที่อยู่ในส่วนของ  $\ln$  ของพจน์แรกนั้นมีค่าน้อยกว่า 1 และให้ค่าเป็นลบ และพจน์ที่สองนั้นแรงดัน  $V_{TH}$  ยังมีค่าเป็นลบกับอุณหภูมิที่จะทำให้กระแสเดรนของทรานซิสเตอร์  $M_3$  มีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้นซึ่งเรียกว่ากระแส  $I_{CTAT}$

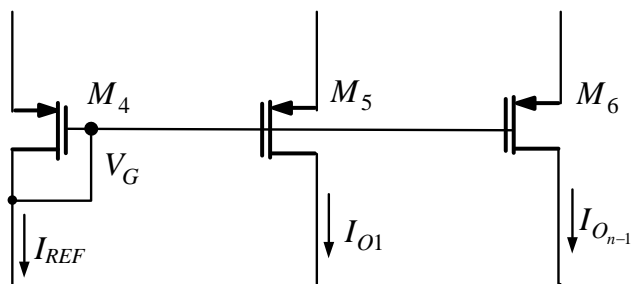
### 3.3.3 วงจรรวมกระแสและสะท้อนกระแส (Summing and Current mirror)

กระแสอ้างอิง (Current reference) เป็นกระแสที่มีค่าคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ซึ่งเกิดจากผลรวมของกระแส  $I_{PTAT}$  และ  $I_{CTAT}$  หลังจากนั้นกระแสอ้างอิงนี้จะถูกสะท้อนจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  ไปยังมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิงที่มีค่าคงต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ดังภาพประกอบ 3.5



ภาพประกอบ 3.5 วงจรรวมกระแสและสะท้อนกระแส

จากภาพประกอบ 3.5 มอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  ทำการรวมกระแส คือรวมกระแส  $I_{PTAT}$  และกระแส  $I_{CTAT}$  ซึ่งเป็นการกำเนิดกระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ที่มีความคงที่ต่ออุณหภูมิและกระแสนี้จะสะท้อนไปยังมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  ซึ่งเป็นกระแสเอาต์พุต ( $I_{OUT}$ )



ภาพประกอบ 3.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุด [38]

สำหรับวงจรสะท้อนกระแสแบบหลายจุดแสดงดังภาพประกอบ 3.6 นั้นให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมมาตรกันแล้วจะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก  $I_{OUT}$  กับกระแสจุดเข้า  $I_{REF}$  ซึ่งจะได้ดังนี้

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \frac{W_n L_1}{L_n W_1} \quad 3.17$$

เมื่อ  $n$  คือลำดับจุดออกของกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ลำดับที่  $n$  และกระแส ณ จุดออกของมอสทรานซิสเตอร์ที่ได้ขึ้นดังสมการที่ 3.18

$$I_{OUT} = I_{REF} \frac{W_n L_1}{L_n W_1} \quad 3.18$$

จากวงจรในภาพประกอบ 3.5 การรวมกระแส  $I_{PTAT}$  และกระแส  $I_{CTAT}$  ทำให้ได้เป็นกระแสอ้างอิง  $I_{REF}$  ดังนี้

$$I_{REF} = I_{PTAT} + I_{CTAT} \quad 3.19$$

เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมมาตรกันทำกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัว ทำให้ได้กระแสมีค่าเท่ากัน ดังนั้น



$$I_{OUT} = I_{REF} \quad 3.20$$

แทนสมการที่ 3.19 ลงในสมการที่ 3.20 นั่นคือ

$$I_{OUT} = I_{PTAT} + I_{CTAT} \quad 3.21$$

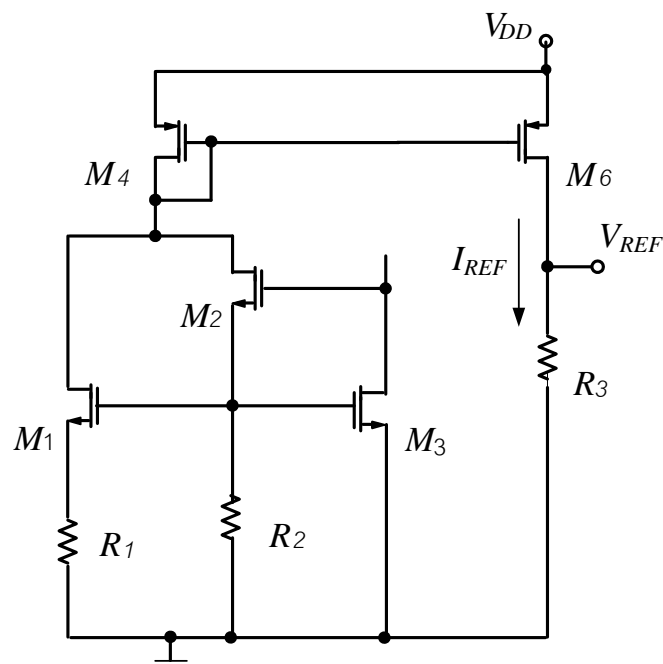
ซึ่งกระแสอ้างอิงที่ได้นี้จะทำให้เกิดการชดเชยทางด้านอุณหภูมิอย่างเหมาะสมหรือมีค่าที่คงที่ต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง

### 3.3.4 การกำเนิดแรงดันอ้างอิงของวงจรถ่าย (V<sub>REF</sub>)

เนื่องจากกระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ที่ได้จากมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  นั้นจะถูกสะท้อนมาที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  และเนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมมาตรทำให้กระแสที่ไหลผ่าน  $M_6$  มีขนาดเท่ากับกระแสอ้างอิงที่ได้จาก  $M_4$  จากภาพประกอบ 3.7 เมื่อนำสมการที่ 3.12 ซึ่งเป็นสมการ  $I_{PTAT}$  และสมการที่ 3.16 ซึ่งเป็นสมการ  $I_{CTAT}$  มาแทนลงในสมการที่ 3.21 จะได้ดังสมการที่ 3.22

$$I_{REF} = \frac{1}{R_1} nV_T \ln(M) + \frac{1}{R_2} \left( nV_T \ln\left(\frac{I_{ds3}L_3}{I_t.W_3}\right) + V_{TH} \right) \quad 3.22$$

กระแสอ้างอิงที่ได้นี้เมื่อถูกสะท้อนมายังมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  ซึ่งเป็นกระแส  $I_{OUT}$  ของวงจรถ่ายซึ่งจะเป็นกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  ของวงจรถ่ายนี้



ภาพประกอบ 3.7 วงจรถ่ายกำเนิดแรงดันอ้างอิง



จากวงจรในภาพประกอบ 3.7 เมื่อกระแสอ้างอิงที่มีค่าเท่ากับ  $I_{OUT}$  นี้ที่ไหลผ่าน  $M_6$  และไหลผ่านความต้านทาน  $R_3$  จะทำให้เกิดแรงดันอ้างอิง ( $V_{REF}$ ) ของวงจรที่ตกรวมความต้านทาน ดังนั้น แรงดันอ้างอิงที่ได้รับจากวงจร ดังสมการที่ 3.23

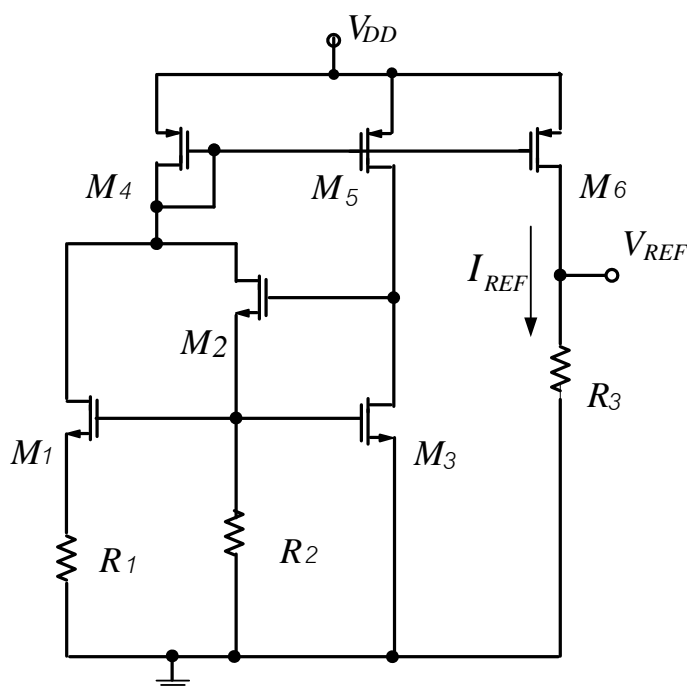
$$V_{REF} = I_{REF}R_3 \quad 3.23$$

สำหรับแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตของวงจรมันยังสามารถปรับเป็นระดับใด ๆ ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน  $R_3$  ตามความเหมาะสม

### 3.3.5 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสของงานวิจัย

จากหลักการออกแบบวงจรเพื่อให้เกิดการกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบและเป็นบวกกับอุณหภูมิในข้อที่ผ่านมา จึงได้นำหลักการแนวคิดทั้งหมดเพื่อนำมาออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส โดยวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสของงานวิจัยนี้แสดงได้ดังภาพประกอบ 3.8 จะเห็นได้ว่านี้วงจรประกอบด้วย 4 ส่วนหลักที่สำคัญ คือ ส่วนแรกวงจรถูกกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบกับอุณหภูมิ (CTAT) ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_2, M_3$  และความต้านทาน  $R_2$  โดยที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัวและไบแอสให้แก่มอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  ทำงานในช่วงไต่ขีดเริ่มเปลี่ยน ส่วนที่สองเป็นวงจรถูกกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์ที่เป็นบวกกับอุณหภูมิ (PTAT) ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_1, M_3$  และความต้านทาน  $R_1$  โดยที่  $M_1$  และ  $M_3$  ทำงานในช่วงไต่ขีดเริ่มเปลี่ยนทั้งคู่และทั้งสองวงจรมันได้ออกแบบให้อยู่ในส่วนเดียวกัน ส่วนที่สามคือ วงจรรวมกระแสและสะท้อนกระแสประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์  $M_4, M_5$  และ  $M_6$  โดยมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  จะทำการรวมกระแสจากแหล่งกำเนิดทั้งสองดังกล่าวเพื่อสร้างเป็นกำเนิดกระแสอ้างอิงและทำการสะท้อนไปยังมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  โดยกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมมาตรกันหมดเพื่อให้กระแสออกมีค่าเท่ากัน และส่วนที่สี่คือวงจรถูกกำเนิดแรงดันอ้างอิง โดยอาศัยกระแสจากการสะท้อนมาจาก  $M_4$  มายังมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  กระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  นี้จะไหลผ่านความต้านทาน  $R_3$  ต่อไปเพื่อกำเนิดแรงดันซึ่งเป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรหรือแรงดันอ้างอิง (Reference voltage) ของวงจรที่มีความคงที่ต่ออุณหภูมิ แรงดันแหล่งจ่ายและกระบวนการผลิตชิป





ภาพประกอบ 3.8 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสของงานวิจัยที่ออกแบบ

### 3.4 การวัดและทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรที่ออกแบบ

เครื่องมือสำหรับการประเมินหาประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดันที่สำคัญโดยทั่วไปแล้วจะประกอบด้วย เครื่องมือการวัดหาค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิต่อแรงดันเอาต์พุต (Temperature Coefficient) การวัดหาค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากแรงดันไฟเลี้ยงมีการเปลี่ยนแปลง (Line Regulation/Line Sensitivity) การวัดหาค่ากำลังสูญเสียภายในวงจร (Power Consumption) ตลอดจนวิเคราะห์ถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นของวงจรเมื่ออุปกรณ์เกิดความคลาดเคลื่อนเนื่องจากสภาวะที่เกิดจากกระบวนการผลิต (Process Variations) อายุการใช้งาน หรือจากสภาพแวดล้อมภายนอกที่เปลี่ยนแปลงต่าง ๆ

#### 3.4.1 การหาค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิต่อแรงดันอ้างอิง (Temperature Coefficient (TC))

การหาค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตของวงจรที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุดตลอดช่วงย่านอุณหภูมิของการทดสอบ มีค่าหน่วยที่คำนวณได้เป็น Part Per Million / $^{\circ}\text{C}$  (ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ) และสามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ 3.22 [36]

$$TC = \frac{1}{V_{atroomtemp}} \left[ \frac{V_{\max} - V_{\min}}{T_{\max} - T_{\min}} \right] \cdot 10^6 \quad 3.24$$



โดยที่	$V_{atroomtemp}$	คือ แรงดันอ้างอิง ณ อุณหภูมิห้อง (Volt)
	$V_{max}$	คือ แรงดันอ้างอิงที่มีค่ามากที่สุด ณ ช่วงอุณหภูมิทดสอบ (V)
	$V_{min}$	คือ แรงดันอ้างอิงที่มีค่าต่ำสุด ณ ช่วงอุณหภูมิทดสอบ (V)
	$T_{max}$	คือ ช่วงอุณหภูมิสูงสุดสำหรับทดสอบวงจร ( $^{\circ}\text{C}$ )
	$T_{min}$	คือ ช่วงอุณหภูมิต่ำสุดสำหรับทดสอบวงจร ( $^{\circ}\text{C}$ )

โดยปกติแล้วค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของแรงดันอ้างอิงที่ได้นั้นจะต้องอยู่ในช่วงระหว่าง 20 ถึง 100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  [41]

#### 3.4.2 การหาค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยง (Line Regulation/Line Sensitivity)

การวัดหาค่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่ายแรงดันนั้นจะเกิดขึ้นเมื่อต้องการทดสอบว่าวงจรมีผลกระทบจากแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับวงจรมากน้อยเพียงใด ซึ่งค่าแรงดันอ้างอิงต้องคงที่หรือเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเพื่อแสดงว่ามีเสถียรภาพที่ดี การคำนวณหาค่าแรงดันจากสมการที่ 3.23 [36]

$$\text{Line regulation} = \frac{1}{V_{atroomtemp}} \left[ \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{DD(max)} - V_{DD(min)}} \right] \quad 3.25$$

โดยที่	$V_{atroomtemp}$	คือ แรงดันอ้างอิงของวงจรที่แรงดันปกติ ณ อุณหภูมิห้อง (Volt)
	$V_{max}$	คือ แรงดันอ้างอิงที่มีค่ามากที่สุดสำหรับการทดสอบ (V)
	$V_{min}$	คือ แรงดันอ้างอิงที่มีค่าต่ำสุดสำหรับการทดสอบ (V)
	$V_{DD(max)}$	คือ แรงดันไฟเลี้ยงที่มีค่ามากที่สุดสำหรับการทดสอบ (V)
	$V_{DD(min)}$	คือ แรงดันไฟเลี้ยงที่มีค่าต่ำสุดสำหรับการทดสอบ (V)

แรงดันอ้างอิงที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงนี้จะมีค่าน้อยมาก เพื่อแสดงว่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีผลกระทบจากแรงดันไฟเลี้ยงที่เกิดขึ้นเพียงเล็กน้อย ค่าที่วัดได้จะมีค่าเป็น mV/V

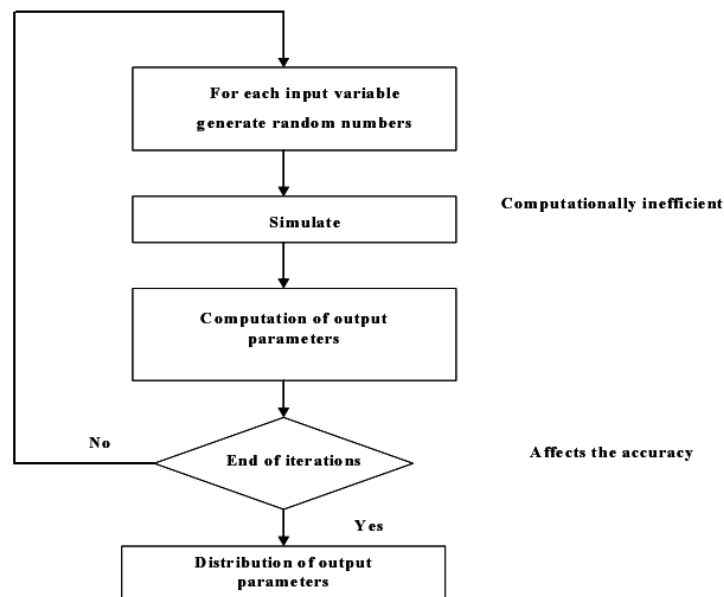
#### 3.4.3 การหาค่าแรงดันอ้างอิงจากสภาวะที่อุปกรณ์เปลี่ยนแปลงค่า (Process variations)

การหาค่าหรือการประมาณการหาค่าจากพฤติกรรมของระบบหรือวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงหรืออุปกรณ์เกิดความคลาดเคลื่อน ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนมักเกิดจากกระบวนการผลิต (Process) อายุการใช้งาน หรือสภาวะแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง โดยใช้ระดับการความคลาดเคลื่อนทดสอบว่ามีอยู่ในช่วงค่าเฉลี่ยเหมาะสมในขั้นตอนเพื่อใช้ในการสุ่มตัวเลขผ่านการจำลองระบบ (Simulation System)





เครื่องมือสำหรับการทดสอบเพื่อหาสถานะการเปลี่ยนแปลงของระบบซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงไปจากค่าปกติ คือเทคนิควิธีมอนเตคาร์โล (MC) สำหรับการทดสอบนั้นต้องกำหนดค่าขอบเขตของการคลาดเคลื่อนค่าอุปกรณ์ของวงจร ซึ่งหากกำหนดไม่เหมาะสมจะส่งผลต่อการใช้เวลามากในการวิเคราะห์ โดยการทดสอบด้วยวิธีมอนเตคาร์โลจะสุ่มค่าเพื่อป้อนให้แก่ระบบภายใต้ขอบเขตที่กำหนด ซึ่งขั้นตอนเทคนิคของการจำลองวิธีมอนเตคาร์โลแสดงได้ตามภาพประกอบ 3.9



ภาพประกอบ 3.9 ขั้นตอนการจำลองด้วยเทคนิคมอนเตคาร์โล [37]

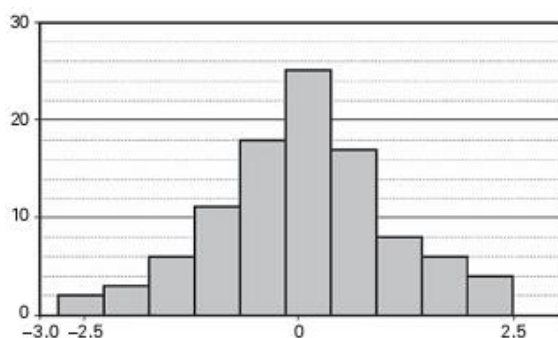
เทคนิคการจำลองแบบมอนเตคาร์โล ประกอบด้วยขั้นตอนการทำงาน ดังนี้

1. แต่ละตัวแปรอินพุตจะทำการสร้างจำนวนเลขแบบสุ่ม
2. ทำการจำลองระบบ (Simulate) ตามจำนวนครั้งที่กำหนด (N)
3. คำนวณพารามิเตอร์เอาต์พุต (Computation of output parameters)
4. การทดสอบสิ้นสุดตามจำนวนรอบที่กำหนด
5. แจกแจงค่าความน่าจะเป็นของพารามิเตอร์เอาต์พุต

การจำลองด้วยวิธีการมอนเตคาร์โลนี้ถึงแม้ว่าต้องการหาค่าผลลัพธ์ที่ได้มีความถูกต้องเป็นอย่างมาก แต่ด้วยวิธีการนี้มีการใช้เวลาในการคำนวณอย่างมากโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อตัวแปรอินพุตนั้นมีตัวเลขที่ขนาดใหญ่ที่ต้องมีความเกี่ยวข้องในการศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในสารกึ่งตัวนำนั้น อย่างไรก็ตามความถูกต้องจากการประมาณการของผลลัพธ์ที่ได้สามารถทำการส่งค่ากลับคืนเพื่อการเปรียบเทียบในช่วงเวลาของการคำนวณ



การจำลองระบบตามจำนวนครั้งที่กำหนด (ตามจำนวนรอบ  $N$  ที่กระทำซ้ำ) เป็นสิ่งที่มีความสำคัญเพื่อการอภิปรายผลในทางสถิติ ผลของการจำลองด้วยวิธีมอนเตคาร์โลนั้นค่าที่ได้เป็นค่าประมาณการของค่าจำนวนเฉลี่ย (Mean) และมาตรฐานการเบี่ยงเบน (Standard Deviations) ประสิทธิภาพของระบบ โดยแสดงผลของการจำลองได้ด้วยกราฟแบบฮิสโตแกรมตามภาพประกอบ 3.10



ภาพประกอบ 3.10 กราฟแบบฮิสโตแกรมแสดงผลการหาค่าเฉลี่ย (Mean) และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานด้วยเทคนิคมอนเตคาร์โล [37]

ผลการจำลองด้วยวิธีมอนเตคาร์โลที่แสดงด้วยกราฟฮิสโตแกรมนี้สามารถแสดงค่าได้ 2 จำนวน คือ [37]

1. ค่าเฉลี่ย (Mean value) เป็นค่าเฉลี่ยของข้อมูลจากการจำลองที่ให้ผลลัพธ์หรือเป็นค่าที่มีการแปรปรวนของผลลัพธ์ที่ต่ำสุด มีค่าในลักษณะรากที่สองของจำนวนรอบของการกระทำซ้ำ  $N$  จากการประมาณการในรอบการจำลองของระบบ

2. ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation ( $\sigma$ )) เป็นค่าวัดการกระจายที่สำคัญทางสถิติ สำหรับการจำลองมอนเตคาร์โลจะทำการวัดค่าที่เบี่ยงเบนจากค่ามาตรฐานของค่าเฉลี่ยที่เบี่ยงเบนไปจากการทดสอบตามจำนวนรอบของการคำนวณ

### 3.5 สรุปวิธีดำเนินการวิจัย

การออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซิมอสของงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอการออกแบบวงจรตามโครงสร้างซึ่งประกอบด้วยวงจรหลัก ๆ 3 ส่วน คือ 1. วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบ (CTAT) ต่ออุณหภูมิและวงจรถักกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวก (PTAT) ต่ออุณหภูมิ ซึ่งได้ออกแบบให้อยู่ในส่วนเดียวกัน 2. วงจรรวมกระแสและสะท้อนกระแส และ 3. วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง โดยการกำเนิดแรงดันอ้างอิงนั้นได้อาศัยกระแสที่เกิดจากการรวมกันของกระแสจากวงจรถักกำเนิดทั้งสองทำให้ได้กระแสที่มีค่าสัมประสิทธิ์คงที่ต่ออุณหภูมิและสะท้อนกระแสนี้ไปยังส่วนที่สาม เพื่อให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจร



การออกแบบวงจรนั้นได้ออกแบบให้วงจรกำเนิดกระแสที่เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมินั้นทำงานในบริเวณใต้ขีดเริ่มเปลี่ยน (Subthreshold Region) ของมอสทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้เพื่อให้วงจรทำงานได้โดยใช้กำลังงานที่ต่ำซึ่งเป็นที่ยอมรับในปัจจุบันนี้ สำหรับส่วนของวงจรถ่ายแรงดันอ้างอิงนั้นได้ใช้อุปกรณ์แพชซีฟ คือความต้านทาน ทั้งนี้เนื่องจากว่าเพื่อที่จะสามารถกำหนดระดับของแรงดันอ้างอิงที่ตามต้องการได้



## บทที่ 4

### ผลการวิเคราะห์ข้อมูล

การออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสสำหรับงานวิจัยนี้ซึ่งได้นำเสนอแล้วในบทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัยนั้น เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานของวงจรมีสมรรถนะที่สอดคล้องกับหลักทฤษฎี จึงต้องทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ออกแบบและแสดงผลการวิจัยที่ได้ทั้งหมดที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขตามวัตถุประสงค์ว่าวงจรให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีความคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยงและขบวนการผลิตวงจรรวมได้ตามขอบเขตที่กำหนด โดยผู้วิจัยได้แบ่งผลการวิจัย ดังนี้

- 4.1 สภาพแวดล้อมและเงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ
- 4.2 ผลการทดสอบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส
- 4.3 การทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส
- 4.4 การเริ่มทำงานของวงจรโดยปราศจากวงจรเริ่มทำงาน
- 4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดัน 0.5 $\mu$ m กับ 0.35 $\mu$ m
- 4.6 สรุปผลการวิเคราะห์ข้อมูล

#### 4.1 สภาพแวดล้อมและเงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ

##### 4.1.1 เทคโนโลยีสำหรับการทดสอบสมรรถนะของวงจร

การกำหนดสภาพแวดล้อมสำหรับการทดสอบวงจรอ้างอิงแรงดันที่นำเสนอขึ้น เพื่อทดสอบว่ามีสมรรถนะที่ให้ระดับแรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่เป็นอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจากภายนอก การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแรงดันไฟเลี้ยงและขบวนการผลิตชิปที่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนค่าอุปกรณ์ของวงจรไม่ถูกต้อง (Mismatches) ดังนั้น เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรมีสมรรถนะที่สอดคล้องกับหลักทฤษฎี จึงได้กำหนดสภาพแวดล้อมเพื่อทำการทดสอบหาสมรรถนะของวงจรที่ออกแบบ ดังนี้

##### 1) โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำหรับการทดสอบ

- 1.1) การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE
- 1.2) ซอฟต์แวร์ระบบปฏิบัติการ ไมโครซอฟต์วินโดวส์

##### 2) เทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์

แบบจำลองมาตรฐานเทคโนโลยีซีมอสของ EKV2.6 ขนาดความละเอียด 0.5 ไมครอน และ 0.35 ไมครอน

##### 3) เงื่อนไขประสิทธิภาพของวงจรที่ได้จากการทดสอบ

- 3.1) สามารถกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิที่ต่ำ



3.2 สามารถกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีการอัตราเปลี่ยนแปลงต่ำจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยง

3.3 มีสมรรถนะวงจรที่ดีต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ภายในวงจร

3.4 สามารถทำงานได้โดยไม่มีวงจรเริ่มการทำงานจากภายนอกมาประกอบเพิ่มเติม

#### 4.1.2 การกำหนดพารามิเตอร์ให้กับอุปกรณ์ของวงจรที่ออกแบบ

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจรที่ออกแบบจากวงจรที่สมบูรณ์ ดังภาพประกอบ 3.8 นั้นได้กำหนดค่าของขนาดความกว้าง (Width(W)) และความยาว (Length (L)) ของมอสทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในตาราง 4.1 ค่าความต้านทานของความต้านทานที่กำหนดให้มีค่าของแต่ละตัว คือ  $R_1 = 230k\Omega$   $R_2 = 1400k\Omega$   $R_3 = 552k\Omega$  และมีค่าอัตราส่วนความกว้างและความยาวของมอสทรานซิสเตอร์ (Aspect ratio) ของ  $M_1$  มีค่าเท่ากับ 13 ( $m = 13$ ) วงจรที่นำเสนอได้กำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_3$  ทำงานในช่วงได้ขีดเริ่มเปลี่ยนที่ระดับแรงดันแหล่งจ่ายวงจร 1.89V ซึ่งเป็นระดับแรงดันต่ำสุดที่วงจรสามารถทำงานได้ ส่วนมอสทรานซิสเตอร์ตัวอื่น ๆ นั้นทำงานในช่วงกระแสอิ่มตัว

ตาราง 4.1 ค่าขนาดความกว้างและความยาว W/L ของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	ค่าขนาดความกว้างและความยาว :W/L( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
$M_1$	50/5
$M_2$	5/5
$M_3$	50/5
$M_4$	5/5
$M_5$	5/5
$M_6$	5/5
$M_1 : M_3$	13 : 1

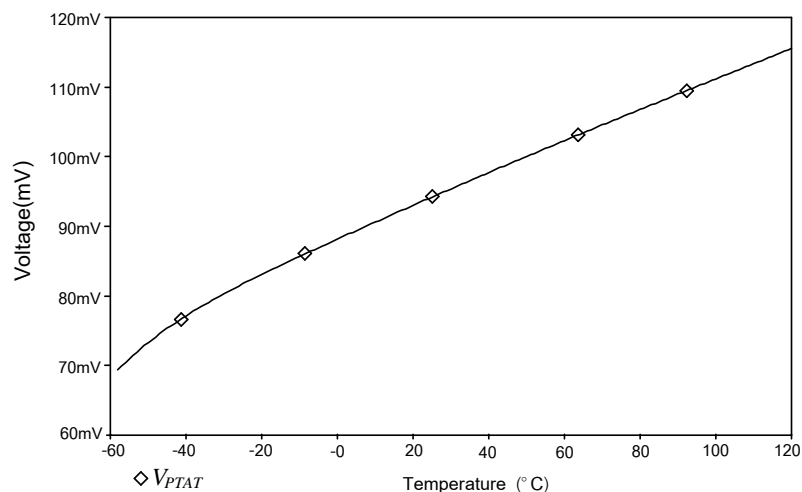
## 4.2 ผลการทดสอบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

### 4.2.1 ผลการกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวก ( $I_{PTAT}$ ) ของวงจร

จากที่กล่าวถึงแล้วในบทที่ 3 การสร้างกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมินั้น เกิดจากแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิหรือ  $V_{PTAT}$  โดยอาศัยหลักการหาผลต่างของแรงดันที่ตกคร่อมชาฮอร์สกับขาเกตระหว่างมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และ  $M_3$  เมื่อมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสอง

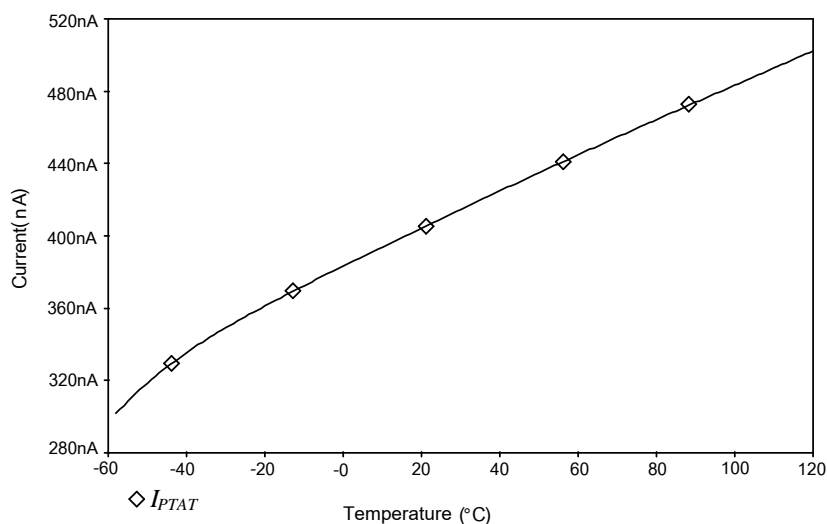


ทำงานในช่วงได้ขีดเริ่มเปลี่ยนซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_I$  ตามที่แสดงดัง  
 ในภาพประกอบ 3.3 และสมการที่ 3.10 แสดงถึงความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_I$   
 หรือ  $V_{PTAT}$  และการกำเนิดแรงดัน  $V_{PTAT}$  ของวงจรถูกแสดงได้ดังภาพประกอบ 4.1



ภาพประกอบ 4.1 แรงดัน  $V_{GS(M1)}$  หรือ  $V_{PTAT}$

ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน  $R_I$  หรือกระแส  $I_{PTAT}$  จะมีสัมประสิทธิ์เป็นบวก  
 ต่ออุณหภูมิ ดังความสัมพันธ์ในสมการที่ 3.12 และสามารถแสดงได้ตามภาพประกอบ 4.2

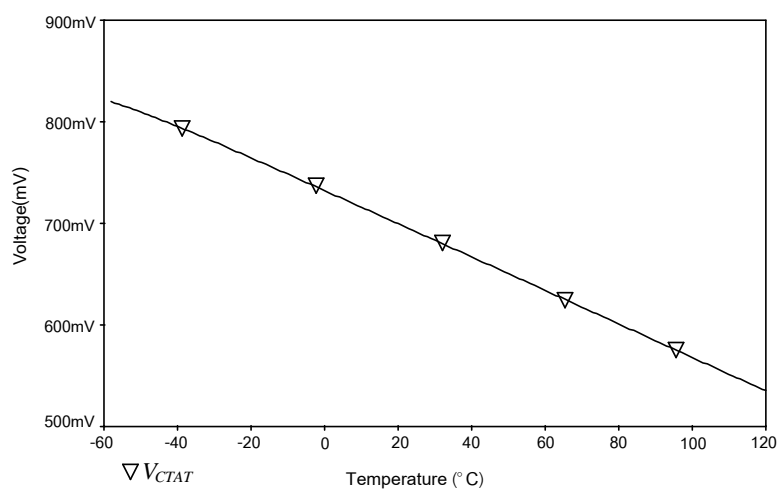


ภาพประกอบ 4.2 กระแส  $R_I$  หรือกระแส  $I_{PTAT}$



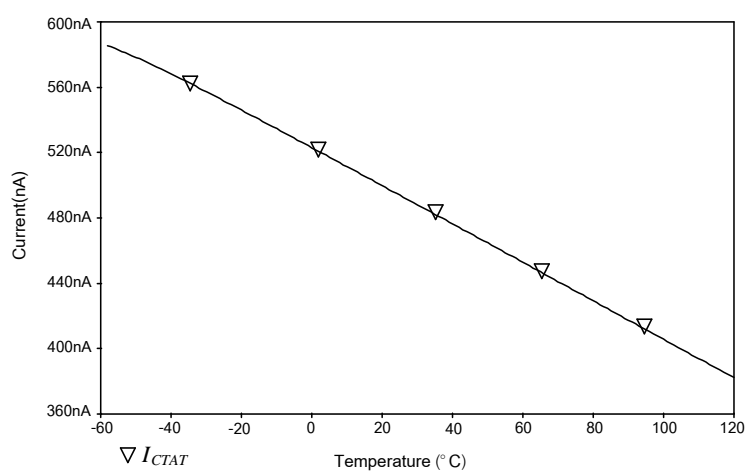
#### 4.2.2 ผลการกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบ ( $I_{CTAT}$ ) ของวงจร

การกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิหรือ  $V_{CTAT}$  สามารถหาได้จากผลจากแรงดันตกคร่อมขาเกตและซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วงใต้ขีดเริ่มเปลี่ยน ซึ่งสามารถกำเนิดกระแสได้โดยอาศัยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ดังภาพประกอบ 3.4 และสมการ 3.13 แสดงถึงความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน  $R_2$  หรือ  $V_{CTAT}$  และผลการกำเนิดแรงดัน  $V_{CTAT}$  สามารถแสดงได้ดังภาพประกอบ 4.3



ภาพประกอบ 4.3 แรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบกับอุณหภูมิ

ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน  $R_2$  หรือกระแส  $I_{CTAT}$  จะมีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ ดังความสัมพันธ์ในสมการที่ 3.16 และสามารถแสดงได้ตามภาพประกอบ 4.4

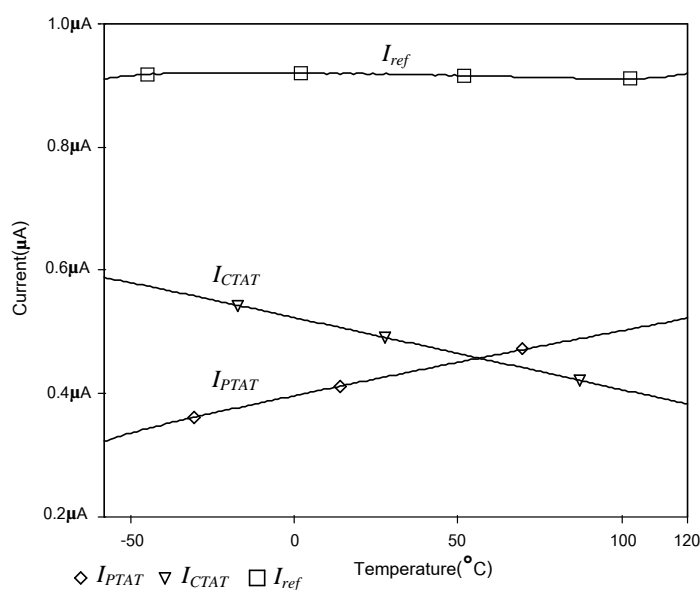


ภาพประกอบ 4.4 กระแส  $R_2$  หรือกระแส  $I_{CTAT}$



#### 4.2.3 ผลการกำเนิดกระแสอ้างอิง (Current reference) ของวงจรถ

กระแสอ้างอิง (Current reference) หรือ  $I_{REF}$  เกิดจากผลรวมของกระแส  $I_{PTAT}$  และ  $I_{CTAT}$  ทำให้มีค่าที่คงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ดังได้กล่าวในหัวข้อที่ 3.3.3 ตามภาพประกอบที่ 3.5 นั้นกระแสอ้างอิงนี้เกิดจากการรวมกระแส  $I_{PTAT}$  และ  $I_{CTAT}$  ที่มอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  ตามความสัมพันธ์ในสมการ 3.21 ดังนั้น ผลรวมกระแส  $I_{PTAT}$  และ  $I_{CTAT}$  สามารถแสดงได้ตามภาพประกอบ 4.5



ภาพประกอบ 4.5 ผลรวมของกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและลบต่ออุณหภูมิ

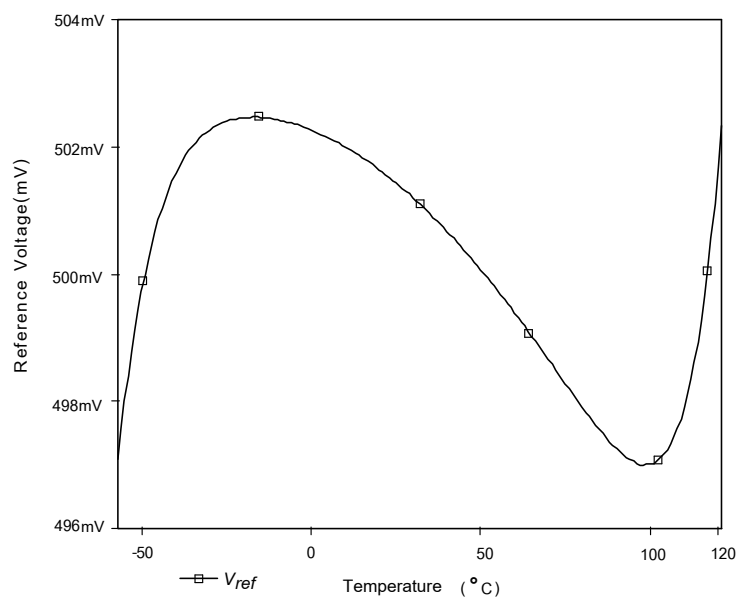
จากภาพประกอบ 4.5 กระแสอ้างอิงจะมีค่าคงที่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และจะถูกสะท้อนจาก  $M_4$  ไปยัง  $M_6$  เพื่อกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิ

#### 4.2.4 การกำเนิดแรงดันอ้างอิง (Voltage reference)

แรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตของวงจรถเกิดจากกระแสอ้างอิงที่สะท้อนมาจากมอสทรานซิสเตอร์  $M_4$  และกระแสจะไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_6$  แล้วไหลผ่านความต้านทาน  $R_3$  ทำให้เกิดแรงดันที่ตกคร่อมขึ้น ซึ่งสัมพันธ์กับสมการ 3.23 แรงดันอ้างอิงที่ได้จะมีค่าคงที่ต่ออุณหภูมิและแรงดันไฟเลี้ยงวงจรถพบว่าการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิในช่วงระหว่าง -58 ถึง 120 องศาเซลเซียส หลังจากวงจรถเริ่มต้นทำงานแล้วแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตของวงจรถมีค่า 500.1mV และค่าของแรงดันอ้างอิงของวงจรถที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิมิมีค่าหรือมีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ 61.19ppm/°C แสดงได้ตามภาพประกอบ 4.6

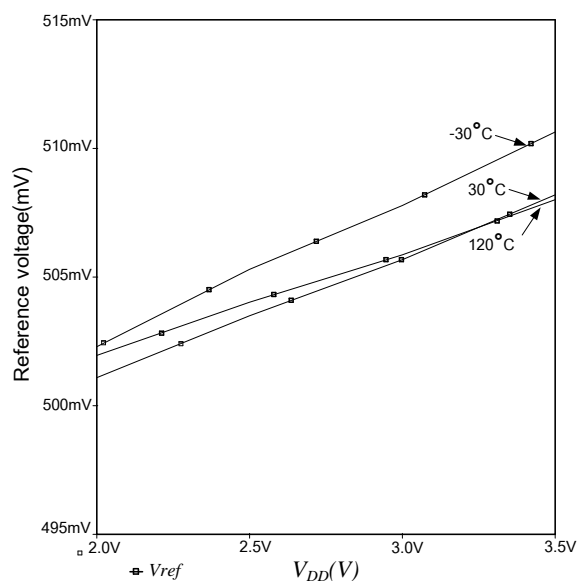






ภาพประกอบ 4.6 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง

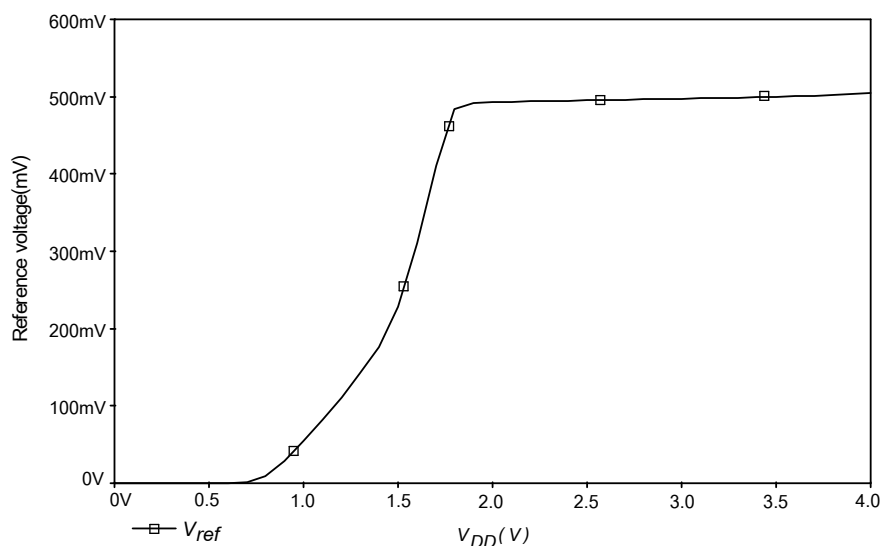
ภาพประกอบ 4.7 แสดงแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของอุณหภูมิที่ทดสอบที่แตกต่างกันจำนวน 3 ค่า คือ  $-30^{\circ}\text{C}$  ,  $30^{\circ}\text{C}$  และ  $120^{\circ}\text{C}$  และให้ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าคงที่  $2.0\text{V}$  พบว่าค่าของแรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรมีค่าคงที่ประมาณ  $500.1\text{mV}$  มีการเปลี่ยนแปลงเฉลี่ยค่า  $2.5\text{mV}$



ภาพประกอบ 4.7 แรงดันอ้างอิงเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงมีค่าคงที่ต่อค่าของอุณหภูมิตดสอบที่แตกต่างกัน



ภาพประกอบ 4.8 แสดงแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร พบว่าการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงจากช่วงระหว่าง 0 ถึง 4 โวลต์ ค่าของแรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรมีค่าคงที่ประมาณ 500mV และมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอ้างอิงเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลง (Line Regulation) มีค่า 0.01mV/V



ภาพประกอบ 4.8 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

### 4.3 การทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

#### 4.3.1 ประสิทธิภาพของวงจรกับการสิ้นเปลืองพลังงาน

ประสิทธิภาพของวงจรอ้างอิงแรงดันอีกประการหนึ่ง คือค่ากำลังสูญเสียของวงจรเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟของวงจรมีการเปลี่ยนแปลง ผลการวัดค่าหากำลังสูญเสียของวงจรที่น่าเสนอสำหรับงานวิจัยนี้สามารถหาได้จากช่วงที่วงจรเริ่มทำงานในระดับแรงดันแหล่งจ่ายมีค่าที่ต่ำสุด คือ 1.89 V ซึ่งจะมีกำลังสูญเสียต่ำสุด คือ 5.10 $\mu$ W และเมื่อทำการทดสอบการสูญเสียที่เกิดขึ้นต่อเนื่องจาก 1.90 V ถึง 2.20 V โดยให้แหล่งจ่ายแรงดันมีค่าเพิ่มขึ้นทีละช่วง ๆ ละ 0.05 V ผลของการเพิ่มขึ้นของแรงดันนี้ทำให้วงจรมีกำลังสูญเสียมากขึ้นเป็นช่วง ๆ เช่นกัน ซึ่งมีค่าเพิ่มมากขึ้นเป็นช่วงละ 0.14 $\mu$ W ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นตามด้วยโดยเพิ่มขึ้นอยู่ในระหว่าง 0.2mV ถึง 0.3mV ดังแสดงตามตาราง 4.2



ตาราง 4.2 กำลังสูญเสียของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟเลี้ยง

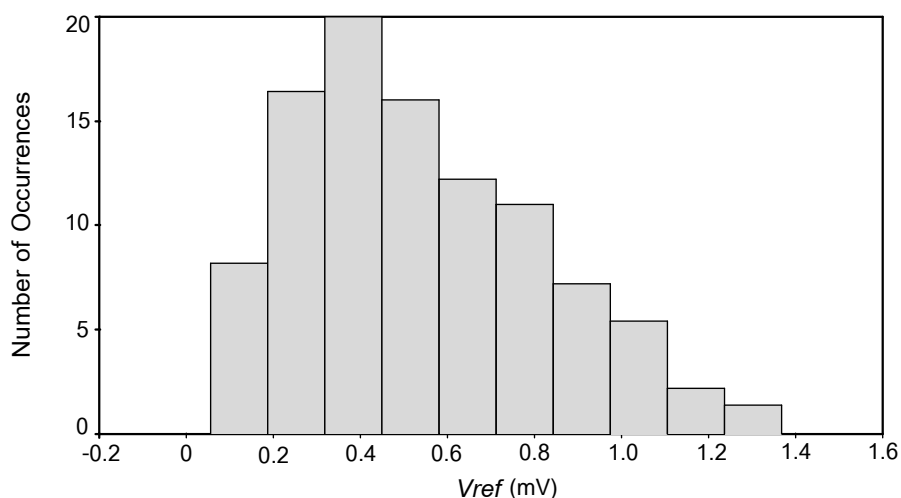
แรงดันไฟเลี้ยง (V)	แรงดันเอาต์พุต (mV)	กำลังสูญเสีย ( $\mu$ W)	การเพิ่มขึ้นของ กำลังสูญเสีย ( $\mu$ W)
1.89	499.2	5.10	
1.90	499.3	5.13	0.03
1.95	499.8	5.28	0.15
2.0	500.1	5.41	0.13
2.05	500.4	5.55	0.14
2.10	500.6	5.69	0.14
2.15	500.9	5.83	0.14
2.20	501.1	5.97	0.14

#### 4.3.2 ประสิทธิภาพของวงจรจากการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์

การประเมินหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่ออุปกรณ์มีการเปลี่ยนแปลงหรืออุปกรณ์เกิดความผิดพลาดโดยใช้ระดับการเบี่ยงเบนว่ามีที่อยู่ในช่วงค่าเฉลี่ยที่เหมาะสม

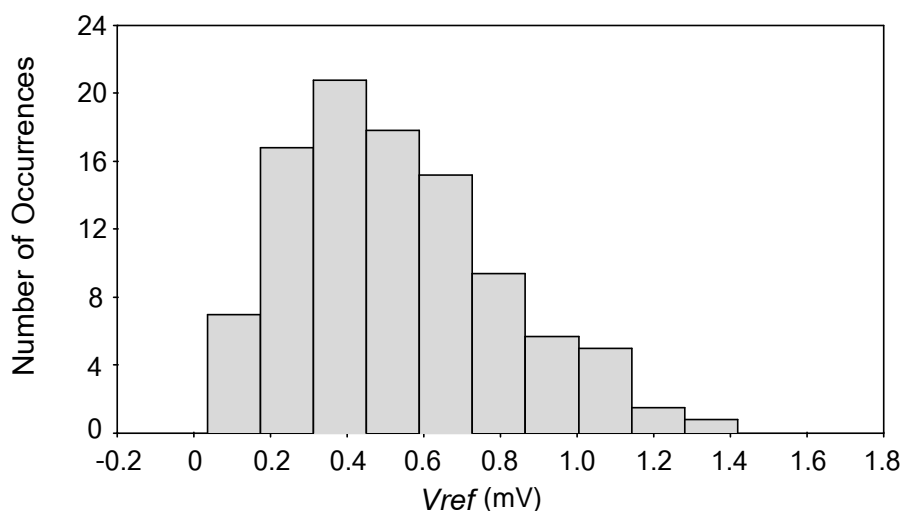
การจำลองด้วยเทคนิคมอนเตคาร์โล เป็นเครื่องการทดสอบวัดหาความความคาดเคลื่อนของวงจรด้วยการกำหนดค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนให้กับอุปกรณ์ ซึ่งได้มีการกำหนดให้มีค่าแรงดันขีดเริ่มของมอสทรานซิสเตอร์และความต้านทานทุกตัวในวงจรคลาดเคลื่อนไป 5 เปอร์เซ็นต์จากค่าปกติ เมื่อทำการทดสอบด้วยการกำหนดให้มีการคำนวณซ้ำด้วยจำนวนรอบ 500 ครั้ง (N) ผลปรากฏว่าวงจรกำเนิดค่าแรงดันอ้างอิงมีค่าเฉลี่ยหรือให้แรงดันเฉลี่ย (mean ( $\mu$ )) เท่ากับ 0.506673 V หรือ 506.67 mV และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน ( $\sigma$ ) เท่ากับ 0.145846 V ดังนั้น ค่าสัมประสิทธิ์การเบี่ยงเบน ( $\sigma/\mu$ ) มีค่าเท่ากับ 28.72 % แสดงดังภาพประกอบ 4.9





ภาพประกอบ 4.9 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ 5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการทดสอบด้วยจำนวนรอบ 500 ครั้ง

เมื่อทำการทดสอบด้วยการกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวมีความคลาดเคลื่อน 5 เปอร์เซ็นต์ เช่นเดิม การทดสอบกำหนดให้มีการคำนวณซ้ำด้วยจำนวนรอบ 1000 ครั้ง (N) ผลปรากฏว่าวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงมีค่าเฉลี่ยหรือให้แรงดันเฉลี่ย ( $\mu$ ) เท่ากับ 0.506573 V หรือ 506.573 mV และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน ( $\sigma$ ) เท่ากับ 0.144697 V หรือ 144.697 mV ดังนั้น ค่าสัมประสิทธิ์การเบี่ยงเบน ( $\sigma/\mu$ ) มีค่าเท่ากับ 28.56 % แสดงดังภาพประกอบ 4.10



ภาพประกอบ 4.10 แรงดันอ้างอิงเอาต์พุตของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ 5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการทดสอบด้วยจำนวน 1000 ครั้ง



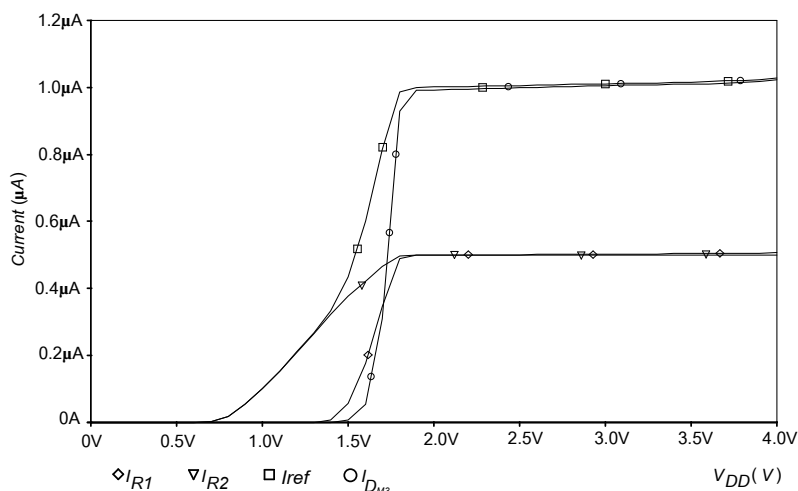
#### 4.4 การเริ่มทำงานของวงจรโดยปราศจากวงจรถูกเริ่มทำงาน

การเริ่มต้นการทำงานของวงจรเพื่อให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงนั้น วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงในอดีตโดยส่วนใหญ่ต้องการวงจรถูกเริ่มทำงานจากภายนอกเพื่อให้วงจรถูกเริ่มทำงานได้ด้วยการหลีกเลี่ยงไม่ให้วงจรถูกทำงานอยู่ในช่วงที่ไม่เสถียรภาพหรือช่วงที่วงจรถูกกำเนิดแรงดันที่ไม่ตรงกับช่วงตำแหน่งแรงดันที่ไม่ต้องการ (Undesired point)

สำหรับวงจรถูกงานวิจัยที่น่าเสนอนี้ เมื่อพิจารณาภาพประกอบ 4.11 แสดงถึงความสัมพันธ์ของแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรถูกและกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์สำหรับการเริ่มต้นการทำงานของวงจรถูกที่ออกแบบ เมื่อกำหนดให้วงจรถูกมีการทำงานในช่วงอุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส การทำงานของวงจรถูกจะเริ่มจากเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรถูก ( $V_{DD}$ ) มีค่าเพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่งแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  สูงพอที่จะทำให้ทำงานในย่านอิ่มตัว ซึ่งจะเริ่มทำงานได้ก่อนเสมอ ทำให้มีกระแสเดรน ( $I_D$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  นี้ไหลผ่านความต้านทาน  $R_2$  ซึ่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ความต้านทาน  $R_2$  ขึ้น แรงดันที่ตกคร่อมที่  $R_2$  นี้จะเป็นแรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  เช่นกัน มอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  ถูกกำหนดให้มีการทำงานในช่วงไต่ขีดเริ่มเปลี่ยนพอดี เนื่องจากว่ามอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  นี้ทำงานในช่วงไต่ขีดเริ่มเปลี่ยนซึ่งจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมที่ขาทั้งสองของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  นี้มีสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบกับอุณหภูมิเสมอ กระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน  $R_2$  จึงมีสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบต่ออุณหภูมิได้ สัมพันธ์ดังสมการ 3.16 และเป็นผลให้วงจรถูกเริ่มทำงานตามแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงนี้ได้ทุกครั้งได้โดยปราศจากวงจรถูกเริ่มทำงานจากภายนอกใด ๆ

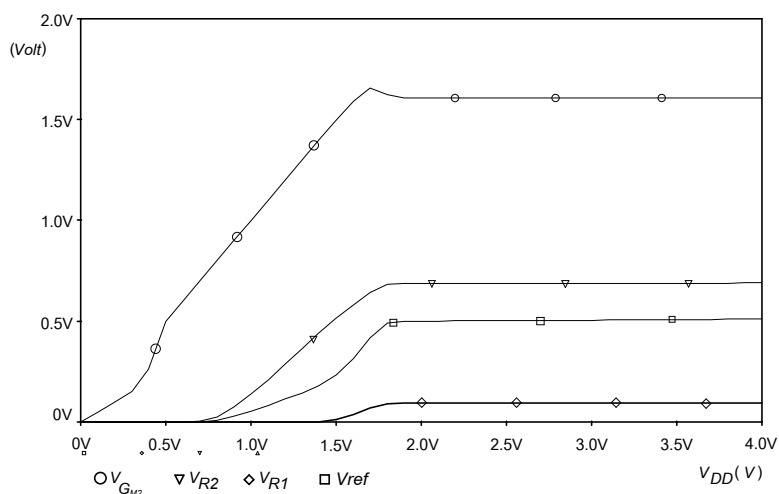
หลังจากนั้นวงจรถูกเริ่มให้การกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ เมื่อมีแรงดันผลต่างระหว่างแรงดันตกคร่อมขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  นี้กับแรงดันตกคร่อมขาเกตและขาซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  และความต้านทาน  $R_1$  เกิดขึ้น ซึ่งสัมพันธ์ดังสมการที่ 3.10 เป็นผลให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  ทำงานและมีกระแสเดรน ( $I_D$ ) ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  นี้มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ ดังสมการที่ 3.12 และกระแสทั้งสองดังกล่าวนี้จะถูกรวมกันเพื่อให้การกำเนิดกระแสอ้างอิงต่อไปดังสมการที่ 3.21





ภาพประกอบ 4.11 ความสัมพันธ์ของแรงดันแหล่งจ่ายและกระแสที่ไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์ของวงจร ณ อุณหภูมิทดสอบ 27°C

จากภาพประกอบ 4.11 จะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่งถึงประมาณ 0.8 โวลต์ ซึ่งจะเริ่มทำให้เกิดกระแสไหลผ่านความต้านทาน  $R_2$  ( $I_{R2}$ ) พร้อมกับเป็นกระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ที่เริ่มเกิดขึ้นแต่เป็นกระแสที่มีสัมประสิทธิ์ลบต่ออุณหภูมิ และเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายเพิ่มถึงประมาณ 1.5 โวลต์ซึ่งจะทำให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  ( $I_{R1}$ ) เริ่มทำงานซึ่งทำให้มีกระแสไหลผ่านความต้านทาน  $R_1$  ที่มีสัมประสิทธิ์บวกต่ออุณหภูมิ พร้อมกันนี้จะมีกระแสไหลผ่านมอสทรานซิสเตอร์  $M_3$  ( $I_{D3}$ ) ด้วย และกระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  และ  $R_1$  นี้จะรวมกันทำให้เกิดกระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ที่คงที่เมื่อถึงแรงดันต่ำสุด 1.89 โวลต์ ซึ่งวงจรเริ่มให้ระดับแรงดันอ้างอิงที่มีความคงที่



ภาพประกอบ 4.12 แรงดันการเริ่มต้นทำงานของวงจรที่ตำแหน่งต่าง ๆ

จากภาพประกอบ 4.12 นี้ แสดงถึงความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตำแหน่งต่าง ๆ ของวงจรถามภาพประกอบ 3.8 เป็นตามเงื่อนไขที่ได้กำหนดไว้ เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งทำให้แรงดันที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ( $V_{GM2}$ ) มีค่าถึงประมาณ 1.5 โวลต์ทำให้วงจรถูกกำเนิดกระแสที่เป็นลบและบวกต่ออนุกรมเริ่มทำงาน และเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีค่าเพิ่มถึงประมาณ 1.89 โวลต์จะทำให้วงจรถูกกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีเสถียรภาพต่อแรงดันไฟเลี้ยง

#### 4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจอ้างอิงแรงดัน 0.5 $\mu\text{m}$ กับ 0.35 $\mu\text{m}$

##### 4.5.1 การกำหนดพารามิเตอร์ให้กับอุปกรณ์ของวงจที่ใช้ในการเปรียบเทียบ

ตาราง 4.3 แสดงการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจที่ใช้เทคโนโลยีขนาด 0.5 ไมครอนและ 0.35 ไมครอน โดยใช้วงจที่สมบูรณ์ดังภาพประกอบที่ 3.8 และใช้ข้อมูลตามแสดงในตาราง 4.1 เพื่อกำหนดค่าให้กับวงจที่ใช้เทคโนโลยี 0.5 ไมครอน ทั้งนี้วงจต้องให้การทำงานในช่วงได้ขีดเริ่มเปลี่ยนสำหรับการกำเนิดแรงดันที่มีสมประสิทธิ์ที่เป็นบวกและเป็นลบต่ออนุกรมเพื่อให้เกิดการทำงานที่มีประสิทธิภาพสูงสุด

ตาราง 4.3 ค่าขนาดความกว้างและความยาว (W/L) ของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	เทคโนโลยี 0.5 $\mu\text{m}$	เทคโนโลยี 0.35 $\mu\text{m}$
	ค่าขนาดความกว้างและความยาว :W/L( $\mu\text{m}$ )	ค่าขนาดความกว้างและความยาว :W/L( $\mu\text{m}$ )
$M_1$	50/5	80/5
$M_2$	5/5	5/5
$M_3$	50/5	80/5
$M_4$	5/5	5/5
$M_5$	5/5	5/5
$M_6$	5/5	5/5
$M_1 : M_3$	13 : 1	15 : 1
$R_1$	230k $\Omega$	275k $\Omega$
$R_2$	1400k $\Omega$	1330k $\Omega$
$R_3$	552k $\Omega$	545k $\Omega$



#### 4.5.2 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรถ

ผลของการจำลองการทำงานซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรถทำงานได้เหมือนกันเมื่อใช้เทคโนโลยีแตกต่างกัน คือ ขนาด 0.5 ไมครอนและ 0.35 ไมครอน และวงจรถทำงานได้ตามข้อกำหนดในเงื่อนไขข้างต้น ดังมีรายละเอียดแสดงตามตาราง 4.4

ตาราง 4.4 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรถที่ใช้เทคโนโลยี 0.5 ไมครอนและ 0.35 ไมครอน

เทคโนโลยี	CMOS 0.5 $\mu$ m	CMOS 0.35 $\mu$ m
แรงดันไฟเลี้ยง (V)	0 ถึง 4	0 ถึง 4
ย่านอุณหภูมิ ( $^{\circ}$ C)	-58 ถึง 120	-5 ถึง 125
แรงดันอ้างอิง (mV)	500 (2.0V)	435 (1.5V)
ค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ (ppm/ $^{\circ}$ C)	61.19	142.46
Line Sensitivity (mV/V)	0.01	0.1
การสูญเสียกำลังงาน (mW)	5.41	3.62

จากตาราง 4.4 แสดงให้เห็นว่าวงจรถที่ใช้ทั้งสองเทคโนโลยีให้ผลการทำงานที่ได้ตามเงื่อนไขที่กำหนดและให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพตั้งแต่ 0 ถึง 4 โวลต์ สามารถทำงานได้ในย่านอุณหภูมิที่กว้างไม่น้อยกว่า  $0^{\circ}$ C ถึง  $100^{\circ}$ C วงจรถให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงได้ใกล้เคียงกันและกำลังงานสูญเสียที่ต่ำทั้งสองเทคโนโลยี คือ เทคโนโลยีซีมอส 0.5 ไมครอน มีกำลังสูญเสีย  $5.41\mu$ W ส่วนเทคโนโลยีซีมอส 0.35 ไมครอนมีกำลังสูญเสีย  $3.62\mu$ W ส่วนค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงทางแรงดันไฟเลี้ยงทั้งสองวงจรถที่ได้มีค่าต่ำกว่า  $0.1\text{mV/V}$  และสิ่งที่มีค่าที่แตกต่างกันมากคือค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิจวงจรถที่ใช้เทคโนโลยีซีมอส 0.35 ไมครอนมีค่ามากกว่าถึงสองเท่า

#### 4.6 สรุปผลการวิเคราะห์ข้อมูล

ผลการวิจัยที่ได้ในบทนี้แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าวงจรถอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสตามที่ได้นำเสนอ สามารถให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงได้ตามขอบเขตที่กำหนด คือวงจรถให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีความเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิได้ในย่านที่กว้าง การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับวงจรถ และการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์จากขบวนการผลิตวงจรถรวมได้เป็นอย่างดี หรืออาจกล่าวได้ว่าวงจรถมีสมรรถนะต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยงและขบวนการผลิตวงจรถรวม (PVT) อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้วงจรถยังสามารถเริ่มการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยปราศจากวงจรถเริ่มทำงานที่มีจากภายนอกมาเป็นส่วนประกอบ ทำให้วงจรถมีประสิทธิภาพสูงขึ้น ลดความซับซ้อน ลดจำนวนอุปกรณ์และทำให้มีกำลังสูญเสียที่ต่ำลง ซึ่งผู้วิจัยได้สรุปประมวลเป็นข้อสรุปและอภิปรายผลในบทต่อไป





## บทที่ 5

### สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

การวิจัยเพื่อออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสกำลังสูญเสียต่ำที่ปราศจากวงจรเริ่มทำงานที่ได้นำเสนอนี้ต้องการวงจรที่มีสมรรถนะที่ดีในด้านต่าง ๆ จึงมีจุดมุ่งหมายดังนี้

1. ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันที่ประกอบด้วยมอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) ทั้งหมด ปราศจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และไดโอดและใช้เทคนิคการรวมกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและลบเพื่อนำไปกำเนิดแรงดันอ้างอิง

2. ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันที่ไม่มีวงจรเริ่มทำงาน (Startup Circuit) เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์และเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรให้ดียิ่งขึ้น

3. ออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันที่ให้การกำเนิดแรงดันอ้างอิงมีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรและการสูญเสียกำลังงานลดต่ำลง

เพื่อให้บรรลุถึงจุดมุ่งหมายดังกล่าวทั้งหมดนี้ จึงได้ดำเนินการวิจัยตามขั้นตอนต่าง ๆ ซึ่งมีดังนี้

1. กำหนดปัญหาและขอบเขตสำหรับการทำวิจัย
2. ศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตที่ผ่านมา
3. ออกแบบ วิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรที่ออกแบบ
4. ทดสอบหาผลลัพธ์และสมรรถนะของวงจรที่ออกแบบ

จากการดำเนินการตามขั้นตอนการวิจัย สามารถให้การสรุปผล การอภิปรายผลและข้อเสนอแนะเพื่อการวิจัยได้ตามรายละเอียดดังนี้

### 5.1 สรุปผล

5.1.1 วงจรอ้างอิงแรงดันในอดีตที่ผ่านมายังคงประกอบด้วย วงจรที่มีโครงสร้างแยกวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบและบวกต่ออุณหภูมิออกจากกันทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ และมีการออกแบบวงจรที่ซับซ้อนเป็นอย่างมากทำให้มีต้นทุนในการผลิตสูง วงจรที่ออกแบบมีการเพิ่มวงจรเริ่มทำงานเพื่อให้วงจรทำงานได้ตามต้องการ วงจรมีทั้งอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อุปกรณ์แพชซีฟ ความต้านทานจำนวนมากส่งผลให้มีกำลังสูญเสียค่อนข้างสูง และไม่สามารถปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอ้างอิงได้ในย่านกว้างเมื่อมีเอาต์พุตเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ

5.1.2 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอของงานวิจัยนี้เพื่อให้บรรลุถึงจุดมุ่งหมายที่ได้กำหนดไว้จึงได้ออกแบบวงจรที่ประกอบด้วย 4 ส่วนหลัก คือ ส่วนที่ 1 คือ วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ (CTAT) ส่วนที่ 2 คือ วงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ (PTAT) ส่วนที่ 3 คือ วงจรรวมและสะท้อนกระแส และส่วนที่ 4 คือ วงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง



การออกแบบวงจรเพื่อให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์มีจำนวนน้อยลง วงจรไม่มีความซับซ้อน และวงจรทำงานได้ตามที่ต้องการจึงได้ออกแบบด้วยเทคนิควิธีการแบบใหม่ คือโดยออกแบบให้รวมวงจรกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์ที่เป็นบวกและเป็นลบต่ออุณหภูมิให้อยู่ในส่วนเดียวกัน และวงจรเริ่มต้นการทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรเริ่มการทำงานเพิ่มเติม ด้วยการใช้มอสทรานซิสเตอร์ประกอบภายในวงจรกำเนิดกระแสในการเริ่มการทำงาน และนอกจากนี้ในส่วนที่ 4 คือ ส่วนวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิง ได้เลือกใช้อุปกรณ์เป็นแบบแพชซีฟโพลดทำให้สามารถปรับค่าแรงดันอ้างอิงได้ในย่านกว้างและให้ค่าที่ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์ได้

ดังนั้น งานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบวงจรอ้างอิงแบบซีมอสในแนวคิดใหม่นี้เป็นวงจรที่มีอุปกรณ์เฉพาะมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดและไม่มีวงจรเริ่มทำงานประกอบอยู่ด้วยทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ไม่ซับซ้อนลดการสิ้นเปลืองกำลังสูญเสียได้มาก

5.1.3 ทดสอบหาสมรรถนะของวงจรที่ออกแบบซึ่งได้ทำการทดสอบว่าวงจรที่ทำการออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพต่ออุณหภูมิในย่านกว้าง แรงดันไฟเลี้ยงและขบวนการผลิตชิป ตลอดจนมีกำลังสูญเสียของวงจรที่ต่ำ

## 5.2 อภิปรายผล

ผลการจำลองการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสของงานวิจัยนี้ ยืนยันได้ว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ สอดคล้องกับหลักการและทฤษฎีที่ได้ศึกษา โดยที่วงจรได้เลือกเทคโนโลยี 0.5 ไมครอนเพื่อการวิจัย วงจรสามารถเริ่มต้นทำงานได้ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำสุดประมาณ 1.89 V และวงจรสามารถกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกและเป็นลบต่ออุณหภูมิได้ จากการทดสอบพบว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยง 1.9V ถึง 4V และอุณหภูมิตดสอบที่อยู่ระหว่าง  $-58^{\circ}\text{C}$  ถึง  $120^{\circ}\text{C}$  และให้การกำเนิดค่าแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตประมาณ 500mV โดยที่แรงดันอ้างอิงมีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิซึ่งมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ  $61.19 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  ให้ระดับค่าแรงดันอ้างอิงต่อเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง  $0.01\text{mV}/\text{V}$  เมื่อให้การคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ทั้งหมด 5 เปอร์เซ็นต์ จากการทดสอบด้วยเทคนิคมอนเตคาร์โล ทำการคำนวณ 500 ครั้ง วงจรจะมีค่าเฉลี่ยของแรงดันอ้างอิง 506.67mV มีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน 145.846 mV มีค่าสัมประสิทธิ์การเบี่ยงเบน ( $\sigma/\mu$ ) มีค่าเท่ากับ 28.72 % และทดสอบทำการคำนวณ 1000 ครั้ง จะมีค่าเฉลี่ยของแรงดันอ้างอิง 506.57mV มีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน 144.697mV มีค่าสัมประสิทธิ์การเบี่ยงเบน ( $\sigma/\mu$ ) มีค่าเท่ากับ 28.56% และวงจรมีอัตราสิ้นเปลืองกำลังงานเพียง  $5.41\mu\text{W}$  ที่อุณหภูมิห้อง และเพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบนั้นมีสมรรถนะตามความมุ่งหมายที่ได้ตั้งไว้ จึงได้เปรียบเทียบผลการทดสอบการทำงานของวงจรในด้านต่าง ๆ กับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังแสดงในตาราง 5.1



ตาราง 5.1 เปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรถักงานวิจัยอื่น ๆ

	Ref.[10]	Ref.[18]	Ref.[19]	Ref.[21]	งานวิจัย
Supply Voltage Range	0.9V-4V	1.1V-3V	1.8-4.5V	1V-3V	1.9V-4V
Temperature Range	0°C-80°C	-20°C-70°C	0°C-130°C	0°C-140°C	-58°C-120°C
Power Consumption	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	5.41 $\mu$ W
Number of transistors /resistors-capacitor for startup circuit	3/0	5/0	6/0	6/0	0
Number of transistors	11	8	20	28	6
Temperature coefficient	10ppm/°C	125ppm/°C	11.8ppm/°C	36 ppm/°C	61.19ppm/°C
Reference Voltage( $V_{ref}$ )	675mV	960mV	847mV	422mV	500mV
Line Sensitivity	1mV/V	N.A.	1mV/V	2mV/V	0.01mV/V
Technology CMOS	0.35 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m	0.18 $\mu$ m	0.5 $\mu$ m

จากตาราง 5.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถักงานวิจัยอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสของงานวิจัยนี้ ยืนยันได้ว่าวงจรมีสมรรถนะการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ มีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิในย่านที่กว้าง มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิตามเงื่อนไข มีค่าความไวของแรงดันอ้างอิงต่อแรงดันไฟเลี้ยงต่ำและมีจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการประกอบของวงจรถักงานวิจัยอื่น ๆ ทำให้ลดขั้นตอนการผลิต



## 5.3 ข้อเสนอแนะ

### 5.3.1 ข้อเสนอแนะทั่วไป

1) การออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันซีมอสนั้นสามารถทำการออกแบบด้วยเทคนิควิธีที่หลากหลายวิธีด้วยกันเพื่อให้ได้วงจรที่มีประสิทธิภาพอย่างสูง และสามารถออกแบบให้ประกอบด้วยอุปกรณ์ประเภทแพซซีฟและแอคทีฟรวมกันได้แต่ไม่นิยมให้มีอุปกรณ์แพซซีฟอยู่ในวงจรทั้งนี้เนื่องจากมีกำลังสูญเสียที่สูง

2) วงจรที่ทำการออกแบบเมื่อต้องการให้วงจรกำเนิดกระแสซึ่งเป็นส่วนสำคัญทำงานได้ในช่วงไต่ขีดเริ่มเปลี่ยนของมอสทรานซิสเตอร์จำเป็นที่จะต้องกำหนดค่าความกว้าง (W) และความยาว (L) ของมอสทรานซิสเตอร์และกำหนดค่าให้อุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบทั้งหมดให้พอเหมาะเพื่อให้วงจรใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำและลดกำลังงานสูญเสียของวงจร

### 5.3.2 ข้อเสนอแนะในการศึกษาค้นคว้าต่อไป

1) ออกแบบวงจรโดยประยุกต์ใช้อุปกรณ์แอคทีฟให้แทนอุปกรณ์แพซซีฟประเภทความต้านทานซึ่งจะทำให้ลดการสูญเสียพลังงานและการสิ้นเปลืองพื้นที่ในขั้นตอนของการสร้างวงจรรวม

2) ควรเลือกใช้เทคโนโลยีซีมอสที่มีความละเอียดสูงที่มีในปัจจุบัน เพื่อให้วงจรได้ใช้เริ่มการทำงานในระดับแรงดันที่ต่ำซึ่งจะทำให้ได้วงจรที่มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้นและลดการสูญเสียพลังงาน

3) ออกแบบวงจรให้มีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิ แรงดันไฟเลี้ยง และขบวนการเปลี่ยนแปลงจากการผลิตชิปให้มีค่าน้อยลงและตอบสนองในช่วงอุณหภูมิที่กว้างยิ่งขึ้น



เอกสารอ้างอิง



## เอกสารอ้างอิง

- [1] Ka Nang Leun and Philip K. T. Mok, "A CMOS Voltage Reference Based on Weighted  $\Delta V_{gs}$  for CMOS Low-Dropout Linear Regulators", IEEE Solid-State Circuits 2003; 38[1]: 146-150.
- [2] M.H. Cheng and Z.-W. Wu, "Low-power low-voltage reference Using Peaking CurrentMirror Circuit", Electronics Letters 2005; 41[10].
- [3] Po-Hsuan Huang, Hongchin Lin and Yen-Tai Lin, "A Simple Subthreshold CMOS Voltage Reference Circuit With Channel-Length Modulation Compensation", IEEE Transactions on Circuits and Systems-II 2006; 53[9]: 882-885.
- [4] G. Giustolisi, G. Palumbo, M. Criscione and F. Cutri, "A Low-Voltage Low-Power Voltage Reference Based on Subthreshold MOSFETs", IEEE Solid-State Circuits 2003; 38[1]: 151-154.
- [5] Yang Lu and AE BoZhang, "A 1.8-V 0.7 ppm/ C high order temperature-compensated CMOS current reference", Analog Integr Circ Sig Process 2007; 51: 175-179.
- [6] Saweth Hongprasit, Worawat Sa-Ngiamvibool and Apinan Urasopon. "A Design of Bandgap Core and Startup Circuits for AllCMOS Bandgap Voltage Reference", PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY 2012; 88[4a]: 277-280.
- [7] Chia-Wei Chang, Tien-Yu Lo, Chia-Min Chen, Kuo-His Wu, "A Low-Power Cmos Voltage Reference Circuit Based On Subthreshold Operation", IEEE Circuits and System 2007; 51: 3844-3847.
- [8] Hicham Akhmal, Mosfafa Chakir and Hassan Qjidaa, "Fast Transient Response Low Drop-out Voltage Regulator", International J. of Embedded System and Application 2014; 4[2/3].
- [9] Rajarshi Paul, Amit Patra, "Trimming process and temperature variation in second-order bandgap voltage reference", Analog Integrated Circuit Signal Process 2011; 42: 271-276.
- [10] G.Giustolisi, "Sub-1-V, 10 ppm/°C, Nano power Voltage Reference Generator", IEEE Solid-State Circuits 2007; 42[7] : 307-310.



- [11] Tetsuya Hiro, Tetsuya Asai and Yoshihito Amemiya, "Temperature-compensated Cmos Current Reference Circuit for ultra low-power Subthreshold LSIs", IEICE Electronics Express 2008; 5[6]: 204-210.
- [12] Luca Magnelli, Felice Crupi, Pasquale Corsonello, "A 2.6 nW, 0.45 V Temperature-Compensated Subthreshold CMOS Voltage Reference", IEEE Solid-State Circuits 2011; 46[2]: 465-474.
- [13] Ken Ueno, "300 nW, 15 ppm/ C , 20 ppm/V CMOS Voltage Reference Consisting of Subthreshold MOSFETs", IEEE Solid-State Circuits 2009; 44[7]: 2047-2054.
- [14] Yu Guoyi and Zou Xuecheng, "A novel current reference based on subthreshold MOSFETs with high PSRR", Microelectron 2008; 39[12]: 1874-1879.
- [15] Linden T. Harrison, "Current source and Voltage References". Oxford OX2 8DP: Elsevier Inc; 2005.
- [16] Kevin Parker, "An On-Chip Trimming Technique for CMOS Voltage References" [Ms.C. thesis]. Ontario: Queen's University; 1997.
- [17] Dalton Colombo, Christian Fayomi, Frederic Nabki and Sergio Bampi, "A Design Methodology Using the Inversion Coefficient for Low-Voltage Low-Power CMOS Voltage References", Journal Integrated Circuit and System 2011; 46: 7-17.
- [18] Jinpeng Shen, Hin'an Wang, Shan Liu and Jinfeng Huang, "An Ultra-low Power Voltage Reference for Passive UHF RFID Tag", Inter Conference on Circuits System and Simulation 2012; 46: 171-175.
- [19] Zen-Kun Zhou, Pei-sheng Zhu, Yue Shi, Hui-ying Wang, Ying-qian Ma and Bo Zhang, "A CMOS Voltage Reference Based on Mutual Compensation of  $V_{tn}$  and  $V_{tp}$ ", IEEE Trans Circuits and Systems 2012; 59[6]: 341-345.
- [20] Amit Bansal., M. Kumarasamy Raja., and Je Minkyu, "A 52 nW, 18 ppm/°C, Voltage Reference Circuit using BJTs and Subthreshold Mosfet", International Journal of Information and Electronics Engineering 2013; 3[1]: 24-27.
- [21] Hande Vinayak Gopal and Maryam Shojaei, "Design of Voltage Reference with Low Sensitivity to Process, Supply Voltage and Temperature Variations", IEEE Circuit and System(MWSCAS) 2013; 89-92.



- [22] Kimberly Jane S. Uy, Patricia Angela Reyes-Abu and Wen Yaw Chung, "A High Precision Temperature Insensitive Current and Voltage Reference Generator", World Academy of Science J 2009; 966-969.
- [23] Marcio Cherem Schneider, Carlos Galup-Montoro, "CMOS Analog Design Using All-Region MOSFET Modeling". 1st edition. Cambridge University Press American; 2010.
- [24] Crepaldi P., Pimenta T., Moreno R., "A CMOS low-voltage low power temperature sensor", Microelectronics 2010; 41[9]: 594-600.
- [25] Michal Lukaszewicz, Tomasz Borejko and Witold A. Pleskacz, "A 65 nm CMOS Resistorless Current Reference Source with Low Sensitivity to PVT Variations", Microelectronics and Computer Science 2012; 3[4]: 119-124.
- [26] Yanhan Zeng, Yirong Huang, Yunling Luo and Hong-Zhou Tan, "An ultra-low-power CMOS Voltage Reference based on body bias technique", Microelectronics 2013; 44: 1145-1153.
- [27] Ken Ueno, Tetsuya Hirose, Tetsuya Asai and Yoshihito Ameniya, "A 1- $\mu$ W 600 ppm/ $^{\circ}$ C Current Reference Circuit Consisting of Subthreshold CMOS Circuits", IEEE Trans Circuits and Systems 2010; 57[9]: 681-685.
- [28] Igors Homjakovs, Tetsuya Hirose, Yuji Osaki, Masanori Hashimoto and Takao Onoye, "A 0.8-V 110nA CMOS Current Reference Circuit Using Subthreshold Operation", IEICE Electronics Express 2013; 10[4]: 1-6.
- [29] Ruhaifi Abdullah Zawawi and Tun Zainal Azni Zulkifli, "A 1.6 ppm/ $^{\circ}$ C Bangap Voltage Reference for an extended operating temperature rang", IEICE Electronics Express 2014; 11[12]: 1-5.
- [30] Byung-Do Yang, "250-mV Supply Subthreshold CMOS Voltage Reference Using a Low-Voltage Comparator and a Charge-Pump Circuit", IEEE Trans Circuits and Systems 2014; 61 [11]: 850-854.
- [31] Shailesh S.Chouhan and Kari Halonen, "Design and Implementation of a micro power CMOS voltage reference circuit based on thermal compensation of  $V_{gs}$ ", Microelectronics 2015; 46: 36-42.
- [32] Shailesh S.Chouhan and Kari Halonen, "A Simple All MOS Voltage Reference for RFID Applications", IEEE 2013.





- [33] Ascar Elisio Mettia Neto, "A Sub-1V 32nA Process, Voltage and Temperature Invariant Voltage Reference Circuit", Inter Conference on VLSI Design and The 12th International Conference on Embedded Systems 2012; 407-411.
- [34] Ken Ueno, and et al., "A 46 ppm/°C, Temperature and Process Compensated Current Reference with On-Chip Threshold Voltage Monitoring Circuit". IEEE Asian Solid-State Circuits Conf 2008; 161-164.
- [35] Oscar Elisio Mattia Neto, "Nano Watt Resistorless CMOS Voltage References for Sub-1 V Applications". [Ms.C. thesis]. Porto:Queen's University; 2014.
- [36] Ziyadr AL Tarawnh, "The Effects of Process Variation on Performance and Robustness of Bulk CMOS and SOI Implementations of C-Elements". [Ph.D. thesis]. Newcastle:Newcastle University; 2011.
- [37] Junghyup Lee, "Low Power CMOS Reference Clock Oscillator". [Ph.D thesis]. KAIST University; 2011.
- [38] Paul R. Gray, and et al., "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits". 3rd edition. John Wiley & Sons American; 2011.
- [39] I.M. Filanovsky, Brenda Bai and Brian Moore, "A CMOS Voltage Reference Using Compensation of Mobility and Threshold Voltage Temperature Effects", 2009: 29-32.
- [40] Giuseppe De Vita, Giuseppe Lannaccone, "An Ultra-Low-Power Temperature, Compensated Voltage Reference Generator", Microelectronics 2006; 37[10]: 751-754.
- [41] Shailesh S.Chouhan and Kari Halonen, "Design and Implementation of all MOS micro-power Voltage Reference Circuit", Analog Integrated Circuit Signal Process 2014; 80: 399-406.



ภาคผนวก



ภาคผนวก ก  
พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์



\*\*\*\*\*

\* EKV v2.6 parameters for 0.5um CMOS process

\* -----

\*-----

\* EKV v2.6 NMOS

\*-----

.model NT NMOS

+ LEVEL = 5

\*\*\* Default W and L

+ W = 32u

+ L = 2u

\*\*\* Process Related Model Parameters

+ COX = 4.00E-3

\* for TOX = 9e-9

+ XJ = 0.15E-6

\*\*\* Intrinsic Model Parameters

+ VTO = 0.7

+ GAMMA = 0.45

+ PHI = 0.90

+ KP = 140E-6

\* for U0 = 350

+ E0 = 88.0E6

+ UCRIT = 4.5E6

+ DL = -0.08E-6

+ DW = -0.02E-6

+ LAMBDA = 0.1

+ LETA = 0.28

+ WETA = 0.05

+ Q0 = 280E-6

+ LK = 0.5E-6

\*\*\* Substrate Current Parameters



+ IBN = 1.0  
 + IBA = 200E6  
 + IBB = 350E6  
 \*\*\* Intrinsic Model Temperature Parameters  
 + TNOM = 27.0  
 + TCV = 1.5E-3  
 + BEX = -1.5  
 + UCEX = 1.7  
 + IBBT = 0.0  
 \*\*\* 1/f Noise Model Parameters  
 \* + KF = 1E-27  
 \* (modified KF to match NLEV-3 equation ) \*  
 \* ( for 0.5u process - KF/Cox = V<sup>2</sup>\*F ) \*  
 \*+ NLEV = 2  
 \* (modified KF to match 0.5um Tower, NU 6/01) \*  
 \*+ KF = 1.953E-24  
 + KF = 2.11E-24  
 + AF = 1  
 \*+ GDSNOI = 1  
 \*\*\* Short-Distance Matching Statistical Parameters (for MC simulation only)  
 + AVTO = DEV = 15.0E-9  
 + AGAMMA = DEV = 15.0E-9  
 + AKP = DEV = 25.0E-9  
 \*\*\* Series Resistance and Area Calculation Parameters  
 + HDIF = 0.9E-6  
 + RSH = 510  
 \*\*\* Junction Current Parameters  
 + JS = 1.0E-8  
 + JSW = 1.5E-10  
 + XTI = 0  
 + N = 1.5



\*\*\* Junction Capacitances Parameters

+ CJ = 5.6E-4  
 + CJSW = 3.5E-10  
 + MJ = 0.45  
 + MJSW = 0.2  
 + PB = 0.9  
 + PBSW = 0.5  
 + FC = 0.5

\*\*\* Gate Overlap Capacitances

+ CGSO = 1.5E-10  
 + CGDO = 4.0E-10  
 + CGBO = 4.0E-10

\*-----

\*-----

\* EKV v2.6 PMOS

\*-----

.model PT PMOS

+ LEVEL = 5

\*\*\* Default W and L

+ W = 32u

+ L = 2u

\*\*\* Process Related Model Parameters

+ COX = 4.00E-3

\* for TOX = 9e-9

+ XJ = 0.15E-6

\*\*\* Intrinsic Model Parameters

+ VTO = -0.8

+ GAMMA = 0.4

+ PHI = 0.8

+ KP = 40.0E-6

+ E0 = 51.0E6



+ UCRIT = 18.0E6  
 + DL = -0.09E-6  
 + DW = -0.03E-6  
 + LAMBDA = 0.2  
 + LETA = 0.45  
 + WETA = 0.0  
 + Q0 = 200E-6  
 + LK = 0.6E-6

\*\*\* Substrate Current Parameters

+ IBN = 1.0  
 + IBA = 0.0  
 + IBB = 300E6

\*\*\* Intrinsic Model Temperature Parameters

+ TNOM = 27.0  
 + TCV = -1.4E-3  
 + BEX = -1.4  
 + UCX = 2.0  
 + IBBT = 0.0

\*\*\* 1/f Noise Model Parameters

\*+ KF = 1.0E-28

\* (modified KF to match NLEV-3 equation ) \*

\* ( for 0.5u process - KF/Cox = V<sup>2</sup>\*F ) \*

\*+ NLEV = 2

\* (modified KF to match 0.5um Tower, NU 6/01) \*

\*+ KF = 7.813E-26

+ KF = 8.47E-26

+ AF = 1

\*+ GDSNOI = 1

\*\*\* Short-Distance Matching Statistical Parameters (for MC simulation only)

+ AVTO = DEV = 10.0E-9

+ AGAMMA = DEV = 10.0E-9

+ AKP = DEV = 25.0E-9



\*\*\* Series Resistance and Area Calculation Parameters

+ HDIF = 0.9E-6

+ RSH = 990

\*\*\* Junction Current Parameters

+ JS = 0.5E-8

+ JSW = 7.0E-10

+ XTI = 0

+ N = 1.8

\*\*\* Junction Capacitances Parameters

+ CJ = 9.4E-4

+ CJSW = 3.2E-10

+ MJ = 0.5

+ MJSW = 0.3

+ PB = 0.9

+ PBSW = 0.8

+ FC = 0.5

\*\*\* Gate Overlap Capacitances

+ CGSO = 1.5E-10

+ CGDO = 3.0E-10

+ CGBO = 4.0E-10

\*-----

\*\*\*\*\*

\* TSMC SPICE parameters for level3, 0.35um CMOS process

\*\*\*\*\*

.MODEL NT NMOS

( LEVEL = 3 TOX=7.9E-9 NSUB=1E17

+GAMMA=0.5827871 PHI=0.7 VTO=0.5445549 DELTA=0

+UO=436.256147 ETA=0 THETA=0.1749684 KP=2.055786E-4

+VMAX=8.309444E4 KAPPA=0.2574081 RSH=0.0559398

+NFS=1E12 TPG=1 XJ=3E-7 LD=3.162278E-11 WD=7.046724E-8

+CGDO=2.82E-10 CGSO=2.82E-10 CGBO=1E-10 CJ=1E-3





+PB=0.9758533 MJ=0.3448504 CJSW=3.777852E-10  
+MJSW=0.3508721)

.MODEL PT PMOS

( LEVEL=3 TOX=7.9E-9 NSUB=1E17

+GAMMA=0.4083894 PHI=0.7 VTO=-0.7140674 DELTA=0

+UO=212.2319801 ETA=9.999762E-4 THETA=0.2020774 KP=6.733755E-5

+VMAX=1.181551E5 KAPPA=1.5 RSH=30.0712458

+NFS=1E12 TPG=-1 XJ=2E-7 LD=5.000001E-13 WD=1.249872E-7

+CGDO=3.09E-10 CGSO=3.09E-10 CGBO=1E-10 CJ=1.419508E-3

+PB=0.8152753 MJ=0.5 CJSW=4.813504E-10

+MJSW=0.5)



ภาคผนวก ข  
ผลงานการวิจัย



Wachirapunya PUNYAWONG<sup>1</sup>, Worawat SA-NGIAMVIBOOL<sup>1</sup>, Apinan AURASOPON<sup>1</sup>, Saweth HONGPRASIT<sup>2</sup>  
Mahasarakham University(1), Rajamangala University of Technology Isan KhonKaen Campus(2)

## An Improvement of CMOS Voltage Reference

**Abstract.** This paper presents a CMOS voltage reference design, which is widely used in electronic circuits, both analog and digital circuits. In the conventional, a CMOS voltage reference circuit design composed of several MOS transistors and complicated circuits, the output voltage cannot be adjusted to any levels. Therefore, in this paper proposed the CMOS voltage reference circuit design technique based on current combination circuit, which it was reduced number of MOS transistors and the proposed circuit is able to operate without complex startup circuit. The performance of the proposed circuit is confirmed through PSPICE simulation results, the circuit can be operated with supply voltage varies from 1.85 - 4 V, the output voltage reference is about  $500 \pm 2.5$  mV at wide temperature range of  $-58$  °C to  $120$  °C, it has very low temperature coefficient of about  $61.19$  ppm/°C, and low power dissipation is  $5.51$   $\mu$ W.

**Streszczenie.** W artykule opisano ulepszone źródło napięcia wzorcowego w technologii CMOS. W ulepszonej technologii wykorzystuje się siemniej tranzystorów a możliwość ustawiania napięcia jest bardziej uniwersalna niż w typowych układach tego typu. (Ulepszone źródło napięcia wzorcowego w technologii CMOS)

**Keywords:** Temperature compensation, CMOS, Voltage reference, Weak inversion.

**Słowa kluczowe:** in the case of foreign Authors in this line the Editor inserts Polish translation of keywords.

### Introduction

The voltage reference circuit was developed and widely applied to electronic circuits which the stable power supply voltage requirement for proper circuit operations such as A/D and D/A converter, DRAM Flash memories, PLLs and others [1-3]. The low-power and low-voltage operations are widely used for portable devices, biomedical sensor and also included shopping intelligence tool in superstore [4-6]. The output voltage of generators are designed with low sensitivity to temperature, fabrication process and power supply variations. The CMOS voltage reference is one of generator circuit that can successfully achieve these requirements [7-9]. In the last few years, many researchers have reported the current and voltage reference circuit design technique to achieve the low temperature sensitivity and supply voltage variations [10-14]. However, conventional implementation of these circuits still composed of several MOS transistors and resistors for generating the bias current. Moreover, the above mentioned circuits are very complex and consumes a large chip area and power consumption [5-15].

Therefore, in this paper presents the CMOS voltage reference circuit design based on the new current summation technique that have opposite temperature coefficient for reference voltage generation which stabilized over process, supply voltage and temperature variations and proposed circuit is able to operate without complex startup circuit which this technique was reduced number of MOS transistors and providing an accurate voltage reference for low supply voltage operations.

### Principle of voltage reference circuit

The working principle of a voltage reference propose two parts of the circuit as shown in Fig.1. The first circuit is generated the voltage with a negative temperature coefficient of about  $-2$  mV/°C, is called complementary to absolute temperature ( $V_{CTAT}$ ) and the other circuit is generated the voltage with a positive temperature coefficient of about  $0.086$  mV/°C, is multiplied by gain  $K$  which has proportional to absolute temperature ( $V_{PTAT}$ ).

The reference voltage generator is summed of CTAT and PTAT currents to generate a reference current ( $I_{ref}$ )

which is employed for generating the reference voltage ( $V_{ref}$ ), can be expressed as

$$(1) \quad V_{ref} = (I_{CTAT} + KI_{PTAT})R_{ref}$$

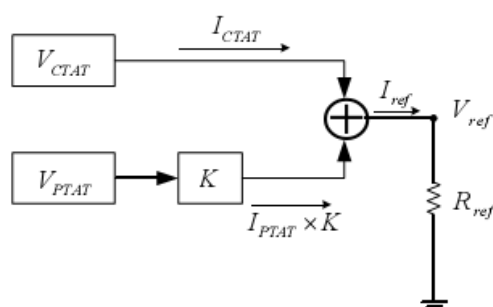


Fig. 1. block diagram of a voltage reference circuit

The temperature compensation for reference voltage, the following condition must be achieved a zero-temperature coefficient [3, 8].

$$(2) \quad \frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0$$

The voltage reference with a temperature coefficient ( $TC$ ) is formed by the min/max limits for the nominal output voltage over the operating temperature range is defined as follows.

$$(3) \quad TC = \frac{1}{V_{atroomtemp}} \left[ \frac{V_{max} - V_{min}}{T_{max} - T_{min}} \right] \cdot 10^6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

The voltage reference circuit exhibits a  $TC$  limit typically between 20 to 100 ppm/°C [16].

### Purposed CMOS Voltage Reference circuit

The circuit configuration of CMOS voltage reference is shown in Fig. 2 can be divided into three parts. The first part is composed of transistors  $M1$ ,  $M3$  and  $R1$  for generating the current with negative temperature coefficient ( $I_{CTAT}$ ), second part is composed of transistors  $M2$  and  $R2$  for generating the current with a positive temperature



coefficient ( $I_{PTAT}$ ) and the last part is current mirror circuit which is consisted of transistors  $M4$ ,  $M5$  and  $M6$ . The  $M4$  is defined for summing the current of  $I_{CTAT}$  and  $I_{PTAT}$  which is independent of temperature and mirrored to the  $M6$  for generating the voltage reference ( $V_{ref}$ ).

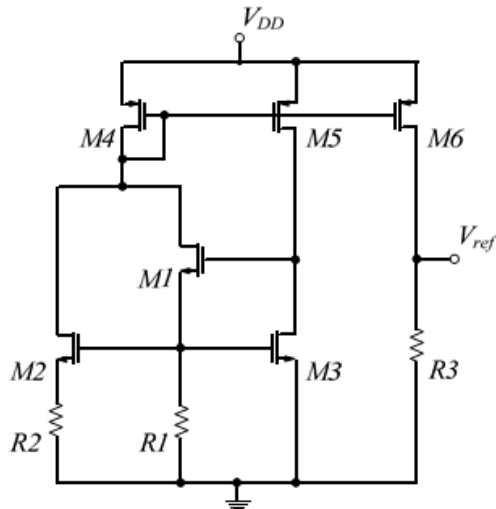


Fig.2. Proposed Voltage Reference Circuit

In the first part, the  $M1$  and  $M3$  are defined to operate in saturation and weak inversion region, respectively. Then, the drain current of  $M1$  and the gate-source voltage of  $M3$  ( $V_{gsM3}$ ) is given by

$$(4) \quad I_{D_{M1}} = \frac{1}{2} m_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

$$(5) \quad V_{gsM3} = nV_T \ln \left[ \frac{I_{ds3} L_3}{I_1 W_3} \right] + V_{th}$$

Where  $V_T$  is the thermal voltage, can be written as

$$(6) \quad V_T = \frac{kT}{q}$$

Where  $k$  is the Boltzmann's constant ( $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ),  $q$  is electric charge ( $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ) and  $T$  is absolute temperature. The drain current of  $M3$  is expressed in term of exponential can be expressed as

$$(7) \quad I_{ds3} = I_1 \frac{W_3}{L_3} e^{\frac{q(V_{gsM3} - V_{th})}{nkT}}$$

Where  $V_{th}$  is the threshold voltage,  $W_3$  and  $L_3$  is channel width and channel length of MOS transistor, respectively.

$$(8) \quad I_1 = 2m_n C_{ox} \left( \frac{kT}{q} \right)^2$$

Where  $I_1$  is the saturation current of the MOS transistor,  $n$  is the slope factor,  $C_{ox}$  is the gate oxide capacitance per unit area and  $\mu$  is the electron mobility,

Substituting equation (6), (7) and (8) into (5), then differentiation can be written as

$$(9) \quad \frac{\partial V_{gsM3}}{\partial T} = \frac{V_{gsM3}}{T} - 2n \frac{k}{q}$$

From eq. (9) found that, when increasing temperature the  $V_{gs}$  of MOS transistor  $M3$  will be decreased which is called  $V_{CTAT}$  and the  $I_{CTAT}$  is expressed by.

$$(10) \quad I_{CTAT} = \frac{V_{gsM3}}{R1}$$

In the second part, from the circuit as shown in fig. 2 the  $M2$  is defined to operate in weak inversion region and  $V_{R1}$  is equaled to  $V_{GS2} + V_{R2}$ . So the voltage drop across  $R2$  can be written as

$$(11) \quad V_{R2} = nV_T \ln m$$

Where  $m$  is aspect ratio of MOS transistors  $M2$  and  $M3$ , and  $I_{R2}$  is proportional to  $V_T$ , can be written as

$$(12) \quad I_{PTAT} = I_{R2} = \frac{nkT}{R2q} \ln m$$

From equation (12), found that the current  $I_{R2}$  has a positive temperature coefficient; it's clearly seen that when increasing temperature, the current  $I_{R2}$  will be increased.

In the last part, the current mirror circuit is composed of transistors  $M4$ ,  $M5$  and  $M6$ . The MOS transistor  $M4$  is defined for summing the current of  $I_{CTAT}$  and  $I_{PTAT}$  which is independent of temperature, can be expressed as

$$(13) \quad I_{ref} = I_{CTAT} + I_{PTAT}$$

By substituting (10) and (12) into (13) can be obtained

$$(14) \quad I_{ref} = \frac{V_{gsM3}}{R1} + \frac{nV_T}{R2} \ln m$$

The current  $I_{ref}$  is mirrored from  $M4$  to  $M6$ , then the reference voltage can be obtained as follow.

$$(15) \quad V_{ref} = I_{ref} R3$$

The output reference voltage can be achieved the low temperature coefficient and set at any level by changing the resistance value of  $R3$ .

Table 1. The parameters of transistors and resistors

Transistors	W/L ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
$M1$	10 / 5
$M2$ - $M3$	50 / 5
$M4$ - $M5$	5 / 5
$M6$	10 / 5
Aspect Ratio $M2/M3$	15/1
Resistors	( $K \Omega$ )
$R1$	1400
$R2$	230
$R3$	544



**Simulation results**

The simulation results of the proposed voltage reference circuit are verified by PSPICE in a 0.5 μm standard CMOS technology. The device parameters of MOS transistors and the resistors are shown in Table 1, Fig.2. shows the output reference voltage of about 500 mV under temperature variations from -58°C to 120°C and voltage variation less than 2.5 mV, the temperature coefficient is 61.19 ppm/°C and the power dissipation is only 5.51 μW at the supply voltage  $V_{DD} = 2.0$  V.

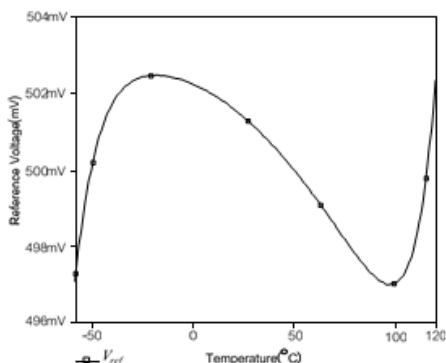


Fig.2. Temperature independence of the voltage reference

Fig.3. shows the currents  $I_{CTAT}$  and  $I_{PTAT}$  which has negative and positive temperature coefficient, respectively, after that both currents will be summed by  $M4$ , then mirrored to  $M6$  to produce  $I_{ref}$  and flow through a resistor ( $R3$ ) to create the  $V_{ref}$ .

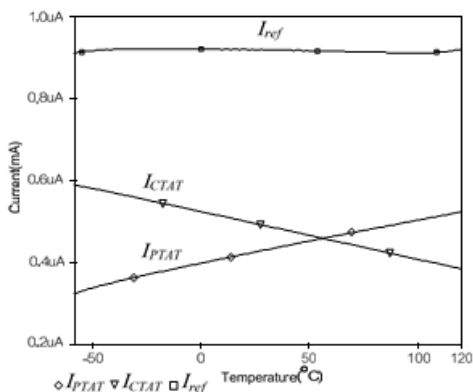


Fig.3. The currents  $I_{CTAT}$ ,  $I_{PTAT}$  and  $I_{ref}$  as function of temperature

Fig.4. shows the reference voltage as a function of supply voltage, which can be successfully operated from 1.85 V to 4.0 V, the reference voltage is set of about 500 mV and voltage variation is about 2.5 mV/V. at room temperature.

As shown in Fig. 5, the reference voltage dependence of the supply voltage range is changed from 2.0 to 3.5 V and different temperatures (-30, 30 and 120°C), the line regulation of the reference voltage is about 3.0 mV/V at room temperature.

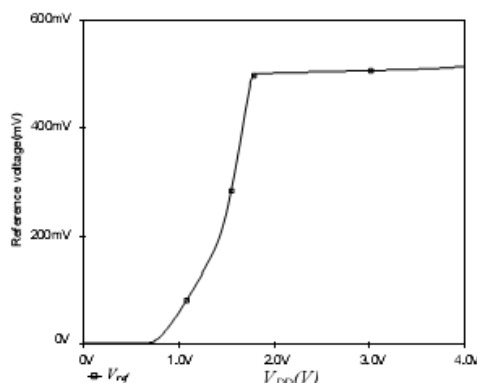


Fig. 4. Reference voltage as a function of supply voltage

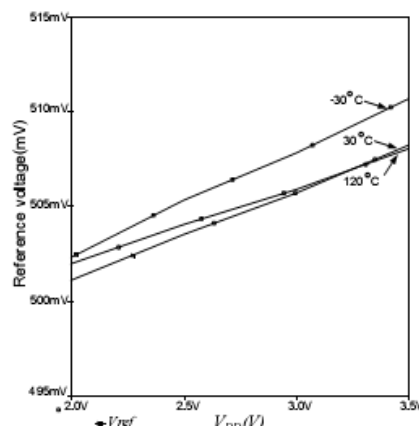


Fig.5. Reference voltage versus supply voltage variations and under different temperatures

**Conclusion**

An improvement of CMOS voltage reference circuit with new technique for current combination circuit which has negative and positive temperature coefficient without startup circuit, this methodology can be reduced the number of MOS transistors, chip area and low power consumption.

The results of simulation for the proposed circuit is shown that the reference voltage is very stable for a wide range of temperature and supply voltage variations.

**REFERENCES**

- [1] Oguey H., Aebischer D., CMOS Current Reference Without Resistance, *IEEE J. Solid-State Circuits.*, 32 (1997), No.7, 1132-1135
- [2] Banba H., et al. A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation, *IEEE J. Solid-State Circuits.*, 34 (1999), No. 5, 670-674
- [3] Huang P., Lin H., Lin Y., A simple subthreshold CMOS voltage reference circuit with channel-length modulation compensation, *IEEE Trans, Circuits Systems II.*, 53 (2006), No. 9, 882-885
- [4] Hongprasi S., Sa-Ngiamvibool W., Aurasopon A., Design of Bandgap Core and Startup Circuits for All CMOS Bandgap Voltage Reference, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, 88 (2012), No. 4a, 277-280
- [5] Crepaldi P., Pimenta T., Moreno R., A CMOS low-voltage low-power temperature sensor, *Microelectronics Journal.*, 41 (2010), 594-600
- [6] Crepaldi P., Pimenta T., Moreno R., Zoccal L., Ferreira L., Low-voltage, low-power  $V_i$  independent voltage reference for bio-implants, *Microelectronics Journal.*, 43 (2012), 43-49

- [7] Leung K., Mok P., A CMOS voltage reference based on weighted  $\Delta V_{GS}$  for CMOS low-dropout linear regulators, *IEEE J. Solid-State Circuits.*, 38 (2003), No. 1, 146-150
- [8] Giustolisi G., Palumbo G., Criscione M., Cutri F., A low-voltage low-power voltage reference based on subthreshold MOSFETs, *IEEE J. Solid-State Circuits.*, 38 (2003), No. 1, 151-154
- [9] Dai Y., Comer D., Petrie C., Threshold voltage based CMOS voltage reference, *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, 151 (2004), No. 1, 58-62
- [10] Bendali A., Audet Y., A 1-V CMOS Current reference with temperature and process compensation, *IEEE Trans. Circuit Syst. I.*, 54 (2007), No. 7, 1424-1429
- [11] Ferreira L., Pimenta T., Moreno R., A CMOS threshold voltage reference source for very-low-voltage applications, *Microelectronics Journal.*, 39 (2008), 1867-1873
- [12] Guoyi Y., Xuecheng Z., A novel current reference based on subthreshold MOSFETs with high PSRR, *Microelectronics Journal.*, 39 (2008), 1874-1879
- [13] Xinquan L., et al., A CMOS piecewise curvature-comensated voltage reference, *Journal of Semiconductors.*, 40 (2009), 39-45
- Luca M., et al., A 2.6 nW, 0.45 V temperature-compensated subthreshold CMOS voltage reference, *IEEE J. Solid-State Circuits.*, 46 (2) (2011) 465-474
- Zhou Z., et al., A CMOS Voltage Reference Based on Mutual Compensation of  $V_{tn}$  and  $V_{tp}$ , *IEEE Trans. Circuits Systems II.*, 59 (6) (2012) 341-345
- [16] Rajarshi P., Amit P., Trimming process and temperature variation in second-order bandgap voltage reference circuits, *Journal of Semiconductors.*, 42 (2011), 271-276

---

**Authors:** Wachirapunya Punyawong, Faculty of Engineering, Maharakham University, E-mail: [wpwmail@yahoo.com](mailto:wpwmail@yahoo.com); Dr.Worawat Sa-Ngiamvibool, Faculty of Engineering, Maharakham University, E-mail: [wor\\_nui@yahoo.com](mailto:wor_nui@yahoo.com); Dr.Apinan Aurasopon, Faculty of Engineering, Maharakham University, E-mail: [aurasopon@hotmail.com](mailto:aurasopon@hotmail.com); Dr.Saweth Hongprasit, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Isan KhonKaen Campus, Thailand, E-mail: [saweth@psn.co.th](mailto:saweth@psn.co.th)



ประวัติย่อผู้วิจัย



## ประวัติย่อผู้วิจัย

ชื่อ นามสกุล	นายวชิรปัญญา ปัญญาว่อง
วัน เดือน ปีเกิด	วันที่ 12 กรกฎาคม พ.ศ. 2511
จังหวัดและประเทศที่เกิด	จังหวัดชัยภูมิ ประเทศไทย
ประวัติการศึกษา	
พ.ศ. 2529	ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคชัยภูมิ
พ.ศ. 2531	ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคอุดรธานี
พ.ศ. 2534	ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (อ.ส.บ.) สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ
พ.ศ. 2547	ปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต (วท.ม.) สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ มหาวิทยาลัยขอนแก่น
พ.ศ. 2559	ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม
ตำแหน่ง สถานที่ทำงาน	ครู ชำนาญการพิเศษ แผนกวิชาเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์ วิทยาลัยเทคนิคขอนแก่น อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น 40000
ที่อยู่ที่สามารถติดต่อได้	บ้านเลขที่ 8/8 หมู่บ้าน พี เอส โสม กลางเมือง ตำบลในเมือง อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น 40000

