RMUTP Research Journal Special Issue
The 5th Rajamangala University of Technology National Conference

การออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

Design of CMOS Voltage Reference Circuit

อติราช สุขสวัสดิ์[1*] วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล[2] และ เศวษ หงษ์ประสิทธิ์[3]

[1]นักศึกษา [2]ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม จังหวัดมหาสารคาม 44150

[3]อาจารย์ สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน จังหวัดขอนแก่น 40000

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส ซึ่งถูกนำไปใช้งานกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างกว้างขวาง ทั้งวงจรทางด้านแอนะล็อกและดิจิตอล การออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอในอดีตนั้นมีการทำงานที่ซับซ้อนและประกอบด้วยอุปกรณ์ค่อนข้างมาก ไม่สามารถปรับระดับแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตได้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส โดยอาศัยเทคนิคการรวมกระแสแบบใหม่ ทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ในวงจรได้ อีกทั้งยังสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรสตาร์ทอัพที่มีความซับซ้อนผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ยืนยันได้ว่า วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพที่แรงดันไฟเลี้ยง 2V ถึง 4V ระดับแรงดันอ้างอิง 231±2mV ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ 37.65 ppm/°C ที่ช่วงอุณหภูมิทดสอบอยู่ระหว่าง -80°C ถึง 120°C มีอัตราการสิ้นเปลืองกำลังงานเพียง 7.37 µW

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 a new 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 2V to 4V, the output voltage reference is about 231±2mV at wide temperature range of -80°C to 120°C , it has very low *temperature coefficient of about* 37.65 *ppm/°C* and a total power dissipation of 7.37 µW

คำสำคัญ : ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส สัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ สัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ

Keywords : Temperature Coefficient, CMOS voltage reference Circuit, Complementary to absolute temperature, Proportional to absolute temperature

[*]*ผู้นิพนธ์ประสานงานไปรษณีย์อิเล็กทรอนิกส์ atiratsuk@hotmail.com โทร. 08 1729 4989*

1. บทนำ

ในปัจจุบันวงจรอ้างอิงแรงดันได้รับการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วและถูกนำไปใช้งานกับวงจรเล็กทรอนิกส์อย่างกว้างขวาง เช่น วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะล็อก หน่วยความจำชั่วคราว หน่วยความจำแฟลช และอื่นๆอีกมากมาย ซึ่งวงจรดังกล่าวได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์หลายประเภท โดยเฉพาะอย่างยิ่งอุปกรณ์พกพาที่ใช้งานในชีวิตประจำวันมีแนวโน้มขนาดเล็กลงและใช้พลังงานต่ำ อุปกรณ์ดังกล่าวล้วนแล้วแต่ประกอบขึ้นจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำเป็นองค์ประกอบหลักและยังคงมีข้อจำกัดในการทำงานอยู่หลายประการ เช่น การทำงานด้านอุณหภูมิ และได้พยายามแก้ไขข้อจำกัดดังกล่าวด้วยเทคนิคการชดเชยอุณหภูมิแบบต่างๆ ในวงจรอ้างอิงแรงดันก็เช่นเดียวกัน ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ให้วงจรอ้างอิงแรงดันรองรับการทำงานของอุณหภูมิในช่วงกว้าง ด้วยเทคนิคการออกแบบวงจรกำเนิดกระแส I_{CTAT} (complementary to absolute temperature: CTAT) และ I_{PTAT} (proportional to absolute temperature: PTAT) โดยใช้เทคนิคการรวมกระแสแบบแยกส่วน ซึ่งการรวมกระแสแบบแยกส่วนนั้นทำให้การทำงานของวงจรมีความซับซ้อน อีกทั้งยังต้องอาศัยวงจรสตาร์ทอัพจากภายนอกส่งผลให้สิ้นเปลืองอุปกรณ์ค่อนข้างมากและไม่สามารถปรับระดับแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตได้

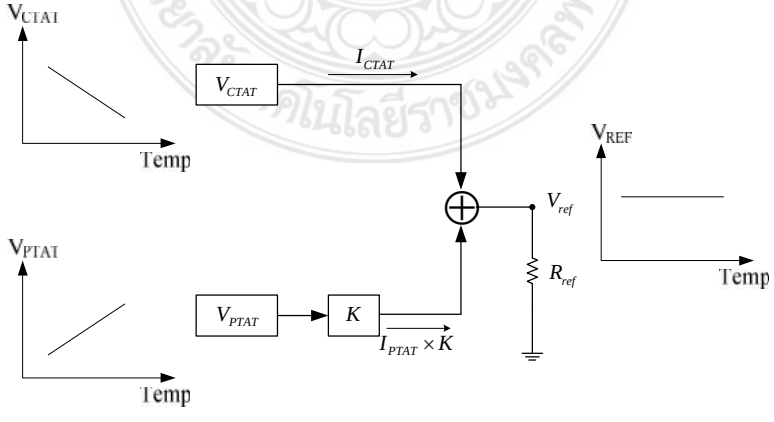
ดังนั้นบทความนี้ จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส โดยอาศัยเทคนิคการรวมกระแสแบบใหม่ โดยการออกแบบวงจรกำเนิดกระแส I_{CTAT} และ I_{PTAT} ให้สามารถรวมเป็นกระแสอ้างอิงเพียงโนดเดียว จากนั้นผลรวมของกระแสทั้งสองจะถูกสะท้อน ไปยังเอาต์พุตเพื่อสร้างแรงดันอ้างอิง ในส่วนวงจรสตาร์ทอัพมีการออกแบบให้รวมอยู่ในวงจรกำเนิดกระแส I_{CTAT} โดยอาศัยมอสทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว ด้วยเทคนิคการออกแบบนี้ทำให้วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสสามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วงกว้างและลดจำนวนอุปกรณ์ในวงจรลงได้ซึ่งเป็นการลดต้นทุนการผลิต ส่งผลให้มีอัตราสิ้นเปลืองกำลังงานลดลง อีกทั้งยังสามารถปรับระดับแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุตได้

2.วิธีการทดลอง

2.1 หลักการและการทำงานของวงจร

2.1.1 หลักการของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

หลักการทำงานของวงจรแรงดันอ้างอิงแบบซีมอสนั้นสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 1



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส

กระแส I_{ref} เกิดจากผลรวมของวงจรกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ (V_{CTAT}) และวงจรกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นบวกต่ออุณหภูมิ (V_{PTAT}) มีค่าประมาณ -2 mV/°C และ 0.086 mV/°C ตามลำดับ เพื่อทำให้ผลรวมของแรงดันทั้งสองมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเท่ากับศูนย์ ในส่วนของแรงดัน V_{PTAT} นั้นจะต้องถูกคูณด้วยเกณฑ์ขยาย K ที่มีการกำหนดค่าที่เหมาะสมพิจารณาได้จากสมการที่ 1

$$\frac{\partial V_{CTAT}}{\partial T}+\frac{\partial KV_{PTAT}}{\partial T}\cong 0 \tag{1}$$

จากรูปที่ 1 กระแส I_{CTAT} และ I_{PTAT} เป็นกระแสที่เกิดจากแรงดัน V_{CTAT} และ V_{PTAT} ถูกนำมารวมกันเป็นกระแสอ้างอิง I_{ref} พิจารณาได้ดังสมการที่ 2

$$I_{ref}=I_{CTAT}+KI_{PTAT} \tag{2}$$

และสามารถกำหนดแรงดันอ้างอิงได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_L สามารถพิจารณาได้จาก

$$V_{ref}=I_{ref}R_L \tag{3}$$

จากสมการที่ 3 จะเห็นว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} เป็นค่าคงที่ มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ถึงแม้จะมีการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน เนื่องจากค่าความต้านทานถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ซึ่งไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิพิจารณาได้จากสมการที่ 4

$$\frac{\partial R_L}{\partial T}=0 \tag{4}$$

เมื่อ T คือ อุณหภูมิ(Temperature)

2.2 วิเคราะห์การทำงานของวงจร

วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอดังแสดงในรูปที่ 2 อาศัยเทคนิคการรวมกระแสแบบใหม่ ด้วยวิธีการกำเนิดกระแสที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบและบวกต่ออุณหภูมิ จากนั้นกระแสทั้งสองถูกรวมเป็นกระแสอ้างอิง และถูกสะท้อนไปยังเอาต์พุตเพื่อสร้างแรงดันอ้างอิง ที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

2.2.1 วิเคราะห์การทำงานวงจร V_{CTAT}

ในการกำเนิดแรงดันที่มีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิ V_{CTAT} นั้นถูกกำเนิดจากแรงดันตกคร่อมขาเกท-ซอร์ท ของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานอยู่ในช่วง weak inversion โดยกำหนดให้

$$V_{gs_{M1}}<V_{th} \tag{5}$$

โดย V_{th} คือ ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) จากสมการที่ 5 สามารถหาแรงดัน $V_{gs_{M1}}$ ได้จาก

$$V_{gs_{M1}}=nV_T\ln\left(\frac{I_{ds1}\cdot L_1}{I_t\cdot W_1}\right)+V_{th} \tag{6}$$

และแรงดันความร้อน

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{7}$$

เมื่อ V_T คือ แรงดันความร้อน (Thermal voltage)

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

q คือ ค่าประจุไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 1.6×10^{-19} C

T คือ ค่าอุณหภูมิ (°K)

จากสมการที่ 6 สามารถหากระแส I_{ds1} ได้เป็น

$$I_{ds1} = I_t \frac{W}{L} e^{\frac{q(V_{gsM1}-V_{th})}{nKT}} \tag{8}$$

เมื่อ

$$I_t = 2n\ll_n C_{ox}\left(\frac{kT}{q}\right)^2 \tag{9}$$

โดย I_t คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) ของมอสทรานซิสเตอร์

n คือ ค่า Slope factor ใน Pspice กำหนดให้มีค่าอยู่ระหว่าง 1.5-2

$\ll_n$ คือ สภาพคล่องตัวของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Mobility of hole or eletron)

C_{ox} คือ ค่าค่าความจุไฟฟ้าต่อพื้นที่ของเกทออกไซด์ (Electron charge per unit area)

เมื่อนำสมการที่ (7-9) แทนใน (6) จากนั้นหาอนุพันธ์เทียบอุณหภูมิจะได้สมการดังนี้

$$\frac{\partial V_{gs_{M1}}}{\partial T} = \frac{V_{gs_{M1}}}{T} - 2n\frac{k}{q} \tag{10}$$

จากสมการที่ 10 เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อมขาเกท-ซอร์ท มีค่าลดลง และกระแส I_{CTAT} หรือ I_{D2} มีค่าลดลงด้วย สามารถพิจารณาได้จาก

$$I_{CTAT} = I_{D2} = \frac{V_{gs_{M1}}}{R_1} \tag{11}$$

2.2.2 วิเคราะห์การทำงานวงจร V_{PTAT}

วงจร V_{PTAT} อาศัยการไหลของกระแส I_{D3} ผ่าน M3 ไปยัง R_2 ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วง weak inversion จากรูปที่ 2 สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$V_{R_2} = V_{gs_{M4}} - V_{gs_{M3}} \tag{12}$$

และ

$$V_{R_2} = nV_T \ln\frac{I_{D4}}{I_{t4}} - nV_T \ln\frac{I_{D3}}{mI_{t3}} \tag{13}$$

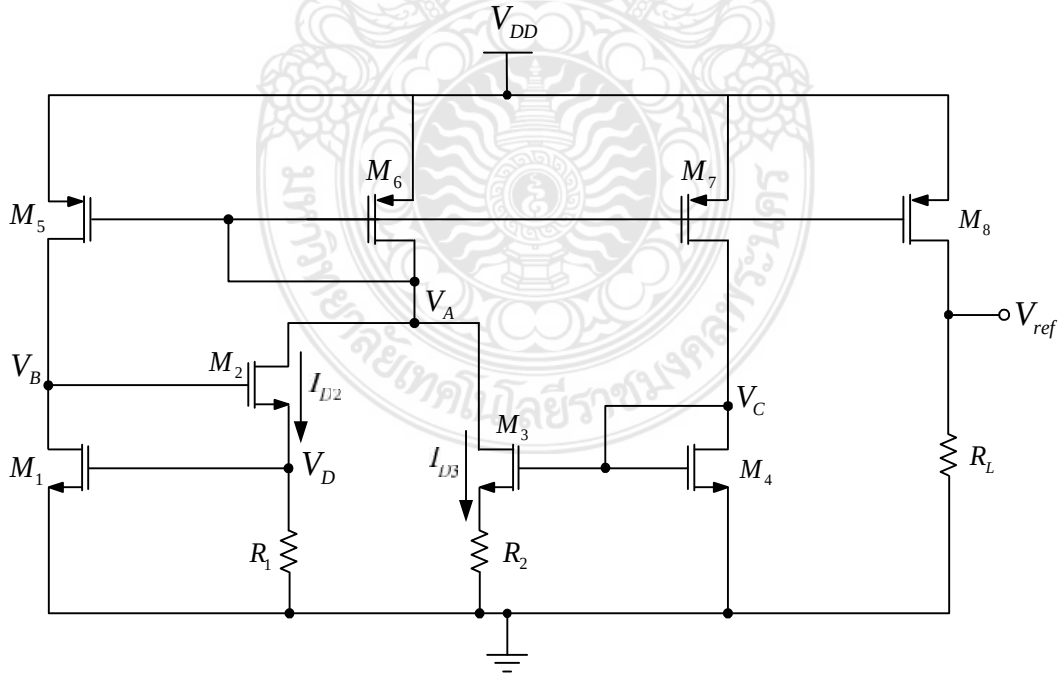
โดยค่า m คือค่าอัตราส่วนของ W/L (Aspect ratio) ของมอสทรานซิสเตอร์ระหว่าง M3 กับ M4 และสามารถหาแรงดันตกคร่อม R_2 ได้เป็น

$$V_{R_2} = n\frac{kT}{q}\ln m \tag{14}$$

จากสมการที่ 14 จะเห็นว่าแรงดันที่ตกคร่อม V_{R_2} มีค่าแปรผันตรงกับอุณหภูมินั้นคือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น แรงดัน V_{R_2} ก็จะเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของอุณหภูมิ สามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบของกระแส I_{PTAT} ได้เป็น

$$I_{PTAT} = I_{D3} = \frac{nkT}{R_2 q}\ln m \tag{15}$$

จากสมการที่ 15 กระแส I_{PTAT} ถูกคูณด้วยเกณฑ์ขยาย K ซึ่งมีค่า $\frac{\ln m}{R_2} = K$ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการปรับเกณฑ์ขยายของกระแส I_{PTAT} เพื่อทำให้กระแส I_{PTAT} มีค่าเหมาะสมกับกระแส I_{CTAT}



รูปที่ 2 วงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอ

2.2.3 การเกิดกระแสและแรงดันอ้างอิง

จากวงจรรูปที่ 2 เห็นได้ว่ากระแสอ้างอิงเกิดจากผลรวมของกระแส I_{CTAT} หรือ I_{D2} และ I_{PTAT} หรือ I_{D3} ที่ M_6 จากนั้นกระแสอ้างอิงจะถูกสะท้อนจากมอสทรานซิสเตอร์ M_6 ไปยัง M_8 เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิง ซึ่งสามารถปรับระดับของแรงดันอ้างอิงได้โดยการกำหนดค่าความต้านทาน R_L พิจารณาจากรูปที่ 2 จะได้

$$I_{ref} = I_{CTAT} + I_{PTAT} \tag{16}$$

นำสมการที่ 11 และ 15 แทนในสมการที่ 16 ได้

$$I_{ref} = \frac{V_{gs_{M1}}}{R_1} + \frac{nV_T}{R_2}\ln m \tag{17}$$

จากสมการที่ 17 คือกระแสอ้างอิงของวงจรที่นำเสนอซึ่งประกอบด้วย I_{CTAT} และ I_{PTAT} ผลรวมของกระแสทั้งสองถูกออกแบบให้มีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิใกล้เคียงศูนย์พิจารณาได้จาก

$$\frac{\partial I_{ref}}{\partial T} \cong 0 \tag{18}$$

เมื่อ T คือ อุณหภูมิ(Temperature)

จากสมการที่ 17 สามารถหาแรงดันอ้างอิงได้ดังนี้

$$V_{ref} = I_{ref} R_L \tag{19}$$

จากสมการที่ 19 ได้แรงดันอ้างอิงที่มีการชดเชยอุณหภูมิและยังสามารถปรับระดับของแรงดันได้โดยการกำหนดค่าความต้านทาน R_L ซึ่งไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิดังแสดงในสมการที่ 4

2.3 การทำงานของวงจรสตาร์ทอัพ

การทำงานของวงจรสตาร์ทอัพสำหรับวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส ได้ออกแบบโดยกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ M_2 เพียงตัวเดียวทำหน้าที่สตาร์ทอัพเพื่อให้วงจรเริ่มการทำงานในช่วงเริ่มต้น ซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation region) ในช่วงเริ่มแรกของการจ่ายแรงดันให้กับวงจรนั้น ที่โนด V_B จะมีศักดิ์ทางไฟฟ้าเสมือนกราวด์ จากนั้นแรงดันที่โนด V_B จะเพิ่มขึ้น จนกระทั่งแรงดันเกท-ซอร์ทของ M_2 มีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม $(V_{gs_{M2}} > V_{th})$ ซึ่งส่งผลให้ M_2 นำกระแสสามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$I_{D2} = «_n C_{ox} \frac{W}{2L}(V_{gsM2} - V_{th})^2 \tag{20}$$

จากนั้นกระแสดังกล่าวจะถูกส่งผ่าน R_1 ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม R_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมขา เกท-ซอร์ท ของ M_1 $(V_{gs_{M1}})$ หรือ V_{CTAT} ซึ่งมีสัมประสิทธิ์เป็นลบต่ออุณหภูมิมีค่าประมาณ -2 mV/°C จากนั้นกระแส I_{D2} จะส่งผลให้ M_6 เริ่มนำกระแส และถูกสะท้อนไปยัง M_7 ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่โนด V_C หรือ $V_{gs_{M4}}$ แรงดันดังกล่าวถูกกำหนดให้มีค่าน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม (V_{th}) ส่งผลให้มอสทรานซิสเตอร์ M_4 ทำงานในช่วง

weak inversion ทำให้เกิดกระแส I_{D4} จากนั้นกระแสดังกล่าวจะถูกสะท้อนไปยัง M_3 ทำให้เกิด I_{D3} หรือ I_{PTAT} ดังสมการที่ 15 จากลำดับการทำงานของวงจรที่ได้กล่าวมาข้างต้นส่งผลให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่อง

3. ผลการทดลองและวิจารณ์ผล

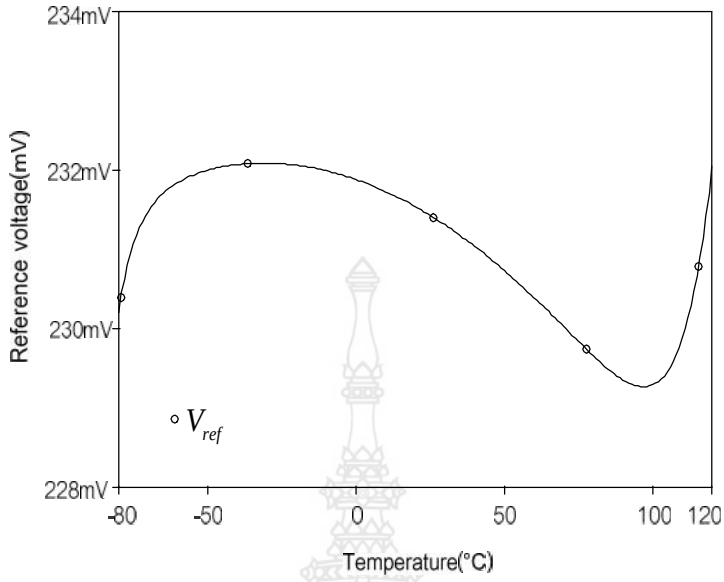
3.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ผลการทดลองการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอดังแสดงในรูปที่ 2 ได้ทำการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE เทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.5 ไมครอน EKV 2.6 และได้กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ รวมถึงค่าความต้านทานดังตารางที่ 1

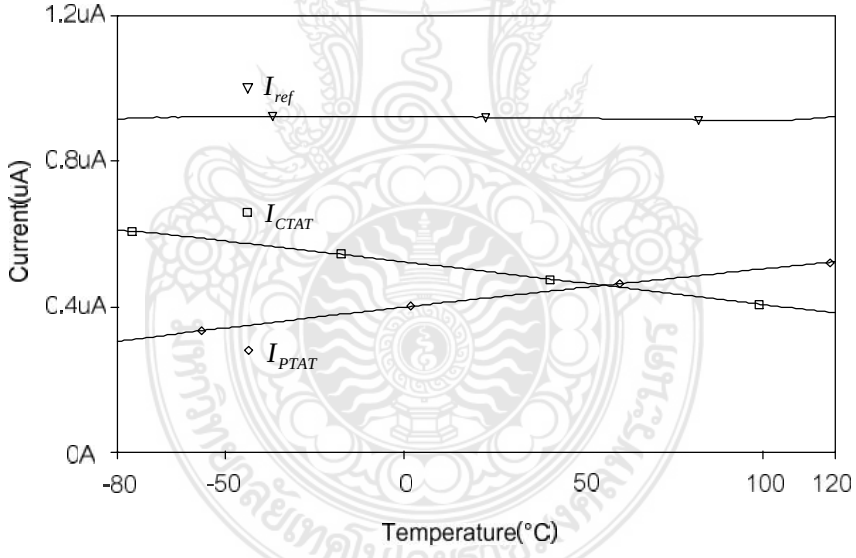
ตารางที่ 1 อัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ และค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจร

Transistor	W/L(μm/μm)
M_1-M_4	50 / 5
M_5-M_8	5 / 5
Resistor	$k\Omega$
R_1	1400
R_2	230
R_3	250
Aspect ratio	
m	15

จากรูปที่ 3 แสดงถึงระดับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจรที่นำเสนอมีค่าประมาณ 231±2mV โดยการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิทดสอบจาก -80°C ถึง 120°C ที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} =2V จะเห็นได้ว่าแรงดันอ้างอิงของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากเพียง ±2mV เท่านั้น ผลการทดสอบแรงดันอ้างอิงที่ได้รับของวงจรที่นำเสนอแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการรักษา ระดับแรงดันอ้างอิงของวงจรให้คงที่ ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วงกว้าง

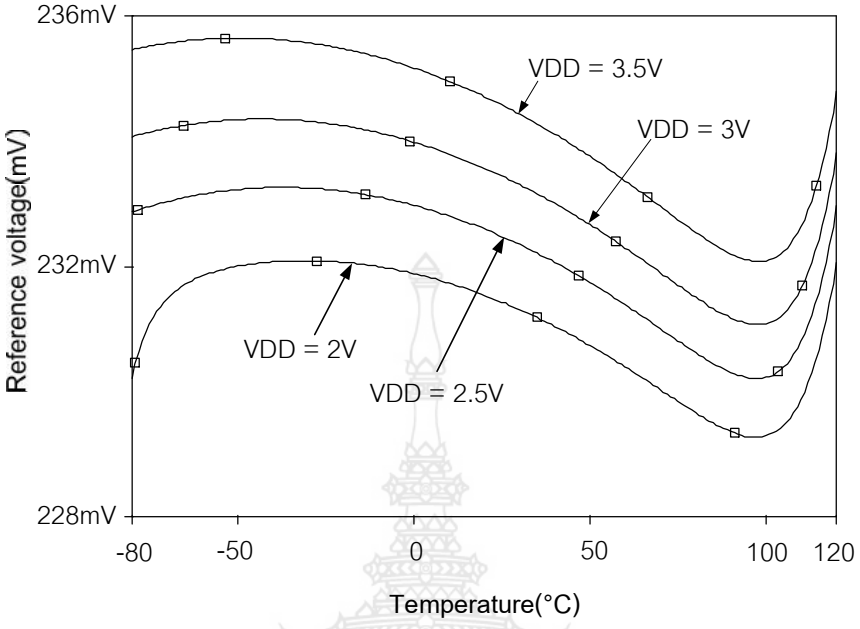


รูปที่ 3 แรงดันอ้างอิงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ



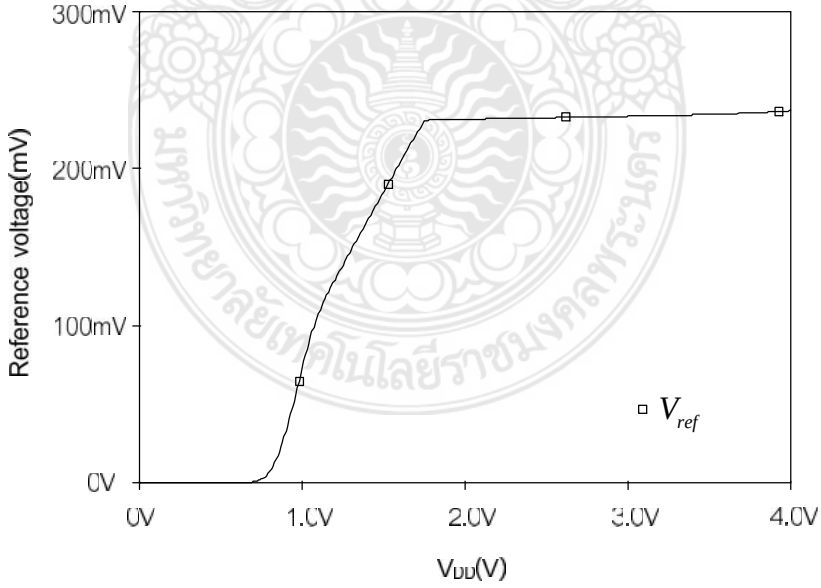
รูปที่ 4 ผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{CTAT} , I_{PTAT} และ I_{ref} เมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 4 แสดงถึงกระแส I_{CTAT} และ I_{PTAT} ซึ่งมีสัมประสิทธิ์เป็นลบและเป็นบวกต่ออุณหภูมิตามลำดับ โดยที่กระแส I_{ref} เกิดจากผลรวมของกระแสทั้งสองซึ่งมีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ จากนั้นกระแส I_{ref} จะถูกสะท้อนไปยังมอสทรานซิสเตอร์ M_8 เพื่อกำเนิดแรงดันอ้างอิง



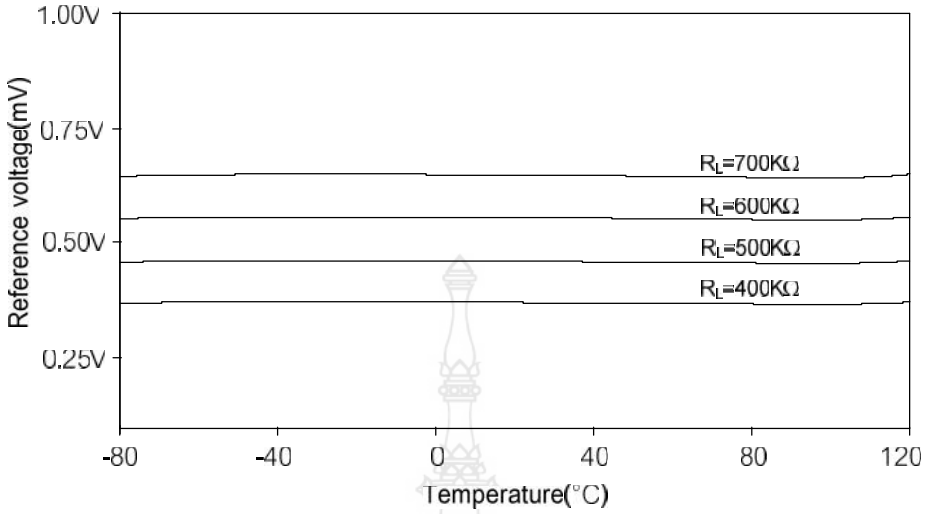
รูปที่ 5 แรงดันอ้างอิงเมื่ออุณหภูมิที่มีแหล่งจ่ายแรงดัน 2V, 2.5V, 3V และ 3.5V

จากรูปที่ 5 แสดงให้เห็นถึงแรงดันอ้างอิงที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงต่างๆ เห็นได้ว่าเมื่อแรงดันไฟเลี้ยงเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ระดับแรงดันอ้างอิงเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น แต่อย่างไรก็ตามวงจรยังคงกำเนิดแรงดันอ้างอิงที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ถึงแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง



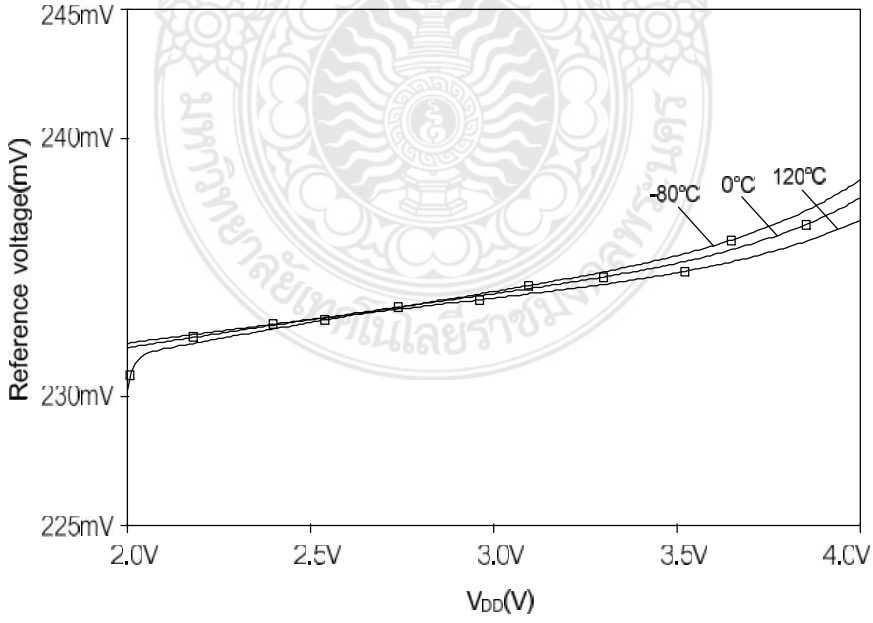
รูปที่ 6 สถานะการทำงานของวงจรที่แหล่งจ่าย 0V ถึง 4V

จากรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถเริ่มทำงานที่ระดับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8V ถึง 4V โดยแรงดันอ้างอิงของวงจรถูกออกแบบให้มีค่าประมาณ 231mV และแรงดันอ้างอิงมีเปลี่ยนแปลงประมาณ 3mV/V ที่อุณหภูมิห้อง แสดงให้เห็นว่าวงจรยังคงรักษาเสถียรภาพได้ดี ถึงแม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟเลี้ยง



รูปที่ 7 ผลการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอ้างอิงเมื่อปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_L ที่ V_{DD}=2V

จากรูปที่ 7 แสดงถึงผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน (R_L) เพื่อปรับระดับแรงดันอ้างอิง โดยทำการทดสอบที่ช่วงอุณหภูมิจาก -80°C ถึง 120°C ค่าความต้านทานที่ได้ทำการทดสอบมีค่าแตกต่างกันที่ R_L=400kΩ, 500kΩ, 600kΩ และ 700kΩ ระดับแรงดันอ้างอิงมี ค่าเท่ากับ 369mV,461mV,554mV และ 645mV ตามลำดับ เห็นได้ว่าวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอนั้นสามารถปรับระดับแรงดันอ้างอิงได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน (R_L) โดยไม่ส่งผลกระทบต่อการรักษาระดับแรงดันอ้างอิง ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วงกว้าง แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจรได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 8 แรงดันอ้างอิงที่มีการเปลี่ยนระดับแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่อุณหภูมิทดสอบ -80°C, 0°Cและ120°C

จากรูปที่ 8 ผลกระทบต่อระดับแรงดันอ้างอิง ซึ่งทดสอบโดยการเปลี่ยนแปลงระดับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงระหว่าง 2V ถึง 4V และอุณหภูมิทดสอบที่ -80°C, 0°Cและ120°C เห็นได้ชัดเจนว่าแรงดันอ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย โดยที่ระดับแรงดันอ้างอิงมีค่าประมาณ 235mV มีการเปลี่ยนแปลงประมาณ ±5mV เท่านั้น แสดงให้เห็นถึงประสิทธิ์ภาพของวงจรสามารถทำงานในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งอุณหภูมิและแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงได้เป็นอย่างดี

ในตารางที่ 2 แสดงการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่นำเสนอกับงานวิจัยอื่นๆ

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบการทำงานของวงจรกับงานวิจัยอื่นๆ

Voltage reference design	Ref.[3]	Ref.[4]	Ref.[5]	This Work
Supply Voltage	0.9V to 2.5V	0.9V to 4V	1.4V to 3V	2V to 4V
Number of transistors and resistors	11/3	13/0	10/3	8/3
Power consumption	3.3 µW	-	-	7.37µW
Temperature range($^{\circ}C$)	-20 to 120	-50 to 100	0 to 100	-80 to120
Technology	0.18µm TSMC	0.35µm ASM	0.6µm ASM	0.5µm EKV

4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอส โดยอาศัยเทคนิคการรวมกระแสแบบใหม่เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิงที่มีผลกระทบต่ำจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและในส่วนวงจรสตาร์ทอัพได้มีการออกแบบให้รวมอยู่ในวงจร I_{CTAT} โดยอาศัยมอสทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว โดยอดีตเทคนิคการรวมกระแสแบบแยกส่วนนั้นทำให้การทำงานของวงจรมีความซับซ้อน อีกทั้งยังต้องอาศัยวงจรสตาร์ทอัพจากภายนอกส่งผลให้สิ้นเปลืองอุปกรณ์ค่อนข้างมากและไม่สามารถปรับระดับแรงดันอ้างอิงที่เอาต์พุต ได้ถูกปรับปรุงวงจรซึ่งผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ยืนยันได้ว่าวงจรอ้างอิงแรงดันแบบซีมอสที่อาศัยเทคนิคการรวมกระแสแบบใหม่ในงานวิจัยที่นำเสนอนี้ สามารถทำงานในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วงกว้าง รองรับการเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่ายแรงดันระหว่าง 1.8V ถึง 4V และมีอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่ำ อีกทั้งยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้ จึงเหมาะที่นำไปพัฒนาเป็นวงจรรวมต่อไป

5. กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณ อาจารย์ในคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคามและอาจารย์ ดร.เศวษ หงษ์ประสิทธิ์ อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสานวิทยาเขตขอนแก่น ที่ได้ให้ความรู้ ให้คำแนะนำในการทำวิจัย และขอขอบคุณบริษัท พี เอส เอ็น เอ็นจิเนียริ่ง แอนด์ ซัพพลาย จำกัด ที่ได้ให้โอกาสกับผู้วิจัยในการศึกษาต่ออีกทั้งยังให้ทุนในการศึกษาและการทำวิจัยในครั้งนี้ด้วย

6. เอกสารอ้างอิง

K.P.O'Donnell, X.Chen. 1991. Temperature ependence of semiconductor band gaps. *Applied Physics Letters*. Jun, 1991: 2924–2926.

S.Hongprasit, K. Sooksood, M. Siripruchyanun. 2004. Low Temperature - sensitive CMOS Instrumentation Amplifier. *The 3rd Prince of Songkla University Engineering Conference*, Dec, 2004: 95-100.

K.N. Leung, P.K.T. Mok. 2003. A CMOS voltage reference based on weighted ΔVGS for CMOS low-dropout linear regulators. IEEE J Solid-State Circuits, Jan. 2003: 146–150.

P. Huang, H. Lin, Member, IEEE, and Y. Lin. 2006. A Simple Subthreshold CMOS Voltage Reference Circuit with Channel-Length Modulation Compensation. IEEE Ransactions on Circuits and Systems-II Express Briefs, Sept, 2006: 882–885.

W. Honglai, Z. Xiaoxing, D. Yujie, L. Yingjie, T. Matsuoka, W. Jun, and K. Taniguchi. 2011. A low-voltage low-power CMOS voltage reference based on subthreshold MOSFETs. Journal of Semiconductors. Aug, 2011:

H. Banba, H. Shiga, A. Umezawa, T. Miyaba, T. Tanzawa, S. Atsumi, and K. Sakui. 1999. A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation. IEEE J. Solid-State Circuits, Jun, 1999: 670–674.

S. Hongprasit, W. Sa-Ngiamvibool, A. AUrasopon. 2012. Design of Bandgap Core and Startup Circuits for All CMOS Bandgap Voltage Referrence. PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), 2012: 277-280.

W.M. Sansen, F. O. Eynde, M. Steyaert. 1988. A CMOS temperature compensated current reference. IEEE J. Solid-State Circuits, Jun, 1988: 821-824.

B.-S. Song and P. R. Gray. 1982. Threshold-voltage temperature drift in ion-implanted MOS transistors. IEEE J. Solid-State Circuits. Apr, 1982: 291-298.

M.-H. Cheng, Z.-W. Wu, 2005. Low-power low-voltage reference using peaking current mirror circuit. Electronics Letters. 2005: 572 – 573.