

## บทที่ 3

### การออกแบบวงจรและผลจำลองการทำงาน

เนื่องจากวงจรได้ถูกออกแบบมาเพื่อให้สามารถใช้งานร่วมกับระบบ RFID ได้ ซึ่งทำให้มีข้อจำกัดเกิดขึ้น เช่น วงจรจะต้องสามารถทำงานได้ในภาวะที่แรงดันไฟเลี้ยงมีค่าต่ำตั้งแต่ช่วง 2 ถึง 3 โวลต์ แรงดันไฟเลี้ยงสามารถเปลี่ยนแปลงได้ขณะทำงาน กินกระแสไม่เกิน 20 ไมโครแอมป์ ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบองค์ประกอบในส่วนต่างๆของวงจร ความไม่เป็นอุดมคติต่างๆ ตลอดจน ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ โดยวงจรถูกออกแบบโดยใช้เทคโนโลยี ซีมอส 0.35 ไมโครเมตร ของบริษัทซาร์ตเตอร์ไมโครอิเล็กทรอนิกส์ วงจรภาคแอนะล็อกนั้นจะจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรมสไปซ์ (Spice) สำหรับวงจรถอบคุมภาคดิจิทัลจำลองการทำงานโดยใช้แบบจำลองของเกตผ่านทางภาษาวีเอชดีแอล (VHDL) และในตอนท้ายจะจำลองการทำงานรวมทั้งระบบ

#### 3.1 ความไม่เป็นอุดมคติ (Non-ideality)

ในการออกแบบวงจรรวม สิ่งที่เป็นปัญหาหลักซึ่งต้องคำนึงถึงคือ ความไม่เข้าคู่ของอุปกรณ์ ซึ่งเกิดจากความแปรปรวนของกระบวนการผลิต นอกจากนี้ยังมีปัญหาของสัญญาณรบกวน ซึ่งในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงสิ่งเหล่านี้ด้วย ซึ่งอาจส่งผลให้วงจรที่ออกแบบไม่สามารถทำงานได้

ความแปรปรวนในกระบวนการผลิตสามารถแยกออกได้เป็น 2 ลักษณะ คือ ความแปรปรวนแบบโกลบอล (Global variation) และ ความแปรปรวนแบบท้องถิ่น (Local variation) โดยความแปรปรวนแบบแรก คือ ค่าความแตกต่างของค่าอุปกรณ์เดียวกันระหว่างแผ่นเวเฟอร์หรือระหว่างรอบการผลิต ส่วนอีกแบบคือ ความแตกต่างระหว่างอุปกรณ์ภายในชิปเดียวกันและอุปกรณ์ที่วางไว้ใกล้ๆกัน การศึกษาผลของความแปรปรวนแบบโกลบอลทำได้โดยเปลี่ยนแบบจำลองของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน โดยทั่วไปสามารถแบ่งแบบจำลองการทำงานของอุปกรณ์ได้เป็นสามสถานะ ได้แก่ สถานะปกติ, สถานะเร็วยิ่ง และสถานะช้ายิ่ง การใช้แบบจำลองทั้งสามสถานะมาจำลองการทำงานของวงจรจะช่วยยืนยันได้ว่า วงจรที่ได้ออกแบบสามารถใช้งานได้จริง แม้ว่าจะเกิดความแปรปรวนขึ้นระหว่างชิปที่ไม่ได้อยู่บนแผ่นเวเฟอร์เดียวกัน หรือรอบการผลิตเดียวกัน

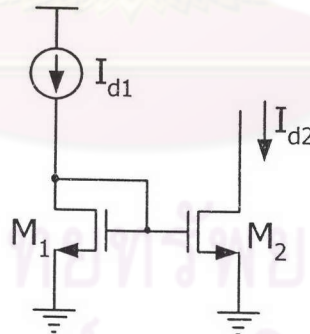
### 3.1.1 ความไม่เข้าคู่ของทรานซิสเตอร์แบบมอส

ความไม่เข้าคู่ของทรานซิสเตอร์แบบมอสที่กล่าวถึงจัดเป็นความแปรปรวนแบบท้องถิ่น โดยเกิดจากสาเหตุหลายประการ เช่น ความแตกต่างของความหนาแน่นประจุใต้พื้นที่เกิด ความหนาของชั้นออกไซด์ และขนาดของทรานซิสเตอร์ เป็นต้น โดยที่สาเหตุดังกล่าวสามารถนำมาสร้างเป็นแบบจำลองเพื่อใช้ในการทำนายความผิดพลาดของคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ได้ [16] โดยที่แบบจำลองทั่วไปแบ่งสาเหตุของความไม่เข้าคู่ออกเป็น 2 สาเหตุ คือ ความไม่เข้าคู่ของแรงดันเทรชโฮลด์ (Threshold Voltage,  $V_{TH}$ ) และความไม่เข้าคู่ของค่าคงตัวทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance Constant,  $\beta = \mu C_{ox}(W/L)$ ) โดยความไม่เข้าคู่จากสาเหตุทั้งสองเป็นตัวแปรสุ่มซึ่งมีความแปรปรวนตามสมการ

$$\sigma_{v_{th}}^2 = \frac{A_{V_{TH}}^2}{WL} + C_{V_{TH}}^2 \quad (3-1)$$

$$\frac{\sigma_{\beta}^2}{\beta^2} = \frac{A_{\beta}^2}{WL} + C_{\beta}^2 \quad (3-2)$$

เมื่อ  $A_{V_{TH}}$  กับ  $C_{V_{TH}}$  เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นกับความไม่เข้าคู่ของแรงดันเทรชโฮลด์ และ  $A_{\beta}$  กับ  $C_{\beta}$  เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นกับความไม่เข้าคู่ของค่าคงตัวทรานคอนดักแตนซ์ โดยที่ค่าคงที่เหล่านี้ขึ้นกับโรงงานเจือสาร [17] โดยทั่วไปถ้าพื้นที่เกิดมีค่าไม่เกิน  $1000 \mu\text{m}^2$  ผลของค่าคงตัว  $C_{V_{TH}}$  และ  $C_{\beta}$  สามารถละเลยได้



รูปที่ 3-1 วงจรสะท้อนกระแสเบื้องต้น

กำหนดทรานซิสเตอร์  $M_1$  มีกระแสเดรน  $I_{d1}$  ทรานซิสเตอร์  $M_2$  มีกระแสเดรน  $I_{d2}$  และให้ทรานซิสเตอร์มีขนาดเท่ากัน ความแปรปรวนของแรงดันเทรชโฮลด์และค่าคงตัวทรานคอนดักแตนซ์ จะส่งผลให้เกิดความแปรปรวนของกระแสเดรน  $I_{d1}$  และ  $I_{d2}$  โดยที่มีค่าดังสมการ [16]

$$\frac{\sigma_{I_d}^2}{I_d^2} = 4 \frac{\sigma_{V_{TH}}^2}{V_{dsat}^2} + \frac{\sigma_{\beta}^2}{\beta^2} \quad (3-3)$$

ถ้าสมมติให้  $\sigma_{VTH}$  มีค่าประมาณ  $1 \times 10^{-3}$  V,  $V_{dsat}$  มีค่าประมาณ 0.15 V และค่า  $\sigma_p/\beta$  มีค่าประมาณ  $2 \times 10^{-3}$  เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3-3) จะได้ค่า  $\sigma_d^2/I_d^2$  มีค่าประมาณ  $(1.35 \times 10^{-2})^2$  คิดเป็นความไม่เข้าคู่ของกระแสเดรน 1.35 % ซึ่งในวงจรจริงอาจมีการสะท้อนกระแสเพื่อนำไปใช้งานที่มากกว่า 1 ครั้ง ดังนั้นอาจทำให้กระแสที่ใช้งานท้ายสุดมีความไม่เข้าคู่สูงขึ้นได้อีก ทำให้ค่ากระแสผิดพลาดได้มาก

### 3.1.2 ความไม่เข้าคู่ของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

อุปกรณ์อื่นๆ ที่ให้ความสนใจได้แก่ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถหาค่าความไม่เข้าคู่ได้จากค่าสัมประสิทธิ์ที่ทางโรงงานเจือสารกำหนด โดยความไม่เข้าคู่ของอุปกรณ์ทั้งสองจะแปรผันตามส่วนกลับของรากที่สองของพื้นที่ของอุปกรณ์ดังกล่าว

$$\frac{\sigma_R^2}{R^2} = \frac{A_R^2}{W_R L_R} + C_R^2 \quad (3-4)$$

$$\frac{\sigma_C^2}{C^2} = \frac{A_C^2}{W_C L_C} + C_C^2 \quad (3-5)$$

เมื่อ  $\sigma_R^2$ ,  $\sigma_C^2$  คือ ความแปรปรวนของค่าความต้านทาน และค่าความเก็บประจุตามลำดับ  $W_R$ ,  $W_C$  คือ ค่าความกว้างลายวงจรของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุตามลำดับ  $L_R$ ,  $L_C$  คือ ความยาวลายวงจรของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุตามลำดับ  $A_R$ ,  $C_R$  คือ ค่าคงตัวซึ่งขึ้นกับความไม่เข้าคู่ของตัวต้านทาน และ  $A_C$ ,  $C_C$  คือ ค่าคงตัวซึ่งขึ้นกับความไม่เข้าคู่ของตัวเก็บประจุ ค่าความแปรปรวนของค่าความต้านทานส่งผลต่อค่ากระแสพีแทตและกระแสอ้างอิงโดยตรง

### 3.1.3 ความไม่เข้าคู่ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

ความไม่เข้าคู่ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์แนวตั้ง (Vertical Bipolar Transistor) ซึ่งใช้ในการสร้างกระแสพีแทต ซึ่งค่าความแปรปรวนจะขึ้นอยู่กับขนาดพื้นที่หน้าตัดของตัวทรานซิสเตอร์ด้วย ถ้ากำหนด  $\Delta A$  คือค่าความคาดเคลื่อนของพื้นที่ของทรานซิสเตอร์สำหรับวงจรสร้างกระแสพีแทต ค่าความคาดเคลื่อนของกระแสพีแทตสามารถหาได้ดังนี้

จากสมการที่ (2-4)

$$I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_{PTAT}} \ln(A)$$

$$I_{PTAT} + \Delta I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_{PTAT}} \ln(A + \Delta A)$$

ดังนั้น จะได้ว่า

$$\Delta I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_{PTAT}} \ln\left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right)$$



$$\frac{\Delta I_{PTAT}}{I_{PTAT}} = \ln\left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right) / \ln(A) \quad (3-6)$$

จากสมการที่ (3-6) ถ้าสมมติให้  $A$  มีค่า 8 และพจน์  $\frac{\Delta A}{A}$  มีค่าประมาณ 1% จะพบว่า ค่า  $\frac{\Delta I_{PTAT}}{I_{PTAT}}$  จะมีความผิดพลาดไปประมาณ 0.5% ซึ่งค่ากระแสนี้เมื่อทำการสะท้อนกระแสเพื่อนำไปใช้งาน จะยังมีโอกาสทำให้ค่ากระแสผิดพลาดมากยิ่งขึ้น

### 3.1.4 ความคลาดเคลื่อนของแรงดันเบสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์

ค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันเบสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์เป็นความแปรปรวนแบบโกลบอล เนื่องจากผลของระดับความเข้มข้นในการเจือสาร (doping) ในแต่ละแผ่นเวเฟอร์หรือรอบการผลิตแต่ละครั้ง ซึ่งส่งผลต่อค่าความว่องไวของอิเล็กตรอน (electron mobility,  $\mu_n$ ) ทำให้ค่ากระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (reverse saturation current,  $I_s$ ) ของทรานซิสเตอร์ซึ่งต่อเป็นไดโอดเปลี่ยนแปลงไป ความเข้มข้นของการเจือสารในแต่ละแผ่นเวเฟอร์สามารถมีค่าเปลี่ยนแปลงได้ค่อนข้างสูง อาจจะมีมากถึงประมาณ 3 เท่า ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ที่เปลี่ยนแปลงได้ดังสมการ

$$\Delta V_{BE(Global)} \approx V_T \ln\left(\frac{I_{S1}}{I_{S2}}\right) \quad (3-7)$$

กำหนดให้  $I_{S1} \approx 3 \cdot I_{S2}$  และคำนวณที่อุณหภูมิ  $27^\circ\text{C}$  จะได้  $\Delta V_{BE(on)} \approx 30$  mV โดยที่ค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ส่งผลให้กระแส  $I_{VBE}$  ผิดพลาดไปด้วย ซึ่งมีผลต่อเนื่องไปถึงกระแสอ้างอิงด้วยเช่นกัน

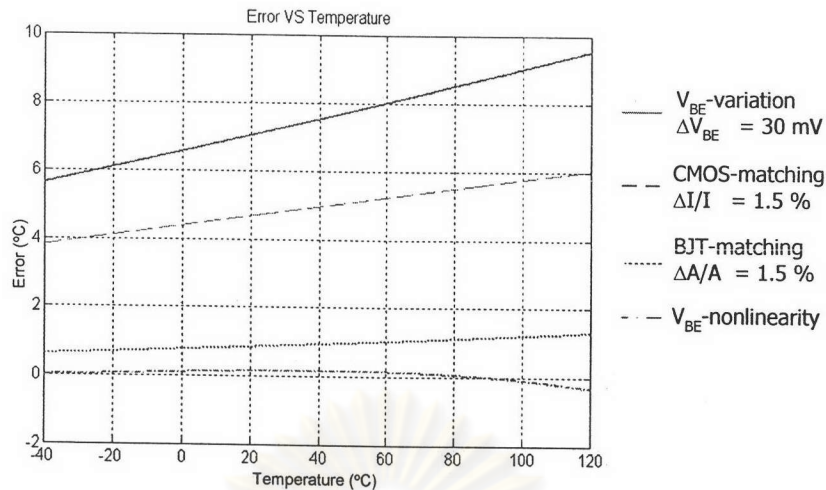
### 3.1.5 ความไม่เป็นเชิงเส้นของกระแสอ้างอิง

ความไม่เป็นเชิงเส้นของกระแสอ้างอิงนั้น เกิดจากผลของแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิตามสมการที่ 2-7 คือ

$$V_{BE(on)} = V_{GO} + aV_T - bV_T \ln(T)$$

ซึ่งพจน์  $V_T \ln T$  ในสมการดังกล่าวเป็นพจน์ซึ่งไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อทำไปแปลงแรงดันเป็นกระแสเพื่อนำไปสร้างกระแสอ้างอิง จะทำให้ค่ากระแสอ้างอิงที่ได้ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ เมื่อนำไปหาค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสขาเข้ากับกระแสอ้างอิง จะทำให้ค่าที่ได้ไม่เป็นเส้นตรง





รูปที่ 3-2 ความผิดพลาดของข้อมูลขาออกเนื่องจากสาเหตุต่างๆ

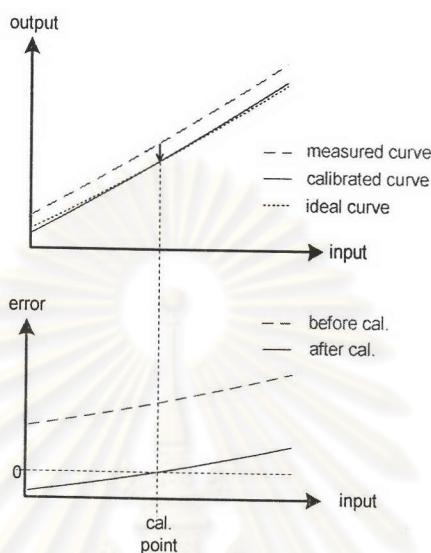
ซึ่งเมื่อนำความไม่เป็นอุดมคติต่างๆ มาวิเคราะห์หาความผิดพลาดรวมของการค่าทำการวัดได้ดังรูปที่ 3-2 พบว่า ปัจจัยหลักที่ทำให้สัญญาณขาออกมีความผิดพลาดไปจากค่าที่ต้องการคือ ผลของแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ และผลจากการสะท้อนกระแสของทรานซิสเตอร์แบบซีมอส ซึ่งผลของการสะท้อนกระแสนั้นสามารถทำให้น้อยลงได้โดยให้ขนาดของทรานซิสเตอร์มีค่าใหญ่ และทำการวัดหลายวงจรโดยอาศัยทฤษฎีพื้นฐานในการวัด ซึ่งจะกล่าวต่อไปในบทที่ 4 สำหรับผลของแรงดันตกคร่อมเบสอิมิตเตอร์นั้นสามารถทำให้น้อยลงได้ โดยอาศัยการทริม (Trimming) แต่จะเสียค่าใช้จ่ายในการทำที่ค่อนข้างสูง

### 3.2 การปรับเทียบ (Calibration)

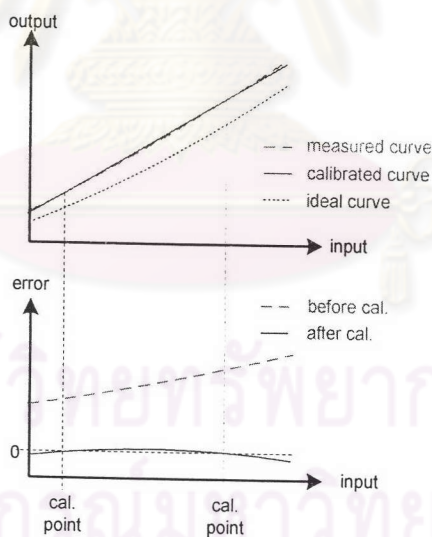
ในบางกรณีผู้วัดอาจต้องการทราบอุณหภูมิที่ต้องการวัดโดยทันที โดยไม่ต้องทำการคำนวณด้วยมือ ดังนั้นวงจรวัดอุณหภูมิแต่ละตัวจะต้องมีลักษณะการถ่ายโอนที่แน่นอน แต่วงจรวัดอุณหภูมิแต่ละตัวย่อมจะมีคุณสมบัติของลักษณะการถ่ายโอนที่แตกต่างกันออกไป เนื่องจากความแปรปรวนและความผิดพลาดในกระบวนการผลิตดังที่กล่าวมาข้างต้นในหัวข้อที่ 3.1 ซึ่งความผิดพลาดดังกล่าวอาจอยู่ในรูปแบบต่างๆ เช่น ออฟเซต (offset) ความผิดพลาดของอัตราขยาย (gain) ความไม่เป็นเชิงเส้น (non-linearity) เป็นต้น ดังนั้นก่อนนำไปใช้งาน จะต้องมี การปรับเทียบเพื่อให้ค่าที่วัดได้มีความถูกต้องหรือมีความผิดพลาดน้อยที่สุด

วงจรในการปรับเทียบสามารถทำได้หลายวิธี โดยสามารถแบ่งออกเป็นสองกลุ่ม คือ วงจรแบบแอนะล็อกและแบบดิจิทัล ซึ่งแต่ละวิธีจะมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป วงจรเปรียบเทียบแบบแอนะล็อกจะทำการปรับค่าในส่วนของวงจรโดยตรง ซึ่งอาจจะเป็นขนาดกระแส ความต้านทาน ความเก็บประจุ หรือขนาดของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำให้ค่าสัญญาณขาออกที่ได้จาก

ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลเป็นค่าที่ตรงตามความต้องการ ส่วนการปรับเทียบแบบดิจิทัลนั้น จะนำค่าที่ได้จากตัวแปลงไปทำการประมวลผลเชิงดิจิทัลเพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้อง การปรับเทียบที่เลือกใช้ คือ วิธีปรับเทียบแบบดิจิทัล เนื่องจากมีความสะดวกในการปรับเทียบ สามารถทำการปรับเทียบจากภายนอกชิปได้ และมีวงจรที่ไม่ซับซ้อนนัก



รูปที่ 3-3 ลักษณะการปรับเทียบแบบหนึ่งจุดซึ่งเสมือนเป็นการหักล้างค่าออฟเซตกับที่วัดได้



รูปที่ 3-4 ลักษณะการปรับเทียบแบบสองจุดซึ่งเสมือนการสร้างเส้นตรงขึ้นมาใหม่เพื่อวัดค่า

### 3.2.1 การปรับเทียบหนึ่งจุด

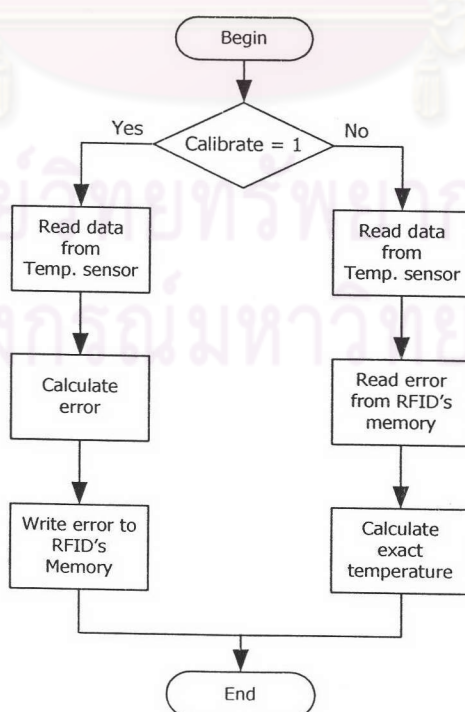
การปรับเทียบหนึ่งจุดจะปรับเทียบโดยเสมือนการเพิ่มหรือลดค่าออฟเซตให้กับผลการวัด เพื่อให้มีค่า ณ ตำแหน่งที่ทำการปรับเทียบเท่ากับค่าที่ต้องการดังรูปที่ 3-3 เมื่อวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดหลังปรับเทียบแล้วจะพบว่า ค่าความผิดพลาดจะมีค่าน้อยเมื่อค่าที่ทำกรวัดอยู่ใกล้ตำแหน่งที่ปรับเทียบ แต่เมื่อทำการวัดที่อุณหภูมิห่างออกไปจากจุดปรับเทียบค่าความผิดพลาดจะ

เพิ่มขึ้น ซึ่งวิธีนี้มีข้อดี คือ มีขั้นตอนการปรับเทียบไม่ยุ่งยากและวงจรที่ใช้ในการปรับเทียบไม่ซับซ้อน

### 3.2.2 การปรับเทียบสองจุด

การปรับเทียบสองจุดจะเป็นการปรับเทียบที่ทำโดยการสร้างกราฟความสัมพันธ์ขึ้นมาใหม่ โดยสร้างจากเส้นตรงที่ลากผ่านจุดสองจุด ซึ่งเป็นจุดที่ใช้ในการปรับเทียบดังรูปที่ 3-4 โดยพบว่าความผิดพลาดโดยใช้วิธีปรับเทียบลักษณะนี้มีค่าน้อยกว่าแบบปรับเทียบจุดเดียวมาก โดยสามารถแก้ความผิดพลาดในส่วนของออฟเซตและความชันของกราฟได้ ทำให้เหลือเพียงผลของความผิดพลาดแบบไม่เป็นเชิงเส้นแต่เพียงอย่างเดียว แต่มีข้อเสียคือ ขั้นตอนการปรับเทียบและวงจรที่ใช้ในการปรับเทียบจะมีความซับซ้อนมากกว่า

โดยงานวิจัยนี้ เลือกการปรับเทียบแบบหนึ่งจุด และทำการปรับเทียบภายนอก เนื่องจากต้องการลดความยุ่งยากซับซ้อนของวงจรในส่วนภาคดิจิทัล ในกรณีของการใช้งานร่วมกับระบบ RFID แล้ว การปรับเทียบสำหรับวงจรวัดแต่ละตัวนั้น จะทำที่อุณหภูมิค่าหนึ่ง โดยการอ่านค่าอุณหภูมิที่วัดได้จากวงจรรวมก่อน แล้วจากนั้นจึงคำนวณหาค่าความผิดพลาดในรูปของค่าออฟเซต แล้วจึงนำค่าออฟเซตดังกล่าว เขียนใส่ลงในหน่วยความจำของวงจรรวม RFID ซึ่งสำหรับการวัดในครั้งถัดๆ ไปเมื่ออ่านจะอ่านค่าที่วัดจากวงจรได้ กับค่าออฟเซตจากหน่วยความจำ แล้วจึงนำมาหักล้างกันต่อไป ซึ่งขั้นตอนการปรับเทียบโดยใช้ระบบ RFID แสดงดังรูปที่ 3-5



รูปที่ 3-5 ขั้นตอนการปรับเทียบโดยใช้เทคโนโลยี RFID

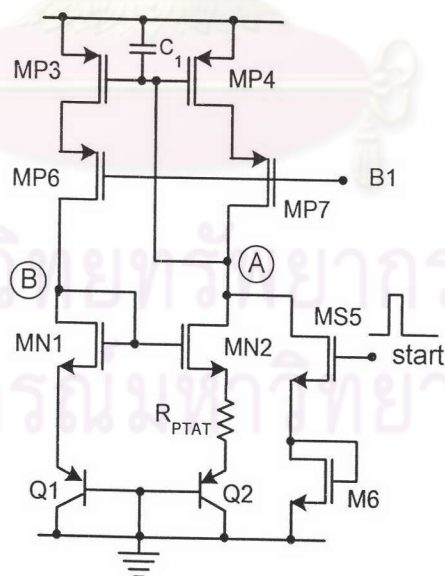


### 3.3 วงจรวัดอุณหภูมิและวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

#### 3.3.1 การสตาร์ทอัพวงจร

วงจรสร้างกระแสพีแทต ตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3.1 ถือเป็นส่วนสำคัญของวงจรวัดอุณหภูมิเนื่องจากเป็นส่วนของการสร้างสัญญาณที่มีค่าแปรตามอุณหภูมิ นอกจากนี้กระแสพีแทตยังถูกใช้เป็นการไบแอสส่วนอื่นๆ ของวงจรด้วย เช่น ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ออปแอมป์ เป็นต้น

วงจรมีจุดทำงานสองจุด [10] จุดทำงานแรกคือจุดที่ไม่มีกระแสไหลในวงจร จุดที่สองคือจุดที่มีกระแสไหลตามทีออกแบบ ดังนั้นวงจรดังกล่าวจำเป็นต้องมีวงจรสำหรับเริ่มต้นการทำงานหรือวงจรสตาร์ทอัพ (Start-up circuit) เพื่อช่วยให้ทำงานในจุดที่สองอันเป็นจุดที่ต้องการ ซึ่งวงจรที่ใช้กันได้มีการนำเสนอไว้หลายวิธี [10] ซึ่งวิธีที่เสนอมาดังกล่าวจะใช้หลักการแบบเริ่มต้นด้วยตนเอง (Self-started) วงจรเสริมนี้จะจ่ายกระแสให้กับวงจรหลักเมื่อเริ่มต้นทำงาน และวงจรเสริมดังกล่าวจะถูกตัดออกจากวงจรหลักเมื่อวงจรจะเข้าสู่จุดทำงานที่ต้องการ แต่จะมีกระแสสูญเสียในส่วนของวงจรเสริมที่เพิ่มเข้ามา และยังเพิ่มพื้นที่ของวงจรด้วย ในกรณีที่ทำกร่วมกับระบบ RFID นั้น ในบางสภาวะภายในวงจรจะต้องไม่มีกระแสไหล ดังนั้นการเริ่มการทำงานให้วงจรจึงใช้วงจรตามรูปที่ 3-6

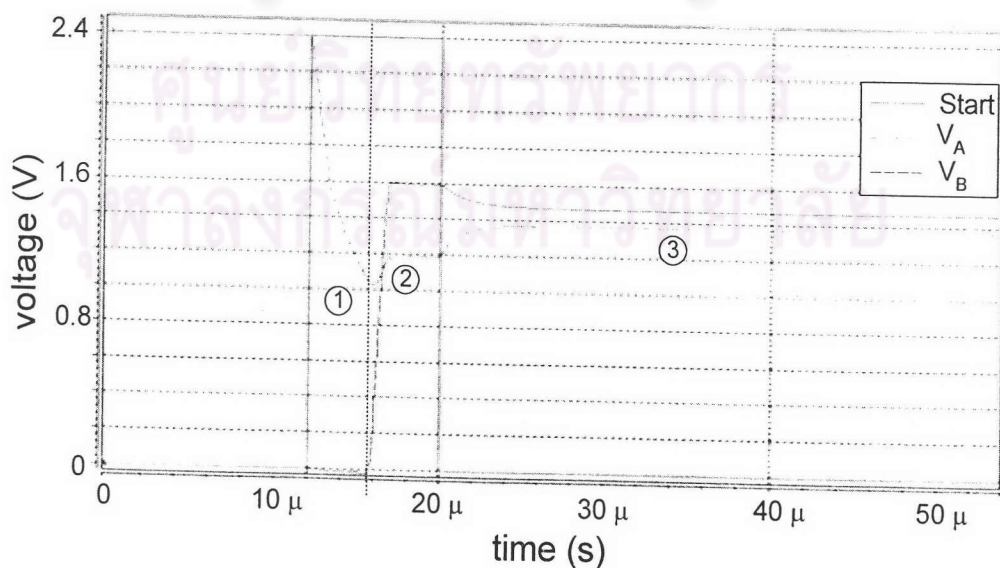


รูปที่ 3-6 วงจรสำหรับการสตาร์ทอัพ

จากวงจรจะมีการเพิ่มทรานซิสเตอร์ (MS5) ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ การทำงานในภาวะปกติวงจรจะทำงานที่จุดทำงานจุดแรกกล่าวคือไม่มีกระแสไหลในวงจร เมื่อต้องการให้วงจรทำงานก็จะ

ทำการป้อนสัญญาณให้ทรานซิสเตอร์ MS5 ทำงาน ซึ่งทำให้แรงดันที่โหนด A มีค่าต่ำลง ส่งผลให้เริ่มมีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ MP4 และทำให้วงจรทั้งหมดมีกระแสไหล ซึ่งในภาวะนี้ กระแสจะไหลสูงกว่ากระแสพีแทต จากนั้นทำให้ทรานซิสเตอร์ MS5 หยุดทำงาน ซึ่งส่วนของวงจรหลักจะทำการปรับตัวเองจนเข้าสู่จุดทำงานสงบที่สอง ซึ่งเป็นจุดทำงานที่ต้องการ โดยวิธีแบบนี้มีข้อดีคือ จะไม่มีกระแสสูญเสียให้กับวงจรส่วนอื่น แต่มีข้อเสียคือ ขณะที่ทำการเริ่มต้นนั้น กระแสจะมีค่าค่อนข้างสูงเนื่องจากกระแสจะไหลผ่านทั้งทรานซิสเตอร์ Q2 และทรานซิสเตอร์ MS5 และเมื่อทำการสะท้อนกระแสเข้าไปใช้ในวงจรส่วนอื่นๆ จะทำให้กระแสวิงสูงขึ้น ดังนั้นจำเป็นต้องลดปริมาณกระแสไม่ให้มากเกินไป ซึ่งทำได้โดยควบคุมขนาดของทรานซิสเตอร์ MS5 โดยให้มีความกว้างต่ำ และมีความยาวค่อนข้างมาก เพื่อให้มีความต้านทานสูง ทำให้กระแสส่วนที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ MS5 มีค่าน้อย นอกจากนี้การต่อทรานซิสเตอร์ M6 ซึ่งต่อในลักษณะไดโอดอนุกรมกับทรานซิสเตอร์ MS5 จะช่วยลดปริมาณกระแสที่ไหลอีกด้วย ปัจจัยอีกอย่างหนึ่งคือระยะเวลาในการเปิด เนื่องจากโหนด A เป็นโหนดที่ใช้ในการไบแอสวงจรส่วนอื่นๆ จึงมีการต่อตัวเก็บประจุ ( $C_1$ ) บริเวณโหนด A ด้วยเพื่อมิให้แรงดันในการไบแอสมีการเปลี่ยนแปลงมากในสถานะที่แรงดันไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลง ดังนั้นระยะเวลาในการเปิด MS5 จะต้องนานเพียงพอที่แรงดันที่โหนด A จะมีค่าลดต่ำลงจนทำให้ทรานซิสเตอร์ MP4 ทำงานได้

วงจรที่ออกแบบได้เลือกขนาดของทรานซิสเตอร์ MS5 มีค่า  $W/L = 0.7 \mu\text{m}/10\mu\text{m}$  ทรานซิสเตอร์ M6 มีค่า  $W/L = 0.7\mu\text{m}/3.5\mu\text{m}$  และให้เวลาในการเปิดเป็นครึ่งคาบของสัญญาณนาฬิกาซึ่งมีค่า  $8 \mu\text{s}$  โดยที่การทำงานของวงจรส่วนนี้จะทำโดยการค่อยๆ เพิ่มแรงดันไฟเลี้ยงขึ้น ซึ่งผลการจำลองการทำงานเป็นดังรูปที่ 3-7



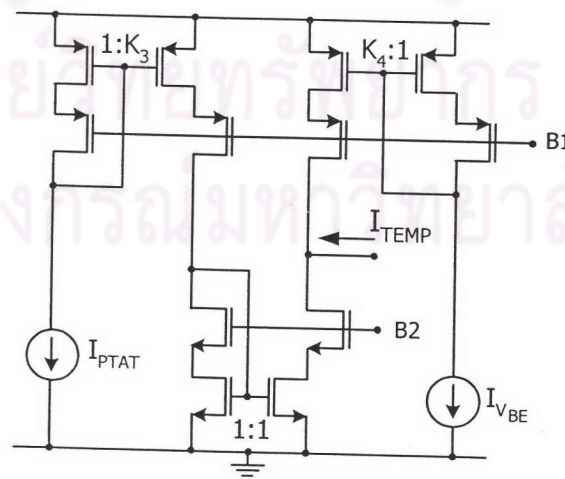
รูปที่ 3-7 ผลการจำลองขณะสแตร์ทอัพวงจร

จากรูปที่ 3-7 สามารถแบ่งการทำงานของสแตร์ทอัพวงจรได้เป็น 3 ช่วง ช่วงแรกคือ ตั้งแต่เริ่มทำการสแตร์ทอัพวงจร แรงดันที่โหนด A จะค่อยๆ ลดต่ำลงเนื่องจากการคายประจุออกของตัวเก็บประจุต่างๆ บริเวณโหนด A ผ่านทางสวิตช์ MS5 ในขณะที่แรงดันที่โหนด B จะยังไม่มีการเปลี่ยนแปลงมากนัก แรงดันที่โหนด A จะลดลงจนกระทั่งมีค่าต่ำมากเพียงพอจนทำให้วงจรเริ่มทำงาน ช่วงที่สอง คือเมื่อแรงดันที่โหนด A มีค่าต่ำมากเพียงพอแล้วจะทำให้เริ่มมีกระแสไหลในวงจร แรงดันที่โหนด B จะเริ่มขยับสูงขึ้น และวงจรจะปรับเข้าสู่สภาวะสมดุลใหม่ ช่วงที่สาม คือเมื่อเปิดการทำงานของสวิตช์ MS5 แล้ว วงจรก็จะปรับเข้าสู่สภาวะสมดุลใหม่อีกครั้ง โดยเป็นสภาวะจุดทำงานที่ทำการออกแบบไว้

### 3.3.2 วงจรสร้างกระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิและกระแสอ้างอิง

กระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิโดยตรงตามอุณหภูมิไม่สามารถนำมาใช้เป็นกระแสขาเข้าของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลโดยตรงได้ เนื่องจากมีช่วงที่ค่อนข้างแคบในช่วงอุณหภูมิที่ต้องการวัด -40 ถึง 120 องศาเซลเซียสเมื่อเทียบกับกระแสอ้างอิง ดังนั้นจำเป็นต้องสร้างกระแสขาเข้าของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลใหม่โดยให้กระจายอยู่ในช่วงประมาณ 10 % ถึง 90 % ของกระแสอ้างอิง ( $I_{REF}$ ) ซึ่งสามารถสร้างได้ตามวงจรรูปที่ 3-8 หลักการทำงานของวงจรคือการนำกระแส  $I_{PTAT}$  มาทำการเพิ่มขนาดโดยใช้หลักการสะท้อนกระแส ก่อนที่จะนำเอากระแสไปหักลบด้วยกระแสที่แปรผันตามแรงดันเบสเอมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-8)

$$I_{TEMP} = K_3 I_{PTAT} - K_4 I_{V_{BE}} \quad (3-8)$$



รูปที่ 3-8 วงจรสร้างกระแสขาออกที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ



ซึ่งค่ากระแส  $I_{PTAT}$  และกระแส  $I_{VBE}$  นั้นเป็นดังสมการที่ (2-4) และ (2-8) ตามลำดับ ซึ่งจากสมการดังกล่าว พบว่าค่ากระแสขึ้นอยู่กับขนาดของตัวต้านทานที่นำมาใช้ เนื่องจากวงจรนี้ถูกออกแบบให้กินกำลังไฟฟ้าต่ำ ดังนั้นค่าความต้านทานที่ใช้จึงควรมีค่าค่อนข้างสูง โดยหลักการเลือกค่าความต้านทานต้องคำนึงถึงอัตราส่วนของค่าความต้านทานแต่ละตัวที่ใช้ คือ  $R_{PTAT}$  สำหรับสร้างกระแส  $I_{PTAT}$  และ  $R_{VBE}$  สำหรับสร้างกระแส  $I_{VBE}$  เนื่องจากจะส่งผลต่อค่าความคลาดเคลื่อนที่สร้างได้จริงเมื่อทำการวัดลายวงจร อีกทั้งยังต้องมีค่าที่พอเหมาะซึ่งทำให้อัตราส่วน  $K_3$  และ  $K_4$  สำหรับสร้างกระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิ อัตราส่วน  $K_1$  และ  $K_2$  สำหรับสร้างกระแสอ้างอิงดังสมการที่ (2-5) เป็นจำนวนเต็มหรืออยู่ในรูปของเศษส่วนเพื่อง่ายต่อการวัดลายวงจร จากสมการที่ (2-4)

$$I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_{PTAT}} \ln(A)$$

กำหนด A มีค่า 8 และ  $R_{PTAT}$  มีค่า 200 k $\Omega$  แทนค่าลงในสมการที่ (2-4) จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$I_{PTAT} \approx (0.897 \times 10^{-9}) \cdot T \quad (3-9)$$

จากสมการที่ (2-8)

$$I_{VBE} = \frac{V_{BE}}{R_{VBE}}$$

กำหนด  $R_{VBE}$  มีค่า 700 k $\Omega$  ซึ่งเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (2-8) จะสามารถประมาณสมการกระแสที่แปรผันตามแรงดันเบสกับอิมิตเตอร์ให้อยู่ในความสัมพันธ์เชิงเส้นได้ดังนี้

$$I_{VBE} \approx -(2.747 \times 10^{-9}) \cdot T + (1.701 \times 10^{-6}) \quad (3-10)$$

และจากสมการที่ (2-5)

$$I_{REF} = K_1 I_{PTAT} + K_2 I_{VBE}$$

สามารถหาอัตราส่วน  $K_1$  ต่อ  $K_2$  สำหรับการสร้างกระแสอ้างอิงได้ คือ 2 ต่อ 2/3 นำสมการที่ (3-9) และ (3-10) พร้อมกับค่าคงที่  $K_1$  และ  $K_2$  แทนลงในสมการที่ (2-5) จะได้สมการกระแสอ้างอิงซึ่งถูกประมาณให้เป็นเชิงเส้นได้ดังสมการ

$$I_{REF} \approx -(56 \times 10^{-12}) \cdot T + (1.134 \times 10^{-6}) \quad (3-11)$$

ขณะที่การสร้างกระแสขาออกที่แปรผันตามอุณหภูมินั้นสร้างจากอัตราส่วน  $K_3$  ต่อ  $K_4$  เป็น 4 ต่อ 2/3 นำค่า  $K_3$  และ  $K_4$  พร้อมกับสมการที่ (3-9) และ (3-10) แทนลงในสมการที่ (3-8) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสขาออกที่มีค่าแปรผันตามอุณหภูมิดังสมการ

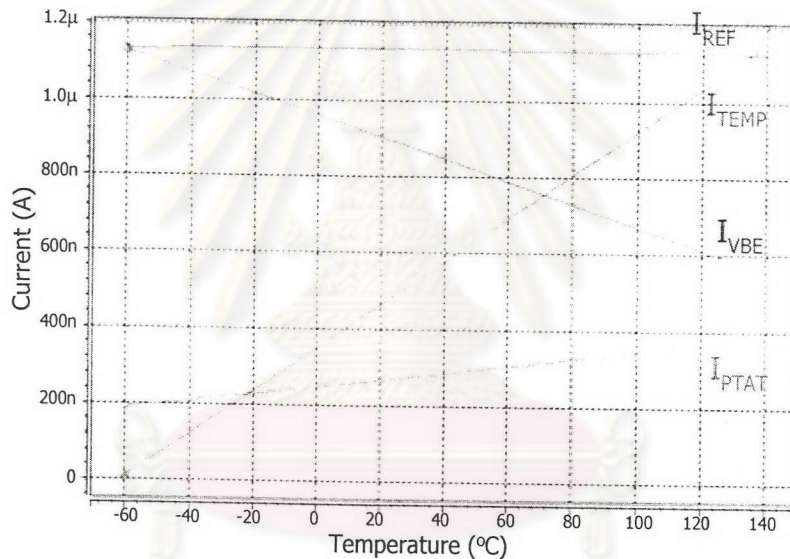
$$I_{TEMP} \approx (5.401 \times 10^{-9}) \cdot T - (1.134 \times 10^{-6}) \quad (3-12)$$

เมื่อ  $T$  คือ อุณหภูมิองศาสัมบูรณ์ เมื่อนำค่าตัวต้านทานและค่าอัตราส่วนต่างๆ ไปทำการสร้างวงจรแล้วจำลองผลการจำลองการทำงานไฟตรง ที่อุณหภูมิตั้งแต่  $-60$  องศาเซลเซียสจนถึง  $140$  องศาเซลเซียส จะได้ค่ากระแสต่างๆดังรูปที่ 3-9

ซึ่งกระแส  $I_{REF}$  ในสมการที่ (3-11) และ  $I_{TEMP}$  ในสมการที่ (3-12) เป็นเพียงค่ากระแสที่ได้จากการประมาณค่าต่างๆเท่านั้น ในขั้นตอนการออกแบบจริง จะเปลี่ยนค่าตัวแปรอัตราส่วนของกระแสที่ใช้อ้างอิง และค่าความต้านทาน จนได้ค่าที่เหมาะสม ซึ่งค่าของกระแส  $I_{REF}$  และ  $I_{TEMP}$  ที่ถูกต้องสามารถหาได้จากรูปที่ 3-9 โดยประมาณความสัมพันธ์  $I_{REF}$  และ  $I_{TEMP}$  เป็นเส้นตรง ซึ่งได้ความสัมพันธ์ใหม่เป็น

$$I_{REF} \approx -(65.2 \times 10^{-12}) \cdot T + (1.134 \times 10^{-6}) \quad (3-13)$$

$$I_{TEMP} \approx (5.695 \times 10^{-9}) \cdot T - (1.205 \times 10^{-6}) \quad (3-14)$$



รูปที่ 3-9 สัญญาณกระแสต่างๆในวงจรสร้างกระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิและกระแสอ้างอิง

โดยสามารถหาปริมาณอัตราส่วนของกระแส  $I_{TEMP} / I_{REF}$  ได้โดยนำสมการที่ (3-13) ไปหารด้วยสมการที่ (3-14) โดยสมมติให้  $I_{REF}$  มีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิโดยมีค่าเป็น  $1.134 \mu A$  ซึ่งจะได้อัตราส่วนของกระแสเป็น

$$Ratio = \frac{I_{TEMP}}{I_{REF}} \approx (5.022 \times 10^{-3}) \cdot T - 1.063 \quad (3-15 ก)$$

$$\approx (5.022 \times 10^{-3}) \cdot t_C + 0.309 \quad (3-15 ข)$$

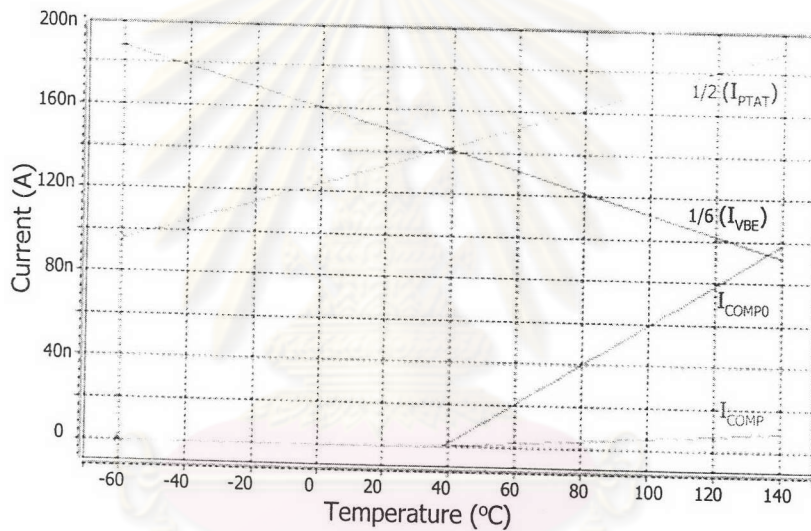
เมื่อ  $T$  คือ อุณหภูมิองศาสัมบูรณ์ และ  $t_C$  คือ อุณหภูมิองศาเซลเซียส ซึ่งอัตราส่วนดังกล่าวนี้จะ เป็นอัตราส่วนของค่าดิจิทัลที่ได้หลังจากการแปลงค่าออกมาแล้วอีกด้วย



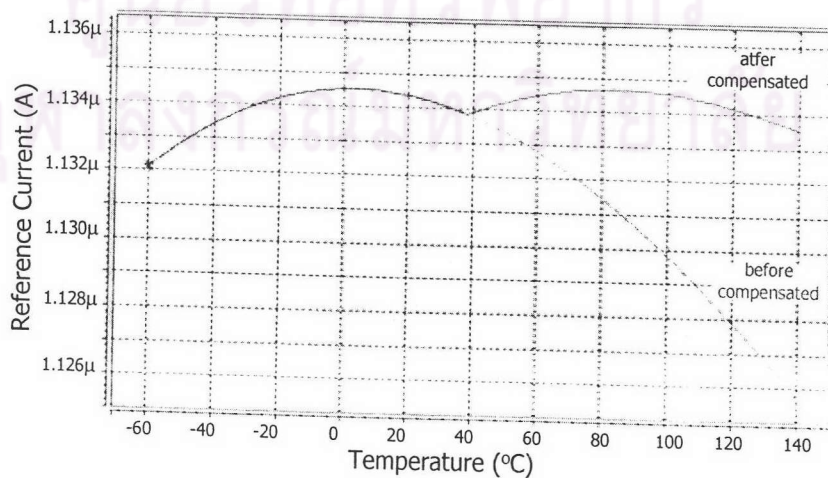


$$I_{COMP} = \begin{cases} 0 & ; m_2 I_{PTAT} \leq m_1 I_{VBE} \\ \frac{1}{N} (m_2 I_{PTAT} - m_1 I_{VBE}) & ; m_2 I_{PTAT} > m_1 I_{VBE} \end{cases} \quad (3-16)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้มีการชดเชยที่อุณหภูมิสูง และอุณหภูมิซึ่งเป็นค่าที่แบ่งระหว่างการนำกระแสทั้งสองสถานะของวงจร อยู่ที่ประมาณ 40 องศาเซลเซียส โดยกำหนดค่าคงที่  $m_1$  และ  $m_2$  มีค่า 1/2 และ 1/6 ตามลำดับ ค่าคงที่  $N$  มีค่า 10 โดยเมื่อนำไปรวมกับกระแสอ้างอิงแล้วจะทำให้ผลของความโค้งงอของกระแสอ้างอิงมีค่าน้อยลง จากเมื่อไม่มีการชดเชยผลความโค้งงอจะมีค่าประมาณ 40 ppm แต่เมื่อชดเชยแล้วผลดังกล่าวจะลดลงเหลือเพียงไม่เกิน 8 ppm ดังแสดงในรูปที่ 3-12 ซึ่งเมื่อเทียบเป็นผลความผิดพลาดของการวัดแล้ว พบว่าค่าความผิดพลาดแบบไม่เป็นเชิงเส้นลดลงจาก 0.25 องศาเซลเซียส เหลือประมาณ 0.06 องศาเซลเซียส



รูปที่ 3-11 กระแสต่างๆในวงจรชดเชยความโค้งงอของกระแสอ้างอิง



รูปที่ 3-12 กระแสอ้างอิงก่อนและหลังทำการชดเชยความโค้งงอด้วยวิธีชดเชยเชิงเส้นเป็นช่วงๆ

### 3.3.4 ผลของสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของตัวต้านทาน

ภายในวงจรสร้างกระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิและกระแสอ้างอิงนั้น ได้มีตัวต้านทานเป็นส่วนประกอบด้วย โดยที่ตัวต้านทานดังกล่าว มีค่าความต้านทานที่ค่อนข้างสูง ดังนั้นในการเลือกชนิดของตัวต้านทานที่ใช้ จะต้องคำนึงถึงขนาดของพื้นที่ที่ใช้ด้วย ตลอดจนค่าความต้านทานต่อหน่วยความยาวของตัวต้านทานแต่ละชนิด ซึ่งรายละเอียดของตัวต้านทานแต่ละชนิดเป็นดังตารางที่ 3-1 [17]

ตารางที่ 3-1 คุณสมบัติของตัวต้านทานแต่ละชนิด

ชนิดของตัวต้านทาน	ความต้านทานต่อพื้นที่สี่เหลี่ยมจัตุรัส ( $\Omega/\square$ )	สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ (ppm / $^{\circ}\text{C}$ )
N-Well	640	2800
N+	95	1300
P+	200	1500
Poly2	125	450
Hi-Poly	1000	-21.50

จากตารางที่ 3-1 ชนิดของตัวต้านทานที่มีความต้านทานสูงสุดคือ แบบโพลีซิลิคอนค่าความต้านทานสูง (Hi-resistance polysilicon) แต่ทว่าในการผลิตจริงจะต้องเสียค่าผลิตเพิ่มขึ้นเนื่องจากเป็นตัวต้านทานชนิดพิเศษ ดังนั้นตัวต้านทานที่เลือกใช้เป็นแบบผสม คือ ประกอบด้วยตัวต้านทานสองประเภทต่ออนุกรม ซึ่งได้แก่ ตัวต้านทานที่สร้างจากหลุมชนิดเอ็น (N-well resistor) และตัวต้านทานที่สร้างจากโพลีซิลิคอน (Polysilicon Resistor) เนื่องจากตัวต้านทานที่สร้างจากหลุมชนิด N ให้ค่าความต้านทานต่อพื้นที่สี่เหลี่ยมจัตุรัสมากที่สุด ส่วนการที่เลือกตัวต้านทานที่สร้างจากโพลีซิลิคอน เนื่องจากประหยัดพื้นที่ในการวาดลายวงจร ซึ่งจะกล่าวในบทถัดไป

เนื่องด้วยตัวต้านทานที่ใช้ไม่ได้เป็นอุดมคติ ค่าความต้านทานจะแปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิ โดยค่าที่เปลี่ยนแปลงจะขึ้นกับสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ (Temperature Coefficient) ของตัวต้านทานแต่ละชนิด ซึ่งตัวต้านทานที่เลือกใช้มีค่าดังกล่าวเป็นบวก ดังนั้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าความต้านทานจะเพิ่มมากขึ้นด้วย โดยสามารถประมาณให้ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับอุณหภูมิดังสมการ

$$R = R_0(1 + a(T - T_0)) \quad (3-17)$$

เมื่อ  $R$  คือค่าความต้านทาน,  $R_0$  คือค่าความต้านทานอ้างอิงเบื้องต้น  $T$  คือ อุณหภูมิที่ใช้งาน  $T_0$  คืออุณหภูมิอ้างอิงเบื้องต้น และ  $a$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของตัวต้านทาน ผลดังกล่าวทำให้ค่ากระแสในวงจร ซึ่งได้แก่  $I_{PTAT}$ ,  $I_{VBE}$ ,  $I_{REF}$  และ  $I_{TEMP}$  มีค่าต่างไปจากเดิม โดยจะมีค่าเปลี่ยนไปตามสมการ

$$I'_{PTAT} = \frac{V_T}{R_{PTAT}(1+a(T-T_0))} \ln(A) = \frac{I_{PTAT}}{1+a(T-T_0)} \quad (3-18)$$

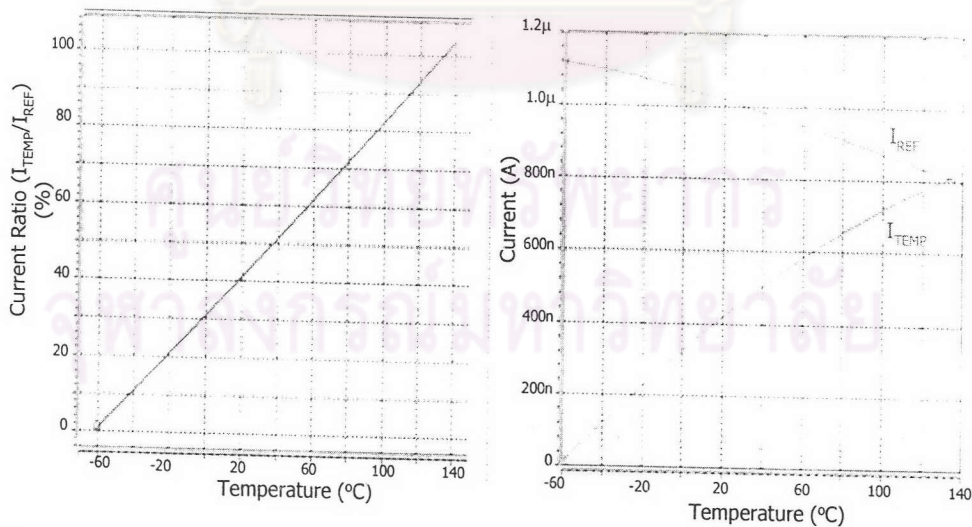
$$I'_{VBE} = \frac{V_{BE}}{R_{VBE}(1+a(T-T_0))} = \frac{I_{VBE}}{1+a(T-T_0)} \quad (3-19)$$

$$I_{REF} = K_1 \frac{I_{PTAT}}{1+a(T-T_0)} + K_2 \frac{I_{VBE}}{1+a(T-T_0)} \quad (3-20)$$

$$I_{TEMP} = K_3 \frac{I_{PTAT}}{1+a(T-T_0)} - K_4 \frac{I_{VBE}}{1+a(T-T_0)} \quad (3-21)$$

แต่เนื่องจากโครงสร้างของวงจร กระแส  $I_{TEMP}$  และ กระแส  $I_{REF}$  จะถูกนำไปแปลงโดยตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสทั้งสองแล้วแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลออกมา ซึ่งจะพบว่าอัตราส่วน  $I_{TEMP}/I_{REF}$  จะมีค่าเป็นเส้นตรงตามที่ทำการออกแบบแต่ต้นดังรูปที่ 3-13 อันเนื่องมาจากผลของสัมประสิทธิ์อุณหภูมิตัวต้านทานในสมการได้หักล้างกันเอง

$$\frac{I_{TEMP}}{I_{REF}} = \frac{K_3 I_{PTAT} - K_4 I_{VBE}}{K_1 I_{PTAT} + K_2 I_{VBE}} \quad (3-22)$$



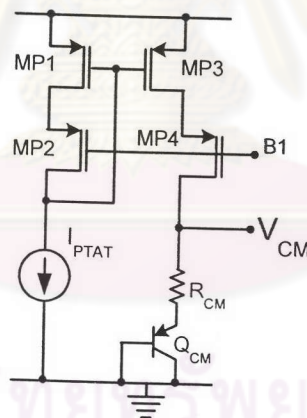
รูปที่ 3-13 อัตราส่วนของกระแส  $I_{TEMP}/I_{REF}$  และค่าของกระแสเมื่อรวมผลของสัมประสิทธิ์เชิงอุณหภูมิของตัวต้านทาน



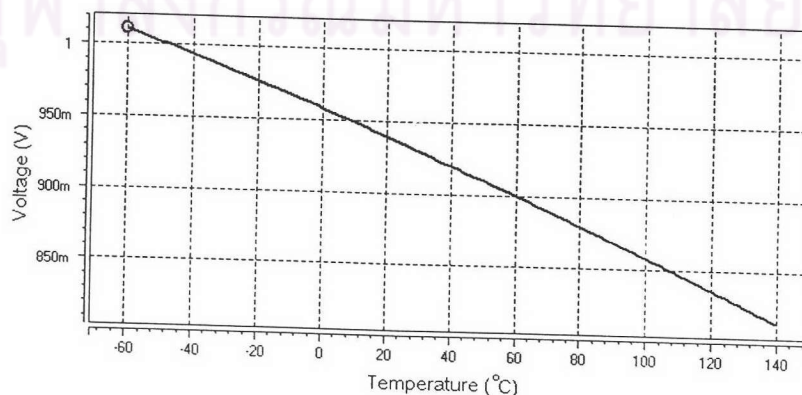
### 3.3.5 วงจรสร้างแรงดันโหมคร่วมสำหรับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

นอกจากการสร้างสัญญาณกระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิและกระแสอ้างอิง ในส่วนของวงจรวัดอุณหภูมินี้ยังต้องสร้างส่วนของแรงดันโหมคร่วมสำหรับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ซึ่งแรงดันโหมคร่วมนี้ไม่ได้มีผลต่อความแม่นยำในการแปลงค่าของตัวแปลง เพียงแต่ใช้เป็นระดับแรงดันโหมคร่วมสำหรับตัวออปแอมป์ และตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันเท่านั้น

สำหรับระดับแรงดันโหมคร่วมนั้น โดยปกตินิยมตั้งให้มีค่าอยู่ที่ค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงเพื่อให้สัญญาณมีช่วงของการแกว่ง (Output swing) ได้เท่าๆกัน ทั้งที่สูงและต่ำกว่าแรงดันโหมคร่วม แต่เนื่องจากการแกว่งของระดับแรงดันขาออกของตัวอินทิเกรเตอร์ซึ่งอยู่ภายในตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลนั้น จะมีช่วงของการแกว่งที่แตกต่างไปกล่าวคือ ในสภาวะอุณหภูมิต่ำแรงดันขาออกมักจะแกว่งอยู่ในช่วงที่ต่ำกว่าแรงดันโหมคร่วม ในทางกลับกันที่อุณหภูมิสูงแรงดันขาออกดังกล่าวมักจะแกว่งอยู่ในช่วงที่สูงกว่าแรงดันโหมคร่วม ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลต่อไป ดังนั้นผู้วิจัยจึงออกแบบให้แรงดันโหมคร่วมมีค่าที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ โดยมีค่าลดลงตามอุณหภูมิ ซึ่งวงจรที่ใช้มีลักษณะดังรูปที่ 3-13



รูปที่ 3-14 วงจรสร้างแรงดันโหมคร่วมเพื่อป้อนให้กับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

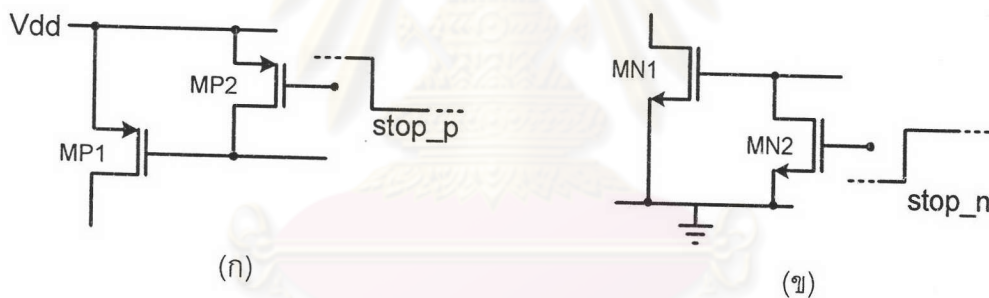


รูปที่ 3-15 ระดับแรงดันโหมคร่วม ( $V_{CM}$ ) ที่อุณหภูมิต่างๆ

วงจรรักษาความแม่นยำของแรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์แบบไบโพลาร์ซึ่งมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น แต่เนื่องจากแรงดันดังกล่าวมีค่าที่ค่อนข้างน้อยที่คือประมาณ 700 mV ที่ 0°C และมีค่าความชันประมาณ -2 mV/°C ดังนั้นจึงเพิ่มค่าของแรงดันใหม่โดยรวมด้วยการต่อตัวต้านทานอนุกรมขนาด 500 k $\Omega$  กับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ( $Q_{CM}$ ) เพิ่ม ซึ่งจะทำให้โครงสร้างมีลักษณะคล้ายคลึง วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงแบบช่องว่างพลังงาน (Bandgap Voltage Reference) [10] โดยผลจำลองการทำงานของแรงดันใหม่โดยรวมที่อุณหภูมิต่างๆเป็นดังรูปที่ 3-14 โดยที่แรงดันใหม่รวมจะมีค่าประมาณ 960 mV ที่ 0°C และมีค่าความชันประมาณ -1 mV/°C ทั้งนี้ในการออกแบบผู้วิจัยได้ออกแบบในเงื่อนไขที่แรงดันไฟเลี้ยงมีค่าต่ำ คือประมาณ 2 V

### 3.3.6 การหยุดการทำงานของวงจรถ่วง

เมื่อบริการต้องการหยุดอุณหภูมิและแปลงค่าเสริจลิ่งตามที่กำหนดแล้ว วงจรจะหยุดการทำงานเพื่อเป็นการประหยัดกำลังไฟฟ้าในภาวะที่ไม่ได้ทำการวัด โดยการต่อทรานซิสเตอร์ซึ่งทำหน้าที่สวิตช์เพิ่มเติมเข้ากับขาเกตของทรานซิสเตอร์ซึ่งใช้ในการสร้างกระแสต่างๆในวงจรโดยที่แบ่งได้ออกเป็นสองลักษณะดังรูปที่ 3-16



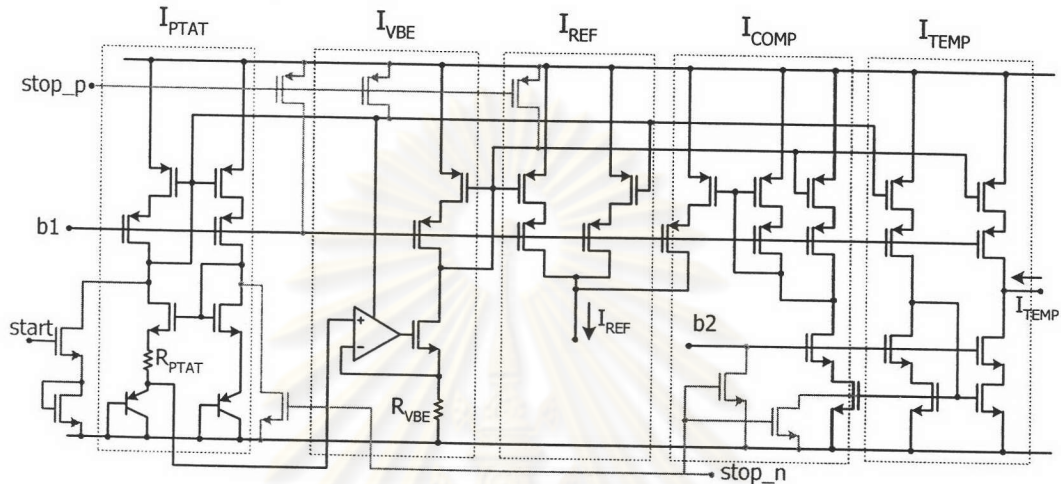
รูปที่ 3-16 วงจรหยุดการทำงานของวงจรถ่วงกระแสโดยแยกตามชนิดของทรานซิสเตอร์

(ก) แบบพีมอส (ข) แบบเอ็นมอส

ในกรณีของทรานซิสเตอร์แบบพีมอส สวิตช์ที่ใช้หยุดจะสร้างจากทรานซิสเตอร์แบบพีมอส โดยต่อดังรูปที่ 3-16 (ก) โดยที่สัญญาณ stop\_p จะเป็นสัญญาณควบคุมโดยที่เมื่อบริการทำงาน สัญญาณ stop\_p จะมีค่าเป็นตรรกสูง ซึ่งสวิตช์ MP2 จะเปิด เมื่อต้องการหยุดทำงานสัญญาณ stop\_p จะเปลี่ยนเป็นตรรกต่ำ ทำให้สวิตช์ MP2 ปิด ซึ่งส่งผลขาเกตและซอร์สของทรานซิสเตอร์ MP1 ต่อกัน ทำให้แรงดันระหว่างเกตและซอร์สมีค่าเป็นศูนย์ ส่งผลให้ไม่มีกระแสไหล ในกรณีของทรานซิสเตอร์แบบเอ็นมอส อาศัยหลักการที่เหมือนกันแต่ใช้สวิตช์ที่สร้างจากทรานซิสเตอร์แบบเอ็นมอสแทน ส่วนสัญญาณควบคุม stop\_n นั้นจะมี ตรรกกลับกับกรณีของทรานซิสเตอร์แบบพีมอส



การปิดวงจรในลักษณะเช่นนี้ จะมีผลตามมาคืออาจส่งผลให้ขาเดรนของทรานซิสเตอร์มีค่าความต้านทานสูงมาก (High-Impedance) ซึ่งทำให้ไม่สามารถควบคุมแรงดันได้ ในกรณีที่ส่วนดังกล่าวถูกป้อนให้กับวงจรในภาคดิจิทัลอาจทำให้เกิดสภาวะที่ไม่สามารถระบุตรรกได้ ซึ่งส่งผลให้เกิดการสั่นเปลื้องกำลังทางไฟฟ้า ดังนั้นเพื่อป้องกันผลดังกล่าว ขาของทรานซิสเตอร์ดังกล่าวจะถูกต่อลงกราวด์โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นมอสด้วยเช่นกันในกรณีที่ต้องการหยุดการทำงาน



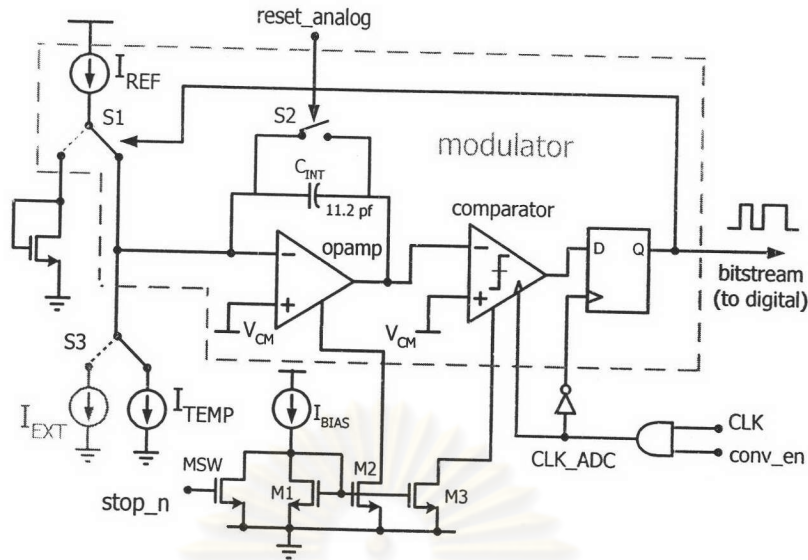
รูปที่ 3-17 วงจรวัดอุณหภูมิและสร้างกระแสอ้างอิง (ไม่รวมส่วนของวงจรสร้างแรงดันใหม่ด้วย)

#### 3.4 ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้า (Sigma-Delta ADC)

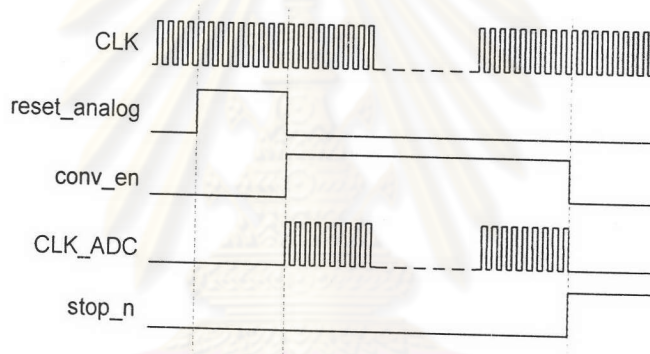
ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้ามีโครงสร้างคร่าวๆ ดังที่กล่าวไปแล้ว โดยตัวแปลงนี้มีความละเอียดในการแปลงไม่ต่ำกว่า 8 บิต เพื่อใช้ในการแยกแยะขนาดของกระแสขาเข้า ซึ่งมีค่าแปรผันตามอุณหภูมิ ในที่นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของวงจรมอดูเลเตอร์แบบซิกมาเดลต้า โครงสร้างของวงจร ขั้นตอนการทำงาน การออกแบบส่วนประกอบต่างๆ ภายในวงจร

โครงสร้างหลักของวงจรมอดูเลเตอร์ภายในตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้า อันดับหนึ่ง โดยวงจรที่ออกแบบมีลักษณะดังรูปที่ 3-18 ภายในวงจรประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์ (ออปแอมป์และตัวเก็บประจุสำหรับการอินทิเกรต) ตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันที่ทำงานตามสัญญาณนาฬิกา วงจรฟลิปฟลอป ทรานซิสเตอร์ M1-M3 สำหรับไบแอสวงจร สวิตช์สำหรับควบคุมการทำงานของวงจร สวิตช์เลือกแหล่งกระแสระหว่างกระแสจากวงจรวัดอุณหภูมิ ( $I_{TEMP}$ ) กับกระแสจากภายนอก ( $I_{EXT}$ ) เกิดสำหรับควบคุมสัญญาณต่างๆ ซึ่งถูกส่งมาจากวงจรควบคุมภาคดิจิทัลเพื่อให่วงจรทำงานตามที่วางไว้ โดยวงจรถูกออกแบบมาให้ทำงานที่ระดับไฟเลี้ยง 2 ถึง 3 โวลต์ และสัญญาณนาฬิกา 125 kHz ตามความถี่คลื่นวิทยุของระบบ RFID

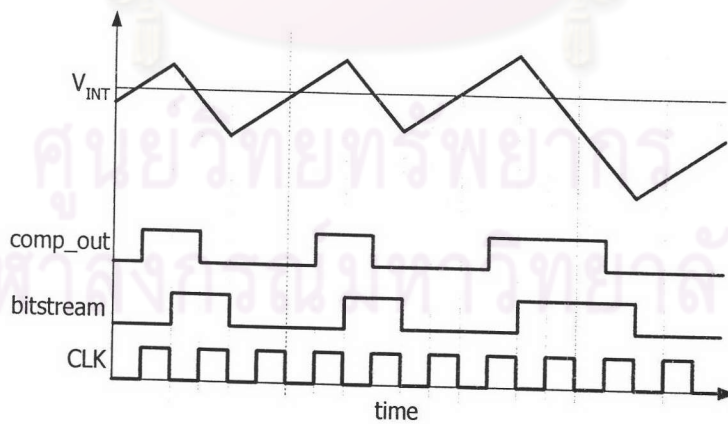




รูปที่ 3-18 ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง



รูปที่ 3-19 สัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล



รูปที่ 3-20 สัญญาณภายในวงจรมอดูเลเตอร์ขณะทำการแปลงค่า

ขั้นตอนการทำงานโดยรวมของวงจรถูกควบคุมโดยสัญญาณจากวงจรควบคุมภาคดิจิทัล หลังจากวงจรทั้งหมดรวมถึงวงจรวัดอุณหภูมิได้รับสัญญาณ start ให้เริ่มทำงานแล้ว ในช่วงแรกนั้นตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลนี้จะยังไม่ทำงาน โดยจะรอเป็นเวลาหนึ่งเพื่อให้แรงดันและกระแส

ทุกจุดเข้าสู่จุดทำงานสงบเสียก่อน โดยสัญญาณ reset\_analog ซึ่งถูกส่งมาจากวงจรควบคุมภาคดิจิทัล จะมีค่าเป็นตรรกสูง และทำให้สวิตช์ S2 ทำงานเพื่อให้แรงดันที่ขาลบและขาออกของอินทิเกรเตอร์อยู่ที่แรงดันโหมตร่วม ( $V_{CM}$ ) ก่อนที่จะเริ่มทำการอินทิเกรตและแปลงค่ากระแสนั้นเอง โดยในขณะนั้นจะไม่มีสัญญาณนาฬิกา (CLK) เข้าสู่วงจรเนื่องจากถูกควบคุมด้วยสัญญาณ conv\_en ซึ่งเป็นสัญญาณควบคุมการเปิด-ปิด การทำงานของตัวแปลงนี้นั้นเอง หลังจากรอเป็นเวลาระยะหนึ่งแล้ว สัญญาณ reset\_analog จะเปลี่ยนเป็นตรรกต่ำ พร้อมกับเป็นจังหวะที่สัญญาณ conv\_en เปลี่ยนจากตรรกต่ำเป็นตรรกสูง ซึ่งทำให้วงจรเริ่มทำการแปลงค่าต่อไป เมื่อวงจรทำการแปลงตามเวลาที่กำหนดแล้ว สัญญาณ conv\_en จะเปลี่ยนเป็นตรรกต่ำอีกครั้งซึ่งทำให้ไม่มีสัญญาณนาฬิกาถูกป้อนให้กับวงจร ขณะเดียวกันสัญญาณ stop\_n จะเปลี่ยนจากตรรกต่ำเป็นสูง ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าสู่วงจร เป็นการปิดการทำงานของวงจรโดยสมบูรณ์ โดยรายละเอียดของสัญญาณควบคุมเป็นดังรูปที่ 3-19

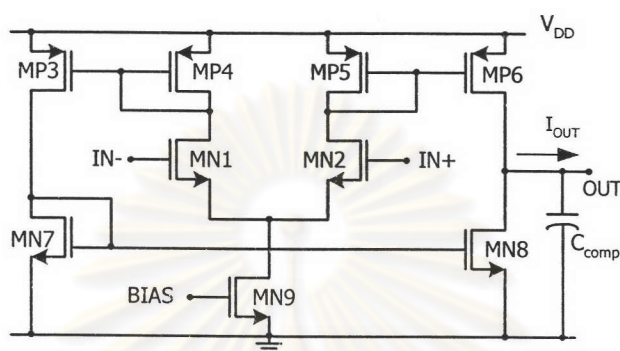
ในขณะที่ทำการแปลงค่า ตัวแปลงค่านี้มีหลักการและลักษณะเดียวกับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้าดังที่เคยอธิบายแล้วในหัวข้อ 2.4.2 แต่จะมีข้อแตกต่างคือ การทำงานของสวิตช์สำหรับป้อนกลับ ซึ่งถูกควบคุมโดยสัญญาณข้อมูลดิจิทัลขาออก (bitstream) ของตัวแปลงขาออก จะมีการหน่วงเวลาให้ช้ากว่าเป็นเวลาครึ่งคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา เนื่องจากต้องการป้องกันผลความผิดพลาดของการเปลี่ยนแปลงค่าจากตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อเวลาในการป้อนกลับค่าของสวิตช์ S1 ตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันถูกออกแบบมาให้เปรียบเทียบทุกๆ ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา ขณะเดียวกันตัวฟลิปฟล็อปจะทำงานทุกๆ ขอบขาลง ซึ่งจะเป็นการอ่านค่าหลังจากการเปรียบเทียบเสร็จสมบูรณ์แล้ว และข้อมูลดิจิทัลพัลส์ขาออกดังกล่าวซึ่งถูกเลื่อนออกจากวงจรตามขอบขาลง จะถูกป้อนให้กับวงจรควบคุมภาคดิจิทัล ซึ่งถูกออกแบบมาให้ทำงานตามขอบขาขึ้นต่อไปซึ่งแสดงดังรูปที่ 3-20 สำหรับรายละเอียดของส่วนประกอบอื่นๆ จะกล่าวถึงต่อไป

#### 3.4.1 ออปแอมป์และตัวเก็บประจุสำหรับการอินทิเกรต

คุณสมบัติของออปแอมป์ที่นำมาวิเคราะห์ได้แก่ อัตราขยายไฟตรง (DC-Gain) แบนด์วิดท์ (Bandwidth) และอัตราสลูว์ (Slew rate) โดยที่รายละเอียดของหลักการออกแบบคือ อัตราขยายไฟตรงของออปแอมป์ควรมีค่ามากกว่าค่าอัตราการสุ่มเกิน แบนด์วิดท์ต้องมีค่ามากกว่าอัตราการสุ่มสัญญาณอย่างน้อย 10 เท่า ส่วนค่าอัตราสลูว์จะต้องมากพอโดยเทียบจากปริมาณกระแสสูงสุดที่ออปแอมป์จ่ายและรับ [22] ในกรณีของตัวแปลงที่ใช้ในวงจรวัดอุณหภูมินี้ต้องการความละเอียด 8 บิต ดังนั้นมีอัตราการสุ่มเกิน 256 เท่า อัตราการสุ่มที่ 125 kHz ส่วนกระแสที่จ่ายและ



รับสูงสุดสามารถประมาณว่ามีค่าเท่ากับ กระแสอ้างอิงที่สร้างจากวงจรสร้างกระแสอ้างอิง ดังนั้น คุณสมบัติของออปแอมป์ที่ทำการออกแบบคือ อัตราขยายไฟตรงมากกว่า 256 แบนด์วิดท์มากกว่า 1.25 MHz และสามารถจ่ายและรับกระแสได้มากกว่ากระแสอ้างอิงคือประมาณ  $1 \mu\text{A}$  ที่อุณหภูมิห้อง นอกจากคุณสมบัติเบื้องต้นที่กล่าวไปแล้ว ยังต้องคำนึงถึงปัจจัยอื่นๆอีกเช่น เสถียรภาพ ระดับไฟเลี้ยง เป็นต้น



รูปที่ 3-21 วงจรออปแอมป์โครงสร้างขยายขั้นเดียวแบบสะท้อนกระแส

จากคุณสมบัติเบื้องต้นดังกล่าว ออปแอมป์ที่เลือกใช้ในตัวแปลงนี้เป็นโครงสร้างวงจรขยายขั้นเดียวแบบสะท้อนกระแส (current mirror amplifier) [23] ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถทำงานได้ที่ระดับไฟเลี้ยงที่ต่ำ มีช่วงอัตราแกว่งของสัญญาณขาออก (output swing) สูงมีเสถียรภาพของวงจรสูง ให้อัตราขยายไฟตรงและแบนด์วิดท์เพียงพอต่อความต้องการเบื้องต้น โครงสร้างของวงจรเป็นดังรูปที่ 3-21 ทρανซิสเตอร์ MN9 จะเป็นตัวสร้างกระแสไบแอสให้กับวงจร ซึ่งได้ออกแบบให้มีกระแสไบแอสประมาณ 250 nA ที่อุณหภูมิห้อง และเพื่อเพิ่มอัตราสลับของตัวออปแอมป์เอง จึงให้ขนาดของ MP6 และ MN8 ใหญ่กว่าขนาดของ MP5 และ MN7 6 เท่าตามลำดับ โดยที่ขนาดของทρανซิสเตอร์เป็นดังตารางที่ 3-2 ขนาดของตัวเก็บประจุสำหรับชดเชยผลทางความถี่มีค่าประมาณ 1.2 pF ซึ่งในวงจรจริงจะมีผลของตัวเก็บประจุผลิตของตัวเก็บประจุสำหรับทำการอินทิเกรต ซึ่งอาจมีค่าสูงประมาณ 20% ของขนาดตัวเก็บประจุที่ใช้ในการอินทิเกรตอีกด้วย

ตารางที่ 3-2 ขนาดของทρανซิสเตอร์ภายในวงจรออปแอมป์

ทρανซิสเตอร์	ขนาด (W/L) ( $\mu\text{m}$ )	ทρανซิสเตอร์	ขนาด (W/L) ( $\mu\text{m}$ )
MN1, MN2	8/2	MN7	3/10
MP3, MP4	3/6	MN8	18/10
MP5	3/6	MP6	18/6

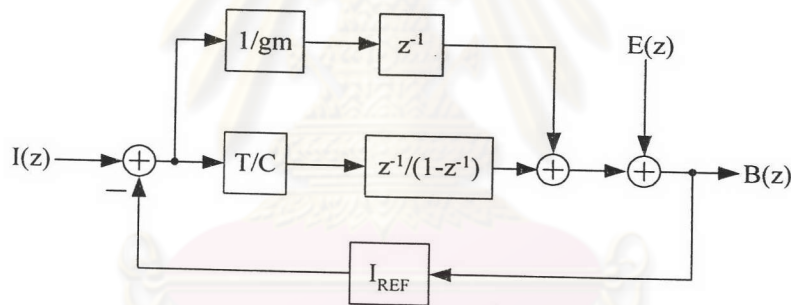
การใช้วงจรขยายขั้นเดียวนี้ สามารถเปลี่ยนในแบบจำลองจากออปแอมป์เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นกระแส (Gm) ได้ ซึ่งทำให้ค่าแรงดันที่ขาเข้าทั้งสองข้างของออปแอมป์มีค่าไม่คงที่ อัน



เนื่องจากผลของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรถ่วงคือ ในภาวะที่ออปแอมป์ต้องจ่ายกระแสสู่ภายนอก แรงดันขาลบจะมีค่าต่ำกว่าแรงดันขาบวก ในทางกลับกันเมื่อออปแอมป์รับกระแสจากภายนอก แรงดันขาลบจะสูงกว่าขาบวก โดยที่ผลต่างของแรงดันระหว่างขาบวกและลบสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\Delta V_{INT} = V_{IN+} - V_{IN-} = \frac{I_{OUT}}{g_m} \tag{3-23}$$

ซึ่งผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาลบของออปแอมป์ดังกล่าว ส่งผลให้แรงดันขาออกออปแอมป์ที่ได้จากการอินทิเกรตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยในการอินทิเกรตแต่ละครั้งค่าแรงดันขาออกของออปแอมป์จะมีความผิดพลาดไป  $\Delta V_{INT}$  ตามสมการที่ 3-23 ดังนั้นจึงสร้างแบบจำลองของวงจรมอดูเลเตอร์แบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่งขึ้นมาใหม่ โดยเปลี่ยนจากอินทิเกรเตอร์เชิงเวลาต่อเนื่อง (continuous-time integrator) ให้อยู่ในรูปของอินทิเกรเตอร์เชิงเวลาแบบเต็มหน่วย (discrete-time integrator) เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ โดยโครงสร้างแบบจำลองของมอดูเลเตอร์เมื่อรวมผลของ  $g_m$  เป็นดังรูปที่ 3-22



รูปที่ 3-22 แบบจำลองของมอดูเลเตอร์แบบซิกมาเดลต้าเมื่อมีผลของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์

โดยที่  $I(z)$  คือกระแสขาเข้า  $I_{REF}$  คือ ค่ากระแสอ้างอิง  $g_m$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์  $T$  คือคาบเวลา  $C$  คือค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในการอินทิเกรต  $E(z)$  คือสัญญาณรบกวนควอนไทซ์  $B(z)$  คือพัลส์ขาออก โดยสามารถพิสูจน์หาความสัมพันธ์ใหม่ในโดเมนของ  $z$  (z-domain) ได้ดังนี้

กำหนด

$$A = \frac{1}{g_m} z^{-1} + \frac{T}{C} \cdot \left( \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \right)$$

จะได้

$$B(z) = \frac{A}{1 + A \cdot I_{REF}} I(z) + \frac{1}{1 + A \cdot I_{REF}} E(z)$$

ให้  $\frac{T}{C} \cdot I_{REF} = 1$

$$B(z) = \frac{\left( \frac{1}{g_m} (z^{-1} - z^{-2}) + \frac{T}{C} z^{-1} \right) \cdot I(z) + (1 - z^{-1}) \cdot E(z)}{1 + \frac{I_{REF}}{g_m} (z^{-1} - z^{-2})} \tag{3-24}$$

เมื่อวิเคราะห์ในรูปของโดเมนทางเวลาแบบเต็มหน่วย (discrete time domain)

$$b_n + \frac{I_{REF}}{g_m}(b_{n-1} - b_{n-2}) = \frac{1}{g_m}(I_{n-1} - I_{n-2}) + \frac{T}{C}I_{n-1} + e_n - e_{n-1} \quad (3-25)$$

หาผลรวมตั้งแต่ครั้งที่  $m$  จนถึง  $m+N$  จะได้

$$\sum_{n=m+1}^{m+N} b_n + \frac{I_{REF}}{g_m}(b_{m+N-1} - b_{m-1}) = \frac{T}{C} \sum_{n=m+1}^{m+N} i_n + (e_{m+N} - e_m) + \frac{1}{g_m}(i_{m+N-1} - i_{m-1}) \quad (3-26)$$

สมมติให้กระแสขาเข้าเป็นกระแสไฟตรงจะได้  $(i_{m+N-1} - i_{m-1}) = 0$  และ  $\sum_{n=m+1}^{m+N} i_n = N \cdot I_{IN}$  ค่า  $e_n - e_{n-1}$  คือค่าผลต่างแรงดันระหว่างการอินทิเกรตครั้งแรกและครั้งสุดท้าย ( $\Delta V$ ) ซึ่งค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ของผลต่างแรงดันดังกล่าว ( $\Delta V_{max}$ ) คือ  $\frac{T}{C} \cdot I_{REF}$  สำหรับ  $(b_{m+N-1} - b_{m-1})$  ค่าที่เป็นไปได้คือ 0, -1, +1 ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} \sum_{n=m+1}^{m+N} b_n &= \frac{T}{C} \cdot N \cdot I_{IN} + \frac{I_{REF}}{g_m} + \frac{T}{C} \cdot I_{REF} \\ \frac{I_{IN}}{I_{REF}} &= \frac{1}{N} \sum_{n=m+1}^{m+N} b_n - \frac{1}{N} \left( \frac{T}{C} + \frac{1}{g_m} \right) \end{aligned} \quad (3-27)$$

ซึ่งจะพบว่าผลของค่าทรานซ์คอนดักแตนซ์ จะส่งผลให้มีความผิดพลาดมากขึ้นในการวัดเมื่อเทียบกับสมการที่ (2-11) แต่ถ้าทำการวัดเป็นเวลานานพอ ( $N \gg 1$ ) ผลดังกล่าวก็จะสามารถละเลยได้เช่นเดียวกัน โดยผลจำลองการทำงานของวงจรเป็นดังตารางที่ 3-3

ตารางที่ 3-3 ผลการจำลองการทำงานของออปแอมป์

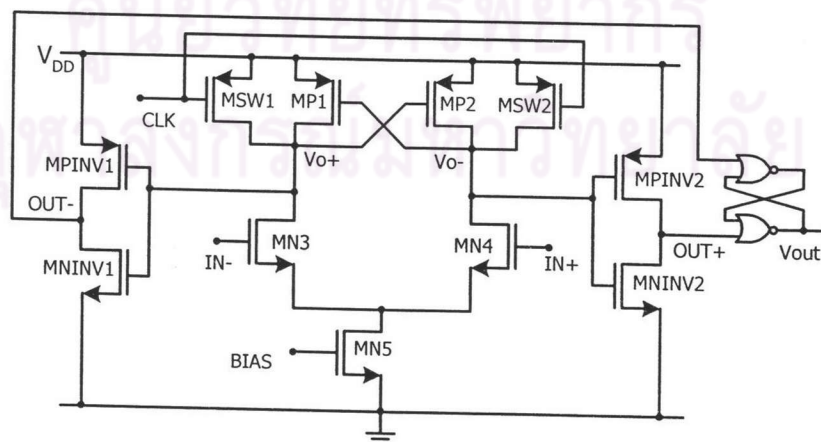
อุณหภูมิ (°C)	อัตราขยาย ไฟตรง	แบนด์วิดท์ (MHz)	ค่ากระแส ขาออกสูงสุด (μA)	เฟสแมริจิ้น (องศา)	กระแสทั้งหมดของ ออปแอมป์ (μA)
-40	1230	2.14	1.40	45	1.63
27	1210	2.08	1.58	48	1.87
80	1200	1.94	1.89	52	2.17
120	1190	1.84	2.10	53	2.45

สำหรับการเลือกค่าตัวเก็บประจุสำหรับการอินทิเกรตนั้น สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ขนาดของตัวเก็บประจุจะต้องมีค่ามากพอเพื่อให้ รั่วหว่างที่มีการอินทิเกรตสัญญาณกระแสขาเข้านั้น ไม่ทำให้เกิดการขลิบของสัญญาณขาออกจากตัวอินทิเกรเตอร์ นอกจากนี้ต้องมีขนาดไม่มากเกินไปเนื่องจากจะสิ้นเปลืองพื้นที่ในการวาดลายวงจร และยังส่งผลถึงตัวเก็บประจุปริสติกที่ขาออกของออปแอมป์อีกด้วย ซึ่งในการเลือกค่าง่ายต้องคำนึงถึงผลของความแปรปรวนของกระบวนการ

ผลิตด้วยเนื่องจากค่าความเก็บประจุและค่าความต้านทานอาจจะมีค่าน้อยกว่าปกติถึง 20 % ส่งผลให้ความชันของการอินทิเกรตจะสูงขึ้น ส่งผลให้เกิดการขลิบได้มากขึ้น ซึ่งจากการจำลองการทำงานค่าตัวเก็บประจุที่เลือกใช้มีค่า 11.2 pF

### 3.4.2 ตัวเปรียบเทียบระดับแรงดัน

เนื่องจากโครงสร้างของตัวมอดูเลเตอร์เองมีการป้อนกลับไปยังสัญญาณขาเข้า ส่งผลให้ตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันภายในวงจรมอดูเลเตอร์แบบซิกมาเดลต้าสามารถมีออฟเซตของวงจรได้สูงโดยที่ไม่ทำให้ผลของสัญญาณออกผิดพลาด ซึ่งโครงสร้างของวงจรถือเปรียบเทียบระดับแรงดันที่นิยมใช้คือ ตัวเปรียบเทียบแบบพลวัต (dynamic latch comparator) ซึ่งการทำงานจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกาและการใช้โครงสร้างของออปแอมป์วงรอบเปิด (Open Loop Opamp) โดยที่ตัวเปรียบเทียบแบบพลวัตมีข้อดีกว่าการใช้ออปแอมป์วงรอบเปิดคือ กินกำลังไฟฟ้าน้อยกว่า และให้ความเร็วในการเปรียบเทียบที่สูงกว่า แต่มีข้อด้อยคือ ออฟเซตขาเข้าจะมีค่าสูงกว่า และจะมีผลของการขีดประจุจะมีค่าสูง ซึ่งอาจทำให้แรงดันขาเข้าขณะทำการเริ่มเปรียบเทียบมีค่าผิดพลาดไปส่งผลให้การผิดพลาดได้ [23] โครงสร้างของวงจรถือเปรียบเทียบระดับแรงดันที่ใช้ในโครงงานนี้จึงมีลักษณะเป็นตัวเปรียบเทียบแบบพลวัตเพื่อให้กินกำลังไม่สูงมากนัก และให้ความเร็วในการเปรียบเทียบสูง แต่ออกแบบให้มีกระแสไหลผ่านในภาวะที่ไม่ทำงานด้วย ซึ่งส่งผลแรงดันที่โหนดต่างๆ ภายในวงจรมิเกิดสภาวะที่มีความต้านทานสูง (High-Impedance) และพบว่าทำให้ผลของการขีดประจุมีค่าน้อยกว่าตัวเปรียบเทียบพลวัตทั่วไป แต่จะทำให้วงจรถูกกินกำลังไฟฟ้าน้อยลง โดยวงจรถูกเป็นดังรูปที่ 3-23 [24] โดยออกแบบให้มีกระแสสำหรับไบแอสไหลประมาณ 300 nA ที่อุณหภูมิห้อง ขนาดของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวภายในวงจรถูกเป็นดังตารางที่ 3-4



รูปที่ 3-23 โครงสร้างของวงจรถือเปรียบเทียบระดับแรงดันแบบพลวัต



ตารางที่ 3-4 ขนาดของทรานซิสเตอร์ภายในตัวเปรียบเทียบระดับแรงดัน

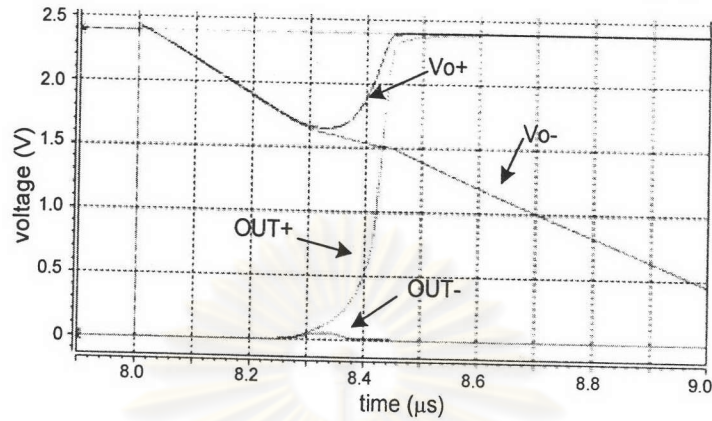
ทรานซิสเตอร์	ขนาด (W/L) ( $\mu\text{m}$ )	ทรานซิสเตอร์	ขนาด (W/L) ( $\mu\text{m}$ )
MP1,MP2	6/1.5	MPINV1, MPINV2	5.5/0.7
MN3,MN4	8/1	MNINV1, MNINV2	0.7/7
MN5	6/15	MSW1, MSW2	1.5/0.7

ตัวเปรียบเทียบแบบพลวัตทำงานตามจังหวะสัญญาณนาฬิกาการทำงานสามารถแบ่งออกได้เป็นสองช่วง ช่วงแรกคือช่วงของการตั้งค่าใหม่หรือช่วงรีเซ็ต (Reset) สวิตช์ MSW1 และ MSW2 จะทำงาน ส่งผลให้แรงดันที่โหนด  $V_{o+}$  และ  $V_{o-}$  มีค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยง ช่วงที่สองคือช่วงที่ทำการเปรียบเทียบ สวิตช์ MSW1 และ MSW2 จะเปิดวงจร แรงดันที่โหนด  $V_{o+}$  และ  $V_{o-}$  จะลดลงทั้งสองโหนดโดยจะลดลงด้วยอัตราที่ไม่เท่ากัน ขึ้นกับแรงดันขาเข้า  $V_{IN+}$  และ  $V_{IN-}$  ถ้าสมมติให้แรงดัน  $V_{IN+}$  มากกว่า  $V_{IN-}$  จะส่งผลให้แรงดันที่โหนด  $V_{o-}$  ลดลงเร็วกว่า  $V_{o+}$  แรงดันดังกล่าวจะลดลงจนกระทั่งทำให้ทรานซิสเตอร์ MP1 ซึ่งต่อในป้อนกลับแบบบวกทำงาน ซึ่งจะทำให้แรงดันที่โหนด  $V_{o+}$  ถูกดึงกลับให้มีแรงดันที่สูงขึ้น ซึ่งหลังจากนั้นจะทำให้แรงดันที่โหนด  $V_{o+}$  และ  $V_{o-}$  มีค่าแตกต่างกันมากขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งถ้าเป็นกรณี  $V_{IN+}$  น้อยกว่า  $V_{IN-}$  ก็จะทำในลักษณะที่คล้ายคลึงกัน แต่แรงดันที่โหนด  $V_{o+}$  และ  $V_{o-}$  นั้นไม่สามารถนำมาตัดสินใจเป็นค่าตรรกทางดิจิทัลได้โดยตรง ดังนั้นจะต้องมาทำการจัดรูปร่างโดยผ่านทางวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำให้สามารถตัดสินใจค่าที่ออกมาเป็นตรรกสูงหรือต่ำ จากนั้นจึงนำสัญญาณ  $OUT+$  และ  $OUT-$  ซึ่งถูกตัดสินใจเป็นตรรกสูงหรือต่ำแล้วไปผ่านวงจรแลตช์เพื่อให้สัญญาณขาออกที่ได้จากการเปรียบเทียบไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อเกิดการรีเซ็ตใหม่ ซึ่งผลจำลองการทำงานเป็นดังรูปที่ 3-24 และ รูปที่ 3-25 เวลาที่ใช้ในการเปรียบเทียบของตัวแปลงดังกล่าว ขึ้นอยู่กับขนาดผลต่างของแรงดันขาเข้าทั้งสอง โดยวัดเวลาตั้งแต่เริ่มแปลงค่าที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณรีเซ็ต จนถึงเวลาที่แรงดันที่โหนด  $OUT+$  หรือ  $OUT-$  มีค่า 90% ของแรงดันไฟเลี้ยง ซึ่งสามารถสรุปดังตารางที่ 3-5

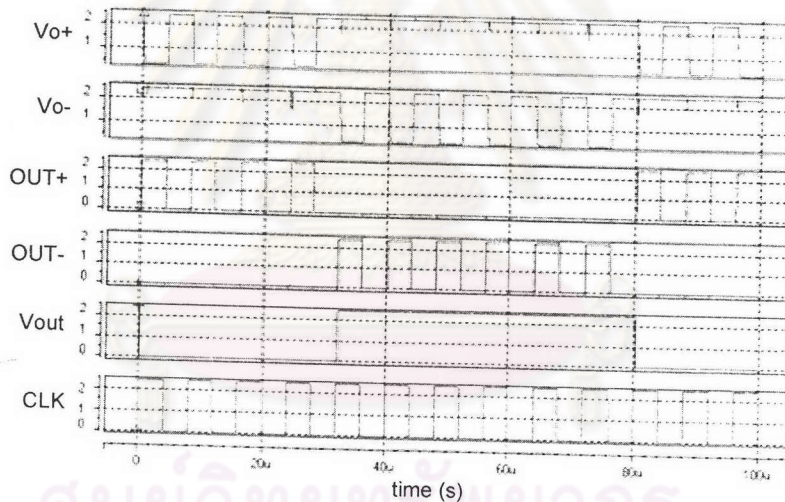
ตารางที่ 3-5 เวลาในการเปรียบเทียบของตัวเปรียบเทียบที่ผลต่างแรงดันขาเข้าค่าต่างๆ

ผลต่างของแรงดันขาเข้า (mV)	เวลาในการเปรียบเทียบ (ns)	ผลต่างของแรงดันขาเข้า (mV)	เวลาในการเปรียบเทียบ (ns)
0.1	505.0	10	377.8
1	443.5	100	232.1

สำหรับค่าออฟเซตของตัวเปรียบเทียบระดับสัญญาณดังกล่าวนี้ จะมีปัจจัยหลักจากความเข้าคู่ (matching) ระหว่างทรานซิสเตอร์ MN3 กับ MN4 [24] ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ขนาดของทรานซิสเตอร์ดังกล่าว พบว่าตัวเปรียบเทียบระดับสัญญาณมีค่าออฟเซตสูงสุดไม่เกิน 8.25mV



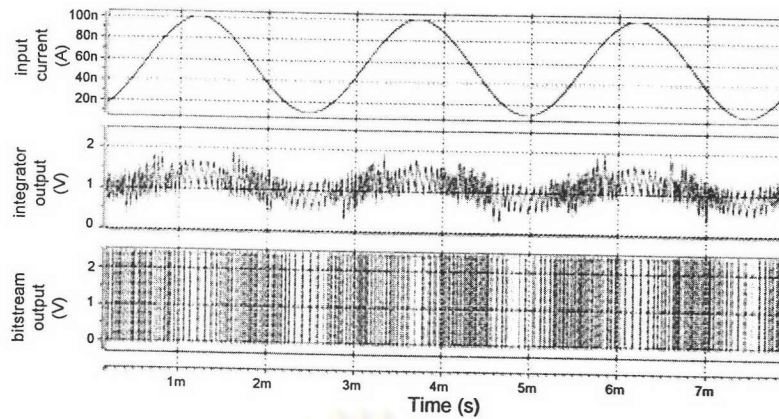
รูปที่ 3-24 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเปรียบเทียบระดับแรงดันในช่วงเปรียบเทียบโดยค่าผลต่างของแรงดันขาเข้ามีค่า 1mV



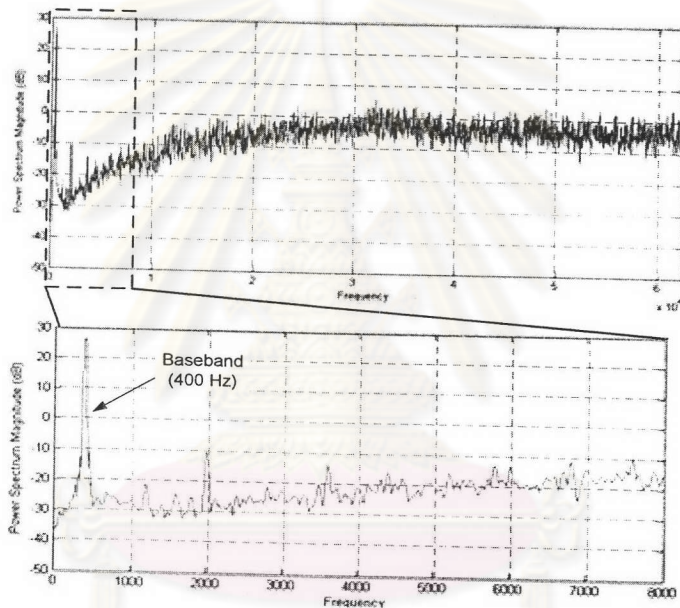
รูปที่ 3-25 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเปรียบเทียบระดับแรงดันทั้งหมด

เมื่อทำการออกแบบวงจรในส่วนของออปแอมป์และตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันแล้ว การทดสอบการทำงานของตัวมอดูเลเตอร์ทำโดยการทดสอบป้อนสัญญาณกระแสขาเข้าในรูปของสัญญาณไซน์ความถี่ 400 Hz โดยมีขนาดแอมพลิจูด 0.45  $\mu\text{A}$  ค่าออฟเซตกระแส 0.55  $\mu\text{A}$  และใช้กระแสอ้างอิง 1.1  $\mu\text{A}$  โดยทำการทดลองที่อุณหภูมิ 27  $^{\circ}\text{C}$  ซึ่งผลการจำลองการทำงานของตัวมอดูเลเตอร์เป็นดังรูปที่ 3-26 จากนั้นนำข้อมูลพัลส์ขาออกไปทำการหาผลเชิงความถี่ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลจะเป็นดังรูปที่ 3-27 ซึ่งผลการวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณพบว่าสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการควอนไทซ์จะถูกจัดสรรฐานให้ไปอยู่ที่ความถี่สูง โดยบริเวณความถี่ต่ำจะเหลือแต่ส่วนของสเปกตรัมของสัญญาณขาเข้าที่ป้อนซึ่งมีความถี่ 400 Hz เท่านั้น





รูปที่ 3-26 ผลการจำลองการทำงานของมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณกระแสขาเข้าเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 400 Hz



รูปที่ 3-27 ผลการวิเคราะห์เชิงความถี่ของสัญญาณพัลส์ขาออกจากมอดูเลเตอร์

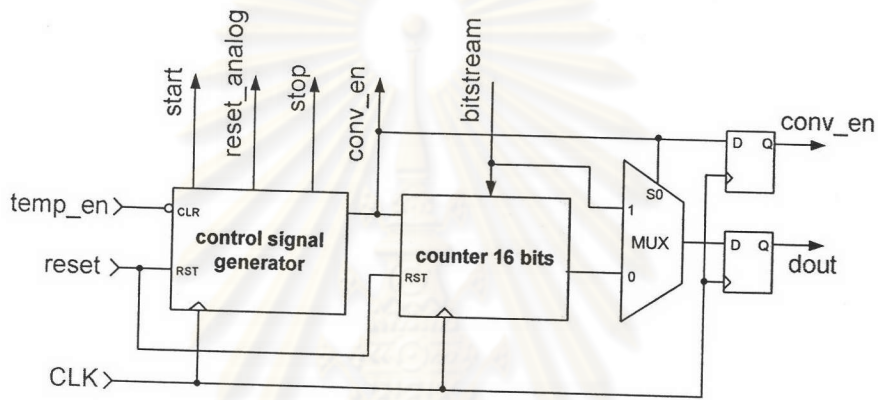
### 3.5 วงจรควบคุมภาคดิจิทัล

วงจรดิจิทัลนี้มีหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทั้งหมดของวงจร โดยส่วนประกอบต่างๆ แสดงในรูปที่ 3-28 สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนหลักๆ ได้คือ วงจรสร้างสัญญาณควบคุม (control signal generator) ซึ่งจะทำการรับคำสั่งจากภายนอก สร้างสัญญาณเพื่อใช้ในการควบคุมขั้นตอนและเวลาในการทำงานของวงจรสร้างกระแสที่แปรผันตามอุณหภูมิ และตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ตลอดจนควบคุมสัญญาณที่จะใช้ในการแสดงผลสู่ภายนอก ส่วนถัดมาคือ ส่วนของวงจรรนับ (counter) จะทำหน้าที่เป็นวงจรรองผ่านตัวแบบดิจิทัลของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล โดยการนับจำนวนพัลส์ขาออกจากตัวมอดูเลเตอร์ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้คือค่าของการเปลี่ยนแปลงนั่นเอง โดยการออกแบบวงจรส่วนนี้จะต่างจากสองส่วนแรก คือใช้การออกแบบด้วยภาษา VHDL

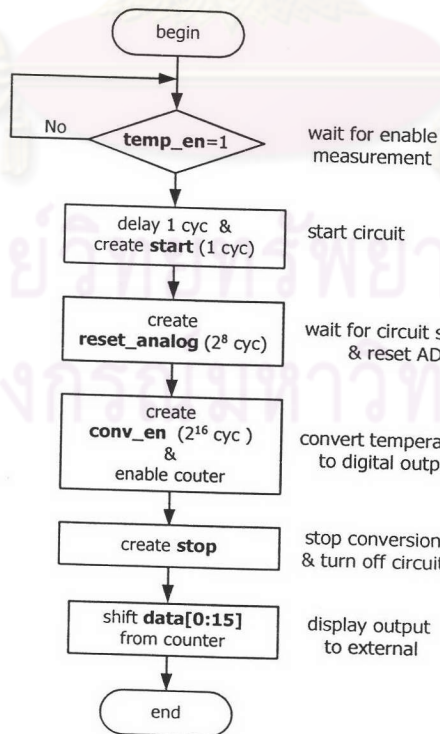


และจำลองการทำงานและจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมโมเดลซิม (ModelSim) หลังจากนั้นจึงทำการแปลงจากภาษา VHDL ให้เป็นผังวงจรตามต้องการ

วงจรสร้างสัญญาณควบคุมมีลักษณะเป็นวงจรรีบแบบซิงโครนัส แล้วทำการนำสัญญาณแต่ละบิตมาผ่านเกต เพื่อให้ได้ขั้นตอนและเวลาตามที่ต้องการ วงจรรีบขนาด 16 บิต สำหรับนับจำนวนพัลส์ขาออกจากตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลออกเป็นวงจรรีบแบบซิงโครนัสเช่นเดียวกัน สำหรับสัญญาณที่เกี่ยวข้องกับวงจรรีบประกอบด้วย สัญญาณขาเข้าจากภายนอก ได้แก่ reset, temp\_en, clk สัญญาณที่ใช้ในการควบคุม ได้แก่ start, reset\_analog, conv\_en, stop และสัญญาณขาออกสู่ภายนอก ได้แก่ conv\_en และ dout



รูปที่ 3-28 ส่วนประกอบของวงจรควบคุมภาคดิจิทัล

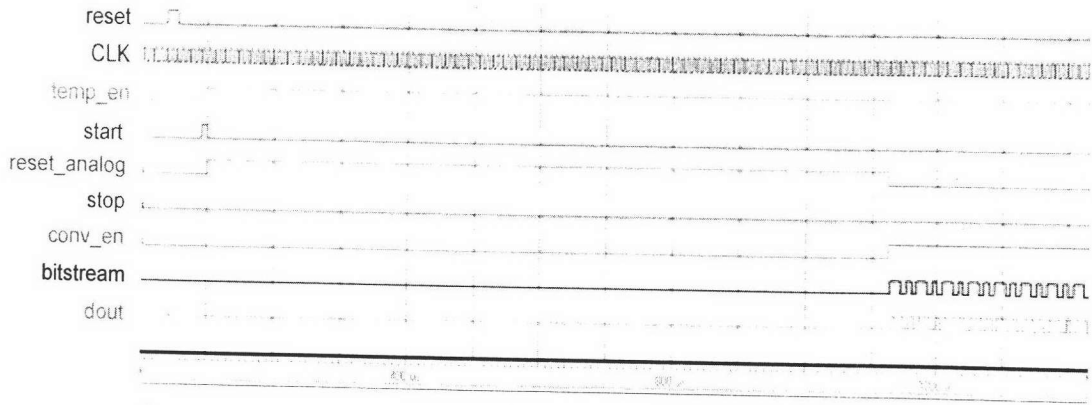


รูปที่ 3-29 แผนภาพการขั้นตอนการทำงานของวงจรซึ่งถูกควบคุมโดยวงจรควบคุมภาคดิจิทัล

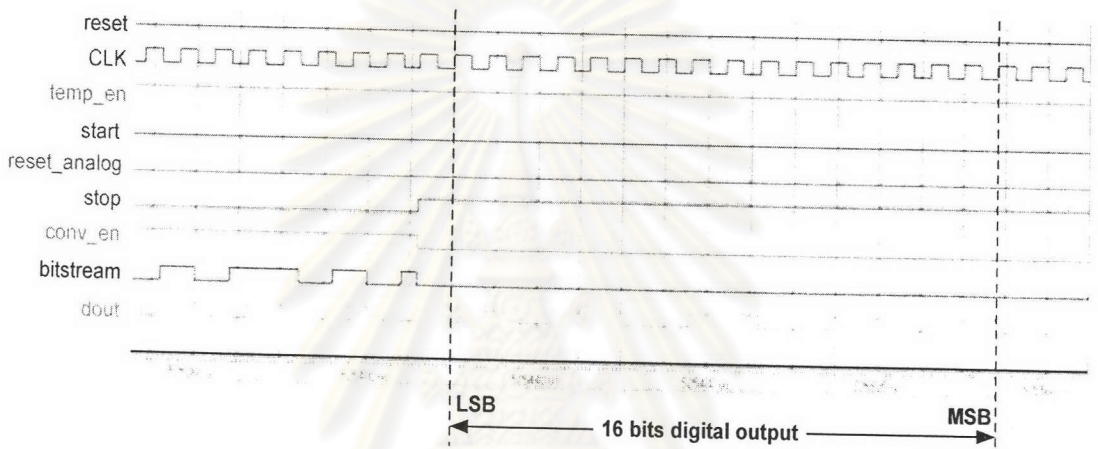
ขั้นตอนการทำงานของวงจรควบคุมเป็นดังแผนภาพในรูปที่ 3-29 วงจรจะรอรับสัญญาณ reset กับ temp\_en จากภายนอก (ซึ่งถูกป้อนจากวงจรรวม RFID ในกรณีที่น่าไปใช้ร่วมกับเทคโนโลยี) สัญญาณ reset จะทำหน้าที่ในการรีเซ็ตระบบทั้งหมดให้อยู่ในสถานะเริ่มต้นเพื่อพร้อมกับการทำงาน สัญญาณ temp\_en จะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภายนอกเพื่อให้วงจรเริ่มทำงาน เมื่อได้รับสัญญาณ temp\_en แล้ววงจรจะสร้างสัญญาณ start เป็นเวลา 1 คาบของสัญญาณนาฬิกาโดยสัญญาณ start นี้จะไปทำการเปิดสวิตช์เพื่อใช้ในการสตาร์ทออปวอร์คที่กล่าวไว้แล้วในข้างต้น เมื่ วงจรทั้งหมดเริ่มมีกระแสไหลแล้ว วงจรจะส่งสัญญาณ reset\_analog ป้อนให้กับกลับส่วนของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล เพื่อใช้ในการลัดวงจรระหว่างขาเข้าของออปแอมป์กับโหนดขาออกของออปแอมป์ เพื่อให้แรงดันที่ขาออกของตัวอินทิเกรเตอร์มีค่าอยู่ที่แรงดันโหมคร่วม และเป็นการให้สัญญาณแอนะล็อกต่างๆ อยู่ในสภาวะอยู่ตัวก่อน โดยสัญญาณ reset\_analog นี้จะมีระยะเวลาในการทำงาน  $2^{\circ}$  คาบสัญญาณนาฬิกา เมื่อครบเวลาที่กำหนดแล้ว สัญญาณ conv\_en จะเปลี่ยนเป็นตรรกสูง ซึ่งสัญญาณนี้เป็นตัวระบุให้ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลเริ่มแปลงค่า และถูกส่งไปให้ส่วนของวงจรดิจิทัลในส่วนของวงจรมับ เพื่อทำการนับจำนวนพัลส์ที่ออกมาจากตัวแปลงแบบซิกมาเดลต้าโดยที่ ระยะเวลาในการปล่อยให้ตัวแปลงทำการแปลงมีความสัมพันธ์กับจำนวนบิตขาออกที่ต้องการ ซึ่งจากข้างต้น เมื่อต้องการให้ตัวแปลงมีความละเอียด 8 บิต ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการแปลงค่าจะมีค่า  $2^{\circ}$  คาบสัญญาณนาฬิกา แต่เนื่องจากต้องการลดผลของความผิดพลาดและความไม่เป็นอุดมคติภายในวงจร ตลอดจนในวิทยานิพนธ์นี้ ต้องการให้ได้ความละเอียดสูงกว่าที่กำหนดไว้เบื้องต้น จึงได้ออกแบบให้ใช้เวลาในการแปลง  $2^{16}$  คาบสัญญาณนาฬิกา ซึ่งจะทำให้ได้ตัวแปลงที่มีความละเอียดที่เป็นไปได้สูงถึง 16 บิต สัญญาณ conv\_en นี้ยังถูกส่งออกมายังภายนอกชิปด้วย เพื่อประโยชน์ในการทดสอบการทำงานของวงจร

หลังจากที่จนเวลาที่กำหนดแล้ว สัญญาณ conv\_en จะเปลี่ยนกลับเป็นตรรกต่ำ ขณะเดียวกันสัญญาณ stop จะเปลี่ยนเป็นตรรกสูง ซึ่งสัญญาณ stop นี้จะถูกป้อนให้กับวงจรแอนะล็อกทั้งหมดเพื่อหยุดการทำงานของวงจร ไม่ให้มีการกินกระแสไฟจากวงจร หลังจากนั้นจะทำการเลื่อนข้อมูลที่ได้จากการนับจำนวนพัลส์ขาออกจากตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลออกสู่ภายนอก โดยที่จะเว้นช่วงเป็นเวลา 1 คาบสัญญาณนาฬิกาหลังจากนั้นจะเลื่อนข้อมูล โดยจะเลื่อนบิตที่มีความสำคัญน้อยที่สุด (LSB) ออกมาก่อน โดยข้อมูลที่ได้รับการประมวลผลแล้วจะแสดงผลทางขาสัญญาณ dout ซึ่งจะต่อกับแพดภายนอกต่อไป โดยขา dout นี้จะถูกกำหนดให้ส่งข้อมูลออกมา 2 ตัว คือข้อมูลพัลส์ขาออกจากตัวแปลงและข้อมูลผลการแปลง ซึ่งจะใช้สัญญาณ conv\_en ในการเลือกออกสู่ภายนอกผ่านทางตัวเลือก (multiplexer, MUX)





รูปที่ 3-30 ผลจำลองการทำงานของวงจรดิจิทัล (ช่วงของการเริ่มต้นการทำงาน)



รูปที่ 3-31 ผลจำลองการทำงานของวงจรดิจิทัล (ช่วงของการหยุดการทำงานและแสดงผล)

การจำลองการทำงาน ทำโดยป้อนสัญญาณขาเข้า ได้แก่ สัญญาณ reset , CLK, temp\_en และทดสอบด้วยการป้อนข้อมูลพัลส์ขาออกจากตัวแปลงที่แตกต่างกัน เพื่อทดสอบวงจรรับ โดยมีผลจำลองการทำงานดังรูปที่ 3-30 และรูปที่ 3-31 ซึ่งพบว่าวงจรดิจิทัลที่ได้ออกแบบทำงานถูกต้องตามขั้นตอนที่วางไว้

### 3.6 การจำลองการทำงานทั้งระบบ

ในการออกแบบที่ผ่านมา การจำลองการทำงานจะทำโดยแยกวงจรแต่ละส่วนออกจากกัน และทำการตรวจสอบคุณสมบัติที่ขาเข้าและขาออกของวงจร เพื่อตรวจสอบว่าวงจรแต่ละส่วนสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้ อย่างไรก็ตามจำเป็นต้องทำการจำลองการทำงานร่วมกันทั้งระบบ เพื่อตรวจสอบว่าวงจรแต่ละส่วนสามารถทำงานร่วมกันได้อย่างเหมาะสม และเป็นไปตามเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบตั้งแต่ต้น โดยการจำลองนั้นแบ่งออกเป็นสองขั้นตอนกล่าวคือ

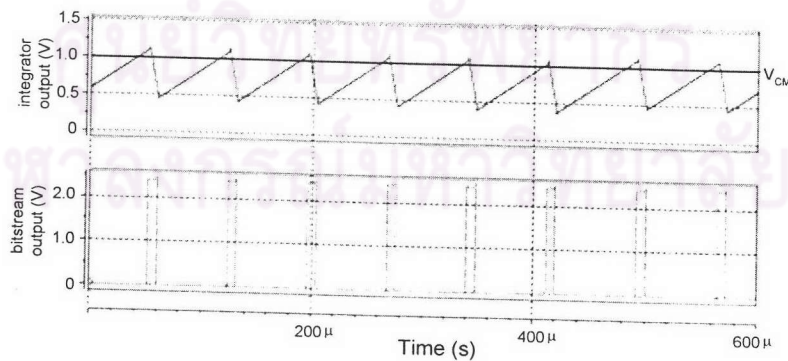
1. ขั้นตอนแรกเป็นการจำลองการทำงานของวงจรในส่วนแอนะล็อก ซึ่งได้แก่วงจรวัดอุณหภูมิและสร้างกระแสอ้างอิงกับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล และทำการสร้างพฤติกรรม



ตลอดจนลักษณะต่างๆของสัญญาณที่ใช้ควบคุม เช่น สัญญาณ start, stop, conv\_en จากอุปกรณ์อุมคติดต่างๆ ในโปรแกรมที่ใช้จำลองการทำงาน เช่น แหล่งจ่ายแรงดัน หรือสวิตช์

2. ขั้นตอนการทำงานรวมของวงจรทั้งหมด ซึ่งเป็นการจำลองการทำงานดูการเชื่อมต่อระหว่างวงจรในส่วนแอนะล็อกกับดิจิทัล และดูการแสดงผลออกมาภายนอกด้วย ในขั้นตอนนี้จะใช้เวลาในการจำลองการทำงานนานมาก เนื่องจากวงจรควบคุมภาคดิจิทัล จะถูกแยกออกมาเพื่อจำลองการทำงานในระดับทรานซิสเตอร์ ซึ่งการจำลองในขั้นตอนนี้จะใช้โปรแกรม HSIM เนื่องจากโปรแกรมดังกล่าว สามารถกำหนดความละเอียดในการคำนวณในแต่ละส่วนของวงจรได้ เพื่อลดเวลาในการคำนวณในส่วนของดิจิทัล ขณะที่ในส่วนของแอนะล็อกก็มีความแม่นยำพอสมควร

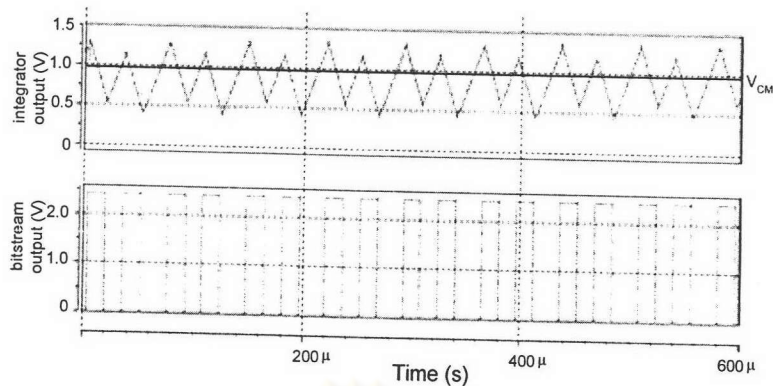
ในที่นี้จะเสนอผลการจำลองในขั้นตอนแรกเท่านั้น เนื่องจากในขั้นที่สองเป็นแค่การทดสอบหาจุดบกพร่องโดยรวมเพื่อเป็นการยืนยันการออกแบบเท่านั้น อีกทั้งการเชื่อมต่อระหว่างวงจรส่วนแอนะล็อกกับดิจิทัลนั้นเป็นสัญญาณดิจิทัล ดังนั้นจึงเป็นการสะดวกกว่าหากใช้การจำลองด้วยภาษา VHDL ดังที่กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 3.5 ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองในขั้นแรกที่สภาวะต่างๆ โดยคำนึงความแปรปรวนของกระบวนการผลิตของทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ ตลอดจนการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ เพื่อให้สามารถยืนยันว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้ทุกๆ สภาวะ โดยที่ทำการวัดผลจากปริมาณกระแสที่ใช้ในวงจรและจำนวนข้อมูลพัลส์ขาออกจากตัวแปลงซึ่งวิเคราะห์เป็นความละเอียดขนาด 12 บิต ทั้งนี้เพื่อประหยัดเวลาในการจำลองการทำงาน ซึ่งตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลจริงที่ออกแบบให้ความละเอียด 16 บิต โดยผลจำลองการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิต่างๆเป็นดังรูปที่ 3-32 ถึงรูปที่ 3-34 และรายละเอียดของข้อมูลขาออกเป็นดังตารางที่ 3-6 และรูปที่ 3-35



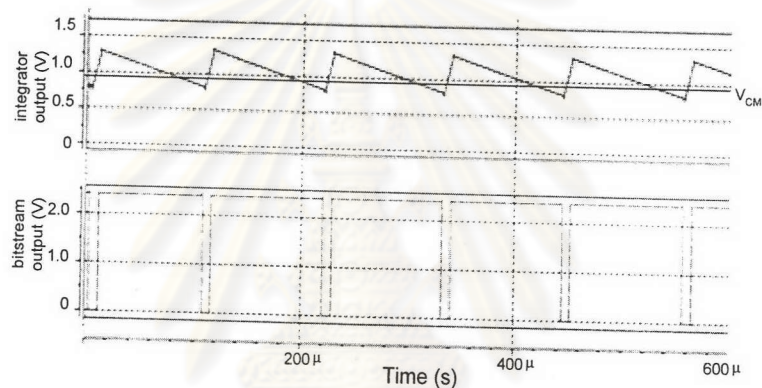
รูปที่ 3-32 ผลจำลองการทำงานของวงจรวัดอุณหภูมิร่วมกับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่อุณหภูมิ  $-40^{\circ}\text{C}$

ตารางที่ 3-6 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะความแปรปรวนต่างๆ

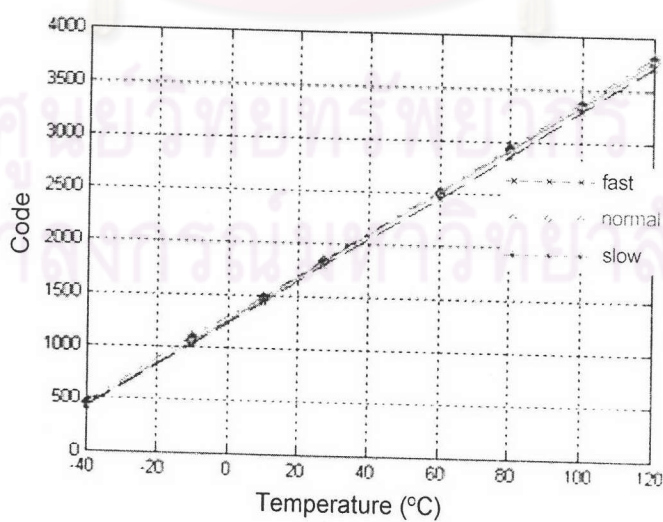
กระบวนการผลิต	ความแปรปรวนของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	อุณหภูมิ (°C)	กระแสเฉลี่ย ( $\mu A$ )	ค่าเลขฐานสิบของข้อมูลขนาด 12 บิต	อุณหภูมิที่คำนวณได้ (°C)	ความผิดพลาด (°C)
แบบปกติ	0	-40	7.45	439	-40.19	-0.19
		-10	7.58	1062	-10.08	-0.08
		10	7.62	1469	9.87	-0.13
		27	7.67	1828	27.32	0.32
		60	7.74	2498	60.40	0.40
		80	7.44	2918	80.31	0.31
		120	7.08	3728	119.68	-0.32
แบบช้ายิ่ง	+ 20%	-40	5.86	463	-39.02	0.98
		-10	6.00	1105	-9.24	0.76
		10	6.05	1494	11.09	1.09
		27	6.01	1852	28.49	1.49
		60	5.98	2523	61.11	1.11
		80	5.88	2943	81.53	1.53
		120	5.74	3820	124.16	4.16
แบบเร็วยิ่ง	- 20%	-40	9.70	428	-40.72	-0.72
		-10	9.84	1045	-10.22	-0.22
		10	9.96	1433	8.13	1.87
		27	9.92	1798	25.87	1.23
		60	9.67	2424	58.27	1.63
		80	9.51	2862	78.59	1.41
		120	9.29	3711	118.86	1.14



รูปที่ 3-33 ผลจำลองการทำงานของวงจรวัดอุณหภูมิร่วมกับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่อุณหภูมิ  $27^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 3-34 ผลการจำลองการทำงานของวงจรวัดอุณหภูมิร่วมกับตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่อุณหภูมิ  $120^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 3-35 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับค่าดิจิทัลขาออกที่อ่านค่าได้จากค่าเต็มสเกลขนาด 12 บิตซึ่งเมื่อเทียบเป็นเลขฐานสิบจะมีค่า 4096



จากผลการจำลองการทำงานในขั้นตอนแรกระหว่างส่วนของวงจรวัดอุณหภูมิและตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล พบว่าสามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ เมื่อวิเคราะห์จากพัลส์ข้อมูลขาออก จากตัวมอดูเลเตอร์ พบว่าจำนวนพัลส์จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่ตั้งที่ออกแบบไว้

สำหรับค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานเชิงเวลาของวงจร เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของอัตราส่วนของกระแส  $I_{TEMP}/I_{REF}$  ดังสมการที่ 3-15

$$Ratio = \frac{I_{TEMP}}{I_{REF}} \approx (5.022 \times 10^{-3}) \cdot t_C + 0.309$$

สำหรับความละเอียด 12 บิต สามารถหาค่าอุณหภูมิจากค่าสัญญาณดิจิทัลได้ โดยมีค่าดังนี้

$$t_C = (48.61 \times 10^{-3}) \cdot (code) - 61.53 \quad (3-28)$$

เมื่อ  $t_C$  คืออุณหภูมิองศาเซลเซียส  $code$  คือค่าฐานสิบของสัญญาณดิจิทัล จำนวน 12 บิต

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงสภาวะของวงจรในกระบวนการผลิต โดยเปลี่ยนแบบจำลองของทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุเท่านั้น พบว่าทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นได้ ทั้งนี้อาจเนื่องจากการออกแบบได้ละเลยผลของความผิดพลาดบางอย่าง เช่น ผลของการบิดเบือนของสวิตช์ ตลอดจนผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวของทรานซิสเตอร์เนื่องจากแรงดันตกคร่อมเดรนและซอส (channel length modulation) ซึ่งในวงจรจริงอาจจะมีผลของความไม่เป็นอุดมคติต่างๆ ดังที่กล่าวแล้วในหัวข้อ 3.1 ซึ่งอาจทำให้ค่าที่วัดผิดพลาดมากยิ่งขึ้น ดังนั้นก่อนจะนำวงจรไปใช้จริงควรจะมีการปรับเทียบเสียก่อน เพื่อให้ค่าแม่นยำมากยิ่งขึ้น

### 3.7 สรุปท้ายบท

เนื้อหาในบทนี้ ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบวงจรวัดอุณหภูมิ การวิเคราะห์ความไม่แน่นอนของวงจรที่ส่งผลต่อความแม่นยำในการวัด จากการวิเคราะห์พบว่าความแปรปรวนของกระบวนการผลิต ซึ่งส่งผลต่อค่าของแรงดันตกคร่อมระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดได้สูงที่สุด ซึ่งจำเป็นต้องมีการปรับเทียบ (calibration) วงจรจริงก่อนนำไปใช้งาน ซึ่งได้ใช้การปรับเทียบด้วยวิธีดิจิทัลแบบหนึ่งจุดและทำภายนอกชิป เนื่องจากมีหลักการที่ไม่ซับซ้อน หนึ่ง ความผิดพลาดของแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์สามารถทำให้ลดน้อยลงได้ โดยอาศัยการทริม (trimming) แต่จะเสียค่าใช้จ่ายค่อนข้างสูง

วงจรทั้งหมดประกอบด้วย 3 ส่วน คือวงจรวัดอุณหภูมิและสร้างกระแสอ้างอิง ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้า และวงจรควบคุมภาคดิจิทัล ในการออกแบบ สองส่วนแรกจะออกแบบโดยใช้โปรแกรมสไปซ์ (Spice) ส่วนภาคดิจิทัลจะออกแบบโดยใช้ภาษา VHDL โดยการออกแบบทั้งหมดจะต้องคำนึงถึงการใช้งานร่วมกับระบบ RFID ด้วย ซึ่งมีข้อจำกัดคือ แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 2 ถึง 3 โวลต์ กินกระแสต่ำ และใช้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 125 kHz

วงจรวัดอุณหภูมิถูกออกแบบโดยวัดจากกระแสพีแทต แล้วนำมาปรับช่วงของกระแสดังกล่าวให้อยู่ในช่วงการวัดที่เหมาะสมคือ -40 ถึง 120 องศาเซลเซียส ขณะที่กระแสอ้างอิงอาศัยหลักการรวมกระแสสองส่วนคือกระแสพีแทตและกระแสซึ่งแปรผันตามแรงดันตกคร่อมระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ โดยได้เพิ่มส่วนของการชดเชยผลความโค้งของกระแสอ้างอิงโดยใช้การชดเชยเป็นช่วงๆ (piecewise linear compensation)

ตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่ใช้เป็นแบบซิกมาเดลต้าอันดับหนึ่ง เนื่องจากมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน โครงสร้างหลักประกอบด้วยออปแอมป์ซึ่งเลือกใช้โครงสร้างแบบวงจรถ่ายขั้นตอนเดียว ตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันซึ่งมีโครงสร้างตัวเปรียบเทียบแบบพลวัต สวิตช์สำหรับการป้อนกลับ และควบคุมการทำงาน ซึ่งตัวแปลงดังกล่าวถูกออกแบบมาให้สามารถวัดความละเอียดได้สูงสุดถึง 16 บิต แต่ในความเป็นจริงความละเอียดจะถูกจำกัดให้น้อยลง เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนและความไม่เป็นอุดมคติต่างๆ ของตัวแปลงเช่น แบนด์วิดธ์ อัตราขยายไฟตรง ของออปแอมป์

วงจรควบคุมภาคดิจิทัลถูกออกแบบโดยใช้ภาษา VHDL โดยออกแบบให้เป็นวงจรที่ทำงานตามสัญญาณนาฬิกา (Synchronous Circuit) โดยโครงสร้างหลักประกอบด้วยวงจรถ่ายสัญญาณควบคุม และวงจรมับสำหรับทำการนับค่าจำนวนพัลส์ขาออกจากตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบซิกมาเดลต้า

หลังจากทำการออกแบบเสร็จจึงนำส่วนต่างๆ มาทำการจำลองการทำงานร่วมกัน พบว่าวงจรสามารถทำงานร่วมกันได้อย่างถูกต้อง และสามารถทำการวัดอุณหภูมิได้ โดยที่วงจรวัดดังกล่าว มีความละเอียด 12 บิตคิดเป็น  $48.61 \times 10^{-3}$  องศาเซลเซียส และกินกระแสไฟฟ้าโดยเฉลี่ยขณะทำงานประมาณ  $7.67 \mu\text{A}$  ที่แรงดันไฟเลี้ยง 2.4 โวลต์ คิดเป็นกำลังไฟฟ้าประมาณ 18.41 ไมโครวัตต์ อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส ในสภาวะปกติของอุปกรณ์ภายในวงจร