



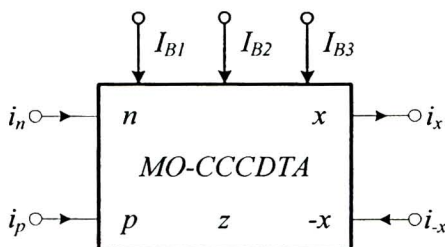
บทที่ 3

การสังเคราะห์และออกแบบวงจร

หลังจากที่ได้มีศึกษาทฤษฎีและเอกสารที่เกี่ยวข้องในบทที่ 2 แล้ว ในบทนี้ จะได้กล่าวถึง การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรชนิดตัวทริกเกอร์ที่ใช้ วงจรขยายความนำถ่ายไอออนผลต่างกระแสที่สามารถควบคุมด้วยกระแสแบบหลายเอาต์พุต (Multiple output current controlled current differencing transconductance amplifier: MO-CCCDTA) โดยมีจุดประสงค์หลักคือ วงจรต้องทำงานในโหมดกระแส สามารถควบคุมขนาด กระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระจากกัน และต้องสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรชนิดตัวทริกเกอร์แบบตาม เข้มและทวนเข็มนาฬิกาในโครงสร้างเดียวกัน โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟใดๆ

ในบทนี้ประกอบด้วย หลักการพื้นฐานของวงจรขยายความนำถ่ายไอออนผลต่างกระแสที่สามารถควบคุมด้วยกระแสแบบหลายเอาต์พุตที่ทำงานสภาวะอิมิตัว ที่ใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจร ตลอดจนมีการทดสอบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ สุดท้ายคือ การสรุปและวิจารณ์ผลที่ได้

3.1 หลักการทำงานของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในสภาวะอิมิตัว



ภาพที่ 3-1 การต่อ MO-CCCDTA ให้อยู่ในสภาวะอิมิตัว

MO-CCCDTA เป็น CC-CDTA ชนิดหนึ่ง โดยมีการดัดแปลงให้มีขั้ว x และ $-x$ ที่สามารถปรับค่าความนำถ่ายโอนได้อิสระจากกัน ด้วยกระแสไบแอส เพื่อให้วงจรแอนะล็อกในโหมดกระแสที่ทำงานสภาวะอิ่มตัวที่ออกแบบ สามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย

เนื่องด้วยในงานวิจัยนี้ใช้หลักการทำงานของ MO-CCCDTA ที่อยู่ในสภาวะอิ่มตัว ดังนั้นในหัวข้อนี้ จึงขออธิบายหลักการทำงานของ MO-CCCDTA ในสภาวะอิ่มตัว เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น กระแสที่ขั้ว x และ $-x$ หาได้จาก

$$i_x = I_{B2} \tanh\left(\frac{v_z}{2V_T}\right) \quad (3-1)$$

และ

$$i_{-x} = I_{B3} \tanh\left(\frac{v_z}{2V_T}\right) \quad (3-2)$$

ถ้าลรอยที่ขั้ว z และป้อนกระแสที่ขั้ว p หรือ n ดังแสดงในภาพที่ 3-1 ทำให้แรงดันที่ขั้ว z มีค่าดังนี้

$$v_z \approx \begin{cases} V_{CC} & \text{if } i_p \geq i_n \\ V_{EE} & \text{if } i_p \leq i_n \end{cases} \quad (3-3)$$

เมื่อ V_{CC} และ V_{EE} คือ แหล่งจ่ายไฟด้านบวกและลบของ MO-CCCDTA

จากสมการที่ (3-3) จะเห็นได้ว่า $v_z \approx V_{CC}$ หรือ $v_z \approx V_{EE}$ ซึ่ง $v_z \gg 2V_T$ ดังนั้นพจน์ $\tanh\left(\frac{v_z}{2V_T}\right)$ ของสมการที่ (3-1) และ (3-2) สามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$\tanh\frac{v_z}{2V_T} \approx \begin{cases} 1 & \text{if } v_z \approx V_{CC} \\ -1 & \text{if } v_z \approx V_{EE} \end{cases} \quad (3-4)$$

ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (3-1) และ (3-2) ใหม่ได้ดังนี้

$$i_x = \begin{cases} I_{B2} & \text{if } i_p \geq i_n \\ -I_{B2} & \text{if } i_p \leq i_n \end{cases} \tag{3-5}$$

และ

$$i_{-x} = \begin{cases} -I_{B3} & \text{if } i_p \geq i_n \\ I_{B3} & \text{if } i_p \leq i_n \end{cases} \tag{3-6}$$

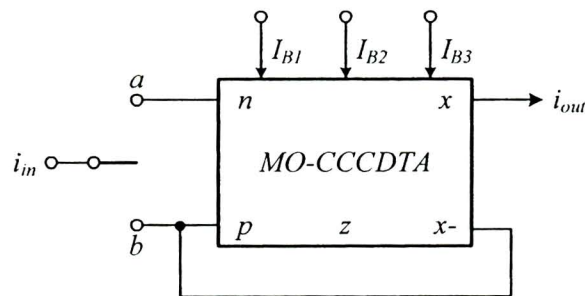
จากสมการที่ (3-3)-(3-6) สามารถสรุปได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้ MO-CCCDTA อยู่ในสถานะอิ่มตัวคือ แรงดันที่ขั้ว z ต้องมีค่าสูงกว่า $2V_T$ มากๆ ดังนั้นลักษณะสมบัติของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในสถานะอิ่มตัวสามารถแสดงด้วยสมการในเชิงเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \\ I_{-x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pm 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ I_{B2} \\ I_{B3} \end{bmatrix} \tag{3-7}$$

เมื่อ $v_z \gg 2V_T$ หรือ $|-v_z| \gg 2V_T$

3.2 การสังเคราะห์วงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ MO-CCCDTA

เพื่อให้วงจรที่ได้ออกแบบขึ้นมีจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้น้อยที่สุดและปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟใดๆ ซึ่งจะส่งผลต่อการบริโภคกำลังไฟฟ้าที่ต่ำลง โดยจะทำให้ชิปไอซีมีขนาดเล็กลง เมื่อได้รับการพัฒนาไปผลิตเป็นวงจรรวม อีกทั้งวงจรที่ออกแบบต้องถูกควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อจะได้ง่ายต่อการนำไปใช้ในระบบอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ จากแนวคิดขั้นต้นดังกล่าวนี้ จึงได้ออกแบบวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ดังภาพที่ 3-2



ภาพที่ 3-2 โครงสร้างของวงจรชนิดทรานซิสเตอร์

3.2.1 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกาที่ใช้ MO-CCCDTA

จากภาพที่ 3-2 เมื่อสวิตช์อยู่ตำแหน่ง a วงจรจะทำงานเป็นวงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา และใช้คุณสมบัติของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในสถานะอิ่มตัวที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.1 จะได้กระแสเอาต์พุตดังนี้

$$i_{out} = \begin{cases} -I_{B2} & \text{if } i_{in} \geq i_{-x} \\ I_{B2} & \text{if } i_{in} \leq i_{-x} \end{cases} \tag{3-8}$$

สำหรับกระแสขีดเริ่ม (Threshold current) คือกระแสไบแอสของ MO-CCDTA ซึ่งกระแสขีดเริ่มทางด้านบน (I_{TH}) และทางด้านล่าง (I_{TL}) จะถูกกำหนดได้จากกระแสไบแอสดังนี้

$$I_{TH} = I_{B3} \tag{3-9}$$

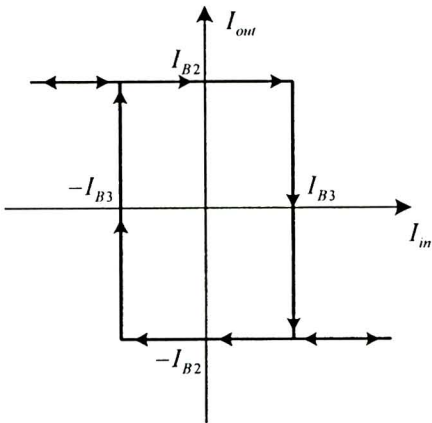
และ

$$I_{TL} = -I_{B3} \tag{3-10}$$

จากสมการที่ (3-9) และ (3-10) สามารถเขียนสมการกระแสเอาต์พุตได้ใหม่ดังนี้

$$i_{out} = \begin{cases} -I_{B2} & \text{if } i_m \geq I_{TH} \\ I_{B2} & \text{if } i_m \leq I_{TL} \end{cases} \tag{3-11}$$

จากสมการที่ (3-9)-(3-11) พบว่าขนาดของกระแสเอาต์พุตและกระแสขีดเริ่มจะสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอส I_{B2} และ I_{B3} ตามลำดับ ส่วนภาพที่ 3-3 แสดงลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา



ภาพที่ 3-3 กราฟลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

3.2.2 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาที่ใช้ MO-CCCDTA

ถ้าตำแหน่งของสวิตช์ในภาพที่ 3-2 อยู่ที่ตำแหน่ง b วงจรจะทำหน้าที่เป็นวงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา เมื่อพิจารณาขนาดของกระแสเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านบนและด้านล่างได้จาก

$$i_{out} = \begin{cases} I_{B2} & \text{if } i_m \geq i_{-x} \\ -I_{B2} & \text{if } i_m \leq i_{-x} \end{cases} \tag{3-12}$$

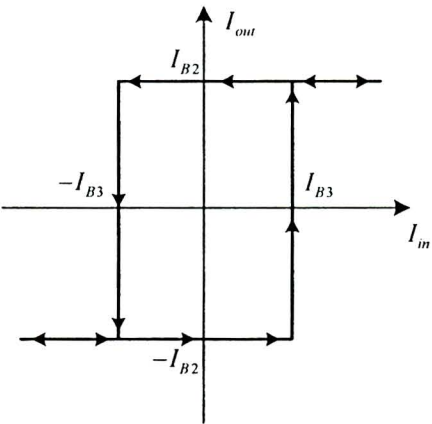
$$I_{TH} = I_{B3} \tag{3-13}$$

และ
$$I_{TL} = -I_{B3} \tag{3-14}$$

ดังนั้นสามารถเขียนสมการของขนาดกระแสเอาต์พุตที่สัมพันธ์กับกระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำได้ดังนี้

$$i_{out} = \begin{cases} I_{B2} & \text{if } i_m \geq I_{TH} \\ -I_{B2} & \text{if } i_m \leq I_{TL} \end{cases} \tag{3-15}$$

จากสมการที่ (3-13) ถึง (3-15) จะเห็นได้ว่า เมื่อวงจรทำหน้าที่เป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ โดยขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถปรับได้ด้วย I_{B2} ส่วนกระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำสามารถปรับได้ด้วย I_{B3} และภาพที่ 3-4 แสดงลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา



ภาพที่ 3-4 กราฟลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

3.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ MO-CCCDTA กรณีไม่เป็นอุดมคติ

ในทางปฏิบัติแล้ว MO-CCCDTA ที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรจำลองอุปกรณ์ มีความเป็นไปได้ที่จะทำงานโดยไม่เป็นอุดมคติ ทั้งนี้เกิดจากค่าอุปกรณ์ความต้านทานและค่าความจุแฝง ที่

อยู่ภายในทรานซิสเตอร์ที่นำมาสร้างเป็นอุปกรณ์แอกทีฟและความสามารถในการส่งผ่านกระแสของ วงจรสะท้อนกระแส ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์ถึงผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติเหล่านั้นที่มีต่อ วงจรที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อ 3.1 ที่ผ่านมา

ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติสามารถแสดงคุณสมบัติของ MO-CCCDTA ที่ทำงานอยู่ในสถานะ อิ่มตัว ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \\ I_{-x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_p & -\alpha_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_{-x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ I_{B2} \\ I_{B3} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

และ

$$v_z = \begin{cases} \gamma V_{CC} & \text{if } i_p \geq i_n \\ \gamma V_{EE} & \text{if } i_p \leq i_n \end{cases} \quad (3-17)$$

เมื่อ α_p , α_n , γ , β_x และ β_{-x} เป็นค่าส่งผ่านที่สามารถเบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง เมื่อคำนึงถึงความไม่ เป็นอุดมคติเหล่านี้ สามารถหากระแสขีดเริ่มด้านสูง ด้านต่ำและกระแสเอาต์พุตในภาพที่ 3-2 กรณีวงจรทำหน้าที่เป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

$$I_{TH} = \beta_{-x} I_{B3} \quad (3-18)$$

$$I_{TL} = -\beta_{-x} I_{B3} \quad (3-19)$$

และ

$$i_{out} = \begin{cases} -\beta_x I_{B2} & \text{if } i_{in} \geq I_{TH} \\ \beta_x I_{B2} & \text{if } i_{in} \leq I_{TL} \end{cases} \quad (3-20)$$

กรณีวงจรทำหน้าที่เป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

$$I_{TH} = \beta_{-x} I_{B3} \quad (3-21)$$

$$I_{TL} = -\beta_{-x} I_{B3} \quad (3-22)$$

และ

$$i_{out} = \begin{cases} \beta_x I_{B2} & \text{if } i_m \geq I_{TH} \\ -\beta_x I_{B2} & \text{if } i_m \leq I_{TL} \end{cases} \quad (3-23)$$

จากสมการที่ (3-18) – (3-23) พบว่า เมื่อคำนึงถึงในกรณีไม่เป็นอุดมคติ α_p , α_n , γ , β_x และ β_{-x} จะมีผลต่อขนาดสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำ โดย α_p , α_n , γ , β_x และ β_{-x} เป็นผลมาจากความจุและความต้านทานแฝงในตัว MO-CCCDTA และความสามารถการส่งผ่าน กระแสของวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของวงจร เมื่อความถี่และอุณหภูมิสูงขึ้น ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบดังกล่าวอุปกรณ์แอคทีฟที่นำมาใช้ออกแบบวงจรควรที่จะออกแบบให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงอุดมคติมากที่สุด เช่น ใช้วงจรสะท้อนกระแสที่เป็นเทคโนโลยี มอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีกระแสออฟเซตน้อยกว่า เป็นต้น

3.4 การประยุกต์ใช้งานของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ MO-CCCDTA

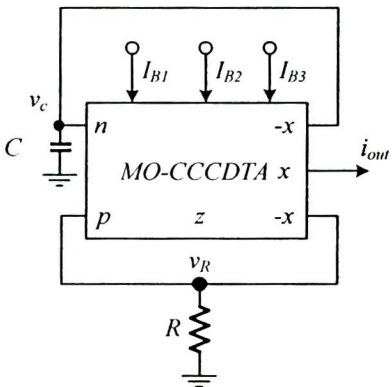
ในหัวข้อนี้ เป็นการนำเอาวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ MO-CCCDTA ที่ออกแบบมาประยุกต์ใช้งานในวงจรต่างๆ เพื่อจะได้แสดงถึงสมรรถนะของวงจรนี้

3.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมโหมดกระแส (Current-mode Square-wave Generator)

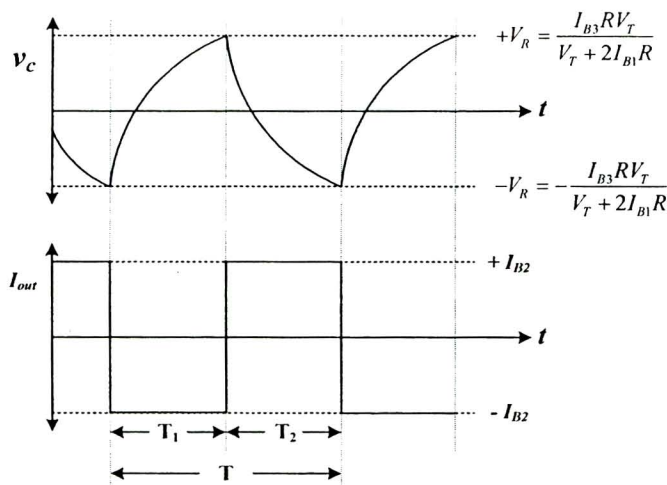
ภาพที่ 3-5 (ก) แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ใช้ MO-CCCDTA วงจรประกอบด้วย MO-CCCDTA ตัวต้านทานต่อลงกราวด์และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์อย่างละ 1 ตัว เมื่อ I_{B1} , I_{B2} และ I_{B3} เป็นกระแสไบแอสของ MO-CCCDTA และวงจรจะให้สัญญาณต่างๆ แสดงดังภาพที่ 3-5 (ข)

โดยทั่วไปแล้วขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีความเป็นไปได้อยู่สองค่าคือ I_{B2} และ $-I_{B2}$ ในที่นี้กำหนดให้สภาวะเริ่มต้นให้มีขนาดเท่ากับ $-I_{B2}$ ในขณะนั้นกระแสที่ขั้ว $-x$ มีค่าเป็น I_{B3}

ส่งผลให้ตัวเก็บประจุ C เริ่มเก็บประจุ ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_c ที่เพิ่มขึ้น ขณะนั้นขนาดของสัญญาณเอาต์พุตยังคงเท่ากับ $-I_{B2}$ จนกระทั่ง v_c มีค่ามากกว่าแรงดันที่ตกคร่อมที่ขั้ว p (v_R) ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะเปลี่ยนสถานะจาก $-I_{B2}$ เป็น I_{B2} และในเวลานั้นขนาดของกระแสที่ขั้ว $x-$ ก็จะเปลี่ยนสถานะจาก I_{B3} เป็น $-I_{B3}$ เช่นกัน ในเวลานั้นตัวเก็บประจุจะคายประจุออกมาและทำให้ v_c มีค่าเริ่มลดลงจนกระทั่ง v_c มีค่าน้อยกว่า v_R ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะเปลี่ยนสถานะเป็น $-I_{B2}$ อีกครั้ง



(ก) รายละเอียดของวงจร



(ข) รูปคลื่นของวงจร

ภาพที่ 3-5 วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมโหมดกระแส

จากการวิเคราะห์วงจรและใช้คุณสมบัติของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในสถานะอิ่มตัว จะได้ขนาดของสัญญาณกระแสเอาต์พุตดังนี้

$$i_{out(p-p)} = 2I_{B2} \quad (3-24)$$

พิจารณาคาบเวลาทางซีกลบของสัญญาณสี่เหลี่ยม (T_1) หาค่าได้ดังนี้

$$T_1 = R_n C \int_{-V_R}^{+V_R} \frac{1}{R_n I_{B3} - v_c} dv_c = \frac{V_T C}{2I_{B1}} \ln \frac{V_T + 4I_{B1}R}{V_T} \quad (3-25)$$

ในทางอุดมคติแล้วคาบเวลาทางซีกลบ (T_1) ของสัญญาณสี่เหลี่ยมเท่ากับซีกบวก (T_2) ดังนั้นคาบเวลาและความถี่ของสัญญาณสี่เหลี่ยมหาค่าได้จาก

$$T = 2T_1 = \frac{V_T C}{I_{B1}} \ln \frac{V_T + 4I_{B1}R}{V_T} \quad (3-26)$$

และ

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_{B1}}{CV_T \ln \left(\frac{V_T + 4I_{B1}R}{V_T} \right)} \quad (3-27)$$

จากสมการที่ (3-24) และ (3-27) แสดงให้เห็นว่า ค่าความถี่และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถควบคุมอย่างอิสระจากกัน โดยความถี่สามารถควบคุมที่กระแสไบแอส I_{B1} ส่วนขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ที่ I_{B2}

โดยทั่วไปแล้ว MO-CCCDTA มีค่าความจุแฝงอยู่ในตัว จะส่งผลต่อค่าหน่วงเวลาในการสวิตช์ (Switching time delay) (Siripruchyanun and Wardkein, 2003) ซึ่งมีผลต่อความถี่ของวงจร ในความเป็นจริงแล้วค่าความถี่ของวงจรจะหาค่าได้จาก

$$f_{accurate} = \frac{1}{T_{desired} + t_{delay}} \quad (3-28)$$

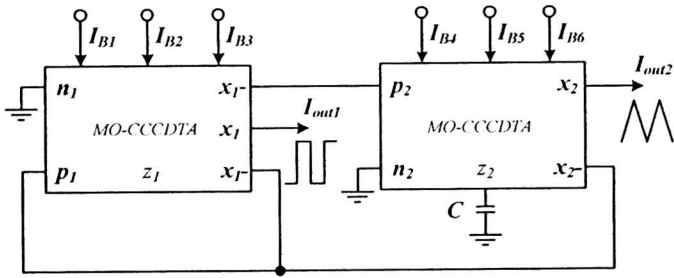
เมื่อ $T_{desired}$ และ t_{delay} คือค่าคาบเวลาที่คาดการณ์ในการกำเนิดสัญญาณความถี่และค่าหน่วยเวลาในการสวิทช์ ตามลำดับ

จากผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice ค่าหน่วยเวลาในการสวิทช์ของมีค่าประมาณ $152ns$ การกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมในความถี่ต่ำ ค่า $T_{desired}$ มีค่าสูงกว่า t_{delay} มาก เช่น ในกำเนิดสัญญาณความถี่ $1kHz$ ค่า $T_{desired} = 1ms$ ซึ่งค่า t_{delay} คิดเป็น 0.0152% ของ $T_{desired}$ แต่ในทางกลับกัน เมื่อกำเนิดสัญญาณความถี่สูง ค่า t_{delay} จะมีค่าใกล้เคียงกับ $T_{desired}$ เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ $5MHz$ ค่า $T_{desired} = 200ns$ และ t_{delay} คิดเป็น 76% ของ $T_{desired}$ ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า ค่า t_{delay} จะส่งผลกระทบต่อความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตอยู่ตลอดเวลา แต่ที่ความถี่ต่ำ t_{delay} จะส่งผลกระทบเพียงเล็กน้อย เนื่องจาก $T_{desired}$ สูงกว่า t_{delay} มาก ส่วนที่ความถี่สูง t_{delay} จะทำให้ความถี่ที่ได้จะต่ำกว่าที่ออกแบบ

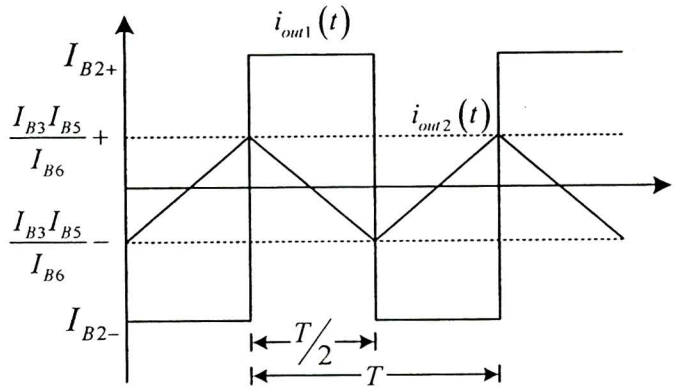
3.4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมโหมดกระแส (Current-mode triangle/square wave generator)

วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมโหมดกระแส มีโครงสร้างของวงจรที่ประกอบด้วย MO-CCCDTA สองตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์อีกหนึ่งตัว ดังแสดงในภาพที่ 3-6

โดยปกติขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยม (I_{out1}) มีโอกาสมีค่าเท่ากับ $-I_{B2}$ หรือ I_{B2} ในที่นี้ กำหนดสถานะเริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับ $-I_{B2}$ ในเวลาเดียวกันกระแสที่ขั้ว x_{1-} (I_{x1-}) มีค่าเท่ากับ I_{B3} ดังนั้นตัวเก็บประจุจึงเริ่มเก็บประจุ ส่งผลให้มีแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C) โดย v_C เพิ่มขึ้นจาก $-2V_T I_{B3}/I_{B6}$ จนถึง $2V_T I_{B3}/I_{B6}$ เมื่อ v_C มีค่ามากกว่า $2V_T I_{B3}/I_{B6}$ ทำให้ขนาดของ I_{out1} เปลี่ยนจาก $-I_{B2}$ ไปเป็น I_{B2} และขนาด I_{x1-} ก็จะเปลี่ยนสถานะจาก I_{B3} เป็น $-I_{B3}$ เมื่อขนาด I_{x1-} มีค่าเท่ากับ $-I_{B3}$ ตัวเก็บประจุก็คายประจุ v_C จะมีขนาดลดลงจนมีค่าต่ำกว่า $-2V_T I_{B3}/I_{B6}$ และ I_{out1} เปลี่ยนจาก I_{B2} ไปเป็น $-I_{B2}$ อีกครั้ง ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมเกิดจากการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั่นเอง



(ก) รายละเอียดของวงจร



(ข) รูปคลื่นของวงจร

ภาพที่ 3-6 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมโหมดกระแส

ขนาดสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมสามารถหาค่าได้จาก

$$I_{out1} = I_{B2} \tag{3-29}$$

และ

$$I_{out2} = \frac{I_{B3}I_{B5}}{I_{B6}} \tag{3-30}$$

ค่าคาบเวลาและความถี่ของวงจรหาค่าได้ดังนี้

$$T = 2 \int_{-I_{B3}/g_{m4}}^{I_{B3}/g_{m4}} \frac{C}{I_{B3}} dv_c = \frac{8CV_T}{I_{B6}} \quad (3-31)$$

และ

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_{B6}}{8CV_T} \quad (3-32)$$

จากสมการที่ (3-29) ถึง (3-32) จะเห็นได้ว่าการควบคุมขนาดและความถี่สามารถควบคุมได้เป็นอิสระจากกัน โดยขนาดของสัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมสามารถควบคุมได้ด้วย I_{B2} และ I_{B5} ตามลำดับ และความถี่สามารถควบคุมได้ด้วย I_{B6}

3.4.3 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์โหมดกระแส (Current-mode pulse width modulator)

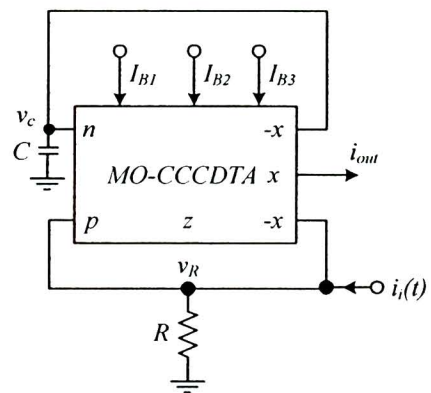
การประยุกต์ใช้งานที่สามคือ วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ โครงสร้างของวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์โหมดกระแสแสดงดังภาพที่ 3-7 ซึ่งประกอบไปด้วย MO-CCCDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์และตัวต้านทานต่อลงกราวด์อีกอย่างละหนึ่งตัว โดยที่ I_{B1} , I_{B2} และ I_{B3} เป็นกระแสไบแอสของ MO-CCCDTA หลักการทำงานของวงจร PWM จะคล้ายกับวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.4.1 แต่วงจรนี้จะมีสัญญาณขาเข้า $i_i(t)$ มารวมกับกระแสที่ขา $-x$ ที่ป้อนกลับไปที่ขา p จึงส่งผลต่อขนาดแรงดันที่ตกคร่อมที่ขา p (v_R) ซึ่ง $i_i(t)$ นี้จะมีผลต่อความถี่และค่าคิวดีซีเกิ้ลของวงจรด้วย นอกจากนี้ใช้หลักการคล้ายกับวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม เมื่อพิจารณาหาขนาดของสัญญาณแรงดันเอาต์พุต คาบเวลาทางขึ้น (T_1) และคาบเวลาทางขึ้นบวก (T_2) ได้จาก

$$i_{out(p-p)} = 2I_{B2} \quad (3-33)$$

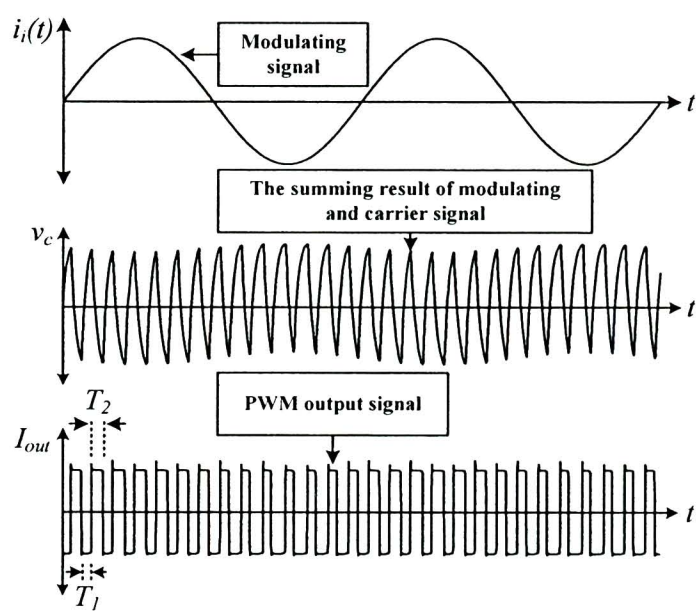
$$T_1 = R_n C \int_{-v_R}^{+v_R} \frac{1}{R_n I_{B3} - v_c} dv_c = \frac{V_T C}{2I_{B1}} \ln \left[\frac{4I_{B1}I_{B3}R}{I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)} + 1 \right] \quad (3-34)$$

และ

$$T_2 = -R_n C \int_{+v_R}^{-v_R} \frac{1}{R_n I_{B3} + v_c} dv_c = \frac{V_T C}{2I_{B1}} \ln \left[\frac{4I_{B1}I_{B3}R}{I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)} + 1 \right] \quad (3-35)$$



(ก) รายละเอียดของวงจร



(ข) รูปคลื่นของวงจร

ภาพที่ 3-7 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์โหมดกระแส

จากหลักการของอนุกรมเทย์เลอร์ ซึ่งสามารถอธิบายได้จากสมการ

$$\ln(x+1) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} + \dots$$

(3-36)

เมื่อใช้การประมาณค่าอันดับที่หนึ่งของอนุกรมเทย์เลอร์กับสมการที่ (3-34) และ (3-35) จะได้ค่าดังนี้

$$T_1 \approx \frac{2I_{B3}V_T RC}{I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)} \tag{3-37}$$

$$T_2 \approx \frac{2I_{B3}V_T RC}{I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)} \tag{3-38}$$

จากสมการที่ (3-37) และ (3-38) ค่าคาบเวลาหาได้จาก

$$T = T_1 + T_2 = \frac{4I_{B3}^2V_T^2CR}{I_{B3}^2V_T^2 - 4I_{B1}^2R^2i_i^2(t)} \tag{3-39}$$

จากสมการที่ (3-37) และ (3-39) ค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) มีค่าดังนี้

$$D = \frac{I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)}{2I_{B3}V_T} \times 100\% \tag{3-40}$$

จากสมการที่ (3-33) จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอส I_{B2} และเมื่อพิจารณาที่สมการที่ (3-40) จะเห็นว่า ค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณขาเข้า $i_i(t)$ และถ้าขนาดของ $i_i(t)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ ค่าดิวตี้ไซเคิลจะมีค่าเท่ากับ 50% ซึ่งเป็นลักษณะทางเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยทั่วไป เนื่องจากสมการที่ (3-37) และ (3-38) เป็นสมการที่ได้จากการประมาณค่าอันดับที่หนึ่งของ $\ln(x+1)$ จึงทำให้มีความแม่นยำต่ำ เพื่อให้ได้ความแม่นยำสูงขึ้น จึงทำการประมาณค่าในอันดับที่สาม ซึ่งได้ค่าคาบเวลาและดิวตี้ไซเคิลมีค่าดังนี้

$$T = \frac{2RCV_T I_{B3}}{[I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)]} \left\{ 1 - \frac{4RI_{B1}I_{B3}}{2[I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)]} + \frac{(4RI_{B1}I_{B3})^2}{3[I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)]^2} \right\} + \frac{2V_T RCI_{B3}}{I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)} \left\{ 1 - \frac{(4I_{B1}I_{B3}R)}{2[I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)]} + \frac{(4I_{B1}I_{B3}R)^2}{3[I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)]^2} \right\} \quad (3-41)$$

$$\text{และ } D = \frac{6[I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)] \{ I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t) - 2RI_{B1}I_{B3} \} + 32(RI_{B1}I_{B3})^2}{6[I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)] \{ I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t) - 2RI_{B1}I_{B3} \} + 32(RI_{B1}I_{B3})^2} + \frac{6[I_{B3}V_T - 2I_{B1}Ri_i(t)]^3 \left\{ 1 - \frac{2I_{B1}I_{B3}R}{[I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)]} \right\}}{[I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)] \left\{ \frac{(4I_{B1}I_{B3}R)^2}{3[I_{B3}V_T + 2I_{B1}Ri_i(t)]^2} \right\}} \quad (3-42)$$

สมการของสัญญาณ PWM สามารถแสดงได้ดังนี้

$$i_{PWM}(t) = \frac{I_{B2}i_i(t)}{T} + \frac{I_{B2}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(n\omega_o t)}{n} - \frac{\sin\{n\omega_o [t - ki_i(t)]\}}{n} \right\} \quad (3-43)$$

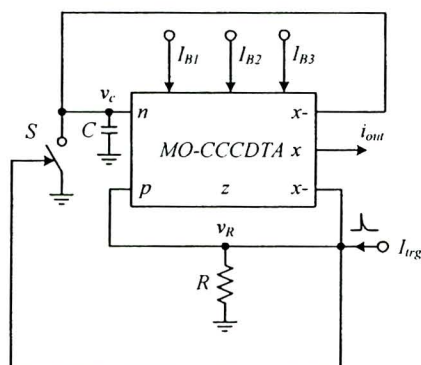
จากสมการที่ (3-34) พบว่า สัญญาณ PWM นั้นมีส่วนประกอบอยู่สองส่วนใหญ่ๆ คือ ประกอบด้วย สัญญาณข่าวสารที่ถูกสเกลด้วย $\frac{I_{B2}}{T}$ อยู่ที่ความถี่ต่ำ และอีกส่วนคือ ส่วนประกอบของความถี่สูงซึ่ง ประกอบด้วยสัญญาณพาห้และสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส และมีขนาดลดหลั่นกันไปตามค่าของ n

3.4.4 วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์โหมดกระแส (Current-mode monostable multivibrator)

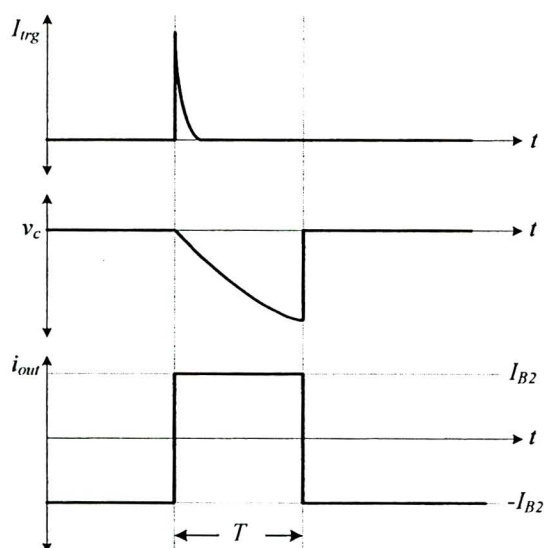
โครงสร้างของวงจรและรูปคลื่นที่จุดต่างๆ ของวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์โหมดกระแส แสดงดังภาพที่ 3-8 ซึ่งประกอบไปด้วย MO-CCCDTA จำนวนหนึ่งตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์และตัวต้านทานต่อลงกราวด์อีกอย่างละหนึ่งตัว โดยที่ I_{B1} , I_{B2} และ I_{B3} เป็น กระแสไบแอสของ MO-CCCDTA

หลักการทำงานของวงจร โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์มีดังนี้ สภาวะเริ่มต้นสวิตช์ S อยู่ สภาวะปิดวงจร โดยวงจรจะเริ่มทำงานเมื่อได้รับสัญญาณกระตุ้นขอบขาขึ้น (I_{trg}) ดังแสดงในภาพ

ที่ 3-8 ทำให้แรงดันที่ขั้ว n ต่ำกว่าแรงดันที่ขั้ว p ส่งผลให้ขนาดของกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ I_{B2} ขณะนั้นกระแสที่ขั้ว $-x$ จะมีค่าเป็น $-I_{B3}$ ทำให้ v_R มีค่าเป็นลบ สวิตช์ S จึงเปิดวงจรและตัวเก็บประจุ C เริ่มเก็บประจุ แรงดันตกคร่อม C (v_c) จึงมีค่าเพิ่มขึ้นในทางลบเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าต่ำกว่า v_R ในเวลานั้นขนาดของกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนสถานะจาก I_{B2} เป็น $-I_{B2}$ และกระแสที่ขั้ว $-x$ ก็จะเปลี่ยนสถานะจาก $-I_{B3}$ เป็น I_{B3} เช่นกัน v_R จึงมีค่าเป็นบวก ดังนั้นสวิตช์ S ทำการปิดวงจร ทำให้ตัวเก็บประจุ C เกิดการคายประจุลงกราวนได้อย่างรวดเร็ว และวงจรจะเข้าสู่สภาวะคงตัวอีกครั้ง



(ก) รายละเอียดของวงจร



(ข) รูปคลื่นของวงจร

ภาพที่ 3-8 วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์โหนดกระแส

จากคุณสมบัติของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในสถานะอิ่มตัว ดังนั้นจะได้ขนาดของสัญญาณกระแสเอาต์พุตดังนี้

$$i_{out(p-p)} = 2I_{B2} \tag{3-44}$$

และคาบเวลาหาค่าได้ดังนี้

$$T = R_n C \int_0^{-v_R} \frac{1}{R_n I_{B3} - v_c} dv_c = \frac{V_T C}{2I_{B1}} \ln \left(\frac{4I_{B1} R + V_T}{2I_{B1} R + V_T} \right) \tag{3-45}$$

จากสมการที่ (3-44) และ (3-45) จะเห็นได้ว่า ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตและคาบเวลาสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยควบคุมด้วยกระแสไบแอส I_{B2} และ I_{B1} ตามลำดับ

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงคุณสมบัติและเงื่อนไขของ MO-CCCDTA ที่ทำงานในสถานะอิ่มตัว และได้สังเคราะห์วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่ทำหน้าที่ได้แบบทวนเข็มและตามเข็มนาฬิกาได้ในโครงสร้างเดียวกัน อีกทั้งสามารถควบคุมขนาดและกระแสขีดเริ่มของสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยกระแสไบแอสได้อย่างอิสระจากกัน ซึ่งได้อธิบายการทำงานของวงจรในอุดมคติและการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจร เมื่ออุปกรณ์ในวงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ นอกจากนี้ยังได้สังเคราะห์วงจรประยุกต์ใช้งาน ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ และวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งแต่ละวงจรประกอบด้วย MO-CCCDTA เพียงหนึ่งตัว ต่อกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์อย่างละหนึ่งตัว มีเพียงวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม ที่ประกอบด้วย MO-CCCDTA เพียงหนึ่งตัว ต่อกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อีกหนึ่งตัว ส่งผลให้วงจรมีขนาดเล็กไม่ซับซ้อน เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมหรือต่อใช้งานจริง นอกจากนี้ทุกวงจรสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้สามารถควบคุมแบบอัตโนมัติ หรือผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ได้โดยง่าย