

การออกแบบ CDTA ที่สามารถควบคุมด้วย กระแสโดยใช้เทคโนโลยี CMOS และการ ประยุกต์ใช้งาน *

วิชัย ใจกล้า¹⁾ และ มนต์รี ศรีปรัชญานนท์²⁾

¹⁾ อาจารย์ โปรแกรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา

²⁾ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนคร
เหนือ

Email: jnai@riss.ac.th, mts@kmitnb.ac.th

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอ การออกแบบอุปกรณ์แอมป์ฟอมิดกระแสที่มีชื่อว่า Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifiers (CCCDTA) ด้วยโครงสร้างเทคโนโลยี CMOS โดย CCCDTA ที่นำเสนอสามารถปรับค่าความต้านทานแฝงที่ขั้วอินพุตทั้งสองได้ด้วยกระแสไบอัส ทำให้เมื่อนำไปสร้างวงจรประมวลผลสัญญาณต่างๆ มีการใช้อุปกรณ์น้อยลงและสามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้ด้วยกระแสไบอัส อีกทั้ง CCCDTA ที่นำเสนอสามารถรองรับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตได้ในรูปกระแส จึงกล่าวได้ว่า เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในโหมดกระแสอย่างสมบูรณ์ จึงเหมาะสำหรับวงจรประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแสที่กำลังได้รับความนิยมขึ้นเรื่อยๆ ผลการทดสอบด้วย PSPICE พบว่า CCCDTA ที่นำเสนอมีอัตราการใช้พลังงานไฟฟ้าสูงสุด 1.82mW ที่แรงดัน $\pm 1.5V$ มีแบนด์วิธกว้างถึง 311MHz นอกจากนี้ยังได้นำเสนอตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน CCCDTA ในวงจรกรองความถี่โหมดกระแสแบบหลายหน้าที่ (Biquadratic filter) และวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย (Floating inductance simulator) ซึ่งแต่ละวงจรใช้ CCCDTA เพียงตัวเดียว

คำสำคัญ: CCCDTA, CMOS, วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่, วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย

* รับต้นฉบับเมื่อวันที่ 29 มิถุนายน 2549 และได้รับบทความฉบับแก้ไขเมื่อวันที่ 29 กันยายน 2549

Design of CMOS Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier and Its Applications *

Winai Jaikla¹⁾ and Montree Siripruchyanun²⁾

¹⁾ Lecturer, Electrical and electronics Program, Faculty of Industrial Technology, Suan Sunandha Rajabhat University

²⁾ Assistant Professor, Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok

Email: jnai@riss.ac.th, mts@kmitnb.ac.th

ABSTRACT

This article presents a new current-mode building block for analogue signal processing, called as Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier (CCCDTA). Its parasitic resistances at two current input ports can be controlled by an input bias current. Owing to working in current-mode of all terminals, it is very suitable to use in a current-mode signal processing, which is continually more popular than a voltage-mode one. The proposed element was realized in a CMOS technology and was examined the performances through PSPICE simulations. They display usability of the new active element, where the maximum bandwidth is up to 311MHz. The supply voltages can be as low as $\pm 1.5V$ and maximum power consumption is 1.82mW. The proposed CCCDTA performs low-power consumption and tuning over a wide current range. In addition, examples as a current-mode universal biquad filter and floating inductance simulator were included. They occupy only single CCCDTA.

Keywords : CCCDTA, CMOS, Biquad filter, Floating inductance simulator

* Original manuscript submitted: June 29, 2006 and Final manuscript received: September 29, 2006

บทนำ

อดีตที่ผ่านมาในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ มักจะใช้อุปกรณ์พาสซีฟร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟ โดยอุปกรณ์แอคทีฟในโหมดแรงดันที่ได้รับความนิยมได้แก่ ออปแอมป์ จะเห็นได้ว่าออปแอมป์มีข้อด้อยหลายประการ เช่น แบนด์วิธแคบ อัตราสลับต่ำ บริโภคกำลังงานสูง เป็นต้น ในทศวรรษที่ผ่านมา มีความพยายามที่จะลดแรงดันไฟเลี้ยงในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากความต้องการที่จะนำมาใช้กับอุปกรณ์แบบพกพา หรืออุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สายที่ต้องใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงาน ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิคการทำงานในโหมดกระแส (Current-Mode) ซึ่งมีข้อดีหลายประการ ได้แก่ มีช่วงพิสัยพลวัต (Dynamic Range) กว้าง มีแบนด์วิธกว้างและบริโภคกำลังงานต่ำ (Bhaskar *et al.* 1999, Toumazou *et al.* 1990) โดยอุปกรณ์ในโหมดกระแสที่ได้รับความนิยมได้แก่ โอทีเอ วงจรสายพานกระแส และ Current Differencing Buffered Amplifier (CDBA) แต่อุปกรณ์เหล่านี้ไม่ได้ทำงานในโหมดกระแสทั้งหมดเนื่องจากว่า โอทีเอและสายพานกระแสมีอินพุตเป็นโหมดแรงดัน ส่วน CDBA ซึ่งได้ผ่านการพิสูจน์แล้วว่ามีการตอบสนองความถี่กว้างกว่า OTA และวงจรสายพานกระแส (Biolek. 2003) ก็ยังคงให้เอาต์พุตอยู่ในรูปของแรงดัน ดังนั้นเมื่อต้องการนำไปใช้งานในการประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส จึงจำเป็นต้องใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดันร่วมด้วย หรือต้องดัดแปลงและเพิ่มเติมวงจร ส่งผลให้วงจรโดยรวมมีความซับซ้อนขึ้น

เมื่อไม่นานมานี้มีผู้นำเสนออุปกรณ์แอคทีฟในโหมดกระแสแบบใหม่ที่มีชื่อว่า Current Differencing Transconductance Amplifier (CDTA) (Biolek. 2003) ที่เหมาะจะนำไปใช้ในวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยข้อดีของ CDTA คือ เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในโหมดกระแสทั้งหมด กล่าวคือ อินพุตและเอาต์พุตเป็นกระแส นอกจากนี้ยังสามารถปรับอัตราขยายของกระแสเอาต์พุตได้อีกทั้ง CDTA ยังมีแบนด์วิธกว้างกว่า CDBA (Keskin, 2005) แต่อย่างไรก็ตาม CDTA ที่กล่าวมาข้างต้นนี้ยังไม่สามารถที่จะปรับค่าความต้านทานที่ขาอินพุตทั้งสองได้ จึงเกิดความไม่สะดวกในการใช้งาน เนื่องจากเมื่อนำไปใช้งานในวงจรประมวลผลสัญญาณจะต้องนำอุปกรณ์พาสซีฟมาต่อร่วมด้วย ทำให้วงจรซับซ้อนและไม่สามารถควบคุมด้วยกระแสได้ จึงไม่เหมาะที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม อีกทั้งการใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอกเป็นจำนวนมาก ทำให้มีการบริโภคกำลังสูงด้วย

จากปัญหาที่ได้นำเสนอหลักการข้างต้น ในงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ เพื่อนำเสนอการออกแบบ CCCDTA ที่มีโครงสร้างเป็น CMOS โดยสามารถปรับค่าความต้านทานที่ขาอินพุตทั้งสองของ CDTA ได้ ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่า CCCDTA ที่นำเสนอมีอัตราการใช้กำลังงานสูงสุด 1.82mW ที่แหล่งจ่าย $\pm 1.5V$ สามารถปรับค่าความต้านทานแฝงที่ขาอินพุตผ่านกระแสไบอัสได้ในย่านกว้าง มีแบนด์วิธกว้างถึงระดับหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ จึงเหมาะที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม นอกจากนี้ยังได้แสดงตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่และวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย โดยพบว่าการประยุกต์ใช้งานทั้งหมดสามารถสร้างขึ้นได้โดย

ใช้ CCCDTA เพียงตัวเดียว ซึ่งแสดงให้เห็นชัดเจนว่า เมื่อเทียบกับวงจรประเภทเดียวกัน การใช้ CCCDTA ในการสังเคราะห์วงจรจะใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟน้อยกว่า

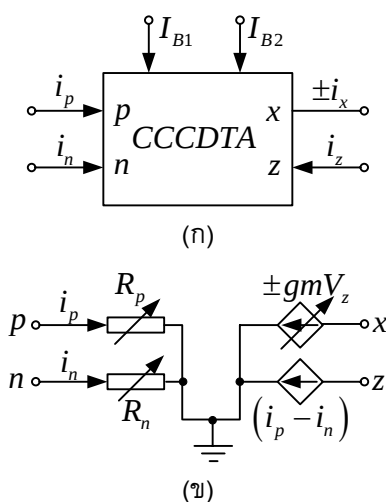
หลักการทำงานของวงจร

1. หลักการพื้นฐาน

ในภาพรวม CCCDTA ที่นำเสนอ มีสัญลักษณ์และวงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งคุณสมบัติทางอุดมคติของ CCCDTA สามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่โนดต่างๆ ด้วยสมการในเชิงเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

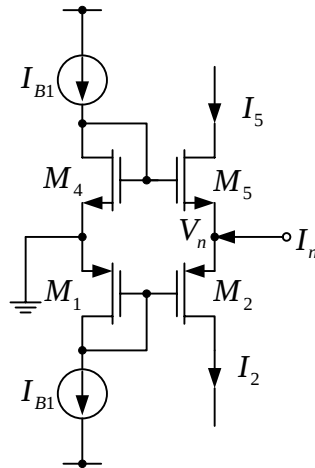
กล่าวโดยสรุป ลักษณะสมบัติของ CCCDTA โดยทั่วไปจะมีลักษณะคล้าย CDTA นั่นคือ กระแสเอาต์พุตที่ขั้ว z จะได้มาจากการแตกต่างของกระแสที่ขั้วอินพุต p และ n แต่ CCCDTA จะมีความต้านทานแฝงที่ขั้วอินพุต p และ n (R_p และ R_n) มีค่าจำกัด ซึ่ง R_p และ R_n สามารถควบคุมได้จากกระแสไบแอส I_B และแรงดันที่ขั้ว z จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว x ด้วยอัตราขยายค่าความนำ g_m จากสมการที่ (1) จะเห็นว่า CCCDTA ประกอบด้วยวงจร 2 ส่วนคือ วงจรผลต่างกระแสที่มีค่าความต้านทานแฝงที่อินพุตและวงจรขยายความนำถ่ายโอน ซึ่งจะได้อธิบายแต่ละส่วนในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 1 CCCDTA (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล

2. วงจรผลต่างกระแสที่มีค่าความต้านทานแฝงที่อินพุต

วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป ซึ่งเป็นส่วนประกอบด้านอินพุตของวงจรผลต่างกระแสที่มีความต้านทานแฝงที่อินพุตแสดงดังรูปที่ 2 เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิต์และไม่นำถึงถึงการแปลงผันความยาวช่องนำกระแส (Channel length modulation) โดยกำหนดให้ขนาดของทรานซิสเตอร์ $M_1=M_2$ และ $M_4=M_5$ จะสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแส I_2 และ I_5 ได้เป็น



รูปที่ 2 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป

$$I_2 = I_{B1} + V_n \sqrt{2\beta_p I_{B1}} + \frac{1}{2} \beta_p V_n^2 \quad (2)$$

และ

$$I_5 = I_{B1} - V_n \sqrt{2\beta_n I_{B1}} + \frac{1}{2} \beta_n V_n^2 \quad (3)$$

เมื่อ $\beta_n = \mu_n C_{ox} (W/L)$ และ $\beta_p = \mu_p C_{ox} (W/L)$ คือค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพของ NMOS และ PMOS ตามลำดับ เนื่องจาก

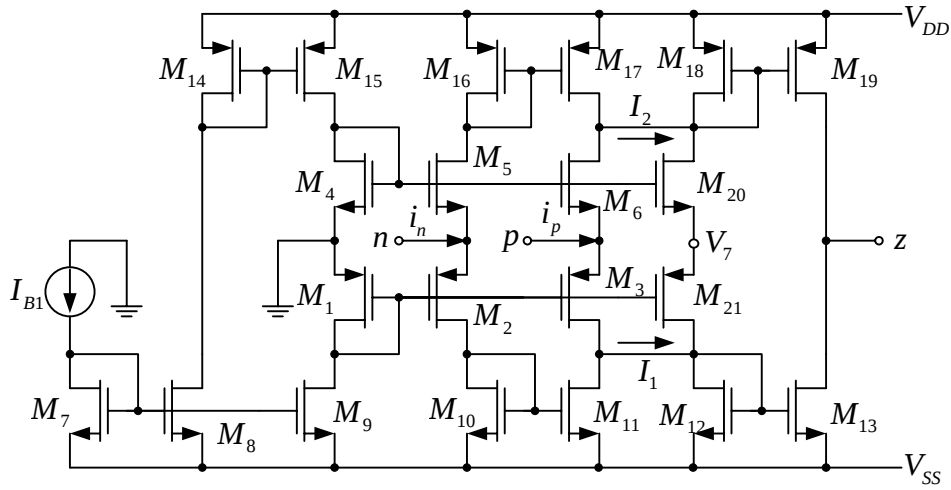
$$I_n = I_2 - I_5 \quad (4)$$

แทนสมการที่ (2) และ (3) ลงในสมการที่ (4) จะได้

$$I_n = V_n \sqrt{2I_{B1}} (\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_p}) + \frac{1}{2} V_n^2 (\beta_n - \beta_p) \quad (5)$$

จากสมการที่ (5) หาก $\beta_n = \beta_p = \beta$ จะพบว่าค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว p และ n มีค่าเท่ากับ

$$R_p = R_n = \frac{V_n}{I_n} = \frac{1}{\sqrt{8\beta I_{B1}}} \quad (6)$$



รูปที่ 3 โครงสร้างของวงจรผลต่างกระแสที่มีค่าความต้านทานแ่งที่อินพุต

จากวงจรในรูปที่ 3 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรผลต่างกระแสได้ดังนี้ ทรานซิสเตอร์ M7-M9 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก ส่วน M14-M15 เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบลบ ทำหน้าที่สะท้อนกระแส I_{B1} ไปเป็นกระแสไบอัสให้กับวงจรทรานซิสลีนีร์รูป ที่ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ M1-M6 ทำให้ที่ขั้ว p และ n มีค่าความต้านทานแ่งเกิดขึ้นตามสมการที่ (6) ส่วนกระแส i_z ซึ่งเกิดจากกระแส $i_p - i_n$ นั้นสามารถพิจารณาได้ดังนี้ ในลำดับแรกกำหนดให้กระแส i_p และ i_n มีทิศทางไหลเข้าที่ขั้ว p และ n ตามลำดับ กรณีนี้กระแส $I_{D2} = i_n$ และ $I_{D3} = i_p$ จากนั้น i_n จะถูกสะท้อนด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบบวกที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M10 และ M11 ด้วยอัตราสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง ทำให้กระแส $I_1 = i_p - i_n$ ส่วนกระแส I_{D12} เป็นผลรวมของกระแส I_1 กับ I_{D21} นั่นก็คือ $I_{D12} = i_p - i_n + I_{B1}$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{D13} เนื่องจากในกรณีนี้กระแส $I_2 = 0$ จะได้กระแส $I_{D18} = I_{D20} = I_{B1}$ สะท้อนไปยัง I_{D19} เพราะฉะนั้นกระแส $i_z = i_p - i_n$ ซึ่งจะมีทิศทางไหลเข้าขั้ว z ในลำดับที่สองจะพิจารณาเมื่อกระแส i_p และ i_n มีทิศทางไหลออกจากขั้ว p และ n ตามลำดับ ในกรณีนี้กระแส $I_{D5} = i_n$ และ $I_{D3} = i_p$ จากนั้น i_n จะถูกสะท้อนด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบลบที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M16 และ M17 ด้วยอัตราสะท้อนกระแสเท่ากับหนึ่ง ทำให้กระแส $I_2 = i_p - i_n$ ส่วนกระแส I_{D18} เป็นผลรวมของกระแส I_2 กับ I_{D20} นั่นก็คือ $I_{D18} = i_p - i_n + I_{B1}$ จะถูกสะท้อนไปยัง I_{D19} เนื่องจากในตอนนี้กระแส $I_1 = 0$ จะได้กระแส $I_{D12} = I_{D21} = I_{B1}$ สะท้อนไปยัง I_{D13} เพราะฉะนั้นกระแส $i_z = i_p - i_n$ ซึ่งจะมีทิศทางไหลออกจากขั้ว z

จากรูปที่ 3 เมื่อ $r_o \square \frac{1}{g_m}$ โดยที่ r_o และ g_m คือ ความต้านทานที่เอาต์พุตและค่าความนำ

ถ่ายโอนของทรานซิสเตอร์ตามลำดับ สามารถแสดงค่า i_z ได้ดังนี้

$$i_z = \frac{g_{m13}}{g_{m12}} \left[g_{m4} \left(V_p + \frac{I_B}{g_{m1}} \right) + g_{m21} \left(V_7 + \frac{I_B}{g_{m1}} \right) - \frac{g_{m11}}{g_{m10}} g_{m2} \left(V_n + \frac{I_B}{g_{m1}} \right) \right] + \frac{g_{m19}}{g_{m18}} \left[\frac{g_{m17}}{g_{m16}} g_{m5} \left(\frac{I_B}{g_{m1}} - V_n \right) + g_{m20} \left(\frac{I_B}{g_{m1}} - V_7 \right) - g_{m6} \left(\frac{I_B}{g_{m4}} - V_p \right) \right] \quad (7)$$

$$\text{เมื่อ } V_n = \frac{1}{g_{m2} + g_{m5}} \left[i_n + I_B \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} - \frac{g_{m5}}{g_{m4}} \right) \right], V_p = \frac{1}{g_{m3} + g_{m6}} \left[i_p + I_B \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}} - \frac{g_{m6}}{g_{m4}} \right) \right]$$

และ

$$V_7 = \frac{1}{g_{m20} + g_{m21}} \left[I_B \left(\frac{g_{m20}}{g_{m1}} - \frac{g_{m21}}{g_{m4}} \right) \right]$$

เมื่อกำหนดให้ α_n เป็นอัตราการส่งผ่านกระแสจากขั้ว n ไปยังขั้ว z โดยที่ $i_z = \alpha_n i_n$ เมื่อ $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m20} = g_{m21}$, $g_{m10} = g_{m11}$, $g_{m12} = g_{m13}$, $g_{m16} = g_{m17}$, $g_{m18} = g_{m19}$ และ $i_p = 0$ จากสมการที่ (7) สามารถแสดงค่า α_n ได้ดังนี้

$$\alpha_n = \frac{i_z}{i_n} = -1 \quad (8)$$

ในทำนองเดียวกัน กำหนดให้ α_p เป็นอัตราการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p ไปยังขั้ว z โดยที่ $i_z = \alpha_p i_p$ เมื่อ $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m20} = g_{m21}$, $g_{m10} = g_{m11}$, $g_{m12} = g_{m13}$, $g_{m16} = g_{m17}$, $g_{m18} = g_{m19}$ และ $i_p = 0$ สามารถแสดงค่า α_p ได้ดังนี้

$$\alpha_p = \frac{i_z}{i_p} = 1 \quad (9)$$

สำหรับค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว z มีค่าเท่ากับ

$$r_z = \frac{r_{o13} r_{o19}}{r_{o13} + r_{o19}} \quad (10)$$

3. วงจรขยายความนำถ่ายโอน (Transconductance Amplifier)

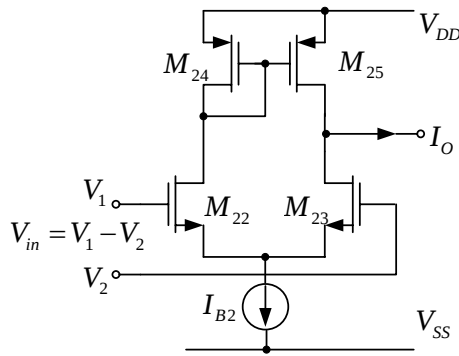
ในส่วนของวงจรขยายความนำถ่ายโอนนั้น ได้ออกแบบวงจรโดยใช้วงจรขยายคู่ความแตกต่าง (Differential pair Amplifier) แบบง่าย (Prommee and Dejhan, 2002) เพื่อให้ CCCDTA ใช้อุปกรณ์น้อยลง แสดงดังรูปที่ 4

จากรูปที่ 4 ทรานซิสเตอร์ M22 และ M23 เป็นวงจรขยายความแตกต่างซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วน M24 และ M25 เป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยมีกระแส I_{B2} เป็นกระแสไบอัส

ให้กับวงจรเมื่อป้อนสัญญาณ V_{in} จะทำให้เกิดกระแส I_{D22} และ I_{D23} ขึ้นที่ $M22$ และ $M23$ ตามลำดับ เมื่อ $g_{m22} = g_{m23} = g_m$ และ $g_{m24} = g_{m25}$ สามารถแสดงกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$I_O = g_m V_{in} \quad (11)$$

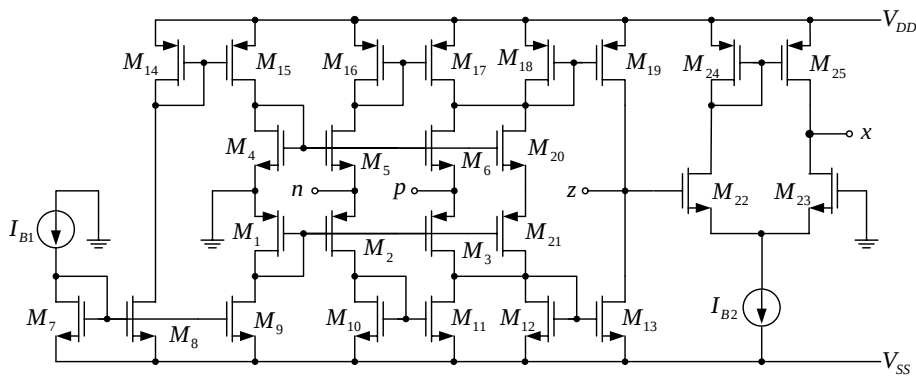
เมื่อ $g_m = \sqrt{\beta_n I_{B2}}$



รูปที่ 4 วงจรขยายความนำแบบง่าย

สำหรับค่าความต้านทานที่อินพุตทั้งสองของวงจรขยายความนำถ่ายโอน จะมีค่าเป็นอนันต์และค่าความต้านทานที่เอาต์พุตสามารถหาได้จาก

$$r_O = \frac{r_{o23} r_{o25}}{r_{o23} + r_{o25}} \quad (12)$$



รูปที่ 5 Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier ที่นำเสนอ

4. Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier ที่นำเสนอ

รูปที่ 5 แสดงวงจรสมบูร์กของ Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier ที่นำเสนอ จากวงจรประกอบไปด้วยวงจร 2 ส่วนคือ วงจรผลต่างกระแส ($M1-M21$) ที่มีวงจรทรานส์ลีนีร์รูปเป็นวงจรหลักเพื่อสร้างความต้านทานแฝงที่ขั้วอินพุต p และ n โดยมี I_{B1} เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจรเพื่อใช้ควบคุมความต้านทานแฝงที่ขั้วอินพุตทั้งสอง ตามสมการที่ (6) และ

วงจรขยายความนำถ่ายโอน (M22-25) ที่มีกระแสไบอัส I_{B2} เป็นกระแสไบอัสเพื่อใช้ในการปรับค่าการส่งผ่านความนำไปยังขั้ว x โดยที่

$$I_x = \sqrt{\beta_n I_{B2}} \cdot V_z \quad (13)$$

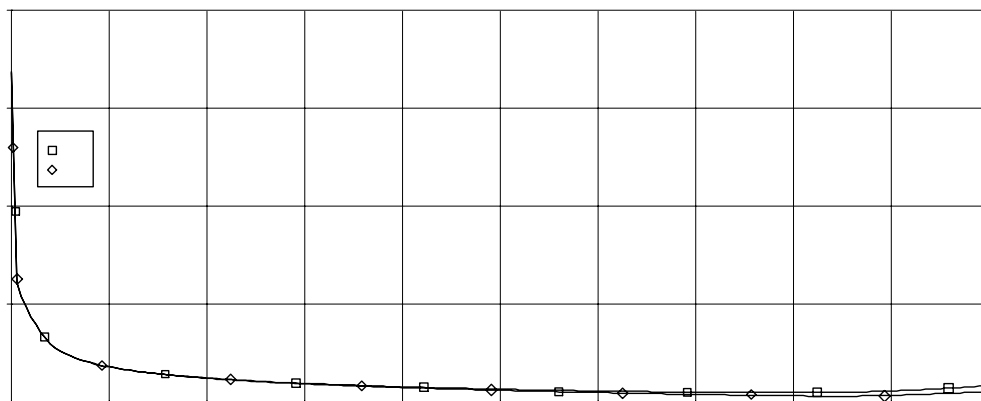
เมื่อ V_z เป็นแรงดันที่ตกคร่อมโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่ขั้ว z และค่าส่งผ่านความนำ $g_m = \sqrt{\beta_n I_{B2}}$

ผลการจำลองการทำงาน

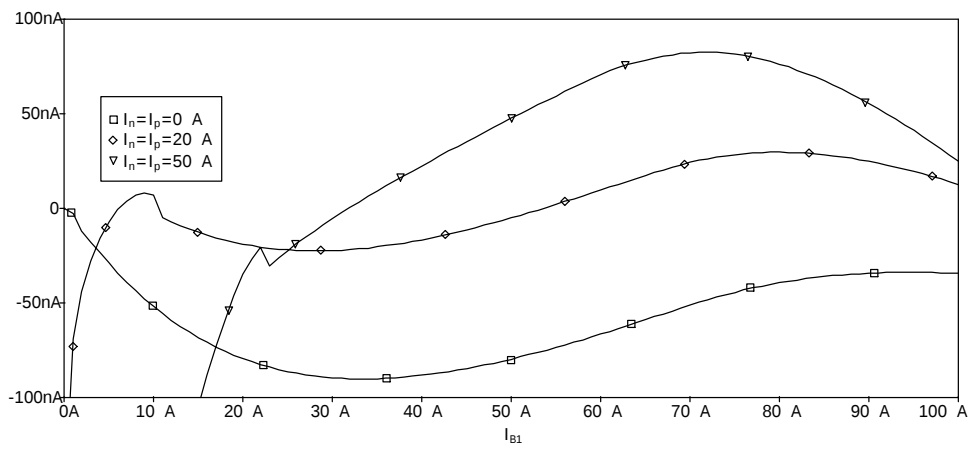
เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะของ CCCDTA ที่นำเสนอ จึงได้จำลองการทำงานของวงจรผ่านโปรแกรม PSPICE สำหรับทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรได้ใช้พารามิเตอร์ของ TSMC $0.35\mu\text{m}$ CMOS เทคโนโลยี (Erkan et al., 2005) วงจรทำงานที่แหล่งจ่าย ± 1.5 โวลต์ ส่วนค่าขนาด W/L ของทรานซิสเตอร์แสดงในตารางที่ 1 ผลการจำลองในรูปที่ 6 เป็นค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นที่ขั้ว p และ n เมื่อมีการปรับกระแสไบอัส I_{B1} ตั้งแต่ $1\mu\text{A}$ ไปจนถึง $200\mu\text{A}$ แสดงให้เห็นชัดเจนว่าค่า R_n และ R_p จะขึ้นอยู่กับ I_{B1} ดังสมการที่ (6) รูปที่ 7 แสดงกระแสออฟเซตเมื่อกระแสอินพุต $I_n = I_p$ มีค่าเท่ากับ $0\mu\text{A}$, $20\mu\text{A}$ และ $50\mu\text{A}$ เทียบกับการเปลี่ยนแปลงกระแสไบอัส I_{B1} จะเห็นว่ากระแสออฟเซตเอาต์พุตสัมบูรณ์สูงสุดมีค่าน้อยกว่า 80nA

ตารางที่ 1 ขนาดของทรานซิสเตอร์

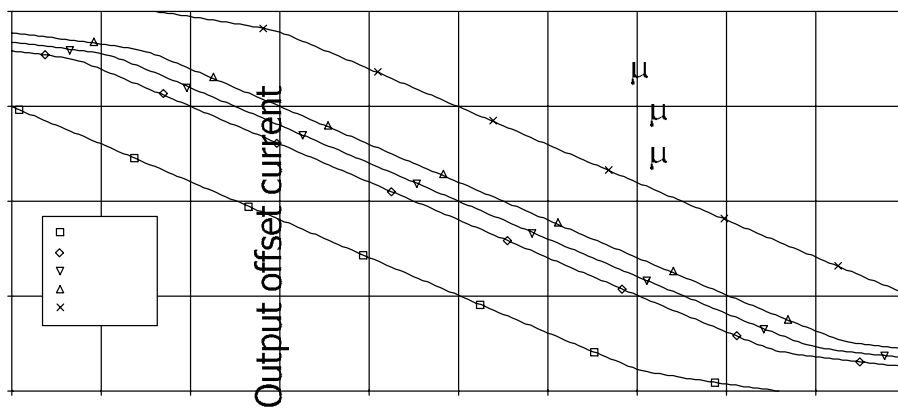
CMOS Transistor	$W(\mu\text{m}) / L(\mu\text{m})$
M1-M3, M21	4/0.5
M4-M6, M20	2/0.5
M7-M13	5/0.5
M14-M19	15/0.5
M22-M23	30/1.5
M24-M25	15/1.5



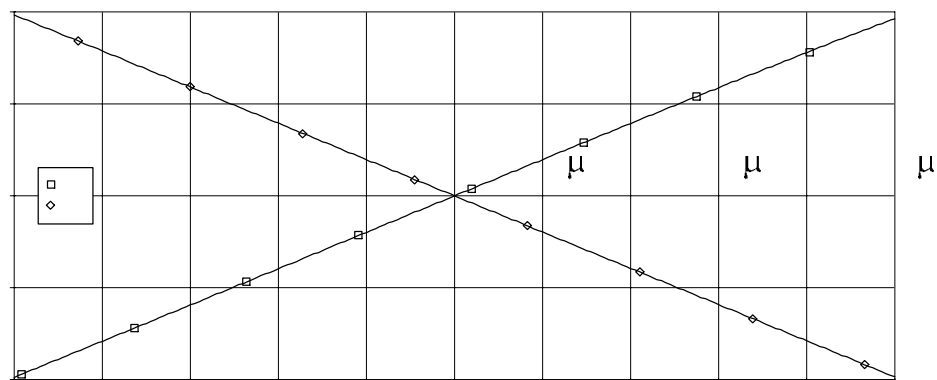
รูปที่ 6 ความต้านทานที่ขั้ว p และ n เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า I_{B1}



รูปที่ 7 กระแสออฟเซตเทียบกับกระแส I_{B1} เมื่อปรับ $I_n = I_p$



(ก)



100μA (ข)

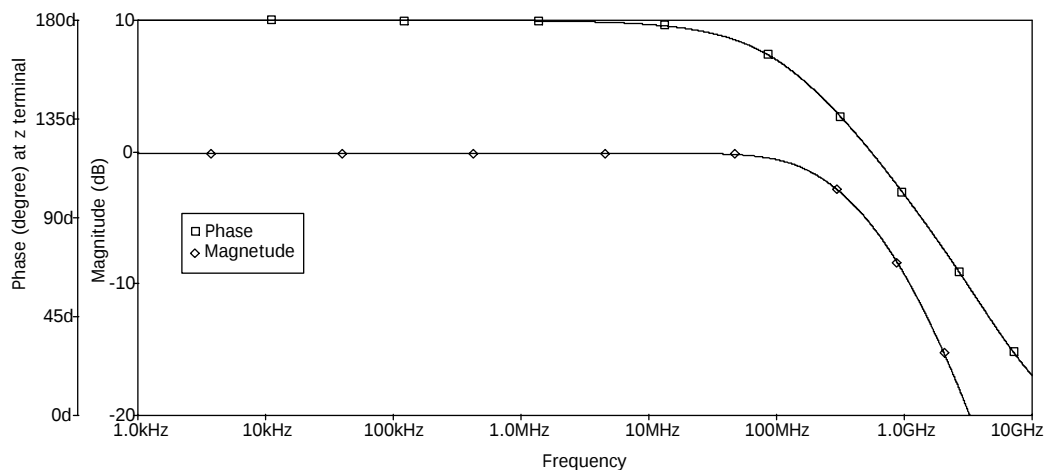
รูปที่ 8 คุณสมบัติการตอบสนองต่อกระแสไฟตรงของ CCCDTA

50μA

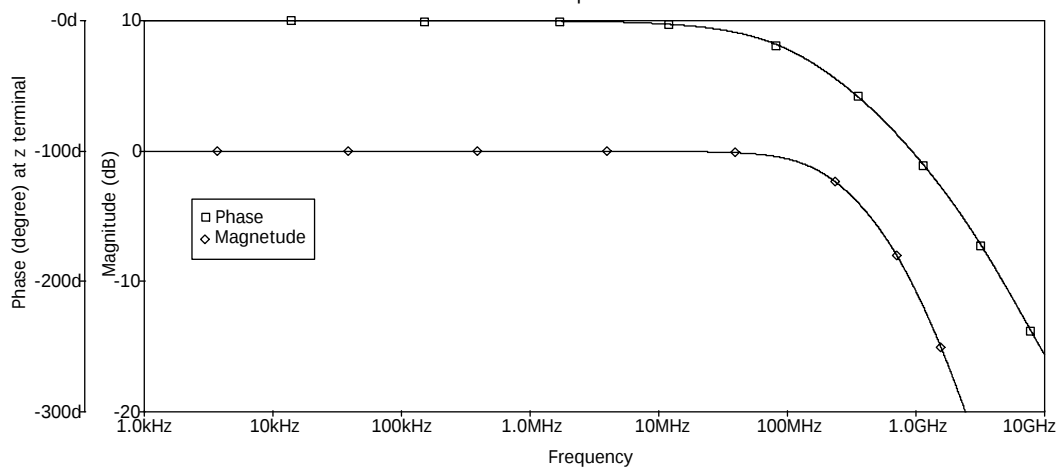
1, 0

รูปที่ 8 แสดงผลตอบสนองทางไฟตรงของ CCCDTA เมื่อ $I_{B1} = 100\mu A$ โดยรูปที่ 8 (ก) ทำการป้อน I_n ตั้งแต่ $-100\mu A$ จนถึง $100\mu A$ และป้อน I_p เท่ากับ $-50\mu A, -20\mu A, 0, 20\mu A$ และ $50\mu A$ ตามลำดับ ส่วนรูปที่ 8 (ข) แสดงย่านอินพุตที่ขั้ว p และ n จากรูปจะเห็นได้ว่าขั้ว n และ p สามารถรองรับย่านอินพุตอยู่ในช่วง $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ อย่างเป็นเชิงเส้น

รูปที่ 9 เป็นผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของ CCCDTA โดยรูปที่ 9 (ก) และ (ข) เป็นผลตอบสนองทางความถี่ที่ขั้ว z เมื่อป้อนอินพุตที่ขั้ว p และ n ตามลำดับพบว่า CCCDTA ที่นำเสนอสามารถตอบสนองความถี่ได้กว้างถึงประมาณ 311MHz และ 282MHz ตามลำดับ ส่วนรูปที่ 10 เป็นผลตอบสนองทางความถี่ที่ขั้ว x เมื่อป้อนอินพุตที่ขั้ว p และ n ตามลำดับซึ่งสามารถให้การตอบสนองความถี่ได้กว้างถึงประมาณ 142MHz และ 50MHz ตามลำดับ

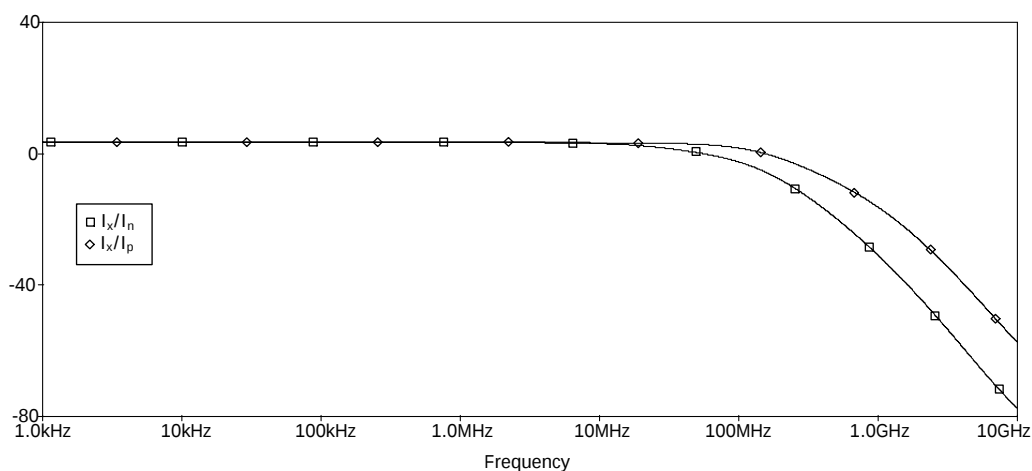


(ก) เมื่อป้อนอินพุตที่ขั้ว p

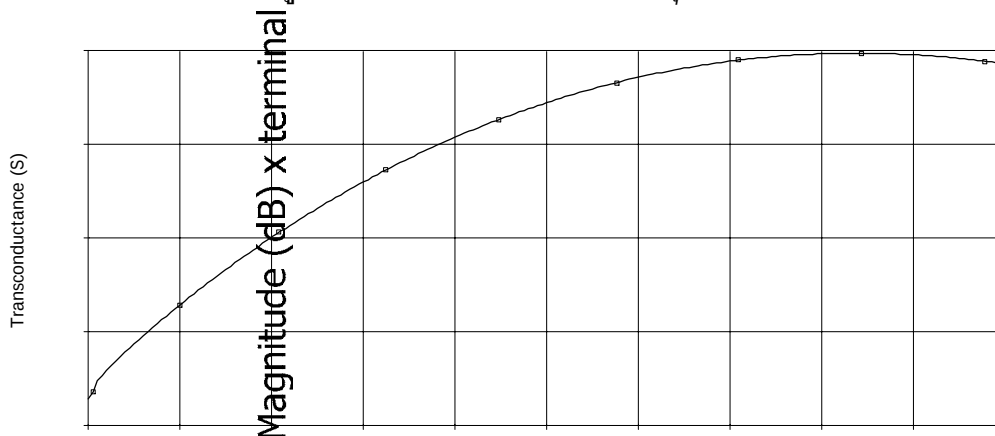


(ข) เมื่อป้อนอินพุตที่ขั้ว n

รูปที่ 9 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสที่เอาต์พุตขั้ว z



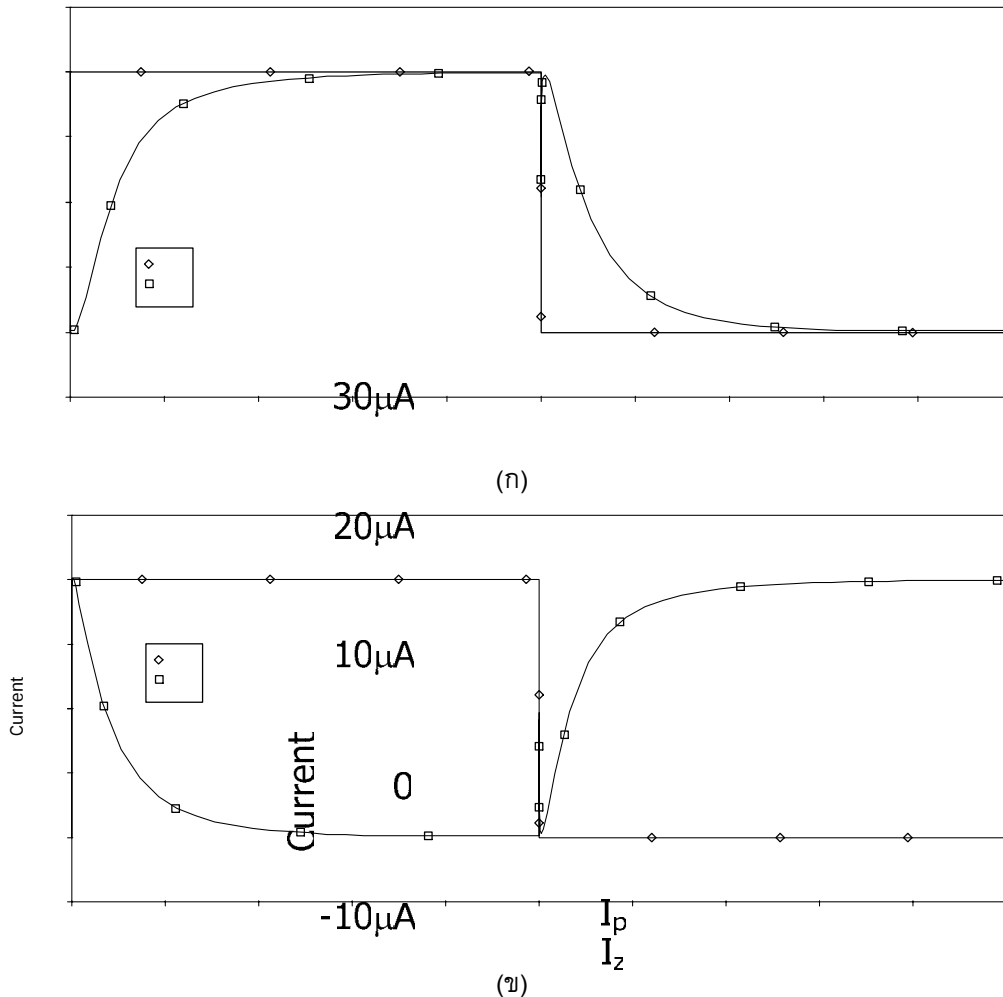
รูปที่ 10 ผลตอบสนองทางความถี่ที่เอาต์พุตขั้ว x

รูปที่ 11 ค่าส่งผ่านความนำเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง I_{B2}

รูปที่ 11 เป็นค่าส่งผ่านความนำ (Transconductance) เมื่อปรับกระแสไบอัส I_{B2} จาก $0-200\mu A$ จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ค่าส่งผ่านความนำจะเป็นฟังก์ชันรากที่สองของ I_{B2} ตามสมการที่ (13) และสามารถรองรับการปรับค่ากระแส I_{B2} ได้ในช่วงประมาณ $0-180\mu A$ ส่วนรูปที่ 12 เป็นผลตอบสนองทรานเซียนต์ เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด $20\mu A_p$ โดยรูปที่ 12 (ก) ป้อนอินพุตที่ขั้ว p ส่วนรูปที่ 12 (ข) ป้อนอินพุตที่ขั้ว n พบว่าค่า Switching time delay มีค่าประมาณ 2ns

1.0m

0.8m



รูปที่ 12 ผลตอบสนองของทรานแซนซิสต์ของ CCCDTA

ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

เพื่อเป็นการยืนยันถึงการนำไปใช้ประโยชน์ของอุปกรณ์ CCCDTA ที่ได้นำเสนอ จึงขอกล่าวถึงตัวอย่างการนำเอา CCCDTA ไปประยุกต์ใช้งานในบางวงจร ได้แก่ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส และวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย

1. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส

โครงสร้างของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ CCCDTA ที่นำเสนอ แสดงได้ดังรูปที่ 13 โดยที่ I_{B1} และ I_{B2} เป็นค่ากระแสไบอัสของ CCCDTA

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 13 และอาศัยคุณสมบัติของ CCCDTA ที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 1 จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนที่แต่ละจุดในวงจรดังนี้

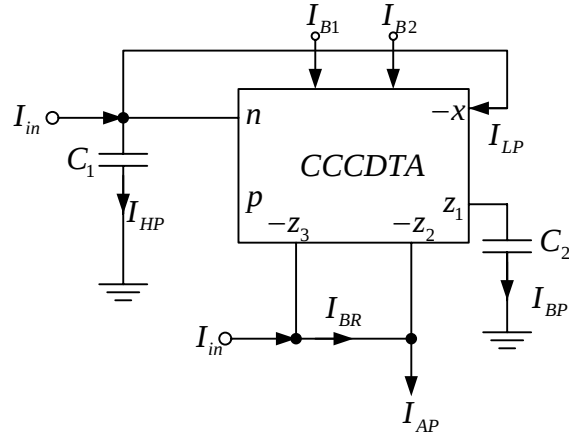
$$10\mu A$$

$$I_r$$

$$I_z$$

$$0$$

4ns



รูปที่ 13 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (14)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{s / C_1 R_n}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (15)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{g_m / C_1 C_2 R_n}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (16)$$

$$\frac{I_{BR}}{I_{in}} = \frac{s^2 + g_m / C_1 C_2 R_n}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (17)$$

และ

$$\frac{I_{AP}}{I_{in}} = \frac{s^2 - s / C_1 R_n + g_m / C_1 C_2 R_n}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_n} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (18)$$

จากสมการที่ (14)-(18) ค่าความถี่ตัด (ω_0) และค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Q_0) สามารถหาได้จาก

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R_n}} \quad (19)$$

และ

$$Q_0 = \omega_0 C_1 R_n \quad (20)$$

เมื่อ $g_m = \sqrt{\beta_n I_{B2}}$ และ $R_n = 1/\sqrt{8\beta_n I_{B1}}$ จากสมการที่ (19) และ (20) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \left(\frac{\beta_n \sqrt{8I_{B1} I_{B2}}}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (21)$$

$$Q_0 = \frac{C_1 \sqrt{I_{B2}}}{C_2 \sqrt{8I_{B1}}} \quad (22)$$

แบนด์วิธ (BW) ของวงจรหาได้จาก

$$BW = \frac{\omega_0}{Q_0} = \left(\frac{16C_2 \beta_n \sqrt{I_{B1}^3}}{C_1^3 \sqrt{2I_{B2}}} \right)^{1/2} \quad (23)$$

ความไวของวงจร

ความไวของความถี่ตัดของวงจรที่นำเสนอหาได้จาก

$$S_{\beta_n}^{\omega_0} = \frac{1}{2}; S_{I_{B1}}^{\omega_0} = \frac{1}{4}; S_{I_{B2}}^{\omega_0} = \frac{1}{4}; S_{C_1}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}; S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (24)$$

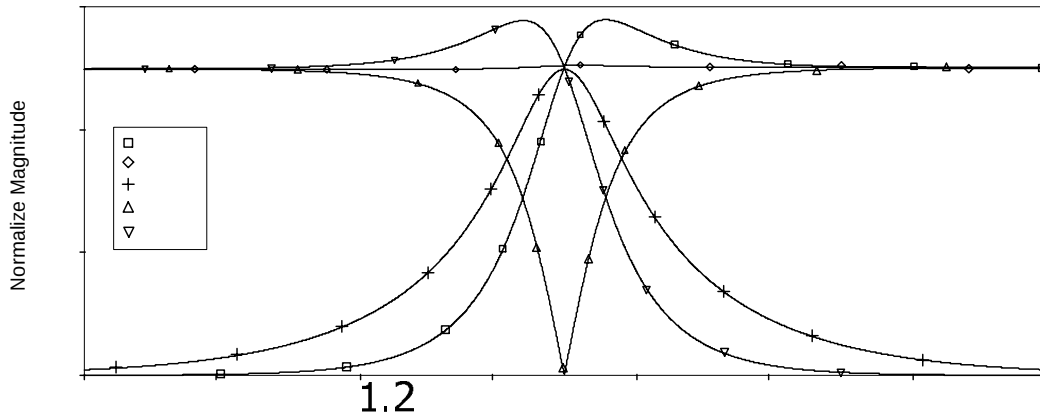
ขณะที่ความไวของควอลิตี้แฟกเตอร์คือ

$$S_{\beta_n}^{Q_0} = 0; S_{I_{B1}}^{Q_0} = -\frac{1}{4}; S_{I_{B2}}^{Q_0} = \frac{1}{4}; S_{C_1}^{Q_0} = 1; S_{C_2}^{Q_0} = -1 \quad (25)$$

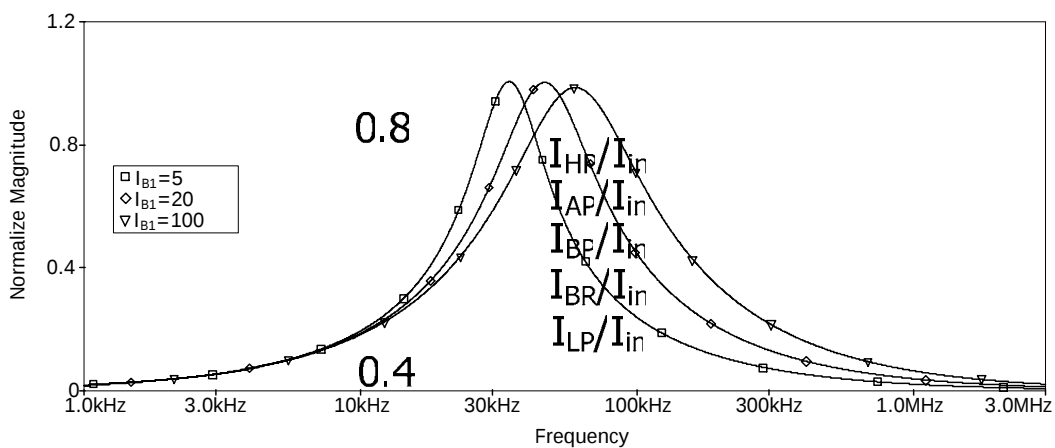
จากสมการที่ (24) และ (25) พบว่าค่าความไวที่เกิดจากค่าอุปกรณ์มีค่าไม่เกิน 1

ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่แสดงดังรูปที่ 14 เป็นผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันต่างๆ เมื่อปรับ $C_1 = C_2 = 1nF$, $I_{B1} = I_{B2} = 50\mu A$ ส่วนรูปที่ 15 เป็นผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชัน Bandpass เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า I_{B1} เท่ากับ $5\mu A, 20\mu A$ และ $100\mu A$

จากผลการจำลอง จะเห็นได้ว่าเมื่อนำ CCCDTA ไปใช้งานในวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดกระแส จะใช้อุปกรณ์แอกทีฟน้อยกว่าวงจรที่ได้มีผู้นำเสนอมา [Keskin et al. 2005, Ibrahim et al. 2005]



รูปที่ 14 ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 13



รูปที่ 15 ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชัน Bandpass (I_{BP}) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า I_{B1} ของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 13

2. วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย (Floating inductance simulator)

โครงสร้างของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยที่ใช้ CCCDTA แสดงดังรูปที่ 16 ซึ่งประกอบไปด้วย CCCDTA จำนวน 1 ตัวและวงจรกันชนแรงดัน (Voltage buffer) จำนวน 2 ตัว จากวงจรจะได้กระแสที่ไหลออกจากขั้ว z ของ CCCDTA ดังนี้

$$i_z = \frac{V_1}{R_n} - \frac{V_2}{R_p} \quad (26)$$

เมื่อ $R_n = R_p = R$ แรงดันที่ขั้ว z จะเท่ากับ

μA
 μA
 μA

$$V_z = \frac{V_1 - V_2}{sCR} \quad (27)$$

ส่วนกระแส i_x จะเท่ากับ I_L ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$i_x = I_L = g_m \left(\frac{V_1 - V_2}{sCR} \right) \quad (28)$$

จากสมการที่ (28) จะได้อินพุตอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำแบบลอยเท่ากับ

$$z_L = \frac{V_1 - V_2}{I_L} = s \frac{CR}{g_m} \quad (29)$$

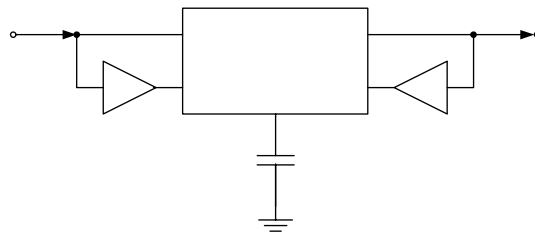
จากสมการที่ (29) หาก $V_2 = 0$ วงจรในรูปที่ 16 สามารถทำหน้าที่เป็นวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำที่ต่อลงกราวด์ (Grounded inductance simulator) และจะได้ค่าความเหนี่ยวนำเสมือนเท่ากับ

$$L_{eq} = \frac{CR}{g_m} \quad (30)$$

แทนค่า $R = 1/\sqrt{8\beta_n I_{B1}}$ และ $g_m = \sqrt{\beta_n I_{B2}}$ สามารถแสดงสมการที่ (30) ได้ใหม่ดังนี้

$$L_{eq} = \frac{C}{\beta_n \sqrt{8I_{B1} I_{B2}}} \quad (31)$$

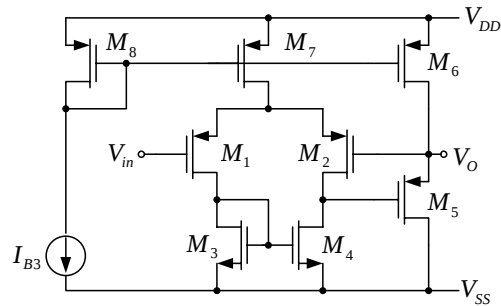
ซึ่งพบว่าจากสมการที่ (31) สามารถควบคุมค่าความเหนี่ยวนำเสมือนได้จากค่า I_{B1} หรือ I_{B2}



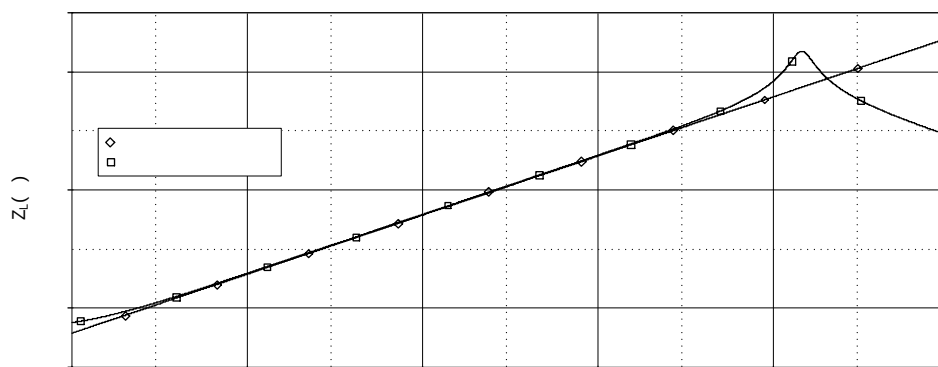
รูปที่ 16 วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย

การจำลองการทำงานของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยใช้โครงสร้างของ CCCDTA ในรูปที่ 5 ส่วนวงจรกันชนแรงดันจะใช้โครงสร้างดังรูปที่ 17 (Erhan Hancioglu and Ni Umit Keskin, 2004) โดยปรับกระแสไบอัส $I_{B3} = 100\mu A$ รูปที่ 18 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยเทียบกับตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ จะเห็นได้ว่าวงจรที่

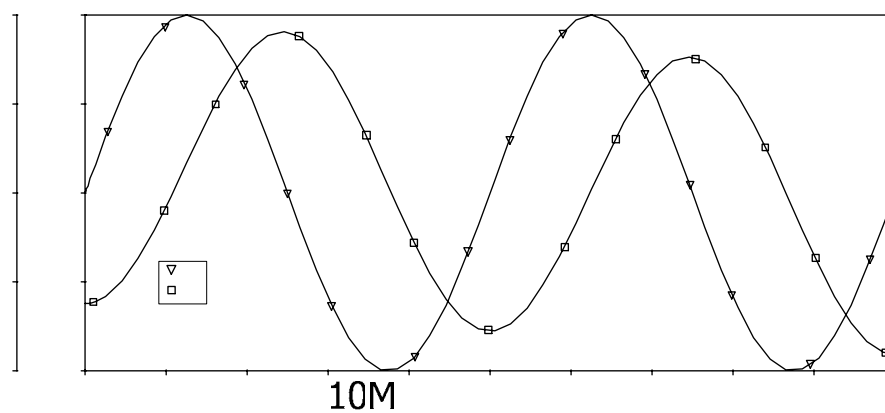
นำเสนอสารสามารถทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำได้ในย่านกว้างถึงประมาณ 10MHz เมื่อป้อนกระแสไบอัส $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$ และ $C = 1nF$



รูปที่ 17 วงจรกันชนแรงดัน



รูปที่ 18 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำเทียบกับตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่

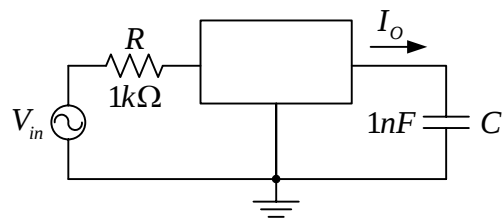


รูปที่ 19 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเทียบกับกระแส
1.0M

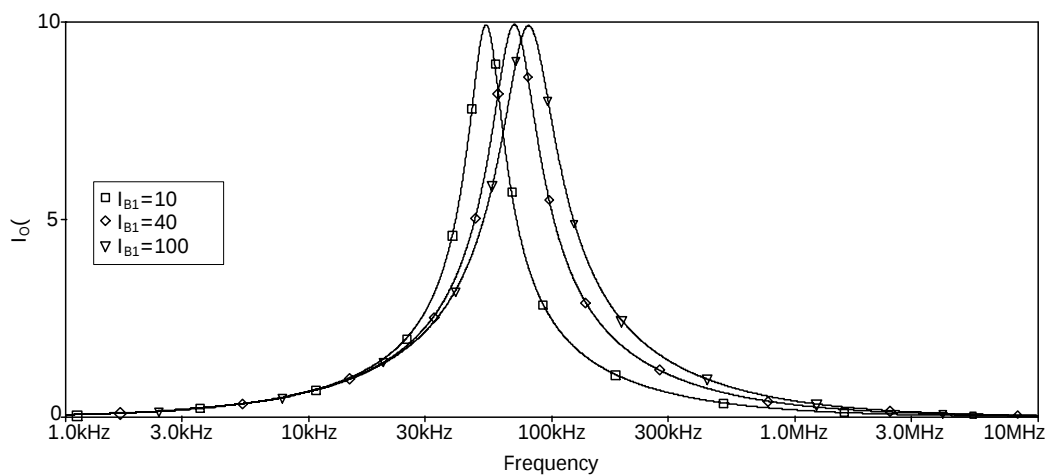
Ideal inductor
Simulated inductor

C 10k

รูปที่ 19 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเหมือนเทียบกับกระแสเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ $10mV_{p-p}$ ความถี่ 1MHz ซึ่งพบว่ากระแสและแรงดันจะมีความต่างเฟสกัน 90° เช่นเดียวกับตัวเหนี่ยวนำในเชิงอุดมคติ รูปที่ 20 เป็นการนำวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยไปต่อเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม RLC ซึ่งจะได้ I_O เป็นฟังก์ชัน Bandpass ดังผลการทดลองในรูปที่ 21 เมื่อปรับกระแสไบอัส $I_{B1} = 10\mu A, 40\mu A$ และ $100\mu A$ ตามลำดับ



รูปที่ 20 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม RLC



รูปที่ 21 ผลตอบสนองทางขนาดของกระแสเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 20 เมื่อเปลี่ยนแปลง I_{B1}

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าเมื่อนำ CCCDTA ไปใช้งานในวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยจะใช้อุปกรณ์แอกทีฟน้อยกว่าวงจรที่ได้มีผู้นำเสนอมาแล้ว (Pena-Finol and Connolly 2001, Khan and Zaidi.. 2003)

บทสรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอ การออกแบบอุปกรณ์แอกทีฟตัวใหม่ ที่เรียกว่า Current Differencing Transconductance Amplifier (CCCDTA) ที่มีโครงสร้างเป็น CMOS โดย CCCDTA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำงานในโหมดกระแสทั้งหมด และสามารถปรับค่าความนำถ่ายโอนและค่าความต้านทานแฝงที่ขั้วอินพุตทั้งสองด้วยกระแสไบอัส ผลการทดสอบสมรรถนะผ่านโปรแกรม PSPICE พบว่า CCCDTA ที่นำเสนอสามารถรองรับการทำงานที่ขั้วอินพุตจาก $-100\mu A$ ถึง $100\mu A$ ที่แหล่งจ่าย ± 1.5

โวลต์ วงจรมีอัตราบริโภคพลังงานสูงสุด 1.82mW และสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงถึงหลายร้อย เมกะเฮิรต นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งาน CCCDTA ในวงจรกรองความถี่โหมดกระแส หลายหน้าที่และวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอย ซึ่งวงจรทั้งสองสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งแต่ละวงจรใช้ CCCDTA เพียงตัวเดียว ซึ่งเป็นการยืนยันได้อย่าง ชัดเจนว่าเมื่อนำ CCCDTA ไปออกแบบวงจรจะทำให้ให้อุปกรณ์น้อยลง ในอนาคตสามารถนำ CCCDTA ไปประยุกต์ใช้ในวงจรอื่นๆ เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรคูณและหารสัญญาณ วงจรเรียง กระแส เป็นต้น วงจรที่นำเสนอจึงเหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวมเพื่อนำไปใช้ในงานที่มีการ ประมวลผลสัญญาณในโหมดกระแส

เอกสารอ้างอิง

- Bhaskar D. R., Sharma V. K., Monis M. and Rizvi S. M. I. 1999. New current-mode universal biquad filter. **Microelectronics Journal**. vol. 30: pp.837-839.
- Biolek D. 2003. CDTA – Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing. **Proceedings of the European conference on circuit theory and design 2003 - ECCTD'03**. Krakow. Poland, pp. 397 – 400.
- Biolek D. and Biolkova V., 2003, Universal biquads using CDTA elements for cascade filter design, **CSCC2003**, Corfu, Greece, pp.8– 12.
- Erkan Yuce, Sezai Tokat, Aydın Kızılkaya and Oguzhan Cicekoglu. 2005. CCII-based PID controllers employing grounded passive components. **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**.
- Erhan Hancioglu and Ni Umit Keskin, 2004. CMOS NIC using Unity Gain Cells. **Proceedings of the 16th International Conference on Microelectronics (ICM2004)**, pp. 309-312.
- Ibrahim M. A., Minaei S. and Kuntman H. A., 2005, A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements. **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, 59:pp. 311-318.
- Keskin A. Ü., Dalibor Biolek, Erhan Hancioglu and Viera Biolková. 2005. Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers. **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**.
- Khan I. A. and Zaidi M. H., 2003, A novel ideal floating inductor using translinear conveyors, **Active and Passive Electronic Component** ., Vol. 26(2), pp. 87–89.
- Pena-Finol J. S. and Connelly J. A., 2001, Novel Lossless Floating Immittance Simulator Employing Only Two FTFNs, **Analog ICs and Signal Processing**, vol 29, pp. 233-235.
- Prommee P., and Dejhan K. 2002. “An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier”. **International Journal of Electronics**, 89(5): pp.365-379.
- Toumazou C., Lidgley F. J., and Haigh D. G., 1990. **Analogue IC design: the current-mode approach**. London: Peter Peregrinus.