

วงจรกรองความถี่ไบควอดรูปแบบกระแสที่ใช้โอทีเอ-ซีด้วย โครงสร้างของดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์ OTA-C Current mode Biquadratic Universal Filter based-on Differentiator structure

มนตรี สมดุลยกรณ * พิชพันธ์ พรหมมี ** กอบชัย เดชหาญ **

* ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

** คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสแบบใหม่ ที่ใช้วงจรมิติฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์แบบไม่สูญเสียเพียงสองวงจร โดยผลลัพธ์ที่ได้ยังคงบรรลุข้อดีเช่นเดียวกับการใช้ OTAs และตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์สองตัว วงจรที่นำเสนอเป็นวงจรที่มีสี่อินพุตและหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถกำหนดฟังก์ชันถ่ายโอนการกรองความถี่ได้ห้ารูปแบบ (LPF, HPF, BPF, BRF, APF) ในวงจรเดียวกัน นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) โดยทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง (ω_p) คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอถูกจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้อยู่ในลักษณะที่สอดคล้องกับผลลัพธ์ในทางทฤษฎี

Abstract

This paper presents new current-mode universal filters employing only two lossless differentiators by which the obtained result still achieves the advantages obtained by employing OTAs and two grounded capacitors. The proposed filter consists of four inputs and single output, where either one of five filtering transfer functions (LPF, HPF, BPF, BRF, APF) can be achieved by this only one filter. In addition, parameters orthogonally with frequency response (ω_p) of quality factor (Q_p) can also be electronically tuned. Characteristics of the proposed filter are simulated using PSpice and its results are in agreement with the theory.

1. บทนำ

การประมวลสัญญาณอนาล็อกในปัจจุบัน วงจรกรองสัญญาณถูกออกแบบและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง สำหรับการทำงานในรูปแบบกระแส เป็นที่ทราบกันเป็นอย่างดีว่ามีข้อดีกว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบแรงดัน จากงานวิจัยในอดีตได้มีการออกแบบวงจรกรองความถี่รูปแบบกระแส โดยใช้

อุปกรณ์แอคทีฟ เช่น วงจรตามกระแส (Current Follower: CF) [1] วงจรสายพานกระแส (CCII) [2] และวงจรรขยาย

ความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [3-8] เป็นต้น

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดเรติก นับเป็นหลักการที่นิยมกันอย่างกว้างขวาง และถูกนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากหลักการนี้สามารถสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ได้หลายรูปแบบ ซึ่งการทำงานของวงจรมิติฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์เป็นหลักการ [3-9] มีการทำงานลักษณะเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยที่ทางด้านความถี่สูงอัตราขยายจะลดลง และเมื่อถูกสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ทำให้เกิด การลดลงของอัตราขยายเมื่อความถี่สูงขึ้น กอปรกับแบนด์วิดท์ของ

อุปกรณ์แอคทีฟ มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้อัตราขยายมักไม่เสถียรที่ย่านความถี่สูง แต่โครงสร้างของคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์ จะมีการทำงานลักษณะเดียวกันกับ วงจรกรองความถี่สูงผ่าน ในกรณีความถี่สูงอัตราขยายจะสูงขึ้น เพื่อชดเชยกับการตอบสนองทางความถี่ของอุปกรณ์ แอ็กทิฟและเมื่อสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ ทำให้เสถียรทางความถี่สูงขึ้น สำหรับการชดเชยกับแบนด์วิดท์ของ อุปกรณ์แอ็กทิฟ

บทความนี้นำเสนอ การวิเคราะห์ห้วงจรกรองความถี่ด้วย สมการไบควอดเรติก และใช้สมการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) เป็นสมการตั้งต้น โดยสังเคราะห์ โครงสร้างจากวงจรคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์ซึ่งมี OTAs และตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก เพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ชนิดหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (Multiple Input Single-ended-Output: MISO) รูปแบบกระแสสามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองและค่าตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระ อีกทั้งยังให้คุณสมบัติของ วงจรกรองอื่น ๆ ได้อย่างครบถ้วน

2. ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สมการไบควอดเรติก

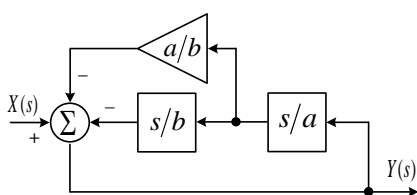
สมการที่ (1) แสดงสมการไบควอดเรติกในรูปแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำ มีค่าเป็น

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{ab}{s^2 + sb + ab} \quad (1)$$

ปรับสมการที่ (1) ในรูปของการคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์เป็นดังสมการที่ (2)

$$Y(s) = X(s) - \frac{Y(s)s^2}{ab} - \frac{s}{b} \quad (2)$$

สามารถนำมาเขียนเป็น Block Diagram ได้ดังรูปที่ 1



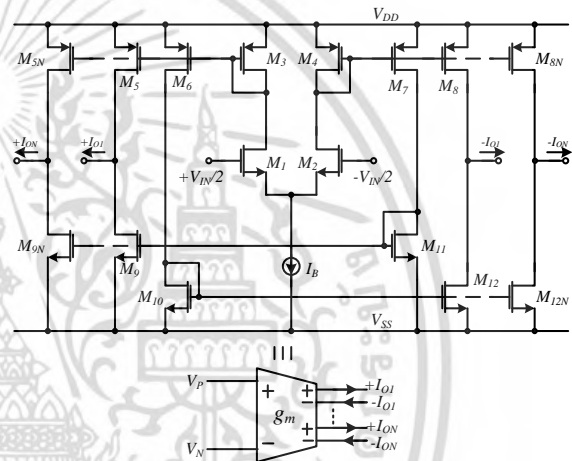
รูปที่ 1 Block Diagram ของหลักการที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซิมอส

วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซิมอสพื้นฐาน (Basic CMOS Multiple-output Operational Transconductance Amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2 มีคุณสมบัติโดยให้เอาต์พุตเป็นกระแสและอินพุตเป็นแรงดัน [10] สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (3) และจากสมการที่ (3) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (g_m) นั้น สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากการปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ (I_B)

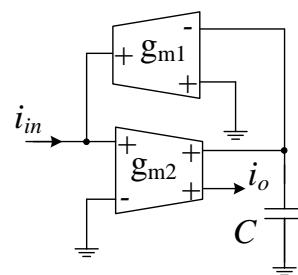
$$\frac{I_o}{V_{in}} = g_m = \sqrt{(I_B)(\mu_o C_{ox} W/L)_{1,2}} \quad (3)$$



รูปที่ 2 วงจร โอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซิมอสพื้นฐาน

2.3. วงจรคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์

จากหลักการรูปที่ 1 การสังเคราะห์ห้วงจรกรองความถี่สำหรับบทความนี้ ซึ่งใช้วงจรคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless Differentiator) ที่สร้างจาก OTAs แบบหลายเอาต์พุตและตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ แสดงได้ดังรูปที่ 3 และมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นดังสมการที่ (4)

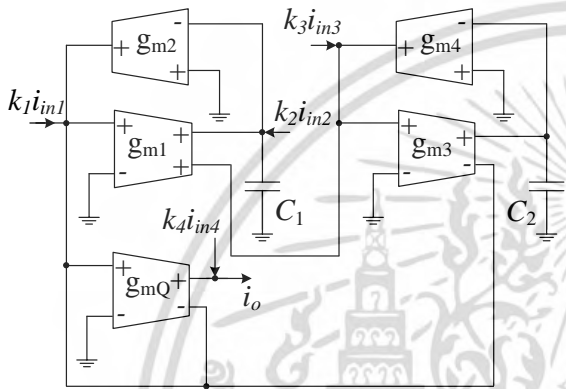


รูปที่ 3 วงจรคิฟเฟอเรนชิเอเตอร์แบบไม่สูญเสีย

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{sC}{g_{m1}} \quad (4)$$

3. วงจรกรองความถี่ไปควอดรูปแบบกระแส

จากหลักการของ Block Diagram รูปที่ 1 และรูปที่ 3 ถูกสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอ ดังรูปที่ 4 โดยมีฟังก์ชันการถ่ายโอนดังสมการที่ (5) และเห็นได้ว่าค่าของ g_{m3} ไม่มีผลต่อสมการที่ (5) เนื่องจากถูกหักล้างหมดในสมการที่ (4)



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ

$$i_o(s) = \frac{k_3 i_{in3} s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} - k_1 i_{in1} s \frac{g_{m4} g_{mQ}}{g_{m1} C_2} + k_2 i_{in2} \frac{g_{m2} g_{m4} g_{mQ}}{g_{m1} C_1 C_2} + k_4 i_{in4} D(s)}{D(s)} \quad (5)$$

เมื่อ $D(s) = s^2 + s \frac{g_{m4} g_{mQ}}{g_{m1} C_2} + \frac{g_{m2} g_{m4}}{C_1 C_2}$ (6)

พิจารณาเทียบกับรูปแบบของสมการไปควอดเรติก ได้ดังสมการที่ (7)

$$D(s) = s^2 + s \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2 \quad (7)$$

กรณี $Q = 1$ จากสมการที่ (5) กำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ และ k_i เป็นเสมือนกับแอนะล็อกสวิตช์ทางกระแส ซึ่งทำได้โดยกำหนดให้ $k_1 - k_3$ เป็น 0 หรือ 1 เท่านั้น ซึ่งเงื่อนไขของการเกิดวงจรกรองความถี่ทั้งห้ารูปแบบ แสดงได้ดังตารางที่ 1 คือ HPF, BPF, LPF, BRF และ APF

ตารางที่ 1 เงื่อนไขวงจรกรองความถี่ เมื่อ $Q = 1$

$i_o(s)$	k_1	k_2	k_3	k_4
HPF	0	0	1	0
LPF	0	1	0	0
BRF	0	1	1	0
BPF	1	0	0	0
APF	1	1	1	0

กรณี $Q \gg 1$ จากสมการที่ (5) กรณีของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) เกิดขึ้นได้โดยกำหนดเงื่อนไขให้ $g_{m1} = g_{m4}$ ส่วนในกรณีของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการออก (BRF) เกิดขึ้นได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต (i_{in4}) เพื่อหักล้างกับวงจรกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) สรุปได้ดังตารางที่ 2

การกำหนดเงื่อนไขดังกล่าว ทำให้วงจรที่นำเสนอทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ได้ห้ารูปแบบได้เป็นอย่างดี

ตารางที่ 2 เงื่อนไขวงจรกรองความถี่ เมื่อ $Q \gg 1$

$i_o(s)$	k_1	k_2	k_3	k_4
BRF	0	1	0	1
BPF	1	0	0	0

จากสมการที่ (5) ค่าอัตราขยายไฟตรง DC Gain ของวงจรกรองความถี่จะมีค่าแตกต่างกัน คือ $H_{HP}(s) = 1$, $H_{LP}(s) = 1$, $H_{BR}(s) = 1$ และ $H_{BP}(s) = -1$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ω_p และ Q_p มีค่าเท่ากับ

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m2} g_{m4}}{C_1 C_2}} \quad (8)$$

และ $Q_p = \sqrt{\frac{g_{m2} C_2}{g_{m4} C_1} \left(\frac{g_{m1}}{g_{mQ}} \right)}$ (9)

สมการที่ (8) การปรับค่าความถี่ตอบสนอง สามารถทำได้โดยการปรับค่าแกนของ OTAs ทั้งสอง ซึ่งถ้า OTAs ทั้งสองมีค่าเท่ากัน เห็นได้ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองจะมีความเสถียร

กรณีการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ Q_p จากสมการที่ (9) สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระโดยไม่ผลต่อค่าความถี่ตอบสนอง ω_p ทำได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสของ OTAs ที่ (I_{B1}) หรือ (I_{BQ})

4. ค่าความไวของวงจร

สิ่งที่สามารถขึ้นขึ้นประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ คือ ค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟหรือแพสซีฟที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง $S_x^{O_p}$ และค่าตัวประกอบคุณภาพ $S_x^{Q_p}$ เมื่อ x คือ อุปกรณ์แอคทีฟหรือแพสซีฟแต่ละตัว โดยสามารถสรุปได้ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{O_p} = S_{g_{mQ}}^{O_p} = 0 \quad (10)$$

$$S_{g_{m2}}^{O_p} = S_{g_{m4}}^{O_p} = \frac{1}{2}, S_{C_1}^{O_p} = S_{C_2}^{O_p} = -\frac{1}{2} \quad (11)$$

$$S_{g_{m2}}^{Q_p} = S_{C_2}^{Q_p} = \frac{1}{2}, S_{g_{m4}}^{Q_p} = S_{C_1}^{Q_p} = -\frac{1}{2} \quad (12)$$

$$S_{g_{m1}}^{Q_p} = 1, S_{g_{mQ}}^{Q_p} = -1 \quad (13)$$

5. การวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอูมคติของ OTAs-C

การวิเคราะห์ในส่วนของผลกระทบเชิงไม่เป็นอูมคติของ OTAs-C ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ซึ่งผลกระทบดังกล่าวจะเกิดต่อค่าพารามิเตอร์ที่โพลต่าง ๆ สามารถสรุปได้คือ

$$X_i(s) = \frac{g_{mi}\omega_{pi}}{sC_i(s+\omega_{pi})} = \frac{g_{mi}}{sC_i(1+\tau_i s)}; i=1,2,3... \quad (14)$$

เมื่อค่าของ ω_p คือค่าพารามิเตอร์โพลอันดับที่สองของ OTAs-C และ $\tau = 1/\omega_p$ ที่ย่านความถี่ $\omega \ll \omega_p$ ดังนั้นค่าพารามิเตอร์โพลของ OTAs-C มีค่าดังสมการที่ (15)

$$X_i(s) \cong \frac{g_{mi}}{sC_i}(1-\tau_i s) \quad (15)$$

และเมื่อนำสมการที่ (5) และ (6) มาทำการวิเคราะห์ในเชิงไม่เป็นอูมคติด้วยสมการที่ (15) สามารถวิเคราะห์ได้เป็น 2 กรณี คือ กรณี $Q = 1$ และ $Q \gg 1$ ซึ่งสรุปได้เป็น

• กรณี $Q = 1$ โดยการกำหนดเงื่อนไข $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$

$$D_n(s) \cong s^2 \left(1 - \frac{g_m^2}{C^2} \tau^2 - \frac{g_m}{C} \tau \right) + s \left(-2 \frac{g_m^2}{C^2} \tau + \frac{g_m}{C} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (16)$$

$$T_{LPn}(s) \cong \frac{\frac{g_m^2}{C^2}(1-2s\tau+s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (17)$$

$$T_{HPn}(s) \cong \frac{s^2}{D_n(s)} \quad (18)$$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{\frac{g_m}{C}(s^2\tau - s)}{D_n(s)} \quad (19)$$

$$T_{BRn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C^2}(1-2s\tau+s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (20)$$

$$T_{APn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_m}{C}(s^2\tau - s) + \frac{g_m^2}{C^2}(1-2s\tau+s^2\tau^2)}{D_n(s)} \quad (21)$$

เมื่อ $\tau = 1/\omega_p$ สำหรับ (ith) OTAs-C และสมการที่ (16)

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ω_p และ Q_p มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{pn} \cong \frac{g_m}{C} \quad (22)$$

$$\text{และ } Q_{pn} \cong 1 \quad (23)$$

จากสมการที่ (22) - (23) กรณี $Q = 1$ จะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบคุณภาพ Q_{pn} ไม่มีผลต่อกระทบต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง ω_{pn} ส่วนในกรณีที่มีการวิเคราะห์แบบไม่เป็นอูมคติจากสมการที่ (16) - (21) การกำหนดเงื่อนไขของตัวแปรในการวิเคราะห์สามารถสรุปได้คือ

$$\left(-\frac{g_m}{C} \tau \right) \ll 1 \text{ และ } \left(-\frac{g_m}{C} \tau \right) \ll \left(\frac{g_m}{C} \right) \quad (24)$$

• กรณี $Q \gg 1$ โดยการกำหนดเงื่อนไข $g_{m1} = g_{m4}$

$$D_n(s) \cong s^2 \left(1 - \frac{g_{mQ}}{C_2} \tau_Q + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \tau_2\tau_4 \right) + s \left(\frac{g_{mQ}}{C_2} - \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} (\tau_2 + \tau_4) \right) + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \quad (25)$$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{\frac{g_{mQ}}{C_2}(s^2\tau_Q - s)}{D_n(s)} \quad (26)$$

$$T_{BRn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} [s^2\tau_2\tau_4 - s(\tau_2 + \tau_4) + 1]}{D_n(s)} \quad (27)$$

เมื่อ $\tau = 1/\omega_p$ สำหรับ (ith) OTAs-C และสมการที่ (25)

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ω_p และ Q_p มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{pn} \cong \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (28)$$

$$Q_{pn} \cong \sqrt{\frac{g_{m2}C_2}{g_{m4}C_1} \left(\frac{g_{m1}[s^2\tau_1\tau_4 - s(\tau_1 + \tau_4) + 1]}{g_{mQ}[s^2\tau_2\tau_Q - s(\tau_2 + \tau_Q) + 1]} \right)} \quad (29)$$

กรณี $Q \gg 1$ ที่ช่วงความถี่ต่ำ โพลตัวที่สองของ OTA₁ (แสดงด้วยค่า τ_1) จะไม่มีผลกระทบต่อโพลของวงจร และที่ช่วงความถี่สูง โพลตัวที่สองของ OTA₁ จะมีอิทธิพลต่อค่า ตัวประกอบคุณภาพ Q_{pn} ในส่วนของค่า g_{mQ} ตามสมการที่ (29) หมายถึงเมื่อต้องการให้ค่า Q_{pn} สูงมาก นั่นคือค่าของ g_{mQ} จะต้องมีย่าน้อยมาก ซึ่งทำให้ค่าของ τ_Q มีค่าสูงขึ้นและที่ช่วงความถี่สูงการปรับค่า Q_{pn} ด้วยค่า g_{mQ} จะไม่ผลกระทบบจาก τ_Q เป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นข้อจำกัดของการปรับค่า Q_{pn} ในส่วนของค่าความถี่ตอบสนอง ω_{pn} จะไม่มีผลกระทบในกรณีดังกล่าว ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอในสมการที่ (25)-(27) ก็จะสามารถบอกเงื่อนไขการทำงานได้ดังนี้

$$\left(-\frac{g_{mQ}}{C_2} \tau_Q + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \tau_2\tau_4 \right) \ll 1 \quad (30)$$

และ $\left(\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} (\tau_2 + \tau_4) \right) \ll \left(\frac{g_{mQ}}{C} \right) \quad (31)$

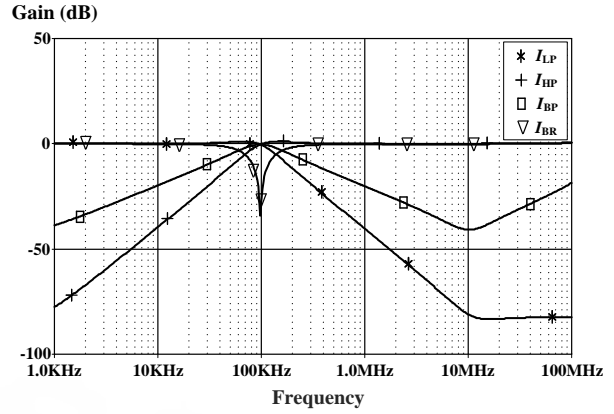
6. ผลจำลองแบบการทำงาน

วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ สามารถยืนยันคุณสมบัติและประสิทธิภาพด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลองของ MOSIS TSMC 0.25 μm ซึ่งถูกออกแบบเป็นวงจร CMOS MO-OTA ดังรูปที่ 2 โดยใช้แรงดัน ± 1.2 โวลต์ โดยมีขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 3

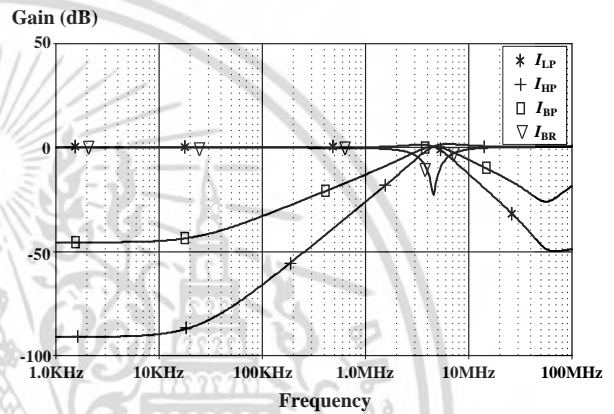
ตารางที่ 3 Aspect Ratio ทรานซิสเตอร์ CMOS MO-OTA

Transistor	W(μm)	L(μm)
$M_1, M_2, M_3, M_4, M_6, M_7$	5	1
M_5, M_8	5.5	1
M_9-M_{12}	3	1

ในรูปที่ 5-6 จำลองหาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ทั้งหมด โดยปรับกระแสไบอัสของ OTAs ให้มีค่าเท่ากับ $0.5\mu\text{A}$ และ $100\mu\text{A}$ ตัวเก็บประจุขนาด 10 pF ซึ่งมีค่าความถี่ตอบสนองอยู่ที่ 100 kHz และ 4.6 MHz ตามลำดับ



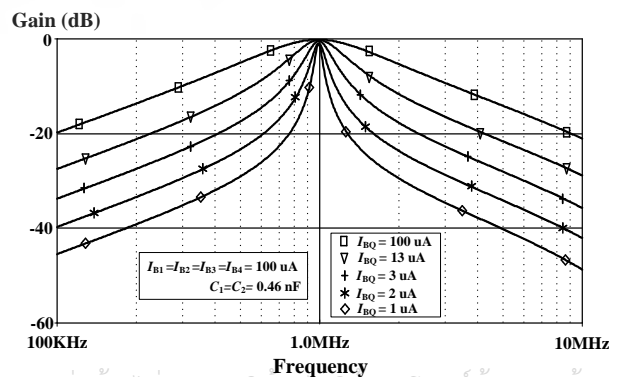
รูปที่ 5 คุณสมบัติของวงจรกรอง เมื่อปรับค่า $I_B = 0.5\mu\text{A}$



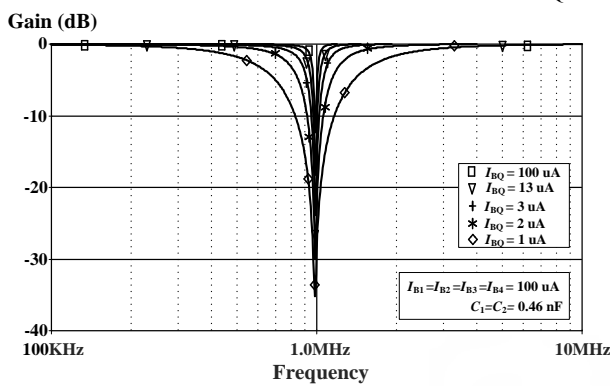
รูปที่ 6 คุณสมบัติของวงจรกรอง เมื่อปรับค่า $I_B = 100\mu\text{A}$

เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (9) เมื่อกำหนดความถี่ตอบสนองที่ 1 MHz ทดลองปรับค่า Q_p โดยการปรับค่า I_{BQ} ผลของความถี่ตอบสนองแสดงดังรูปที่ 7 และ 8 ตามลำดับ

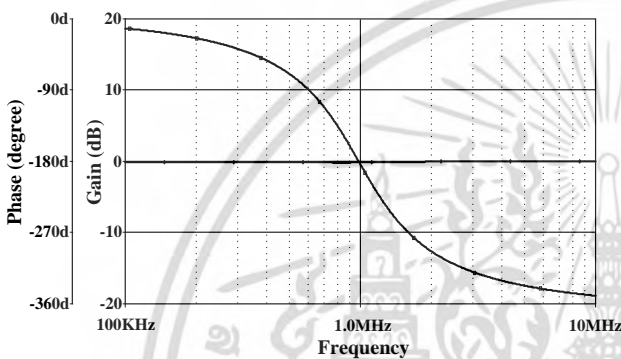
ผลการจำลองกรณีของ BPF และ BRF โดยปรับค่า Q_p ด้วยวิธีการข้างต้น แสดงดังรูปที่ 7-8 พบว่าการปรับค่า Q_p สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปรับจากค่ากระแสไบอัสของ OTA₀ ซึ่งไม่มีผลต่อค่าของ ω_p



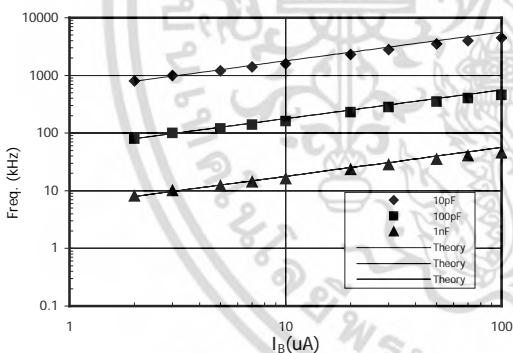
รูปที่ 7 เอาต์พุตของวงจรกรองแบบ BPF เมื่อปรับค่า I_{BQ}



รูปที่ 8 เอาต์พุตของวงจรกรองแบบ BRF เมื่อปรับค่า I_{BQ}



รูปที่ 9 เอาต์พุตของวงจรกรองแบบ APF เมื่อ $\omega_p = 1$ MHz



รูปที่ 10 ความถี่เอาต์พุตจากการปรับค่าของ I_B และ C

จากรูปที่ 9 แสดงเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ในส่วนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (APF) โดยมีค่าความถี่ตอบสนองอยู่ที่ 100 kHz และจากรูปที่ 10 แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรกรองที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของ OTAs และค่าตัวเก็บประจุ พบว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี

7. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่รูปแบบกระแส ด้วยหลักการของดิฟเฟอเรนเชียลโอเพอเรเตอร์แบบไม่สูญเสีย สมการตั้งต้นที่นำมาสังเคราะห์ คือ สมการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและใช้ OTAs-C เป็นอุปกรณ์หลัก ปรับค่าตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีอิล็กทอนิกส์ ได้อย่างอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง ทั้งยังให้คุณสมบัติของวงจรกรองอื่น ๆ ได้อย่างครบถ้วนภายในวงจรเดียวกัน

8. เอกสารอ้างอิง

- [1] E. O. Gunes, A. Toker and S. Ozoguz, "Insensitive current-mode universal filter with minimum component using dual-output current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp.524-525, April 1999.
- [2] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol.46, pp.820-824, June 1999.
- [3] C. Chang and S. Pai, "Universal current-mode OTA-C biquad with the minimum components," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 47, pp.1235-1238, Aug. 2000.
- [4] C. Chang, B. M. Al-Hashimi and J. N. Ross, "Unified active filter biquad structure," *IEE Proc. (part G)*, vol.151, pp.273-277, Aug. 2004.
- [5] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.
- [6] M. T. Abuelma'atti and A. Bentrchia, "New universal current-mode multiple-input multiple-output OTA-C filter," *Proc. of APCCAS*, pp.1037-1039, Dec. 2004
- [7] E. Sanchez-sinencio, R. L. Geiger and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA filter structures," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 35, pp.936-946, Aug. 1988.
- [8] A. Fabre, O. Saaïd, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp.1727-1728, 1995.
- [9] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, "State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer function," *IEEE Trans. Solid-state Circuits*, vol. SC-2, pp.87-92, 1967.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [10] P.E. Allen and D.R. Holberg, "CMOS Analog circuit design," Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้