

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่ใช้โครงสร้างอินทิเกรเตอร์สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระทางอิเล็กทรอนิกส์

Integrator based three input single output current mode with independent electronically tuned quality factor capability universal filter

มนตรี สมดุลยกนก

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

38 ถนนเพชรเกษม บางหว้า ภาษีเจริญ กรุงเทพฯ 10160

โทร.0-2457-0068 ต่อ 123 E-mail: monsom@siamu.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่ใช้โครงสร้างของวงจรรวมอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียและแบบไม่สูญเสียที่สังเคราะห์มาจากวงจรรวมโอทีเอหลายเอาต์พุตต่อร่วมกับตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ วงจรที่นำเสนอมีสามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุตสามารถกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ห้ารูปแบบในวงจรเดียวกัน สามารถปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนองและมีค่าความไวค่อนข้างต่ำ คุณลักษณะของวงจรที่ได้รับถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice พบว่าสอดคล้องกับคุณสมบัติทางทฤษฎี

Abstract

This paper presents current mode universal filters based upon lossy and lossless integrators, synthesized from multi-output OTAs, together with grounded capacitors. The proposed universal filter is composed of three inputs and a single output which can be realized as five different filtering transfer functions within

the same circuit. Its quality factor can be adjusted electronically independent of its frequency response and, in addition, its sensitivity is relatively low. Characteristics of the obtained circuit are simulated by the PSpice program and they are found to agree well with the theory.

1. บทนำ

ปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณที่ทำงานในแบบกระแสกำลังได้รับความสนใจอย่างแพร่หลาย เพราะมีข้อดี คือมีช่วงปฏิบัติการกว้าง ค่าพิสัยพลวัต และความเป็นเชิงเส้นดี มีความเที่ยงตรงและใช้กำลังงานน้อยกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ทำงานในแบบแรงดัน [1-2] ในอดีตที่ผ่านมาได้มีการออกแบบวงจรรองความถี่รูปแบบกระแส โดยใช้อุปกรณ์แยกที่ฟ เช่น วงจรตามกระแส (Current Follower: CF) [3] วงจรสายพานกระแส (CCII) [4] และวงจรรขยายความนำ (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [5-10]

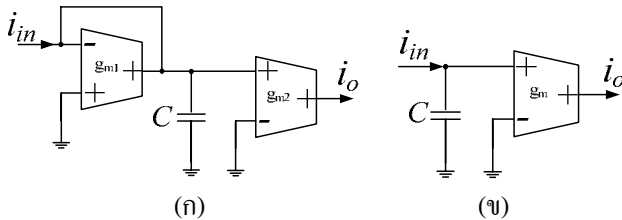
วงจรรขยายความนำหรือโอทีเอ (OTA) เป็นวงจรพื้นฐานสำหรับใช้ในการออกแบบระบบอนาล็อก

$$\frac{I_o}{V_{in}} = g_m = \left(\frac{I_B}{2V_T} \right)_{1,2} \quad (3)$$

จากสมการที่ (3) ค่าทรานสดักชัน (g_m) นั้นสามารถปรับค่าได้ โดยการปรับค่าของกระแสไบอัส (I_B) เมื่อ V_T คือค่า Thermal Voltage ของทรานซิสเตอร์

2.3 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสีย

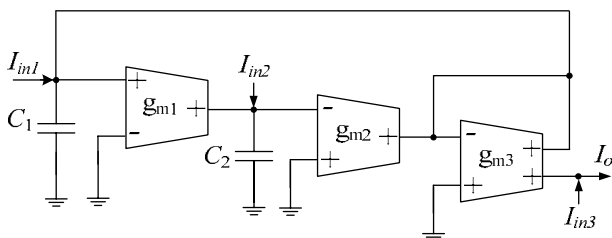
จากรูปที่ 1 อุปกรณ์ที่สังเคราะห์เป็นวงจรรองความถี่รูปแบบกระแส สำหรับบทความนี้ประกอบขึ้นจากวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่สูญเสีย (Lossy and Lossless Integrators) ที่สังเคราะห์มาจากโอทีเอหลายเอาต์พุตและถูกต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ ดังรูปที่ 3 (ก)-3(ข) และมีฟังก์ชันการถ่ายโอนดังสมการที่ (4)-(5) ตามลำดับ



รูปที่ 3 วงจรอินทิเกรเตอร์ (ก) แบบสูญเสีย (ข) แบบไม่สูญเสีย

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{g_{m2}}{sC + g_{m1}} \quad (4)$$

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{g_m}{sC} \quad (5)$$



รูปที่ 4 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่นำเสนอ

3. วงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส

จากหลักการของบล็อกโอดอะแกรมรูปที่ 1 และวงจรในรูปที่ 3 (ก)-3(ข) สามารถนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแส ดังรูปที่ 4 ซึ่งมีฟังก์ชันการถ่ายโอนหารูปแบบในวงจรวัดเดียวกัน ดังสมการที่ (6)-(10) ตามลำดับ

จากรูปที่ 4 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ทั้งห้ารูปแบบในวงจรวัดเดียวกันตามที่น่าเสนอสรุปได้ดังนี้

$$T_{LP}(s) = \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2 D(s)} \quad (6)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{s^2}{D(s)} \quad (7)$$

$$T_{BR}(s) = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{D(s)} \quad (8)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{-s \frac{g_{m3}}{C_1}}{D(s)} \quad (9)$$

$$T_{AP}(s) = \frac{s^2 - s \frac{g_{m3}}{C_1} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}}{D(s)} \quad (10)$$

$$\text{เมื่อ} \quad D(s) = s^2 + s \frac{g_{m3}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \quad (11)$$

พิจารณาเทียบกับรูปแบบของสมการโพลเดกรีติก ดังสมการที่ (12)

$$D(s) = s^2 + s \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2 \quad (12)$$

กรณีนี้ (Q = 1) จากสมการที่ (6)-(11) กำหนดให้ g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m และ C₁ = C₂ = C เงื่อนไขของฟังก์ชันการถ่ายโอนจากรองความถี่ตามที่นำเสนอ โดยการกำหนดให้อินพุตต่าง ๆ มีค่าดังนี้

- ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ (LPF) เมื่อกำหนดให้

$$I_{in1} = I_{in3} = 0 \text{ และ } I_{in2} = 1$$

- ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ (HPF) เมื่อกำหนดให้

$$I_{in1} = I_{in3} = 1 \text{ และ } I_{in2} = -1$$

- ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ (BPF) เมื่อกำหนดให้

$$I_{in2} = I_{in3} = 0 \text{ และ } I_{in1} = 1$$

- ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ (BRF) เมื่อกำหนดให้

$$I_{in1} = I_{in3} = 1 \text{ และ } I_{in2} = 0$$

- ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ (APF) เมื่อกำหนดให้

$$I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = 1$$

กรณีนี้ ($Q \gg 1$) จากสมการที่ (6)-(11) กรณีของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) เกิดขึ้นโดยกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2}$ ส่วนในกรณีของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการออก (BRF) เกิดขึ้นได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต (I_{in3}) เพื่อหักล้างกับวงจรกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) ในการกำหนดเงื่อนไขดังกล่าวทำให้วงจรที่เสนอทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ได้หารูปแบบเป็นอย่างดีในวงจรเดียวกัน โดยขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของการกำหนดค่าอินพุต (I_{in}) ตามที่กำหนดไว้

ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับ ω_p และ Q_p มีค่าเป็น

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (13)$$

$$\text{และ } Q_p = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} C_1}{C_2} \left(\frac{1}{g_{m3}} \right)} \quad (14)$$

ในการปรับค่าความถี่ตอบสนอง จากสมการที่ (13) ทำได้โดยการปรับเกนของโอทีเอทั้งสองตัว ซึ่งถ้าโอทีเอทั้งสองมีค่า (g_m) เท่ากัน จะเห็นว่าในการควบคุมความถี่ตอบสนองจะเกิดความเสถียรขึ้น ส่วนการปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพ จากสมการที่ (14)

สามารถปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระ โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนอง ซึ่งทำได้โดยการปรับค่าของกระแสไบอัส (I_{B3}) จากโอทีเอตัวที่สาม (g_{m3})

4. ค่าความไวของวงจรต่ออุปกรณ์แอกทีฟ

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่นำเสนอ สามารถยืนยันประสิทธิภาพการทำงานได้จากการวิเคราะห์ค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟและแพสซีฟที่มีผลต่อค่าความถี่ตอบสนอง $S_x^{\omega_p}$ และค่าตัวประกอบคุณภาพ $S_x^{Q_p}$ ในสมการที่ (13)-(14) เมื่อ x คือ อุปกรณ์ของวงจรแต่ละตัว ซึ่งในที่นี้สามารถหาค่าความไวของพารามิเตอร์ (ω_p) และ (Q_p) ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าความไวตัวแปรแอกทีฟในวงจร

x	$S_x^{\omega_p}$	$S_x^{Q_p}$
g_{m1}	0.5	0.5
g_{m2}	0.5	0.5
g_{m3}	0	-1
C_1	-0.5	0.5
C_2	-0.5	-0.5

5. การวิเคราะห์คุณสมบัติของโอทีเอ-ซี

การวิเคราะห์คุณสมบัติของโอทีเอ-ซี ในเชิงไม่เป็นอุดมคติสำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ที่ได้นำเสนอซึ่งผลกระทบดังกล่าวจะเกิดต่อค่าพารามิเตอร์ที่โพลต่าง ๆ สามารถสรุปได้ดังนี้

$$X_i(s) = \frac{g_{mi} \omega_{pi}}{s C_i (s + \omega_{pi})} = \frac{g_{mi}}{s C_i (1 + \tau_i s)} ; i = 1, 2, 3 \dots (15)$$

เมื่อค่าของ (ω_{pi}) คือค่าพารามิเตอร์โพลตัวที่สองของโอทีเอ-ซี และ $\tau_i = 1/\omega_{pi}$ ที่ย่านความถี่ ($\omega \ll \omega_{pi}$) ดังนั้นค่าพารามิเตอร์โพลของโอทีเอ-ซี มีค่าดังสมการที่ (16)

$$X_i(s) \cong \frac{g_{mi}}{sC_i}(1 - \tau_i s) \quad (16)$$

และเมื่อนำสมการที่ (6)-(11) มาทำการวิเคราะห์ในเชิงไม่เป็นอุดมคติด้วยสมการที่ (16) สามารถวิเคราะห์ได้เป็น 2 กรณี คือ กรณี ($Q = 1$) และ ($Q \gg 1$) ซึ่งสรุปได้ดังนี้

• กรณีที่ ($Q = 1$) เงื่อนไขที่กำหนดคือ $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$

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

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

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

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

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

$$D_n(s) \cong s^2 \left(1 - \frac{g_m^2}{C^2}\tau^2 - \frac{g_m}{C}\tau \right) + s \left(-2\frac{g_m^2}{C^2}\tau + \frac{g_m}{C} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (22)$$

เมื่อ $\tau_i = 1/\omega_{pi}$ สำหรับ (i th) โขที่เอ-ซีและสมการที่ (22) ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับ (ω_{pn}) และ (Q_{pn}) มีค่าเป็น

$$\omega_{pn} \cong \frac{g_m}{C} \quad (23)$$

$$\text{และ } Q_{pn} \cong 1 \quad (24)$$

จากสมการที่ (23) - (24) กรณี ($Q = 1$) จะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_{pn}) ไม่มีผลต่อกระทบต่อการปรับค่าความถี่ตอบสนอง (ω_{pn}) ส่วนในกรณีที่

มีการวิเคราะห์แบบไม่เป็นอุดมคติจากสมการที่ (17)-(22) การกำหนดเงื่อนไขของตัวแปรในการวิเคราะห์สามารถสรุปได้ คือ

$$\left(-\frac{g_m}{C}\tau \right) \ll 1 \quad \text{และ} \quad \left(-\frac{g_m}{C}\tau \right) \ll \left(\frac{g_m}{C} \right) \quad (25)$$

• กรณี ($Q \gg 1$) เงื่อนไขที่กำหนดคือ $g_{m1} = g_{m4}$

$$T_{BPn}(s) \cong \frac{\frac{g_{m3}}{C_1}(s^2\tau_3 - s)}{D_n(s)} \quad (26)$$

$$T_{BRn}(s) \cong \frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C_1C_2}(s^2\tau^2 - 2s\tau + 1)}{D_n(s)} \quad (27)$$

$$D_n(s) \cong s^2 \left(1 - \frac{g_{m3}}{C_1}\tau_3 + \frac{g_m^2}{C_1C_2}\tau^2 \right) + s \left(\frac{g_{m3}}{C_1} - 2\frac{g_m^2}{C_1C_2}\tau \right) + \frac{g_m^2}{C_1C_2} \quad (28)$$

เมื่อ $\tau_i = 1/\omega_{pi}$ สำหรับ (i th) โขที่เอ-ซีและสมการที่ (28) ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับ (ω_{pn}) และ (Q_{pn}) มีค่าเป็น

$$\omega_{pn} \cong \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}}(g_m) \quad (29)$$

$$\text{และ } Q_{pn} \cong \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \left[\frac{g_m(s^2\tau^2 - 2s\tau + 1)}{g_{m3}(s\tau_3 - 1)} \right]} \quad (30)$$

จากสมการที่ (29)-(30) กรณี ($Q \gg 1$) เห็นได้ว่าช่วงความถี่ต่ำโพลตัวที่สองของโขที่เอ (แสดงด้วยค่า τ_3) ไม่มีผลกระทบต่อโพลของวงจร และที่ช่วงความถี่สูงโพลตัวที่สองของโขที่เอมีอิทธิพลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพ ในส่วนของค่า (g_{m3}) ซึ่งหมายถึงเมื่อต้องการให้ค่า (Q_{pn}) สูงมาก นั่นคือค่าของ (g_{m3}) ต้องมีค่าน้อยมากทำให้ค่าของ (τ_3) มีค่าสูงขึ้นและที่ช่วงความถี่สูงการปรับจูนค่า (Q_{pn}) ด้วยค่า (g_{m3}) มีผลกระทบจาก (τ_3) เป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นข้อจำกัด

ของการปรับจูนค่า (Q_{pn}) ในส่วนของค่าความถี่ตอบสนอง (ω_{pn}) จะไม่มีผลกระทบในกรณีดังกล่าว ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอจากสมการที่ (26)-(28) สำหรับการกำหนดเงื่อนไขของตัวแปรในการวิเคราะห์ สรุปได้เป็น

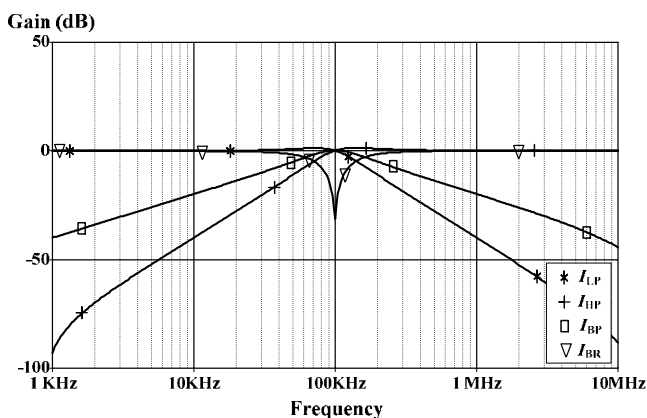
$$\left(\frac{g_{m3}}{C_1} \tau_3 + \frac{g_m^2}{C_1 C_2} \tau^2 \right) \ll (1) \quad (31)$$

$$\text{และ} \quad \left(\frac{2g_m^2}{C_1 C_2} \tau \right) \ll \left(\frac{g_{m3}}{C_1} \right) \quad (32)$$

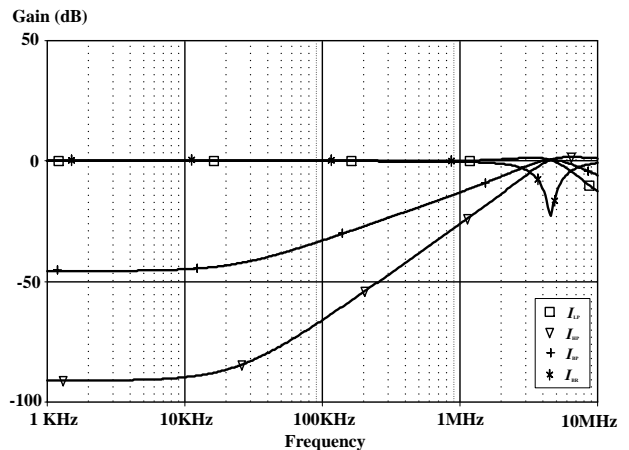
6. ผลจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

วงจรกรองความถี่สามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต รูปแบบกระแสที่นำเสนอสามารถยืนยันคุณลักษณะและประสิทธิภาพของวงจรได้ด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลอง Model PR100N และ NR100N ออกแบบเป็นวงจร BJT MO-OTA ตามรูปที่ 2 และใช้ตัวเก็บประจุขนาด 10 pF ที่ไฟเลี้ยงขนาด ± 1.2 V

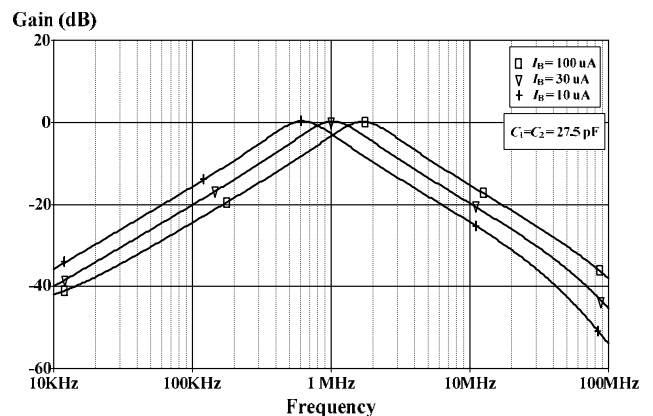
ในรูปที่ 5 และรูปที่ 6 จำลองการทำงานของวงจร เพื่อหาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ทั้งหมดที่นำเสนอ จากสมการที่ (13) ปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอทุกตัว ให้มีค่า 0.5 μ A และ 100 μ A ตามลำดับ ผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่าความถี่ตอบสนองของวงจรเป็น 100 kHz และ 4.6 MHz ตามลำดับ



รูปที่ 5 คุณสมบัติของวงจรกรองที่นำเสนอ เมื่อ $I_B = 0.5 \mu$ A

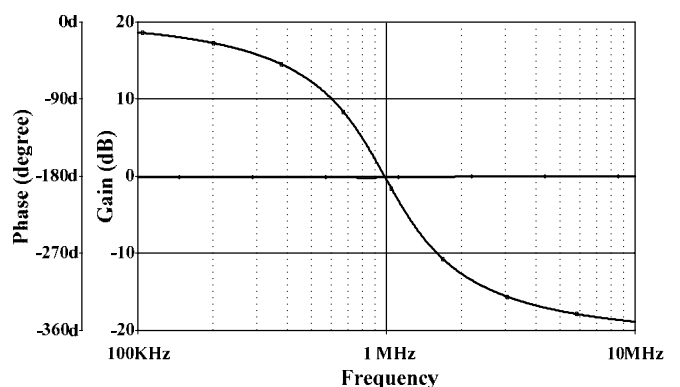


รูปที่ 6 คุณสมบัติของวงจรกรองที่นำเสนอ เมื่อ $I_B = 100 \mu$ A



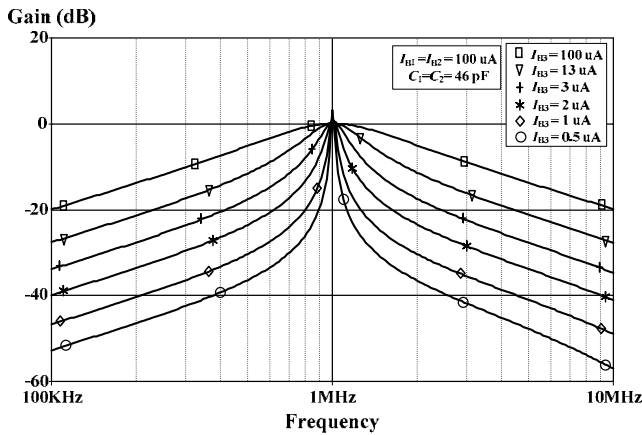
รูปที่ 7 ผลของวงจรกรอง (BPF) เมื่อปรับค่ากระแสไบอัส

จากรูปที่ 7 เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) กรณีปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอที่ค่าต่าง ๆ และในรูปที่ 8 เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ส่วนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (APF) มีค่าความถี่ตอบสนองที่ 1 MHz

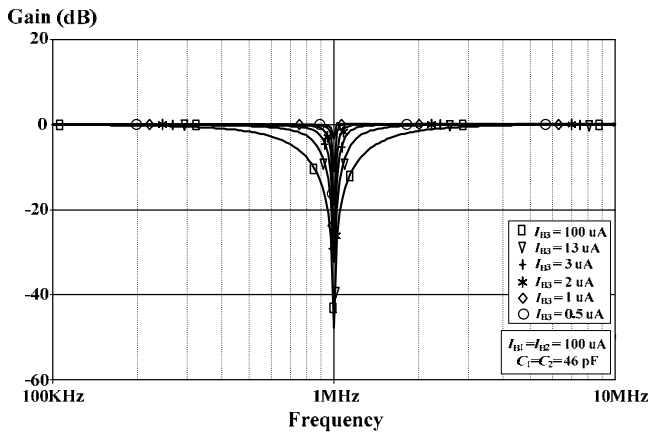


รูปที่ 8 คุณสมบัติของวงจรกรอง (APF) ที่ความถี่ 1 MHz

เพื่อยืนยันสมการที่ (14) เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ตอบสนองที่ 1 MHz ทดลองปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพ โดยปรับจากค่าของกระแสไบอัส (I_{B3}) จากโอทีเอตัวที่สาม (g_{m3}) ผลลัพธ์ที่ได้แสดงได้ดังรูปที่ 9 และรูปที่ 10 ตามลำดับ

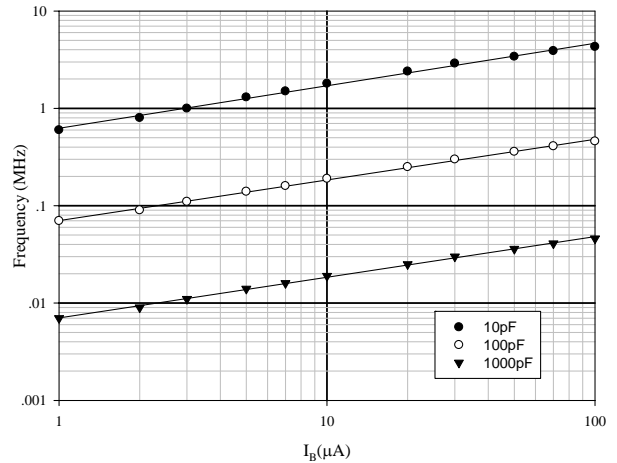


รูปที่ 9 เชาต์พุดของวงจรรองความถี่ (BPF) เมื่อปรับค่า I_{B3}



รูปที่ 10 เชาต์พุดของวงจรรองความถี่ (BRF) เมื่อปรับค่า I_{B3}

ผลการจำลองกรณีของวงจรรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (BPF) และวงจรรองความถี่ที่ต้องการออก (BRF) โดยปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปรับจากค่าของกระแสไบอัส (I_{B3}) จากโอทีเอตัวที่สาม (g_{m3}) ดังรูปที่ 9 และรูปที่ 10 พบว่าการปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถปรับจูนได้โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรองความถี่รูปแบบอื่น ๆ



รูปที่ 11 ความถี่ของวงจรรองที่นำเสนอนำเสนอ ที่เปลี่ยนค่า C , I_B

จากรูปที่ 11 เมื่อทำการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสและค่าตัวเก็บประจุใหม่จาก 10 pF จนถึง 1 nF พบว่าวงจรรองความถี่รูปแบบกระแสที่นำเสนอนี้ มีความสอดคล้องกันทางทฤษฎีตามหลักการที่ได้เสนอไว้ข้างต้นได้เป็นอย่างดี

7. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่รูปแบบกระแสที่ใช้วงจรรวมอินทิเกรเตอร์ แบบสูญเสียและไม่สูญเสียเป็นหลักที่สร้างจากวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตและตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์สองตัว วงจรที่นำเสนอนี้มีตามอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต ที่ให้คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ทั้งห้ารูปแบบในวงจรเดียวกันที่ปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพทางอิเล็กทรอนิกส์ได้เป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนองจากการปรับค่ากระแสไบอัส (I_{B3}) ของโอทีเอตัวที่สาม (g_{m3}) มีค่าความไวอุปกรณ์ค่อนข้างต่ำ ผลจำลองที่ได้มีค่าความถี่ตอบสนองสูงกว่าวงจรในอดีตที่ผ่านมา คุณลักษณะของวงจรถูกจำลองด้วยโปรแกรม PSpice การใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ ไม่ใช่ตัวต้านทานทำให้งจรที่นำเสนอนี้เหมาะกับการสร้างเป็นวงจรรวม

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณมหาวิทยาลัยที่สนับสนุนการทำวิจัยให้กับคณาจารย์ พล.ท.ดร.สมพงษ์ ตุ่มสวัสดิ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ผู้ให้คำแนะนำสำหรับแนวคิดใหม่ในการวิจัย และ ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำในการทำวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. W. Roberts and A. S. Sedra, "All-current-mode frequency selective circuits," *Electronic Letters*, Vol. 25, pp. 759-761, 1989.
- [2] 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.
- [3] S. I. Liu, J. J. Chen, Y. S. Hwang, "New Current mode Biquad filters using current follower," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 42, pp.380-383, July 1995.
- [4] C. M. Chang, "Universal active current filter with single input and three output using CCII's," *Electronics Letters*, Vol.29, pp.1932-1933, 1993.
- [5] C. Chang, "New multifunction OTA-C biquads," *IEEE Trans. Circuits and Syst.*, vol. 46, pp.820-824, June 1999.
- [6] 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.
- [7] J. Wu, "Current-mode high-order OTA-C filter," *Int. J. Electron.*, vol. 76, pp.1115-1120, 1994.
- [8] 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
- [9] E.Sanchez-sinnencio, 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.
- [10] I.A. Khan, M.T. Ahmed and N.Minhaj, "Tunable OTA-based multiphase sinusoidal oscillators," *International Journal of Electronics*, vol.72, pp. 443-450, 1992
- [11] 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.
- [12] P.E. Allen and D.R. Holberg, "CMOS Analog circuit design," Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.