

วงจรรองความถี่หลายรูปแบบที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงโดยใช้

วงจร OTA อย่างง่าย

High-Input Impedance Universal Biquadratic Filter

Based on Simple OTAs

มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายรูปแบบสามอินพุทหนึ่งเอาต์พุทที่มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงโดยใช้วงจร OTA อย่างง่ายหกวจรและตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์สองตัว วงจรที่นำเสนอมีข้อดีดังนี้ สามารถสร้างการตอบสนองความถี่ได้ห้าแบบคือ ความถี่สูงผ่าน แลบความถี่ผ่าน ความถี่ต่ำผ่าน แลบความถี่หยุดและผ่านทุกความถี่ได้ในวงจรเดียว ค่าพารามิเตอร์ ω_0 สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับค่ากระแสหรือแรงดันไบอัสที่ไบอัสวงจร OTA ไม่ต้องการเงื่อนไขใดๆ สำหรับสร้างการตอบสนองทั้งห้าแบบ มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงทำให้ง่ายกับการต่อใช้งานแบบคาสเคด ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และไม่ใช้ตัวต้านทาน มีค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและแอ็กทีฟต่ำ ทฤษฎีที่นำเสนอและคุณสมบัติของวงจรมีการยืนยันได้ด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice

Abstract

A new voltage-mode three inputs and one output universal biquadratic filter with high-input impedance employing simple operational transconductance amplifiers (OTAs) and two grounded capacitors is proposed. The proposed circuit offers the following features: realization of all the standard filter functions, that is, highpass (HP), bandpass (BP), lowpass (LP), bandstop (BS) and allpass (AP) filters; electronically tunable of the angular frequency ω_0 through adjusting the bias currents/voltages of OTAs; no requirements for component-matching conditions, high-input impedance good for cascading for the voltage-mode circuits, the use of only grounded capacitors and require no resistor, low active and passive sensitivities. PSpice simulation results that confirm the theoretical predictions are given.

1. บทนำ

วงจร OTA (Operational Transconductance Amplifier) เป็นวงจรที่นิยมนำมาสร้างและออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณ วงจร OTA สามารถปรับค่าความนำได้ด้วยกระแส

หรือแรงดันที่ไบอัสที่ให้กับตัวมัน วงจรที่ใช้วงจร OTA เป็นอุปกรณ์พื้นฐานมักจะไม่ต้องใช้ตัวต้านทานและเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งแบบเทคโนโลยีไบโพลาร์และซีมอส [1]

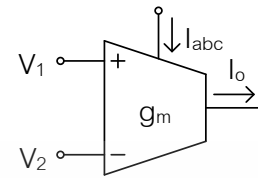
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่อันดับที่สองแบบแอ็กทิฟที่มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงเป็นวงจรที่ได้รับความสนใจเพราะสามารถนำมาต่อแบบคาสเคดเพื่อสร้างวงจรกรองความถี่ที่มีอันดับสูงได้ง่าย [2] ในขณะที่ตัวกรองความถี่ที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์เป็นวงจรที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม [3] ที่ผ่านมามีวงจรกรองความถี่ทำงานในโหมดแรงดันใช้วงจร OTA เป็นอุปกรณ์พื้นฐานนำเสนอในวารสารต่างๆ เริ่มต้นจาก Nawrocki และ Klein [4] นำเสนอวงจรกรองความถี่โดยใช้วงจร OTA แปลงวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว Acar และคณะ [5] และ Sun และ Fidler [6] นำเสนอวงจรกรองความถี่โดยใช้วงจร OTA หกวงจรและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว แต่อย่างไรก็ตามวงจรที่นำเสนอเหล่านี้สามารถสร้างการกรองหนึ่งแบบต่อเอาท์พุทเท่านั้น และยิ่งไปกว่านั้นวงจรกรองความถี่ใน [6] ต้องการเงื่อนไขการเข้าคู่กันของอุปกรณ์ (Component-matching conditions) สำหรับสร้างการตอบสนองแบบความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน แถบความถี่หยุดและผ่านทุกความถี่ ใน [7]-[8] นำเสนอวงจรกรองความถี่ที่ให้เอาท์พุทสามแบบได้ในวงจรเดียว แต่อย่างไรก็ตามสองวงจรมีใช้ตัวเก็บประจุเพื่อส่งผ่านสัญญาณซึ่งทำให้ตัวเก็บประจุนั้นกลายเป็นตัวเก็บประจุแบบลอยตัวซึ่งทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมและทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปต่อใช้งานแบบคาสเคด

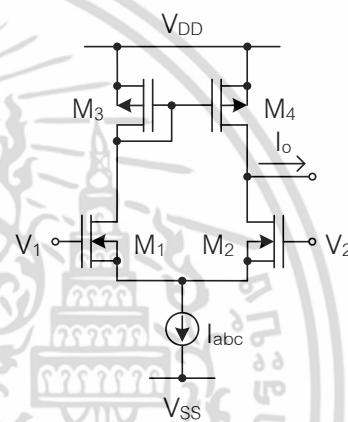
วงจรกรองความถี่สามอินพุทหนึ่งเอาท์พุทโดยใช้วงจร OTA ได้ถูกนำเสนอโดย Khan และคณะ [9] โดยนำเสนอวงจรกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันสองวงจร แต่ละวงจรเป็นวงจรกรองแบบสามอินพุทหนึ่งเอาท์พุทโดยใช้วงจร OTA สามวงจร วงจรตามแรงดันหนึ่งวงจรและตัวเก็บประจุสองตัว แต่อย่างไรก็ตามเฉพาะการกรองแบบผ่านทุกความถี่และความถี่ต่ำผ่านเท่านั้นมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูง

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายรูปแบบทำงานในโหมดแรงดันแบบสามอินพุทหนึ่งเอาท์พุท วงจรที่นำเสนอสามารถสร้างการตอบสนองความถี่ได้ห้าแบบในวงจรเดียว คือ ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน ความถี่ต่ำผ่าน แถบความถี่หยุดและผ่านทุกความถี่ได้ในวงจรเดียว โดยมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงโดยใช้วงจร OTA อย่างง่าย

วงจรและตัวเก็บประจุสองตัว ค่าพารามิเตอร์ ω_0 สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ การสร้างการตอบสนองความถี่แบบต่างๆ ไม่ต้องการเงื่อนไขใดๆ ค่าความไวของอุปกรณ์แอ็กทิฟและพาสซีฟมีค่าต่ำ



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจร OTA



รูปที่ 2 วงจร OTA อย่างง่ายที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

2. วงจร OTA

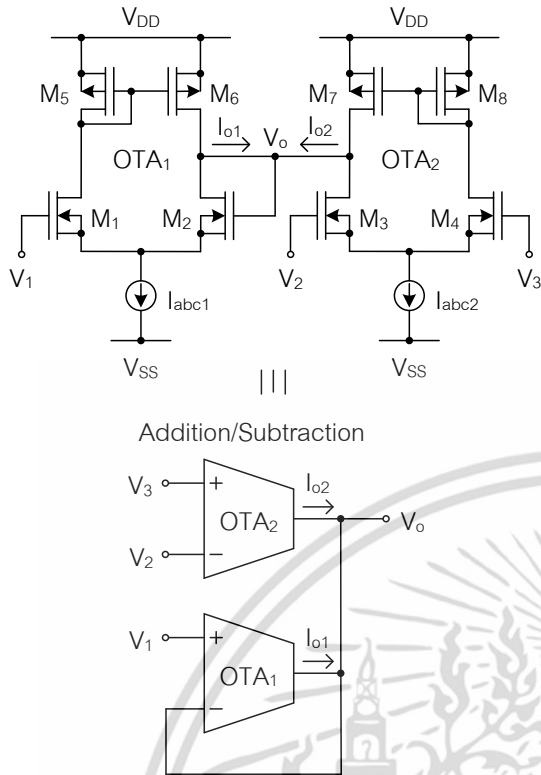
สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร OTA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 วงจร OTA เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานแบบแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแสซึ่งสามารถเขียนสมการได้คือ

$$I_o = g_m (V_1 - V_2) \quad (1)$$

เมื่อ I_o คือกระแสเอาท์พุท g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ส่วน V_1 และ V_2 คืออินพุทของวงจร OTA รูปที่ 2 แสดงวงจร OTA อย่างง่ายที่สร้างจากทรานซิสเตอร์สี่ตัวและแหล่งจ่ายกระแสหนึ่งแหล่งจ่าย ถ้ากำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวทำงานในย่านอิ่มตัว ค่า g_m ของวงจร OTA สามารถแสดงได้คือ

$$g_m = \sqrt{KI_{abc}} \quad (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 วงจรบวกและลบสัญญาณ

เมื่อ I_{abc} คือกระแสไบอัสและ $K = \mu_n C_{ox} (W/L)$ โดยที่ μ_n คือความคล่องตัวของอิเล็กตรอน C_{ox} คือค่าความจุไฟฟ้าต่อหน่วยพื้นที่ของเกตและออกไซด์ ส่วน W และ L คือค่าความกว้างและความยาวแขนแนลของมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2

3. วงจรที่นำเสนอ

รูปที่ 3 แสดงวงจรบวกและลบสัญญาณที่สร้างจากวงจร OTA อย่างง่าย จากบทความใน [10]-[11] วงจรในรูปที่ 3 อาจเรียกว่าวงจรพูล (Pool circuit) สมมติว่า M_1 ถึง M_4 ในรูปที่ 3 ถูกไบอัสให้ทำงานในช่วงอิมิต์และกำหนดให้ $I_{abc1} = I_{abc2} = I_{abc}$ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และค่าแรงดันเทรชโฮลของ M_1 ถึง M_4 มีค่าเท่ากับ K และ V_{TH} กระแส I_{o1} และ I_{o2} ของวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3 สามารถกำหนดได้คือ [10]-[11]

$$I_{o1} = K(V_1 - V_o) \sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_1 - V_o)^2} \quad (3)$$

$$I_{o2} = K(V_3 - V_2) \sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_3 - V_2)^2} \quad (4)$$

ที่โนด V_o ปริมาณกระแสไหลเข้าเท่ากับปริมาณกระแสไหลออก ดังนั้นแรงดัน V_o สามารถเขียนได้คือ [10]-[11]

$$V_o = V_1 - V_2 + V_3 \quad (5)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (5) วงจรในรูปที่ 3 จึงเป็นวงจรบวกและลบสัญญาณ

โดยใช้วงจร OTA อย่างง่ายในรูปที่ 2 และวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3 วงจรกรองความถี่หลายรูปแบบสามอินพุทหนึ่งเอาต์พุทสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4 ค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถแสดงได้คือ

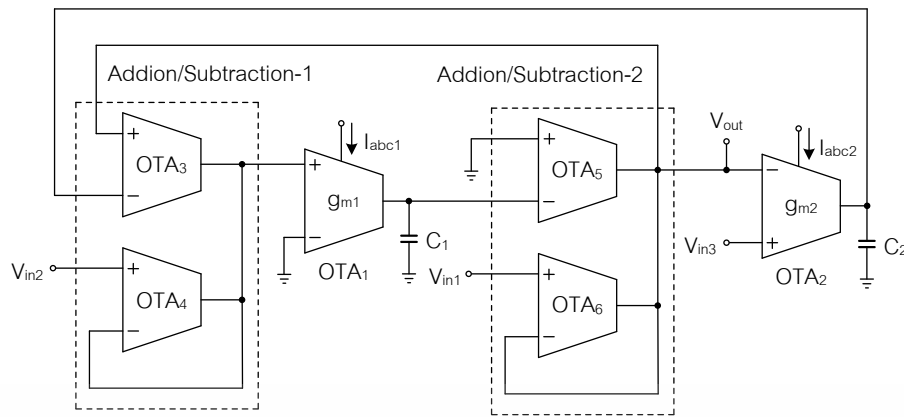
$$V_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in3} - s C_1 g_{m2} V_{in2} + g_{m1} g_{m2} V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (6)$$

จากสมการที่ (6) สามารถสร้างการตอบสนองแบบต่างๆ ได้ดังนี้

- (i) การตอบสนองแบบ HP สามารถกำหนดได้โดย $V_{in1} = V_{in2} = 0$ และ $V_{in3} = V_{in}$
- (ii) การตอบสนองแบบ BP สามารถกำหนดได้โดย $V_{in1} = V_{in3} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$
- (iii) การตอบสนองแบบ LP สามารถกำหนดได้โดย $V_{in2} = V_{in3} = 0$ และ $V_{in1} = V_{in}$
- (iv) การตอบสนองแบบ BS สามารถกำหนดได้โดย $V_{in2} = 0$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$
- (v) การตอบสนองแบบ AP สามารถกำหนดได้โดย $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$

ดังนั้นวงจรที่นำเสนอสามารถสร้างการตอบสนองได้ห้าแบบในวงจรเดียวโดยไม่ต้องการเงื่อนไขการเข้าคู่กันของอุปกรณ์ซึ่งเป็นที่มาของชื่อบทความว่า “วงจรกรองความถี่หลายรูปแบบ” วงจรไม่ต้องการสัญญาณอินพุทแบบกลับขั้วสัญญาณ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และไม่ใช้ตัวต้านทาน วงจรที่นำเสนอใช้วงจร OTA อย่างง่ายหกวงจรถ (ใช้มอสทรานซิสเตอร์ 32 ตัวและแหล่งจ่ายกระแส 6 แหล่งจ่าย) และตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์สองตัว นอกจากนี้เมื่ออินพุท V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} ของวงจรที่นำเสนอถูกต่ออยู่กับอินพุทของวงจร OTA ที่มีอิมพีแดนซ์สูงจึงทำให้วงจรที่นำเสนอสามารถต่อใช้งานแบบคาสเคดได้โดยง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่หลายรูปแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ

จากสมการที่ (6) ค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ของวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (7)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (8)$$

จากสมการที่ (7) จะสามารถแสดงได้ว่าค่าพารามิเตอร์ ω_o สามารถเปลี่ยนค่าได้โดยปรับค่า g_{m1} หรือ g_{m2} ผ่านการปรับค่ากระแสหรือแรงดันที่ไบอัสให้กับตัวมัน

4. วิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร

จากวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3 เมื่อรวมค่าความไม่เป็นอุดมคติ สมการที่ (5) จะสามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$V_o = \beta_{k1}V_1 - \beta_{k2}V_2 + \beta_{k3}V_3 \quad (9)$$

เมื่อ $\beta_{k1}(s) = \beta_{k1} = 1 - \epsilon_{1v}$ และ $\epsilon_{1v} (|\epsilon_{1v}| \ll 1)$ คือค่า Voltage tracking error ระหว่างโหนด V_1 และ V_o $\beta_{k2}(s) = \beta_{k2} = 1 - \epsilon_{2v}$ และ $\epsilon_{2v} (|\epsilon_{2v}| \ll 1)$ คือค่า Voltage tracking error ระหว่างโหนด V_2 และ V_o ในขณะที่ $\beta_{k3}(s) = \beta_{k3} = 1 - \epsilon_{3v}$ และ $\epsilon_{3v} (|\epsilon_{3v}| \ll 1)$ คือค่า Voltage tracking error ระหว่างโหนด V_3 และ V_o ของวงจรบวกและลบสัญญาณวงจรที่ k ($k=1, 2$) เมื่อพิจารณาผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจร OTA ค่าอัตราขยายความนำสามารถเขียนได้คือ [12]

$$g_{mi} = g_{mi}(1 - \mu_i s) \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\mu_i = 1/\omega_{pi}$ โดยที่ ω_{pi} คือค่าโพลความถี่อันดับที่หนึ่งที่เกิดจากค่าพารามิเตอร์แฝงภายในวงจร OTA วงจรที่ i เมื่อใช้สมการที่ (9) และ (10) ค่าส่วนของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันในสมการที่ (6) จะกลายเป็น

$$s^2 C_1 C_2 \left(1 - \frac{C_1 g_{m2} \beta_{23} \beta_{32} \mu_2 + g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \mu_1 \mu_2}{C_1 C_2} \right) + s C_1 g_{m2} \beta_{23} \beta_{32} \left(1 - \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \mu_1 - g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \mu_2}{C_1 g_{m2} \beta_{23} \beta_{32}} \right) + g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \quad (11)$$

จากสมการที่ (11) ค่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณและวงจร OTA มีผลทำให้สมการคุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 4 เปลี่ยนไป สำหรับค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจร OTA สามารถละเลยได้ภายใต้เงื่อนไขคือ

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_1 g_{m2} \beta_{23} \beta_{32} \mu_2 + g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \mu_1 \mu_2}{C_1 C_2} \ll 1 \\ \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \mu_1 - g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32} \mu_2}{C_1 g_{m2} \beta_{23} \beta_{32}} \ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ ω_o และ Q ที่รวมผลของความไม่เป็นอุดมคติไว้ในการคำนวณสามารถแสดงได้คือ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{12} \beta_{22} \beta_{32}}{C_1 C_2}} \quad (13)$$

$$Q = \frac{1}{\beta_{23}} \sqrt{\frac{g_{m2} C_1 \beta_{12} \beta_{22}}{g_{m1} C_2 \beta_{32}}} \quad (14)$$

พิจารณาวงจรในรูปที่ 3 สมมติว่าค่าพารามิเตอร์ของ M_1

และ M_2 เท่ากับ $K + \Delta K/2$ และ $M_3 - M_4$ เท่ากับ $K - \Delta K/2$ ถ้า

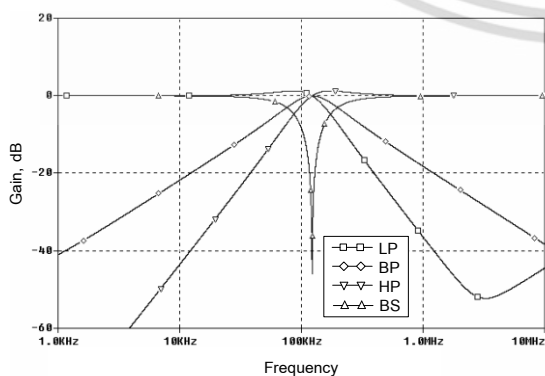
แหล่งจ่ายกระแส $I_{abc1} = I_{abc} + \Delta I/2$ และ $I_{abc2} = I_{abc} - \Delta I/2$
แรงดันเอาต์พุตสามารถประมาณได้คือ

$$V_o \approx V_1 + (V_3 - V_2) \left(1 - \frac{\Delta I}{2I_{abc}} - \frac{\Delta K}{2K} \right) \quad (15)$$

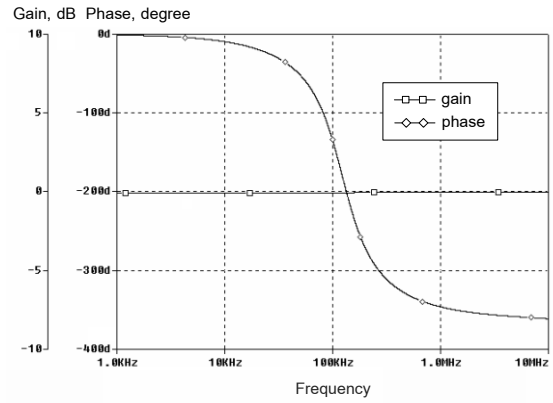
สมการที่ (15) สามารถแสดงได้ว่าค่ากระแสไบอัสและพารามิเตอร์ K ที่ผิดพลาดคือสาเหตุของ voltage tracking error ค่าอัตราขยายที่ผิดพลาดสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มค่ากระแส I_{abc} และค่าพารามิเตอร์ K

5. การจำลองการทำงาน

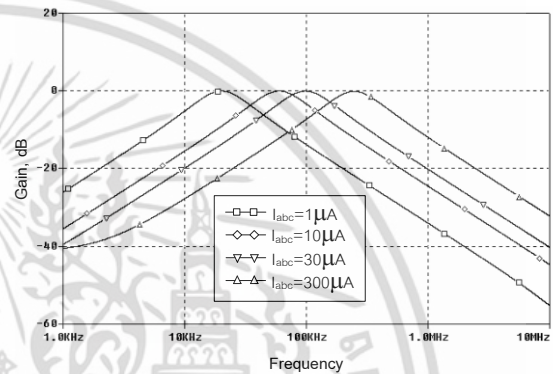
วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 4 จะถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์ $0.5\mu\text{m}$ จาก MOSIS สำหรับตัวอย่างการออกแบบได้กำหนดค่า W/L ของ nMOS ทุกตัวเท่ากับ $2\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ และ pMOS ทุกตัวเท่ากับ $40\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ แหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 3\text{V}$ กระแสไบอัส OTA₃ ถึง OTA₆ เท่ากับ $25\mu\text{A}$ ค่า C_1 และ C_2 เท่ากับ 100pF และค่ากระแสไบอัส I_{abc1} และ I_{abc2} เท่ากับ $50\mu\text{A}$ ($g_m = 77.522\mu\text{S}$) การกำหนดนี้เพื่อออกแบบการกรองแบบ LP BP HP BS และ AP ที่มีค่า f_c เท่ากับ 123.376kHz และ $Q=1$ ผลการจำลองการตอบสนองแบบ HP LP BP และ BS ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5 จากรูปค่า f_c มีค่าเท่ากับ 122.65kHz ค่า f_c ที่ได้จากการจำลองมีค่าน้อยกว่าค่าทางทฤษฎีเล็กน้อยซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากค่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวกและลบสัญญาณที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (13) รูปที่ 6 แสดงผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของการกรองแบบ AP



รูปที่ 5 ผลการตอบสนองแบบ LP, HP, BP และ BS



รูปที่ 6 ผลการตอบสนองความถี่แบบ AP



รูปที่ 7 ผลการตอบสนองความถี่แบบ BP เมื่อค่ากระแส I_{abc} ถูกเปลี่ยนเป็นค่าต่างๆ

จากรูปที่ 5 และ 6 สามารถแสดงได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสร้างการตอบสนองความถี่ได้ห้าแบบในวงจรเดียว ส่วนรูปที่ 7 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของการกรองแบบ BP เมื่อทดลองเปลี่ยนค่า I_{abc} ($I_{abc1} = I_{abc2}$) มีค่าเท่ากับ $1\mu\text{A}$, $10\mu\text{A}$, $30\mu\text{A}$ และ $300\mu\text{A}$ ตามลำดับ ในขณะที่ $C_1 = C_2 = 100\text{pF}$ และ I_{abc3} ถึง I_{abc6} เท่ากับ $25\mu\text{A}$ จากรูปจะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์ ω_0 สามารถเปลี่ยนค่าได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสวงจร OTA

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายรูปแบบทำงานในโหมดแรงดันแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต วงจรที่นำเสนอใช้วงจร OTA อย่างง่ายทวงจรและตัวเก็บประจุสองตัวโดยมีข้อดีดังนี้ มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง มีค่าความไวของอุปกรณ์ต่ำ ใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟน้อย (ใช้ทรานซิสเตอร์ 24 ตัวแหล่งจ่ายกระแส 6 วงจร) ใช้ตัวเก็บประจุแบบ

ได้ห้าแบบคือ LP BP HP BS และ AP ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องการเงื่อนไขใดๆและค่าพารามิเตอร์ ω_0 สามารถปรับค่าได้โดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice สามารถยืนยันขั้นตอนและคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่มีลักษณะเดียวกัน วงจรที่นำเสนอใช้ทรานซิสเตอร์น้อยกว่าวงจรที่เคยนำเสนอมา

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] E. Sanchez-Sinencio, R. L. Geiger, and H. Nevarez-Lozano, "Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structure," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-35, pp. 936-949, 1988.
- [2] A. Fabre, F. Dayoub, L. Duruisseau, and M. Kamoun, "High input impedance insensitive second-order filters implemented from current conveyors," IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol. 41, pp. 918-921, 1994.
- [3] M. Bhusan and R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits," Electronics Letters, vol. 3, pp. 148-149, 1967.
- [4] R. Nawrocki and U. Klein, "New OTA-capacitor realization of a universal biquad," Electronics Letters, vol. 22, pp. 50-51, 1986.
- [5] C. Acar, F. Anday, and H. Kuntman, "On the realization of OTA-C filters," International Journal of circuit Theory and Applications," vol. 21, pp. 331-341, 1993.
- [6] Y. Sun and J. K. Fidler, "Novel OTA-C realizations of biquadratic transfer functions," International Journal of Electronics, vol. 75, pp. 333-340, 1993.
- [7] J. Wu and C.-Y. Xie, "New multifunction active filter using OTAs," International Journal of Electronics, vol. 74, pp. 235-239, 1993.
- [8] J. Wu and I. E. El-Masry, "Universal voltage-mode and current-mode OTAs based biquads," International Journal of Electronics, vol. 85, pp. 553-560, 1998.
- [9] I. A. Khan, M. T. Ahmed, and N. Minhaj, "A simple realization scheme for OTA-C universal biquadratic filter," International Journal of Electronics, vol. 72, pp. 419-429, 1992.
- [10] R. R. Torrance, T. R. Viswanathan, and J. V. Hanson, "CMOS voltage to current transducers," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-32, pp. 1097-1104, 1985.
- [11] S.-I. Liu and C.-C. Chang, "CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 30, pp. 1025-1029, 1995.
- [12] T. Tsukutani, M. Higashimura, N. Takahashi, Y. Sumi, and Y. Fukui, "Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop," International Journal of Electronics, vol. 88, pp. 1093-1102, 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้