

วงจรรองความถี่ขาโดว์แบบหลายหน้าที่ ที่ใช้พลังงานต่ำ ด้วย MI-OTAs สามารถปรับค่า Q ได้อย่างอิสระ

Shadow Universal Filter with Independent Q Tuning at 0.45 V Using MI-OTAs

พิชัย สุขไสบุญ¹ ปณณวิชญ์ ภัทรสรณ์ศิริ² ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล³ และ มนตรี คำเงิน^{3*}

¹วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี pichai.s@en.rmutt.ac.th

²วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง ppunnavich@pit.ac.th

³ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง 67016168@kmitl.ac.th montree.ku@kmitl.ac.th*

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรรองความถี่ขาโดว์แบบหลายหน้าที่ (Shadow Universal Filter) ในโหมดแรงดันโดยใช้วงจรรขยายค่าความนำถ่ายโอนแบบหลายอินพุต (MI-OTAs) โดยโครงสร้างที่นำเสนอรองรับการทำงานทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสของการตอบสนองทั้ง 5 รูปแบบ ได้แก่ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรรองความถี่สูงผ่าน, วงจรรองความถี่แถบผ่าน, วงจรรองความถี่แถบหยุด, และ วงจรรองความถี่ทุกแถบผ่าน ภายในโครงสร้างเดียว วงจรสามารถทำงานได้ที่ไฟเลี้ยงต่ำเพียง $\pm 0.45V$ อีกทั้งสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพ ได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ

คำสำคัญ: วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ วงจรรองความถี่ขาโดว์ วงจรรขยายค่าความนำถ่ายโอน

Abstract

This paper presents a novel shadow universal filter implemented in voltage mode, based on multiple-input operational transconductance amplifiers (MI-OTAs). The proposed shadow universal filter incorporates both non-inverting and inverting transfer functions for low-pass, high-pass, band-pass, band-stop, and all-pass responses within a single topology. The proposed circuits operate at an ultra-low supply voltage of $\pm 0.45V$. Moreover, it enables independent tuning of the quality factor without affecting the natural frequency.

Keywords: Universal filter, Shadow filter, Operational transconductance amplifier

1. บทนำ

วงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ (Universal Filter) เป็นวงจรที่สามารถสร้างการตอบสนองได้ทั้งหมด 5 รูปแบบ ได้แก่ LPF, HPF, BPF, BSF, และ APF ภายในโครงสร้างเดียว จากการทบทวนวรรณกรรมที่ผ่านมาพบว่า มีการนำเสนอวงจรรองความถี่หลายหลากหลายรูปแบบ [1-11] โดยสร้างจากอุปกรณ์แอคทีฟหลายชนิด เช่น วงจรสายพานกระแส (Current Conveyors) [1-2], วงจรรขยายป้อนกลับกระแส (Current-

Feedback Operational Amplifier : CFOA) [3-4], วงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 (Second-Generation Current-Controlled Conveyor : CCCII) [5,6] วงจรรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier : OTA) [7-9] วงจรรองที่นำเสนอใน [1-4] สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติด้วยการปรับค่าต้านทานหรือความต้านทานแบบแบ่งของอุปกรณ์แอคทีฟและปรับค่าตัวประกอบคุณภาพจากอัตราส่วนของตัวเก็บประจุหรือตัวต้านทาน วงจรรองที่นำเสนอใน [5,6] สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติด้วยค่าความต้านทานแบ่ง (R_x) ของอุปกรณ์แอคทีฟและวงจรรองที่นำเสนอใน [7-9] สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้ด้วยค่าความนำถ่ายโอนอุปกรณ์แอคทีฟ ค่าตัวประกอบคุณภาพใน [5-11] สามารถปรับจาก (1) อัตราส่วนของตัวเก็บประจุกับตัวต้านทาน (2) ปรับค่าความต้านทานแบ่งของอุปกรณ์แอคทีฟ (3) ปรับจากค่าความนำถ่ายโอน อย่างไรก็ตามการปรับค่าความต้านทานแบ่งหรือปรับจากค่าความนำถ่ายโอนผ่านกระแสไบอัสของอุปกรณ์แอคทีฟ มักจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของวงจรรอง เช่น ความเป็นเชิงเส้น ช่วงความถี่ในการทำงาน นอกจากนี้การปรับค่าตัวเก็บประจุเพื่อปรับตัวประกอบคุณภาพเป็นอุปสรรคสำหรับการทำวงจรรวม

วงจรรองความถี่ขาโดว์เป็นวงจรรองที่ปรับค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ ได้จากการใช้วงจรรขยายภายนอก [12,13] วงจรรองความถี่ขาโดว์ใน [12] ประกอบไปด้วยวงจรรองลำดับที่ 2 สามารถให้การตอบสนอง LPF, BPF พร้อมกับวงจรรขยายภายนอก หลักการคือป้อนกลับเอาต์พุต LPF ผ่านวงจรรขยายภายนอกไปยังพอร์ตอนพุต จึงทำให้สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติด้วยวงจรรขยายสัญญาณภายนอก วงจรรองความถี่ขาโดว์ใน [13] รวมสัญญาณเอาต์พุต LPF และ HPF เข้าด้วยกันแล้วป้อนกลับไปที่อินพุตทำให้สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้ และสัญญาณเอาต์พุต LPF และ BPF ถูกป้อนกลับผ่านวงจรรขยายภายนอกอย่างละหนึ่งตัว จากนั้นนำสัญญาณที่ผ่านวงจรรขยายของทั้งสองป้อนกลับที่อินพุต จึงทำให้สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้ วงจรใน [13] จึงใช้วงจรรขยายภายนอกจำนวนสองตัวเพื่อให้สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพและความถี่ธรรมชาติ จากการที่ [12,13] ได้ออกแบบวงจรรองความถี่ขาโดว์จึงทำให้ได้มีการเสนอตัวกรองความถี่แบบขาโดว์ที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟต่างๆใน [14-16] การออกแบบงานเหล่านี้มีข้อจำกัดหลายประการ

*ผู้ประพันธ์บรรณกิจ

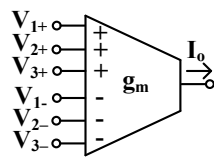
วงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์ใน [14] ยังคงไม่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพและคุณสมบัติทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ วงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์ใน [15] ไม่สามารถให้การตอบสนองครบทั้ง 5 รูปแบบได้

ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาที่ผ่านมาข้างต้น งานวิจัยนี้จึงนำเสนอวงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์หลายหน้าที่รูปแบบใหม่ที่ใช้ MI-OTAs ซึ่งรองรับฟังก์ชันการถ่ายโอนทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสของการตอบสนองทั้ง 5 แบบ สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ นอกจากนี้ยังสามารถปรับปรับค่า Q_s ได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบต่อ ω_0 และสามารถชดเชยการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายความถี่ผ่านได้ด้วยการปรับค่าสัญญาณอินพุต

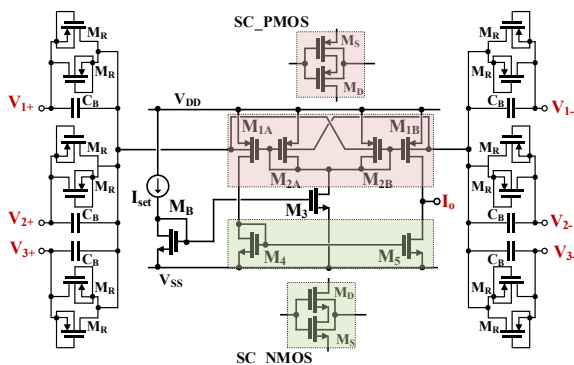
2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 0.45-V MI-OTA

วงจร MI-OTA แบบสามอินพุตที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอเป็นวงจรที่ดัดแปลงจากวงจร bulk-driven [16], non-tailed transconductor [17] โดยได้เพิ่มอินพุตเข้ามาอีกหนึ่งชุดเพื่อให้เป็นสามอินพุต อีกทั้งเพื่อให้สามารถทำงานที่แรงดันต่ำมาก วงจรได้ตัดแหล่งกำเนิดกระแส (Tail Current Source) ออกไป อีกทั้งเพื่อแก้ไขปัญหาอัตราขยายแรงดันต่ำจึงนำเทคนิค SC (Self-Cascode) มาใช้กับทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS (M_{1A} , M_{1B} , M_{2A} , M_{2B}) และชนิด NMOS (M_4 , M_5) ซึ่งช่วยเพิ่มค่าความต้านทานเอาต์พุตและทำให้ขยายแรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นเหมาะสำหรับไปใช้ในวงจรที่นำเสนอ สัญลักษณ์และโครงสร้างภายในของ MI-OTA แสดงดังรูปที่ 1 และ 2 ตามลำดับ



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของ MI-OTA



รูปที่ 2 โครงสร้าง CMOS ของวงจร MI-OTA แบบสามอินพุต

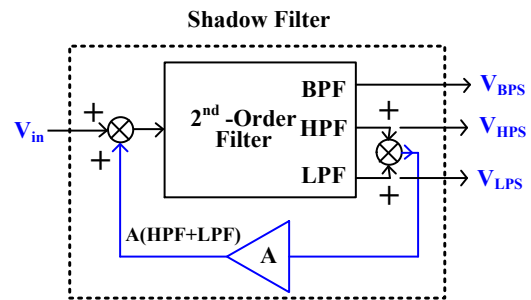
วงจร MI-OTA ที่มีอินพุต 3 ชุด กระแสเอาต์พุต (I_o) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการที่ 1

$$I_o = g_m (V_{1+} + V_{2+} + V_{3+} - V_{1-} - V_{2-} - V_{3-}) \quad (1)$$

g_m คือค่าความนำถ่ายโอน V_{1+}, V_{2+}, V_{3+} เป็นขาอินพุต (Non-inverting) และ V_{1-}, V_{2-}, V_{3-} เป็นขาอินพุต (Inverting)

2.2 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบพื้นฐาน

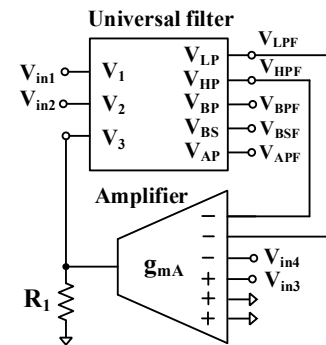
วงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบพื้นฐาน [12] คือ วงจรกรองความถี่อันดับที่ 2 (Second-order Filters) ที่ออกแบบให้สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_0) ได้อย่างอิสระ โดยอาศัยการเพิ่มแอมพลิฟายเออร์ภายนอกเข้ามาทำงานร่วมกับวงจรกรองความถี่อันดับที่ 2 ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบพื้นฐาน

3. การออกแบบและการวิเคราะห์วงจรที่นำเสนอ

วงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบหลายหน้าที่ ถูกพัฒนามาจากบล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบพื้นฐานที่ได้กล่าวไว้ในรูปที่ 3 วงจรที่นำเสนอ อาศัยหลักการทำงานที่แบ่งออกเป็น 2 ส่วนดังรูปที่ 4 ส่วนแรกคือวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Universal Filter) ที่สร้างจาก MI-OTAs ดังรูปที่ 5 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาเป็นแรงดันความถี่ต่ำผ่าน (V_{LPF}) และความถี่สูงผ่าน (V_{HPF}) ทั้งสองจะถูกป้อนเข้าไปที่แอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบหลายหน้าที่ ที่นำเสนอ

วงจรแอมพลิฟายเออร์ทำหน้าที่ขยายสัญญาณและป้อนกลับแบบลบไปรวมกับสัญญาณอินพุต จะทำให้เกิดพจน์ $(1+g_m A_1)$ ในสมการคุณลักษณะของฟังก์ชัน ด้วยเหตุนี้จึงสามารถปรับปรับค่า Q_s (Quality factor) ที่มีผลต่ออัตราขยายในย่านของ LPF และ HPF แต่ไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราขยายของ BPF จึงต้องชดเชยอัตราขยายให้กับ LPF และ HPF โดยใช้สัญญาณอินพุต V_{in3} และ V_{in4} ในการชดเชยนี้ สามารถเลือกวิธีการ

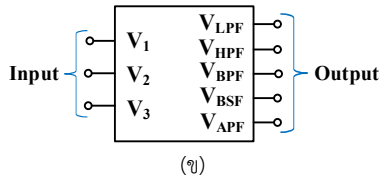
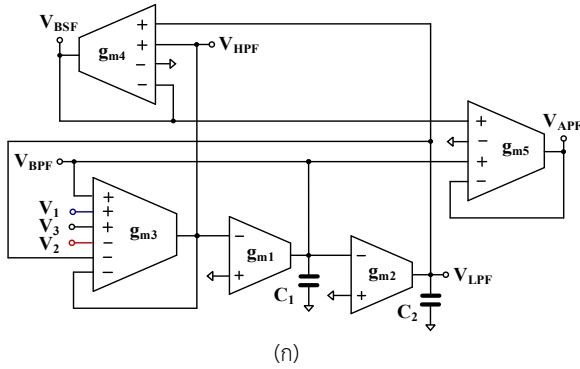
ต่อสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดทิศทางแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสได้ตามที่ต้องการ โดยการตอบสนองแบบไม่กลับเฟสของวงจร LPF และ HPF สามารถทำได้โดยกำหนดสัญญาณอินพุตที่ $V_{in1}=V_{in3}=V_{in}$ ขณะที่การตอบสนองแบบกลับเฟสของวงจร LPF และ HPF สามารถทำได้โดยกำหนดสัญญาณอินพุตที่ $V_{in2}=V_{in4}=V_{in}$ โดยแรงดันเอาต์พุต V_{LPF} และ V_{HPF} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{LPF} = \frac{g_{m1}g_{m2}\{(V_{in1}-V_{in2})+g_{m4}R_1(V_{in3}-V_{in4})\}}{s^2C_1C_2(1+g_{m4}R_1)+sC_2g_{m1}+g_{m1}g_{m2}(1+g_{m4}R_1)} \quad (2)$$

$$V_{HPF} = \frac{s^2C_1C_2\{(V_{in1}-V_{in2})+g_{m4}R_1(V_{in3}-V_{in4})\}}{s^2C_1C_2(1+g_{m4}R_1)+sC_2g_{m1}+g_{m1}g_{m2}(1+g_{m4}R_1)} \quad (3)$$

ในกรณีของวงจร BPF จะไม่ใช้สัญญาณอินพุตที่ V_{in3} และ V_{in4} โดยสามารถเลือกการตอบสนองโดยการปรับ V_{in1} และ V_{in2} ตามลำดับ

$$V_{BPF} = \frac{sC_2g_{m1}(V_{in2}-V_{in1})}{s^2C_1C_2(1+g_{m4}R_1)+sC_2g_{m1}+g_{m1}g_{m2}(1+g_{m4}R_1)} \quad (4)$$



รูปที่ 5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ

(ก) โครงสร้างภายใน (ข) สัญลักษณ์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

สำหรับการตอบสนองแบบ BSF และ APF สามารถทำได้โดยใช้เงื่อนไขเช่นเดียวกันกับ LPF และ HPF

$$V_{BSF} = \frac{\left\{ \begin{aligned} &s^2C_1C_2\{(V_{in1}-V_{in2})+g_{m4}R_1(V_{in3}-V_{in4})\} \\ &+g_{m1}g_{m2}\{(V_{in1}-V_{in2})+g_{m4}R_1(V_{in3}-V_{in4})\} \end{aligned} \right\}}{s^2C_1C_2(1+g_{m4}R_1)+sC_2g_{m1}+g_{m1}g_{m2}(1+g_{m4}R_1)} \quad (5)$$

$$V_{APF} = \frac{\left\{ \begin{aligned} &s^2C_1C_2\{(V_{in1}-V_{in2})+g_{m4}R_1(V_{in3}-V_{in4})\} \\ &+sC_2g_{m1}(V_{in2}-V_{in1}) \\ &+g_{m1}g_{m2}\{(V_{in1}-V_{in2})+g_{m4}R_1(V_{in3}-V_{in4})\} \end{aligned} \right\}}{s^2C_1C_2(1+g_{m4}R_1)+sC_2g_{m1}+g_{m1}g_{m2}(1+g_{m4}R_1)} \quad (6)$$

ค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_o) และ ค่า Q_s ของวงจรที่นำเสนอสามารถเขียนได้ดังนี้

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

$$Q_s = (1+g_{m4}R_1)\sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (8)$$

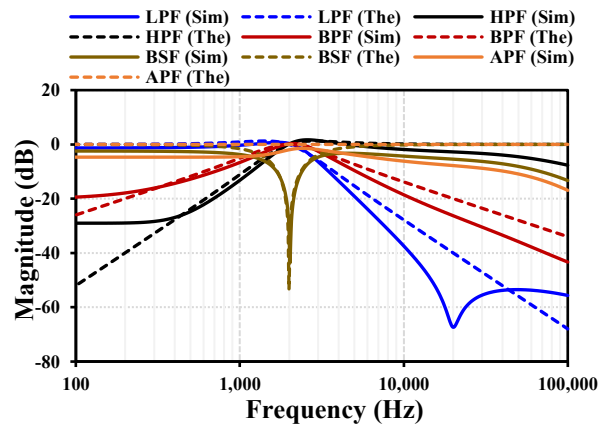
ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอสามารถทำงานได้ทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสเป็นวงจร LPF, HPF, BPF, BSF, และ APF โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนวงจร สามารถปรับ ω_o และ ค่า Q_s ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

4. ผลการทดลอง

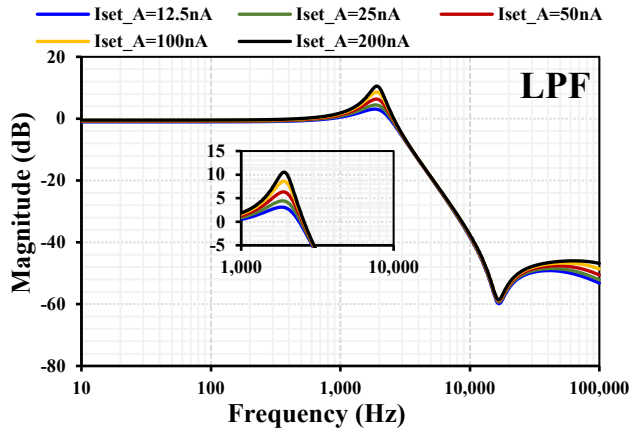
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของ MI-OTA

พารามิเตอร์	อัตราส่วน W/L ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)
$M_{1A(S)}, M_{1A(D)}, M_{1B(S)}, M_{1B(D)}$	4x5/2
$M_{2A(S)}, M_{2A(D)}, M_{2B(S)}, M_{2B(D)}, M_3, M_B$	5/2
$M_{4(S)}, M_{4(D)}, M_{5(S)}, M_{5(D)}$	3/3
M_R	5/3

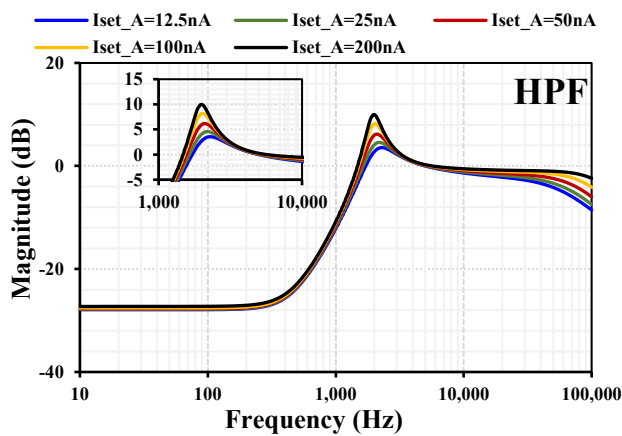
เพื่อยืนยันสมรรถนะของวงจรที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 3 ด้วยการจำลองด้วยโปรแกรม Cadence Virtuoso ใช้โครงสร้างขนาด CMOS 130nm เทคโนโลยี UMC ค่าพารามิเตอร์ W/L แสดงดังตารางที่ 1 เมื่อกำหนดให้กระแส $I_{set} = 100\text{nA}$ และ $C_B = 200\text{fF}$ ผลการจำลองพบว่าอุปกรณ์ MI-OTA มีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานเพียง 270nW จากการจำลองวงจรในรูปแบบที่ 4 โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์อุปกรณ์พาสซีฟ $C_1=C_2=20\text{pF}$ และกำหนดกระแส $I_{set} = 100\text{nA}$ พบว่าวงจรมีค่าความถี่ธรรมชาติ (f_o) อยู่ที่ประมาณ 2kHz โดยผลการจำลองการตอบสนองทางความถี่สำหรับฟังก์ชันการกรองทั้ง 5 ชนิด ได้แก่ LPF, HPF, BPF, BSF และ APF ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 6 ซึ่งผลลัพธ์ทั้งหมดนี้ได้รับการยืนยันแล้วว่ามีความถูกต้องตรงกับค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎี



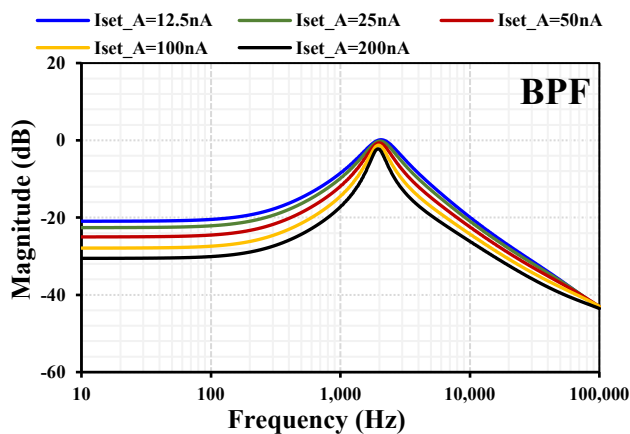
รูปที่ 6 การตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 7 การตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน LPF



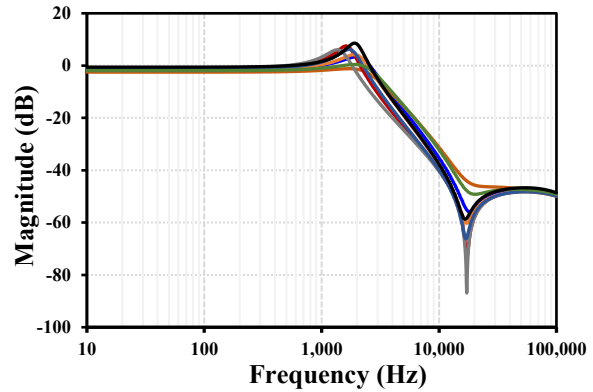
รูปที่ 8 การตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน HPF



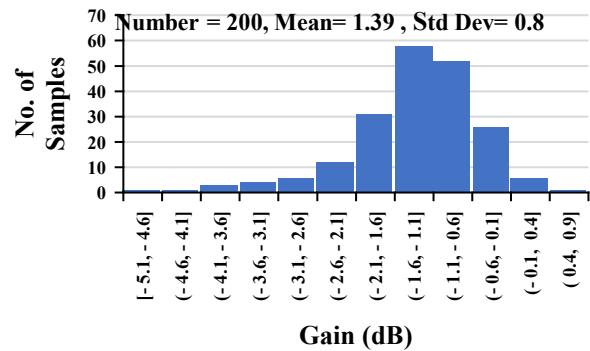
รูปที่ 9 การตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน BPF

สำหรับวงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบหลายหน้าที่ เมื่อกำหนดให้ $I_{set} = 100nA$ และ $R_1 = 10M\Omega$ จะได้ความถี่คัตออฟที่ $3kHz$ โดยสามารถปรับค่า Q_s ได้จากการปรับกระแส I_{set_A} ซึ่งส่งผลต่อค่าความนำถ่ายโอน (g_{mA}) ดังแสดงในรูปที่ 7, 8 และ 9 จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอนี้ สามารถปรับค่า Q_s แบบอิสระด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ผ่านวงจรขยายภายนอกได้ เนื่องจากคุณสมบัติหลายอินพุตของ MI-OTA ทำให้เทคนิคการชดเชยการ

เปลี่ยนแปลงของอัตราขยายในความถี่แถบผ่าน ขณะปรับค่า Q_s สามารถทำได้จริง ดังนั้นการปรับค่า Q_s ของวงจรที่นำเสนอจึงไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราขยายในแถบความถี่ผ่าน



รูปที่ 10 การตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชัน LPF ด้วยการทดสอบ PVT



รูปที่ 11 ฮิสโทแกรมของความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายแรงดันของวงจรกรอง LPF ที่นำเสนอ ซึ่งได้มาจากการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โล

ในรูปที่ 10 แสดงการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรอง LPF เมื่อกำหนด $I_{set} = I_{setA} = 100nA$ ด้วยการทดสอบภายใต้ความผันแปร PVT ที่กำหนดให้แหล่งจ่าย V_{DD} เปลี่ยนแปลง $\pm 10\%$ และอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงในช่วง 0 ถึง 50 องศาเซลเซียส สำหรับการเปลี่ยนแปลงของค่า Q_s ที่เกิดขึ้นจากการทดสอบ PVT สามารถชดเชยได้ด้วยการปรับกระแส I_{setA} ในรูปที่ 11 แสดงฮิสโทแกรมของความคลาดเคลื่อนของอัตราขยายแรงดันของวงจรกรอง LPF ที่นำเสนอ ซึ่งได้มาจากการวิเคราะห์แบบมอนติคาร์โลจำนวน 200 ครั้ง โดยพบค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0.8

5. สรุป

งานวิจัยฉบับนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบหลายหน้าที่ (Universal Shadow Filter) โดยใช้วงจร MI-OTAs (Multiple-input Operational Transconductance Amplifier) ซึ่งมีความสามารถในการรับสัญญาณหลายอินพุต จึงทำให้วงจรกรองความถี่ขาไดรฟ์แบบหลายหน้าที่ที่นำเสนอสามารถรองรับฟังก์ชันถ่ายโอนแบบกลับเฟส (Inverting) และไม่กลับเฟส (Non-inverting) สำหรับการตอบสนองต่าง ๆ ได้แก่ LPF, HPF,

BPF, BSF และ APF ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของ LPF และ HPF จะถูกขยายและป้อนกลับไปยังขาเข้า การป้อนกลับนี้ช่วยให้สามารถควบคุมค่า Q_s ได้โดยอิสระจากคุณสมบัติธรรมชาติ อีกทั้งการใช้ทรานซิสเตอร์มอสทำงานในช่วง subthreshold ช่วยให้ MI-OTA สามารถทำงานภายใต้แรงดันไฟฟ้าต่ำ บริโภคพลังงานต่ำ คุณสมบัติเหล่านี้ทำให้การออกแบบที่นำเสนอเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการใช้งานที่ต้องการใช้งานในช่วงความถี่ต่ำและข้อจำกัดด้านพลังงาน เช่น การสัญญาณชีวภาพ (Biomedical Signal Acquisition)

เอกสารอ้างอิง

- [1] F. Yucel, E. Yuce, "Supplementary CCII based second-order universal filter and quadrature oscillators," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 118, 2020.
- [2] H. Alpaslan, E. Yuce, "DVCC+ based multifunction and universal filters with the high input impedance features," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 103, 2020.
- [3] H.-P. Chen, I.-C. Wey, L.-Y., Chen, C.-Y. Wu, S.-F. Wang, "Design and Verification of a New Universal Active Filter Based on the Current Feedback Operational Amplifier and Commercial AD844 Integrated Circuit," *Sensors*, vol. 23, 8258, 2023.
- [4] M. Dogan, E. Minayi, E. Yuce, S. Minaei, "Current feedback operational amplifier-based fully orthogonal universal and multifunction filters," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 52, pp. 4086-4104, 2024.
- [5] C. Wang, H. Liu, Y. Zhao, "A New Current-Mode Current-Controlled Universal Filter Based on CCCII($\pm$)," *Circuits, Systems & Signal Processing*, vol. 27, pp. 673-682, 2008.
- [6] D. Agrawal, S. Maheshwari, "Electronically tunable mixed-mode third-order universal filter using a single EX-CCII," *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 19, 2022.
- [7] M. Kumngern, K. Dejhan, "Voltage-mode low-pass, high-pass, band-pass biquad filter using simple CMOS OTAs," 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Singapore, 2009.
- [8] A. Raj, "Mixed-Mode Electronically-Tunable First-Order Universal Filter Structure Employing Operational Transconductance Amplifiers," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 31, 2250234, 2022.
- [9] A. Namdari, M. Dolatshahi, M. Aghababaei Horestani, "A New Ultra-Low-Power High-Order Universal OTA-C Filter Based on CMOS Double Inverters in the Subthreshold Region," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 42, pp. 6379-6398, 2023.
- [10] N. Herencsar, O. Cicekolu, R. Sotner, J. Koton, K. Vrba, "New resistorless tunable voltage-mode universal filter using single VDIBA," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 76, pp. 251-260, 2013.
- [11] W. Jaikla, F. Khateb, T. Kulej, K. Pitaksuttayaprot, "Universal Filter Based on Compact CMOS Structure of VDDA," *Sensors*, vol. 21, 1683, 2021.
- [12] Y. Lakys, A. Fabre, "Shadow filters—new family of second-order filters," *Electronics Letters*, vol. 46, pp. 276-277, 2010, DOI: 10.1049/el.2010.3249
- [13] V. Biolkova, D. Biolk, "Shadow Filters for Orthogonal Modification of Characteristic Frequency and Bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 46, pp. 830-831, 2010.
- [14] F. Khateb, W. Jaikla, T. Kulej, M. Kumngern, D. Kubanek, "Shadow Filters Based on DDCC," *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 11, pp. 631-637, 2017, doi: 10.1049/iet-cds.2016.0522
- [15] F. Khateb, M. Kumngern, T. Kulej, R. K. Ranjan, "0.5 V Multiple-Input Multiple-Output Differential Difference Transconductance Amplifier and Its Applications to Shadow Filter and Oscillator," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 31212-31227, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3260146
- [16] I. Grech, J. Micallef, G. Azzopardi, C. J. Debono, "A low voltage wide-input-range bulk-input CMOS OTA," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 43, pp. 127-136, 2005.
- [17] M. Kumngern, T. Kulej, F. Khateb, 0.3-V 36-nW Voltage-Mode First-Order Filter based on Multiple-Input Operational Transconductance Amplifier, *IEEE ACCESS*, 2025.