

# วงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบ คุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ

## CMOS-based Three-Input Single-Output Universal Filter with Independent Tunable Pole-Q

มนตรี สมดุลยกนก

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

235 ถนนเพชรเกษม บางหว้า ภาษีเจริญ กรุงเทพฯ 10160

โทร.0-2457-0068 ต่อ 123 E-mail: [monsom@siamu.com](mailto:monsom@siamu.com)

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ โดยอาศัยโครงสร้างของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสียที่สังเคราะห์มาจากวงจรถิฟเฟอเรนเชียลหลายเอาต์พุตที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอสามารถกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ได้ห้ารูปแบบ (LPF, HPF, BPF, BRF และ APF) ภายในวงจรรวมกัน อีกทั้งยังสามารถปรับจูนค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) โดยมีค่าความไวต่ออุปกรณ์ค่อนข้างต่ำ คุณลักษณะของวงจรที่ได้ถูกจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice พบว่ามีความสอดคล้องกับคุณสมบัติในทางทฤษฎีเป็นอย่างดี

### Abstract

This paper presents CMOS-based three-input single-output universal filters with independent tunable pole-Q, The structure of circuit based upon lossless differentiator

synthesized from multi-output OTAs, together with grounded capacitors. The proposed universal filter can be realized as five different filtering transfer functions (LPF, HPF, BPF, BRF and APF) within the same circuit. Its quality factor ( $Q_p$ ) can be adjusted electronically independent of its frequency response ( $\omega_p$ ) 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

การประมวลสัญญาณอนาล็อกในปัจจุบันวงจรรองความถี่ได้ถูกออกแบบ และมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องสำหรับการทำงานในรูปแบบของกระแส เป็นที่ทราบกันเป็นอย่างดีว่า มีข้อดีกว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบแรงดัน จากงานวิจัยในอดีตพบว่าได้มีการออกแบบวงจรรองความถี่รูปแบบกระแส ซึ่งใช้อุปกรณ์แอกทีฟ เช่น วงจรตามกระแส (Current follower: CF) [1] วงจรสายพานกระแส (CCII) [2] และวงจรรขยายความนำ (Operational transconductance amplifier: OTA) [3-8] เป็นต้น

สมการไบควอดเรติก (Biquadratic) นับเป็นหลักการที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง และมีการนำมาวิเคราะห์เป็นวงจรรองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรรองความถี่ได้หลายรูปแบบ ซึ่งการทำงานของวงจรถูกกล่าวมาส่วนใหญ่จะใช้โครงสร้างแบบวงจรรีเอเตอร์เป็นหลัก [3-9] โดยจะมีการทำงานลักษณะคล้ายกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งขณะทำงานในช่วงความถี่สูงจะทำให้อัตราขยายมีการลดลงและเมื่อถูกสร้างให้เป็นวงจรรองความถี่ จะทำให้เกิดการลดลงของอัตราขยายที่ความถี่สูงขึ้น ประกอบกับแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์ในวงจรประเภทแอกทีฟก็จะมีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านด้วยเช่นกัน จึงทำให้อัตราขยายมักจะไม่เสถียรในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น แต่ในกรณีของโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลเอเตอร์ จะมีคุณสมบัติในการทำงานลักษณะคล้ายกันกับวงจรรองความถี่สูงผ่าน ซึ่งขณะทำงานในช่วงความถี่สูงจะทำให้อัตราขยายมีค่าสูงขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟในวงจร และเมื่อมีการนำไปสร้างเป็นวงจรรองความถี่ จึงทำให้มีความเสถียรในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น เพื่อให้สำหรับการชดเชยให้กับแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟด้วยเช่นกัน

บทความนี้เป็นการนำเสนอ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ โดยใช้สมการไบควอดเรติกจากสมการของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) เพื่อใช้เป็นสมการตั้งต้นที่สังเคราะห์โครงสร้างจากวงจรรีเอเตอร์โดยมีโอทีเอและตัวเก็บประจุแบบต่อ

กราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก เพื่อให้ได้วงจรรองความถี่ชนิดหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (Multiple-input single-output: MISO) รูปแบบกระแสที่สามารถปรับค่าความถี่ตอบสนองและค่าตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระ อีกทั้งยังให้คุณสมบัติของวงจรรองอื่น ๆ ได้อย่างครบถ้วน

## 2. ทฤษฎีและหลักการ

### 2.1 ไบควอดเรติก (Biquadratic)

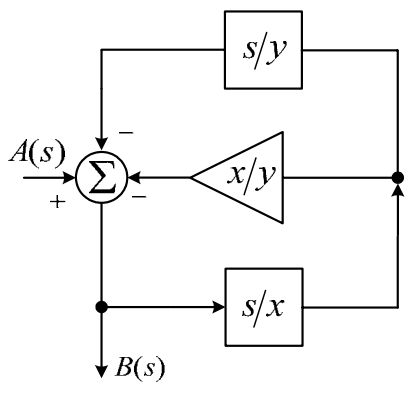
สมการที่ (1) เป็นสมการตั้งต้นของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF: Low-pass filter) อาศัยหลักการของฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดเรติกมาช่วยในการวิเคราะห์สมการตั้งต้นดังกล่าว สำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนสำหรับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) มีค่าเป็นดังสมการที่ (1)

$$\frac{B(s)}{A(s)} = \frac{xy}{s^2 + sy + xy} \quad (1)$$

ทำการปรับสมการที่ (1) ให้อยู่ในรูปโครงสร้างของวงจรรีเอเตอร์ ดังสมการที่ (2)

$$B(s) = A(s) - \frac{B(s)s^2}{xy} - \frac{s}{y} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) นำมาออกแบบเป็นบล็อกไดอะแกรมตามหลักการที่นำเสนอ ดังรูปที่ 1



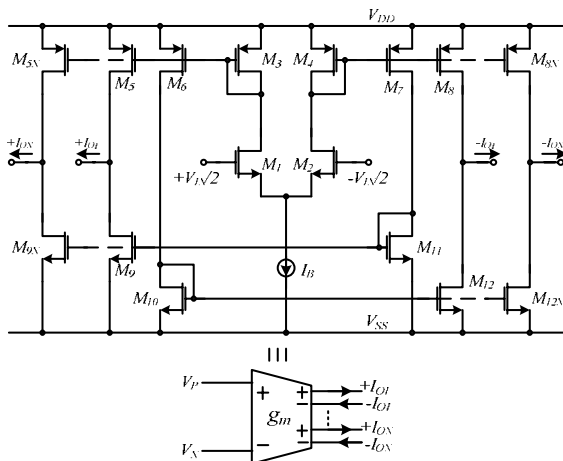
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมตามหลักการที่นำเสนอ

## 2.2 วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS MO-OTA)

วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS Multiple output operational transconductance amplifier: CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2 มีคุณสมบัติเอาต์พุตเป็นกระแสอินพุตเป็นแรงดัน [10] ซึ่งสมการความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตมีค่าเป็น

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

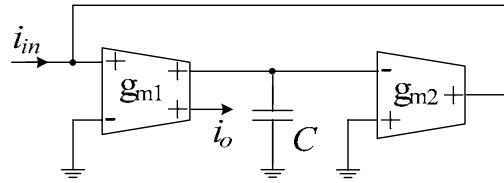
จากสมการที่ (3) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่าของกระแสไบอัส ( $I_B$ ) ที่โอทีเอ



รูปที่ 2 วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส

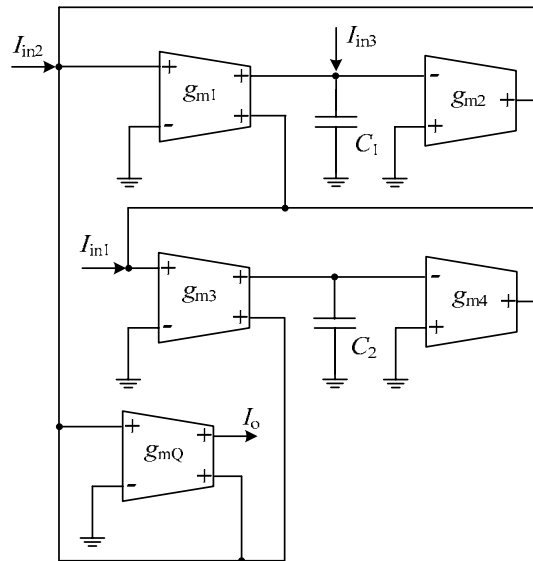
## 2.3. วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสีย (Lossless differentiator)

จากบล็อกไดอะแกรมตามหลักการในรูปที่ 1 เป็นการสังเคราะห์จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสีย (Lossless differentiator) ที่สร้างจากวงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอสและตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์ แสดงได้ดังรูปที่ 3 โดยมีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็นดังสมการที่ (4)



รูปที่ 3 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสีย

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



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้นำเสนอ

## 3. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ได้นำเสนอ

จากบล็อกไดอะแกรมตามหลักการในรูปที่ 1 และวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแบบไม่สูญเสียในรูปที่ 3 ถูกสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสที่ได้นำเสนอ แสดงดังรูปที่ 4 โดยมีฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ทั้ง 5 รูปแบบ คือ (LPF, HPF, BPF, BRF และ APF) แสดงได้ดังสมการที่ (5) – (9) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของ ( $g_{m3}$ ) ไม่มีผลต่อสมการที่ (5) – (9) แต่อย่างไรก็ตามสมการจะถูกหักล้างค่าของ ( $g_{m3}$ ) กันหมดตามสมการที่ (4)

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{in3} g_{m2} g_{m4} g_{mQ}}{g_{m1} C_1 C_2 D(s)} \quad (5)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}}}{D(s)} \quad (6)$$

$$T_{BP}(s) = -\frac{I_{in2}s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2}}{D(s)} \quad (7)$$

$$T_{BR}(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} + I_{in3} \frac{g_{m2}g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_1C_2}}{D(s)} \quad (8)$$

$$T_{AP}(s) = \frac{I_{in1}s^2 \frac{g_{mQ}}{g_{m1}} - I_{in2}s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2} + I_{in3} \frac{g_{m2}g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_1C_2}}{D(s)} \quad (9)$$

$$\text{โดยที่ } D(s) = s^2 + s \frac{g_{m4}g_{mQ}}{g_{m1}C_2} + \frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2} \quad (10)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (10) เปรียบเทียบได้กับรูปแบบของสมการโพลีโนเมียลได้คือ

$$D(s) = s^2 + s \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2 \quad (11)$$

ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง ( $\omega_p$ ) และ ( $Q_p$ ) มีค่าเป็น

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (12)$$

$$\text{และ } Q_p = \frac{g_{m1}}{g_{mQ}} \sqrt{\frac{g_{m2}C_2}{g_{m4}C_1}} \quad (13)$$

จากสมการที่ (5) – (9) สามารถสรุปเป็นเงื่อนไขของการกรองความถี่ห้ารูปแบบ คือ (HPF, LPF, BPF, BRF และ APF) ได้เป็น

การกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter: HPF) กำหนดโดย  $I_{in2} = I_{in3} = 0$  และ  $I_{in1} = I_{in}$

การกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter: LPF) กำหนดโดย  $I_{in1} = I_{in2} = 0$  และ  $I_{in3} = I_{in}$

การกรองความถี่ที่ต้องการผ่าน (Band-pass filter: BPF) กำหนดโดย  $I_{in1} = I_{in3} = 0$  และ  $I_{in2} = I_{in}$

การกรองความถี่ที่ต้องการออก (Band-reject filter: BRF) กำหนดโดย  $I_{in2} = 0$  และ  $I_{in1} = I_{in3} = I_{in}$

การกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter: APF) กำหนดโดย  $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3} = I_{in}$

กรณีของ (HPF, LPF และ APF) ต้องกำหนดให้ ( $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$ ) และ ( $C_1 = C_2 = C$ ) เมื่อ ( $Q_p = 1$ ) ในกรณีของ (BPF และ BRF) นั้นต้องกำหนดให้ ( $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_m$ ) และ ( $C_1 = C_2 = C$ ) และจากสมการที่ (12) ในการปรับค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) สามารถทำได้โดยการปรับค่าแกนของโอทีเอทั้งสอง ซึ่งถ้าโอทีเอทั้งสองมีค่าเท่ากันจะเห็นได้ว่าการควบคุมความถี่ตอบสนองจะมีความเสถียร

ส่วนกรณีการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) จากสมการที่ (13) นั้น สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระโดยไม่มีผลต่อค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) ทำได้จากการปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอที่ ( $I_{B1}$ ) หรือ ( $I_{BQ}$ ) ดังกล่าว

#### 4. ค่าความไวของวงจร (Circuit sensitivity)

สิ่งที่สามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่น่าเสนอ คือ ค่าความไวต่ออุปกรณ์แอกทีฟหรือพาสซีฟที่มีผลต่อความถี่ตอบสนอง ( $S_x^{\omega_p}$ ) และค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $S_x^{Q_p}$ ) เมื่อ (x) คือ อุปกรณ์แอกทีฟหรือพาสซีฟของแต่ละตัว ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_p} = S_{g_{mQ}}^{\omega_p} = 0 \quad (14)$$

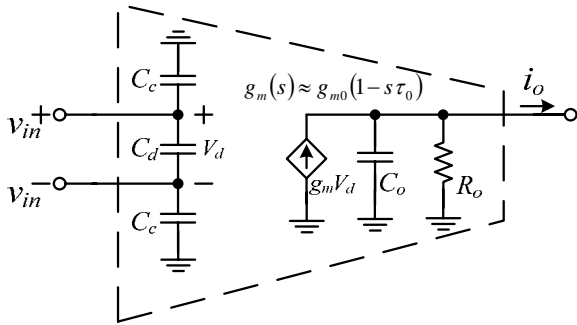
$$S_{g_{m2}}^{\omega_p} = S_{g_{m4}}^{\omega_p} = \frac{1}{2}, \quad S_{C_1}^{\omega_p} = S_{C_2}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (15)$$

$$S_{g_{m2}}^{Q_p} = S_{C_2}^{Q_p} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m4}}^{Q_p} = S_{C_1}^{Q_p} = -\frac{1}{2} \quad (16)$$

$$S_{g_{m1}}^{Q_p} = 1, \quad S_{g_{mQ}}^{Q_p} = -1 \quad (17)$$

## 5. การวิเคราะห์คุณสมบัติของ OTAs-C

การวิเคราะห์ผลกระทบบนเชิงที่ไม่เป็นอุดมคติของ (OTAs-C) สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ จากการวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กลงของโอทีเอ แสดงได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 รูปแบบทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กลงของโอทีเอ

จากรูปที่ 5 คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรสัญญาณขนาดเล็กลงของโอทีเอ คือ มีความแตกต่างระหว่างขั้วของอินพุตทั้งสองจากค่าความจุของ ( $C_d$  และ  $C_o$ ) ส่วนที่เอาต์พุตก็จะเกิดจากค่าความจุ ( $C_o$ ) ค่าความต้านทาน ( $R_o$ ) และค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) โดยที่ค่าของทรานสคอนดักแตนซ์จะส่งผลกระทบต่อค่าของความถี่ โดยผลกระทบดังกล่าวจะส่งผลต่อค่าพารามิเตอร์ที่โพลต่าง ๆ โดยสรุปได้เป็น

$$g_m(s) \approx g_{m0}(1 - s\tau_0); \quad \omega\tau_0 \ll 1 \quad (18)$$

เมื่อ ( $\omega\tau_0$ ) คือ ค่าพารามิเตอร์โพลอันดับที่สองของ (OTAs-C) และ ( $\omega_0 = 1/\tau_1$ ) ที่ย่านความถี่ ( $\omega \ll \omega_0$ ) ดังนั้นจึงสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอได้เป็น 2 กรณี ดังนี้

- กรณีที่ 1 โดยการกำหนดเงื่อนไข ( $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$ ) และ ( $C_1 = C_2 = C$ )

$$T_{HPn}(s) \equiv \frac{s^2}{D_n(s)} \quad (19)$$

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

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

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

ตัวแปรที่เกี่ยวข้องของ ( $\omega_{pn}$ ) และ ( $Q_{pn}$ ) มีค่าเป็น

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

และ  $Q_{pn} \equiv 1 \quad (24)$

จากสมการที่ (23) - (24) ในการวิเคราะห์เชิงไม่เป็นอุดมคติค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_{pn}$ ) จะไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_{pn}$ ) ใด ๆ

- กรณีที่ 2 โดยการกำหนดเงื่อนไข ( $g_{m1} = g_{m2} = g_{m4} = g_{mQ} = g_m$ ) และ ( $C_1 = C_2 = C$ )

$$T_{BPn}(s) \equiv \frac{\frac{g_{mQ}}{C}(s^2\tau_Q - s)}{D_n(s)} \quad (25)$$

$$T_{BRn}(s) \equiv \frac{s^2 + \frac{g_m^2}{C^2}[s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{D_n(s)} \quad (26)$$

$$D_n(s) \equiv s^2 \left( 1 - \frac{g_{mQ}}{C}\tau_Q + \frac{g_m^2}{C^2}\tau^2 \right) + s \left( \frac{g_{mQ}}{C} - 2\tau \frac{g_m^2}{C^2} \right) + \frac{g_m^2}{C^2} \quad (27)$$

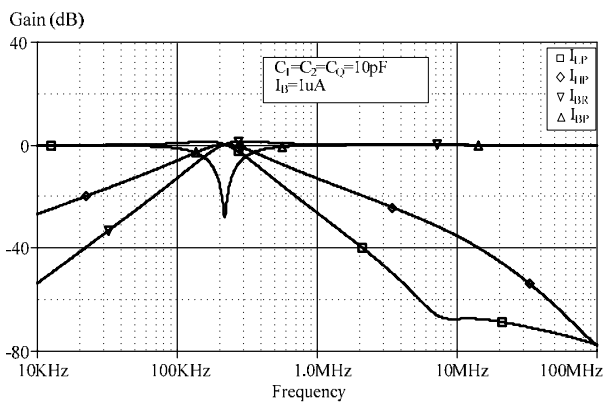
จากสมการที่ (25) - (27) จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์เชิงที่เป็นอุดมคติจะไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_{pn}$ ) ดังสมการที่ (28) แต่จะมีผลกระทบต่อค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_{pn}$ ) เป็นดังสมการที่ (29)

$$\omega_{pn} \equiv \frac{g_m}{C} \quad (28)$$

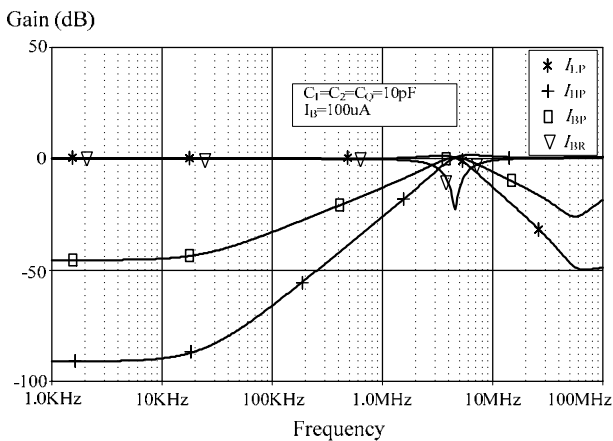
$$Q_{pn} \equiv \left( \frac{g_m [s^2\tau^2 - s(2\tau) + 1]}{g_{mQ} [s^2\tau_Q - s(\tau + \tau_Q) + 1]} \right) \quad (29)$$

## 6. การจำลองผลการทำงานของวงจรที่นำเสนองาน

วงจรกรองความถี่ที่นำเสนองานสามารถยืนยันคุณสมบัติและประสิทธิภาพด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้แบบจำลองของ (MOSIS TSMC 0.25  $\mu\text{m}$ ) ซึ่งถูกออกแบบเป็นวงจร (CMOS MO-OTA) ดังรูปที่ 2 โดยใช้แรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 1.2$  โวลต์ โดยที่มีขนาดของทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 1



รูปที่ 5 คุณสมบัติของวงจรกรองเมื่อปรับค่า  $I_B = 1 \mu\text{A}$



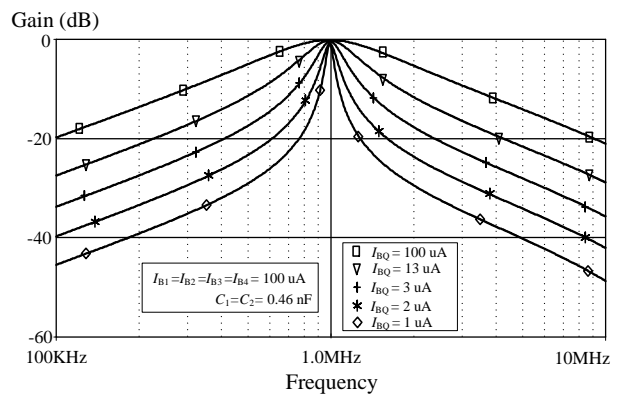
รูปที่ 6 คุณสมบัติของวงจรกรองเมื่อปรับค่า  $I_B = 100 \mu\text{A}$

จากรูปที่ 5 - 6 จำลองหาคุณสมบัติในการปรับค่าความถี่ตอบสนอง ( $\omega_p$ ) โดยปรับกระแสไบอัส ( $I_B$ ) ให้มีค่าเป็น  $1 \mu\text{A}$  และ  $100 \mu\text{A}$  ตามลำดับ ตัวเก็บประจุที่ใช้มีขนาดเป็น  $10 \text{ pF}$  โดยวงจรสามารถให้ค่าความถี่ตอบสนองอยู่ที่  $200 \text{ kHz}$  และ  $4.5 \text{ MHz}$  ตามลำดับ

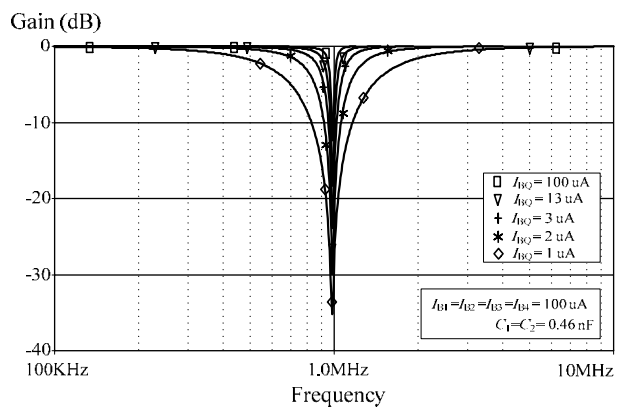
ตารางที่ 1 Aspect Ratio ทรานซิสเตอร์ CMOS MO-OTA

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

เพื่อยืนยันหลักการจากสมการที่ (13) เมื่อกำหนดความถี่ตอบสนองที่  $1 \text{ MHz}$  ทดลองปรับค่า ( $Q_p$ ) โดยการปรับค่า ( $I_{BQ}$ ) ผลของความถี่ตอบสนองแสดงดังรูปที่ 7-8 ตามลำดับ ในผลการจำลองกรณีของ (BPF และ BRF) โดยปรับค่า ( $Q_p$ ) ด้วยวิธีการข้างต้น แสดงดังรูปที่ 7-8 พบว่าการปรับค่า ( $Q_p$ ) สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยปรับจากกระแสไบอัสของโอทีเอซึ่งไม่มีผลต่อค่าของ ( $\omega_p$ )

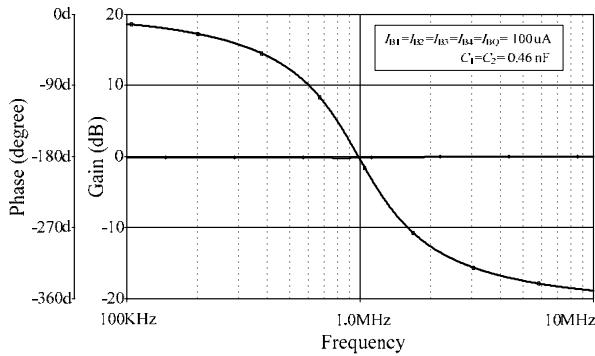


รูปที่ 7 คุณสมบัติของวงจรกรองแบบ BPF เมื่อปรับค่า  $I_{BQ}$

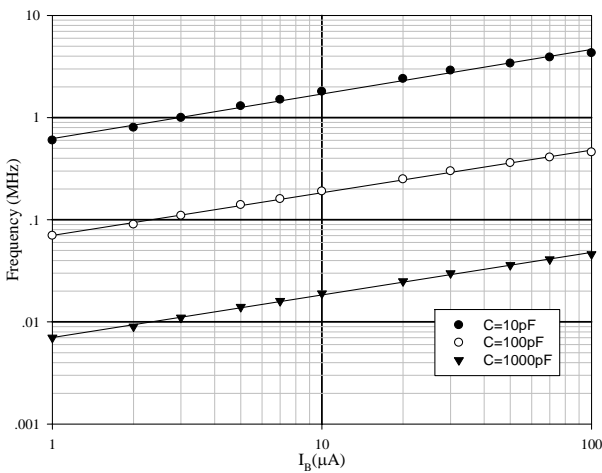


รูปที่ 8 คุณสมบัติของวงจรกรองแบบ BRF เมื่อปรับค่า  $I_{BQ}$

จากรูปที่ 9 แสดงคุณสมบัติส่วนหนึ่งของวงจรรองผ่านทุกความถี่ (APF) โดยมีค่าความถี่ตอบสนองอยู่ที่ 1 MHz และจากรูปที่ 10 แสดงค่าความถี่ตอบสนองของวงจรรองที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสของไอทีเอและค่าตัวเก็บประจุ พบว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎีข้างต้นเป็นอย่างดี



รูปที่ 9 คุณสมบัติของวงจร APF ที่ความถี่ 1 MHz



รูปที่ 10 ค่าความถี่ตอบสนองจากการปรับค่าของ  $I_B$  และ  $C$

## 7. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระด้วยหลักการของดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเดอเรเตอร์แบบไม่สูญเสียสมการตั้งต้นที่นำมาสังเคราะห์ คือ สมการวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและใช้ไอทีเอและตัวเก็บประจุแบบต่อกราวด์เป็นอุปกรณ์หลัก สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างเป็นอิสระจากค่าความถี่ตอบสนอง อีกทั้งยังสามารถกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ได้ห้ารูปแบบ (LPF, HPF, BPF, BRF และ APF) ภายในวงจรเดียวกัน จากการออกแบบด้วยคุณสมบัติของซีมอสและไม่ใช้ตัวต้านทานจึงทำให้วงจรที่นำเสนอนี้เหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ต่อไป

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยสยามและคณะผู้บริหารที่ให้โอกาส และการสนับสนุนจัดสรรทุนเพื่อทำการวิจัยในครั้งนี้ พล.ท.ดร.สมพงษ์ ตุ่มสวรรค์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ผู้ให้คำแนะนำและส่งเสริมในการทำวิจัย และ ผศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำ ทำให้บทความวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี

## 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-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.
- [8] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp1727-1728, 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.
- [10] P.E. Allen and D.R. Holberg, "CMOS Analog circuit design," Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.