

วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทาง อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ FTFN และ OTA *

ธนาภดี กล้าหาญ¹⁾ ทศยา ปุคละนันท์²⁾ และวรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์³⁾

- ¹⁾ นักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพฯ 10520
²⁾ อาจารย์ประจำ ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ จังหวัดกรุงเทพฯ 10800
³⁾ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพฯ 10520

Email: ktworapo@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแสที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอขึ้นประกอบด้วยวงจรฟูลเลอร์ลอยตัวสี่ขั้ว (Four Terminal Floating Nullor) หรือวงจร FTFN จำนวน 2 วงจร วงจร OTA แบบสองเอาต์พุตจำนวน 2 วงจร และตัวเก็บประจุแบบเทียบกราวด์ 2 ตัว ปราศจากการใช้ตัวต้านทานจากภายนอก โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass) แบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass) และแบบกรองผ่านความถี่เฉพาะช่วง (bandpass) ได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และพารามิเตอร์ ω_0/Q ของวงจรยังสามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ขึ้นแก่กันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่าอัตราขยายความนำของวงจร OTA สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอสามารถทดสอบและยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

คำสำคัญ : Four-Terminal Floating Nullors (FTFN), Operational Transconductance Amplifier (OTA), current-mode circuit, biquadratic filter

* รับต้นฉบับเมื่อวันที่ 1 พฤศจิกายน 2547 และได้รับบทความฉบับแก้ไขเมื่อวันที่ 29 พฤศจิกายน 2547

Electronically Tunable Current-Mode Multifunctional Biquadratic Filter Using FTFNs and Dual-Output OTAs *

Thananut Garhun¹⁾ Tattaya Pukkalanun²⁾ and Worapong Tangsrirat³⁾

¹⁾ Graduate student, Department of Control Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520

²⁾ Lecturer, Department of Industrial Electrical Technology (IET), Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800

³⁾ Assistant Professor, Department of Control Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520

Email: ktworapo@kmitl.ac.th

Abstract

An electrically tunable current-mode multifunctional biquadratic filter is described in this paper. The proposed filter consists of two four-terminal floating nullors (FTFNs), two dual-output Operational Transconductance Amplifiers (OTAs) and two grounded capacitors, without the use of external passive resistors. The circuit can simultaneously realize the lowpass, bandpass and highpass current transfer functions from the same configuration without changing the circuit configuration and elements. The natural angular frequency ω_0 and the parameter $\omega_0 Q$ can be orthogonally controlled through adjusting the transconductance gain of OTA. PSPICE simulation results are employed to confirm the circuit performance.

Keywords: Four-Terminal Floating Nullors (FTFN), Operational Transconductance Amplifier (OTA), current-mode circuit, biquadratic filter

* Original manuscript submitted: November 1, 2004 and Final manuscript received: November 29, 2004

บทนำ

ปัจจุบันเป็นที่ทราบกันดีแล้วว่าวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส (current-mode circuit) นั้นได้รับความสนใจและมีการพัฒนาขึ้นเป็นอย่างมาก ทั้งนี้เนื่องจากมีคุณสมบัติในการทำงานเหนือกว่าวงจรโหมดแรงดัน (voltage-mode circuit) หลายประการ อาทิเช่น สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงและนำไปออกแบบสร้างฟังก์ชันการกรองสัญญาณได้โดยง่าย [Wilson.1990] เป็นต้น และเมื่อไม่นานมานี้เนื่องการประยุกต์ใช้งานวงจร FTFN ในการสังเคราะห์และออกแบบบนาลอกรฟังก์ชันได้รับการสนใจและมีการพัฒนามากขึ้นเป็นลำดับ ซึ่งการออกแบบวงจรบนาลอกรฟังก์ชันโหมดกระแสโดยใช้วงจร FTFN เป็นอุปกรณ์หลัก เช่น วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) [Huisings.1990, Tangsritat and Surakampontrorn. 2001, and Tangsritat and Surakampontrorn. 2001.] วงจรกรองความถี่โหมดกระแส (current-mode filters) [Tangsritat and Surakampontrorn. 2000, Jiraseree-amornmon, Tangsritat and Surakampontrorn. 2001, and Liu. 1995.] วงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์ (sinusoidal oscillator) [Senani. 1994.] และ วงจรสังเคราะห์อิมมิแดนซ์แบบลอยตัว (floating immittances) [Senani. 1987.] ได้มีการวิจัยพัฒนาและนำเสนอขึ้นเป็นลำดับ จากบทความวิจัยดังกล่าวข้างต้นได้พิสูจน์และแสดงให้เห็นว่าวงจร FTFN นั้นมีความคล่องตัวและมีความยืดหยุ่นสำหรับนำไปออกแบบวงจรบนาลอกรฟังก์ชันสูงกว่าอุปกรณ์แอคทีฟชนิดอื่น เช่น โอปแอมป์ (Operational Amplifier, Op-Amp) หรือ วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor, CC) [Higashimura. 1991.] แต่อย่างไรก็ตามจากการติดตามผลงานวิจัยต่างๆ ที่ผ่านมายังพบว่าการนำเสนอวงจรกรองสัญญาณใบบควอดราติกโดยใช้วงจร FTFN ที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองสัญญาณได้หลายฟังก์ชันพร้อมกันภายในวงจรเดียวและสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ ω_0/Q ของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นั้น ยังคงมีการศึกษาวิจัยและพัฒนาค่อนข้างน้อย

ดังนั้นในบทความนี้จึงมีจุดประสงค์หลักเพื่อนำเสนออีกแนวทางหนึ่งในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่โดยใช้วงจร FTFN เป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย FTFN ต่อร่วมกับ OTA แบบสองเอาต์พุตโดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสใบบควอดราติก แบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass) แบบกรองผ่านความถี่เฉพาะช่วง (bandpass) และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass) ได้พร้อมกัน ปราศจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยที่ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และพารามิเตอร์ ω_0/Q ของวงจรยังสามารถที่จะปรับค่าได้อย่างอิสระด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรมีค่าที่ต่ำ นอกจากนี้จากการออกแบบโดยใช้ตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ (grounded capacitor) ยังมีความเหมาะสมกับการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าการใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยตัวอีกด้วย [Bhusan and Newcomb. 1967.] ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE มีความสอดคล้องเป็นไปตามทฤษฎีที่นำเสนอ

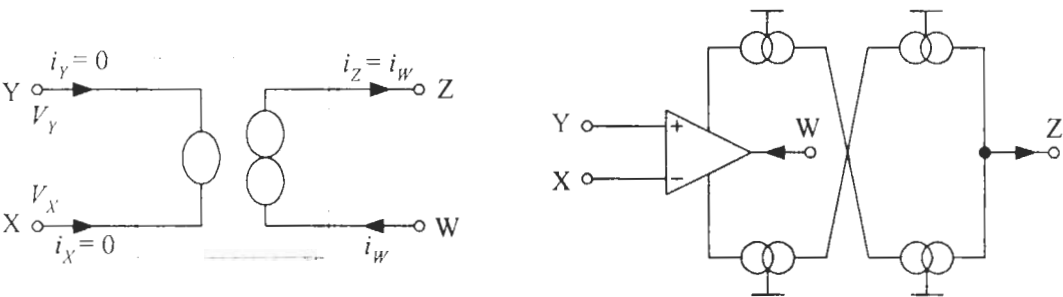
วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

วงจร FTFN คือ อุปกรณ์แอคทีฟที่สังเคราะห์ได้จากวงจรนูลเลอร์ (Nullor) [Huijsing, 1990, and Senani, 1994] ดังนั้นคุณสมบัติระหว่างแรงดันกระแสของวงจร FTFN ในทางอุดมคติจึงสามารถแสดงดังรูปที่ 1 และสามารถเขียนอธิบายได้ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

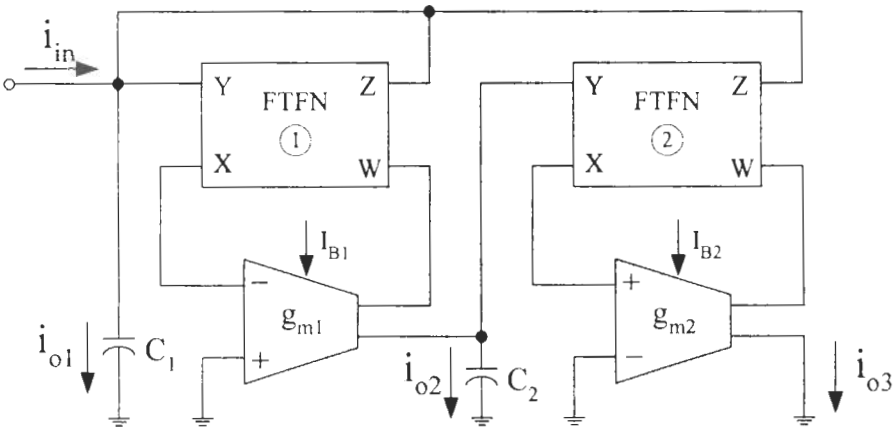
$i_X = i_Y = 0$

$V_X = V_Y$

และ $i_Z = i_W$ (1)



รูปที่ 1 แบบจำลองนูลเลอร์ของวงจร FTFN



รูปที่ 2 วงจรกรองสัญญาณใ้ควอดราติกหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแสที่นำเสนอ

รูปที่ 2 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันทำงานในโหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ FTFN และ OTA ที่นำเสนอ ซึ่งจากการวิเคราะห์วงจรจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร (current transfer function) ดังต่อไปนี้

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{o1}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{o2}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s C_2 g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3)$$

และ

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{o3}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (4)$$

โดยที่ $T_{HP}(s)$, $T_{BP}(s)$ และ $T_{LP}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass) แบบกรองผ่านความถี่เฉพาะช่วง (bandpass) และแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass) และ g_{m1} และ g_{m2} คือ อัตราขยายค่าความนำ (Transconductance gain) ของ OTA1 และ OTA2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_{B1}/2V_T$ เมื่อ I_{B1} คือ กระแสไบแอสของ OTAi (i = 1, 2) และ V_T คือ แรงดันความร้อน (Thermal voltage) มีค่าประมาณ 26 mV ที่อุณหภูมิห้อง 27°C ดังนั้นจากสมการที่ (2) ถึง สมการที่ (4) จึงแสดงให้เห็นว่า วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้พร้อมกันถึงสามฟังก์ชันโดยไม่ต้องทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร ทั้งยังไม่ต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจรอีกด้วย และพบว่าค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_o และพารามิเตอร์ ω_o/Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_o^2 = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (5)$$

และ

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{g_{m1}}{C_1} \quad (6)$$

จากสมการที่ (5) แสดงให้เห็นว่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_o ของวงจรนั้นสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำ g_{m2} ($= I_{B2}/2V_T$) ของ OTA2 โดยปราศจากผลกระทบกับพารามิเตอร์ ω_o/Q ของวงจร ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าทั้ง ω_o และ ω_o/Q สามารถที่จะปรับค่าได้อย่างอิสระไม่ขึ้นต่อกัน

กรณีนี้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์พาสซีฟที่มีต่อพารามิเตอร์ ω_o และ ω_o/Q ของวงจรที่นำเสนอ จะมีค่าเท่ากับ

$$S_{gm1}^{\omega_o} = S_{gm2}^{\omega_o} = -S_{C1}^{\omega_o} = -S_{C2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (7)$$

และ

$$S_{gm1}^{\omega_o/Q} = -S_{C1}^{\omega_o/Q} = 1 \quad (8)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความไวทั้งหมดมีค่าต่ำ

ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของ FTFN และ OTA

เมื่อพิจารณาผลของการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของ FTFN และ OTA ที่มีต่อสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ โดยในที่นี้ได้พิจารณาถึงค่าแอมittanceอินพุต (input admittance, $Y_i = g_i + sC_i$) และค่าแอมittanceเอาต์พุต (output admittance, $Y_o = g_o + sC_o$) ของ OTA [J. Wu, 1994] และผลการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของ FTFN ซึ่งเขียนแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้คือ

$$V_X = \beta V_Y$$

และ

$$i_Z = \alpha i_W \quad (9)$$

โดยที่ $\beta = 1 - \varepsilon_y$ และ $\alpha = 1 - \varepsilon_z$ เมื่อ ε_y และ ε_z คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต Y ไปพอร์ต X และค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต Z ไปพอร์ต W ตามลำดับ ดังนั้นจากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2 อีกครั้งทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{o1}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{sC_1\alpha[s(C_2 + C_o) + g_o]}{D(s)} \quad (10)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{o2}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{sC_2g_{m1}\beta\alpha}{D(s)} \quad (11)$$

$$TLP(s) = \frac{I_{o3}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{g_{m1}g_{m2}\beta^2\alpha}{D(s)} \quad (12)$$

โดยที่

$$D(s) = s^2C_1(C_2 + C_o)\alpha + s[C_1g_o\alpha + (C_2 + C_o)g_{m1}\beta] + g_{m1}\beta(g_{m2}\beta + g_o)$$

สำหรับกรณีนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_{on} และพารามิเตอร์ ω_{on}/Q_n ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{on}^2 = \left[\frac{g_{m1}\beta(g_{m2}\beta + g_o)}{C_1(C_2 + C_o)\alpha} \right] \quad (13)$$

และ

$$\frac{\omega_{on}}{Q_n} = \left[\frac{C_1g_o\alpha + (C_2 + C_o)g_{m1}\beta}{C_1(C_2 + C_o)\alpha} \right] \quad (14)$$

เมื่อทำการเปรียบเทียบสมการที่ (5) และ (6) กับสมการที่ (13) และ (14) ทำให้พบว่าเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของวงจร มีค่าเป็น

$$|\varepsilon_\omega| = \left\{ 1 - \frac{\beta \left(\beta + \frac{g_o}{g_{m2}} \right)}{\alpha \left(1 + \frac{C_o}{C_2} \right)} \right\} \times 100 \% \quad (15)$$

และ

$$|\varepsilon_{\omega/Q}| = \left\{ 1 - \frac{\alpha \left(\frac{g_o}{g_{m1}} \right) C_1 + \beta(C_2 + C_o)}{\alpha(C_2 + C_o)} \right\} \times 100 \% \quad (16)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mS}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$, $\alpha = 0.98$, $\beta = 0.97$, $g_o = 14.28 \text{ nS}$ และ $C_o = 3.6 \text{ pF}$ จะได้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด $|\varepsilon_\omega|$ และ $|\varepsilon_{\omega/Q}|$ ที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากับ 0.51% และ 1.02% ตามลำดับ และเมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (13) และ (14) จะได้ค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์แอกทีฟกรณีที่มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังต่อไปนี้

$$S_{\beta}^{\omega_{on}} = \left[1 - \frac{g_o}{2(g_{m2}\beta + g_o)} \right] \quad (17)$$

$$S_{\alpha}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2} \quad (18)$$

$$S_{g_o}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \left[\frac{g_o}{(g_{m2}\beta + g_o)} \right] \quad (19)$$

$$S_{C_o}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2}(C_1 C_o \alpha)^{1/2} \left(1 + \frac{C_2}{C_o} \right)^{1/2} \quad (20)$$

และ

$$S_{\beta}^{\omega_{on}/Q_n} = \left[1 - \frac{\left(\frac{g_o}{C_2 + C_o} \right)}{\left(\frac{g_{m1}\beta}{C_1\alpha} + \frac{g_o}{C_2 + C_o} \right)} \right] \quad (21)$$

$$S_{\alpha}^{\omega_{on}/Q_n} = (-1) \left[1 - \frac{\left(\frac{g_o}{C_2 + C_o} \right)}{\left(\frac{g_{m1}\beta}{C_1\alpha} + \frac{g_o}{C_2 + C_o} \right)} \right] \quad (22)$$

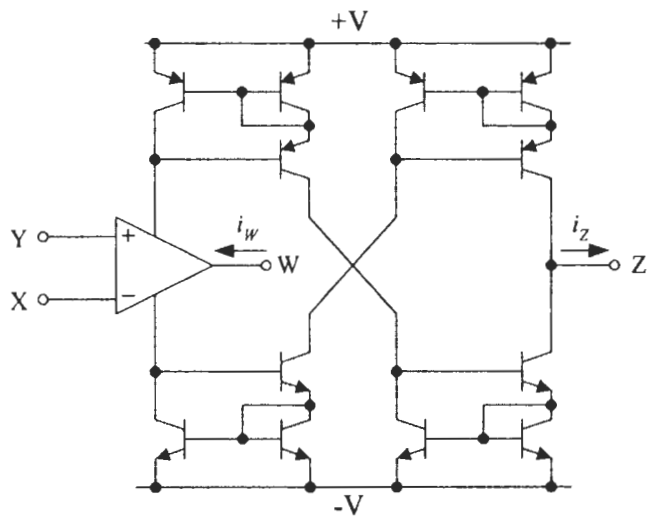
$$S_{g_o}^{\omega_{on}/Q_n} = \left[1 - \frac{\left(\frac{g_{m1}\beta}{C_1\alpha} \right)}{\left(\frac{g_{m1}\beta}{C_1\alpha} + \frac{g_o}{C_2 + C_o} \right)} \right] \quad (23)$$

$$S_{C_o}^{\omega_{on}/Q_n} = (-1) \left(\frac{g_o}{C_2 + C_o} \right) \left[\frac{C_1 C_o \alpha}{g_{m1}\beta(C_2 + C_o) + C_1 g_o \alpha} \right] \quad (24)$$

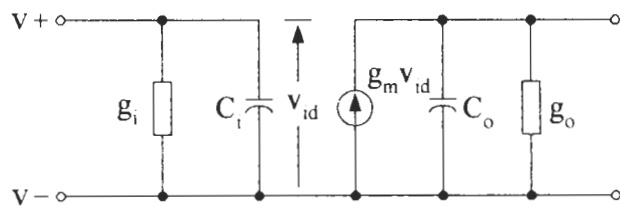
สมการที่ (17) ถึง (24) แสดงให้เห็นว่าค่าความไวทั้งหมดยังคงมีค่าต่ำ

ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้ PSPICE

สมรรถนะในการทำงานของวงจรที่นำเสนอ ดังรูปที่ 2 สามารถยืนยันได้ด้วย ผลการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ถึงแม้ว่าเทคนิคการสังเคราะห์วงจร FTFN ได้มีการนำเสนอขึ้นมากมาย [Huijsing.1990,Tangsirat and Surakampontrorn. 2001, Tangsirat and Surakampontrorn.2001, Jiraseree-amornmon, Tangsirat and Surakampontrorn.2001. and Stevenson. 1984.] แต่สำหรับการเลียนแบบการทำงานของวงจรในที่นี่ได้อาศัยการสังเคราะห์วงจร FTFN ดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์เบอร์ AD704 และเทคนิค power supply current sensing [Brinson and Faulkner.1994.] โดยเลือกใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2907 และ 2N2222 สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด pnp และ npn ตามลำดับ ส่วนวงจร OTA นั้นได้ใช้โมเดลของ OTA เบอร์ IC CA3080 ดังแสดงในรูปที่ 4 ซึ่งมีคุณสมบัติประจำตัวดังนี้คือ $g_i = 10 \mu S$, $C_i = 2.6 \text{ pF}$, $g_o = 14.28 \text{ nS}$ และ $C_o = 3.6 \text{ pF}$ [Wu.1994.] โดยที่ OTA แบบสองเอาต์พุตนั้นสามารถสังเคราะห์ได้โดยใช้ OTA หนึ่งเอาต์พุตต่อแบบขนานกันสองตัว



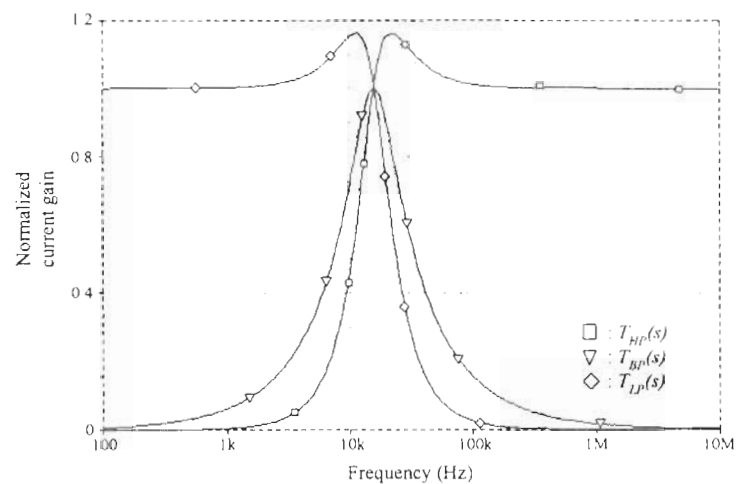
รูปที่ 3 การสังเคราะห์วงจร FTFN โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ AD704 และเทคนิค power supply current sensing



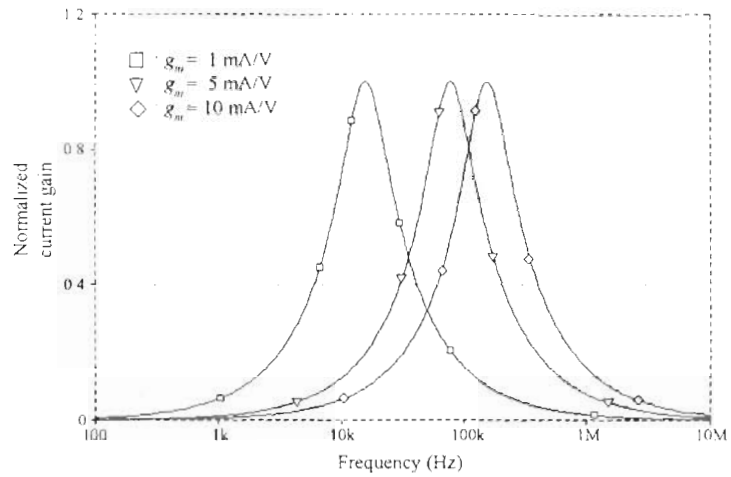
รูปที่ 4 โมเดลของ OTA เบอร์ IC CA3080

รูปที่ 5 แสดงผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเมื่อ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ และ $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mA/V}$ เพื่อทำให้ได้ค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 15.91 \text{ kHz}$ และตัวประกอบคุณภาพ (Q-factor) มีค่าเท่ากับ 1 ในขณะที่ค่าความถี่ธรรมชาติที่ได้จากการเลียนแบบมีค่าประมาณ 15.85 kHz นั่นคือมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นเท่ากับ 0.38% ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีดังสมการที่ (15)

สำหรับคุณสมบัติในการแปรค่าตำแหน่งความถี่ธรรมชาติของวงจรด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์นั้น ในที่นี้ได้ทดสอบโดยใช้วงจรกรองผ่านความถี่เฉพาะช่วง เมื่อทำการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของ OTA1 และ OTA2 (หรือ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$) ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น $g_m = 1 \text{ mA/V}$, 5 mA/V และ 10 mA/V ตามลำดับ และเลือกใช้ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ ซึ่งผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในกรณีนี้แสดงได้ดังรูปที่ 6 พบว่าค่าความถี่ธรรมชาติที่ได้จากการเลียนแบบนั้นมีค่าเท่ากับ 15.85 kHz , 78.64 kHz และ 159.45 kHz ตามลำดับ จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรดังรูปที่ 5 และรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่ามีผลสอดคล้องเป็นไปตามที่คาดการณ์เอาไว้ตามทฤษฎีดังสมการที่ (5) และ (6)



รูปที่ 5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร เมื่อ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ และ $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mA/V}$



รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่เฉพาะช่วง
เมื่อแปรค่า $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ เป็น 1 mS/V, 5 mS/V และ 10 mS/V ตามลำดับ

บทสรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณในควอดรังก์หลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบกระแสควบคุม ซึ่งรูปแบบของวงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร FTFN จำนวน 2 วงจร วงจร OTA แบบสองเอาต์พุต 2 วงจร และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์ 2 ตัว และได้แสดงให้เห็นว่ารูปแบบวงจรที่นำเสนอ นั้นสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองสัญญาณโหมดกระแสที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการ อิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่าอัตราขยายค่าความนำของ OTA ในวงจร นอกจากนี้ยังพบว่าค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และค่าตัวประกอบคุณภาพ Q ของวงจรสามารถแปรค่าได้อย่างอิสระไม่ขึ้นต่อกัน คุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอขึ้นในบทความนี้สามารถยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร

เอกสารอ้างอิง

- Wilson, B. 1990.Recent development in current conveyors and current mode circuits. IEE Proceedings Pt. G, 137: 63-77.
- Huijsing, J.H. 1990. Operational floating amplifier. IEE Proceedings Pt. G, 137: 131-136.
- Tangsrirat W. and Surakampontorn, W. 2001. FTFN with variable current gain. Proceedings of 2001 IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology (TENCON 2001): 209-212.
- Tangsrirat W. and Surakampontorn, W. 2001.Tunable FTFN and its applications. Proceedings of The International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2001) :489-492.

- Bhusan M. and Newcomb, R.W. 1967. Grounding of capacitors in integrated circuits. **Electronics Letters**. 3: 148-149.
- Brinson M.E. and Faulkner, D.J. 1994. SPICE macromodel for operational amplifier power supply current sensing. **Electronics Letters**. 30: 1911-1912.
- Higashimura, M. 1991. Realization of current-mode transfer function using four-terminal floating nullor. **Electronics Letters**. 27: 170-171.
- Jiraseree-amornmon A., Tangsrirat W. and Surakampontrorn, W. 2001. **CMOS multi-output FTFN : A translinear approach**. Proceedings of 2001 IEEE International Analog VLSI Workshop: 62-67.
- Liu, S.I. 1995. Cascadable current-mode filters using single FTFN. **Electronics Letters**. 31: 1965-1966.
- Senani, R. 1994. On equivalent forms of single op-amp sinusoidal RC oscillators. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications**. 41: 617-624.
- Senani, R. 1987. A novel application of four-terminal floating nullors. **Proceedings of the IEEE**. 75: 1544-1546.
- Stevenson, J.K. 1984. Two way circuit with inverse transform properties. **Electronics Letters**. 20: 965-967.
- Tangsrirat W. and Surakampontrorn, W. 2000. **A realization of current-mode biquadratic filters using multiple-output FTFNs**. Proceedings of The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2000): 571-574.
- Wu, J. 1994. Current-mode high-order OTA-C filters. **International Journal of Electronics**. 76: 1115-1120.