

บทที่ 4

สถาปัตยกรรมของวงจรรอง

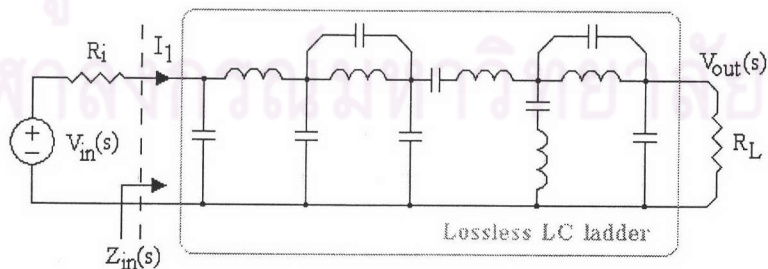
ดังที่กล่าวในบทที่ 3 วงจรรองสัญญาณวิดีโอสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ วงจรรองผ่านต่ำชนิดเอลลิปติกอันดับ 5 วงจร Equalizer อันดับ 3 และส่วนขยายสัญญาณความถี่สูงที่ถูกลดทอนไปจากการสร้างสัญญาณกลับของตัวแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อกให้กลับคืนมา (Sin(X)/X correction) โดยวงจรรองทั้ง 3 ส่วนจะใช้สถาปัตยกรรมที่ต่างกันในการสร้างดังต่อไปนี้

4.1 สถาปัตยกรรมของวงจรรองผ่านต่ำชนิดเอลลิปติกอันดับ 5

ในการสร้างวงจรรองบนวงจรรวม การต่อวงจรแบบ cascade ด้วยวงจร Biquads ดังหัวข้อ 2.2.1 เป็นโครงสร้างที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย แต่ในการสร้างวงจรรองผ่านต่ำที่มีอันดับตั้งแต่ 3 ขึ้นไป สถาปัตยกรรมแบบขั้นบันไดชนิดไม่สูญเสีย (The lossless ladder filter architecture) มักถูกนำมาใช้ [1]-[4] เนื่องจากมีความทนทานต่อความแปรปรวนค่าของทรานซิสคอนดักเตอร์ (G_m) และตัวเก็บประจุได้ดีกว่า ดังนั้นวงจรรองที่ออกแบบจึงเลือกใช้โครงสร้างแบบขั้นบันได

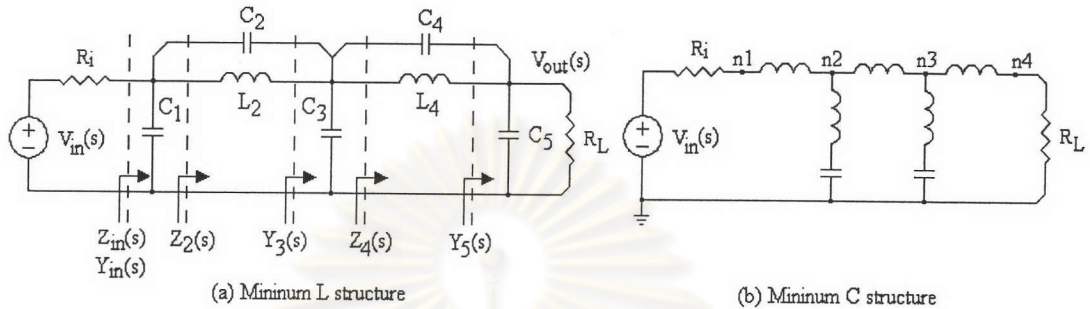
4.1.1 โครงสร้างวงจรรองแบบขั้นบันไดชนิดไม่สูญเสีย [6], [7]

วงจรรองแบบขั้นบันไดมีลักษณะโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยส่วนที่ไม่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานและโหลดจะเป็นตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเท่านั้นจึงไม่สูญเสียพลังงานในการส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปถึงโหลด



รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของวงจรรองแบบขั้นบันไดชนิดไม่สูญเสีย

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองผ่านต่ำแบบเอลลิปติกอันดับ 5 สามารถสร้างด้วยโครงสร้างดังรูปที่ 4.2(a) หรือ 4.2(b) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้โครงสร้างดังรูปที่ 4.2(a) เนื่องจากโครงสร้าง 4.2(b) มีบางโนด (node) ดังเช่นโนด n1 ถึง n4 ที่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ซึ่งหากมีตัวเก็บประจุชนิดปรสิติกที่เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ต่อลงกราวด์ที่โนดดังกล่าวจะเป็นการเพิ่มขั้ว (pole) ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอง



รูปที่ 4.2 สถาปัตยกรรมแบบขั้นบันไดสำหรับวงจรรองผ่านต่ำแบบเอลลิปติกอันดับ 5

โครงสร้างดังรูปที่ 4.2(a) สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยหาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบติดตัวแปรทั้ง 9 ตัวคือ $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_2, L_4, R_i, R_L$ ได้ดังสมการที่ (4-1)

$$H(s) = \frac{1}{1 + R_i/R_L} * \frac{(L_2 C_2 s^2 + 1)(L_4 C_4 s^2 + 1)}{k_5 s^5 + k_4 s^4 + k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + 1} \quad (4-1)$$

$$k_5 = L_2 L_4 \frac{R_i}{(1 + R_i/R_L)} (C_1 C_2 C_4 + C_1 C_2 C_5 + C_1 C_3 C_4 + C_1 C_3 C_5 + C_1 C_4 C_5 + C_2 C_3 C_4 + C_2 C_3 C_5 + C_2 C_4 C_5)$$

$$k_4 = L_2 L_4 \frac{1}{(1 + R_i/R_L)} \left[\frac{R_i}{R_L} (C_1 C_3 + C_2 C_4 + C_1 C_2 - C_2 C_3 + C_1 C_4) + (C_2 C_5 + C_2 C_4 + C_3 C_5 + C_4 C_5 + C_3 C_4) \right]$$

$$k_3 = \frac{L_2 L_4}{R_L (1 + R_i/R_L)} (C_2 + C_3 + C_4) + \frac{R_i}{(1 + R_i/R_L)} [L_2 C_2 (C_1 + C_3 + C_5) + L_2 C_1 (C_3 - C_5) + L_4 C_4 (C_1 + C_3 + C_5) + L_4 C_5 (C_1 + C_3)]$$

$$k_2 = (L_2 C_2 + L_4 C_4) + \frac{1}{(1 + R_i/R_L)} \left[\frac{R_i}{R_L} (L_2 C_1 + L_4 C_3 + L_4 C_5) + (L_2 C_3 + L_2 C_5 + L_4 C_5) \right]$$

$$k_1 = \frac{1}{(1 + R_i/R_L)} \left[\frac{(L_2 + L_4)}{R_L} + R_i (C_1 + C_3 + C_5) \right]$$

สำหรับวงจรรองแบบปกติที่มีอัตราขยายในแถบผ่านเป็นค่าคงที่ (หรือมีการกระเพื่อมเล็กน้อย) จะใช้ R_i เท่ากับ R_L เพื่อให้การส่งผ่านพลังงานในแถบผ่านจากแหล่งจ่ายไปโหลด R_L มีค่าสูงที่สุดซึ่งจะเป็นผลให้ความปรวนแปรของอัตราขยายในแถบผ่านที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ที่ใช้มีค่าต่ำที่สุด [6] ส่วนการหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอาจใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์แต่สมการที่ได้จะซับซ้อนมาก วิธีโดยทั่วไปสำหรับหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเหล่านี้จะใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองหา $Z_n(s)$ ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ก่อนจากนั้นจึงค่อยๆ แก่

หาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ค่า $Z_{in}(s)$ จะหาได้จากสมการที่ (4-2) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสัมประสิทธิ์การสะท้อน $\rho(s)$ ดังในภาคผนวก ก

$$Z_{in}(s) = R_i \frac{1 - \rho(s)}{1 + \rho(s)} \quad \text{or} \quad Z_{in}(s) = R_i \frac{1 + \rho(s)}{1 - \rho(s)} \quad (4-2)$$

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอาจใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยคำนวณซึ่งแสดงไว้ในภาคผนวก ข เริ่มจากฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบของวงจรรองที่ได้จากบทที่ 3 แต่จะมีพจน์ 1/2 ติดอยู่ดังสมการที่ (4-3) เนื่องจากโครงสร้างดังรูปที่ 4.2(a) ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-1) จะลดทอนสัญญาณขาเข้าลงครึ่งหนึ่งในกรณีที่ R_i เท่ากับ R_L

$$H(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{0.09925s^4 + 0.6788s^2 + 1}{2.178s^5 + 3.287s^4 + 5.435s^3 + 4.539s^2 + 2.91s + 1} \right) \quad (4-3)$$

จาก $H(s)$ ในกรณีที่เลือกให้ R_i เท่ากับ R_L จะได้อัตราส่วนการส่งผ่านพลังงานซึ่งมีนิยามดังสมการที่ (ก-7) ในภาคผนวก ก ดังนี้

$$\begin{aligned} |t(j\omega)|^2 &= 4H(j\omega)H(-j\omega) \\ &= \frac{0.009851\omega^8 - 0.1347\omega^6 + 0.6593\omega^4 - 1.358\omega^2 + 1}{4.743\omega^{10} - 12.87\omega^8 + 12.37\omega^6 - 4.454\omega^4 - 0.6099\omega^2 + 1} \end{aligned} \quad (4-4)$$

และได้ขนาดกำลังสองของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient) ดังนี้

$$\begin{aligned} |\rho(j\omega)|^2 &= 1 - |t(j\omega)|^2 \\ &= \frac{4.743\omega^{10} - 12.88\omega^8 + 12.51\omega^6 - 5.113\omega^4 - 0.7477\omega^2}{4.743\omega^{10} - 12.87\omega^8 + 12.37\omega^6 - 4.454\omega^4 - 0.6099\omega^2 + 1} \end{aligned} \quad (4-5)$$

ใช้ความสัมพันธ์ $s = j\omega$ เปลี่ยนจากฟังก์ชันในรูป ω มาเป็น s ได้

$$\rho(s)\rho(-s) = \frac{4.743s^{10} + 12.88s^8 + 12.51s^6 + 5.113s^4 + 0.7477s^2}{4.743s^{10} + 12.87s^8 + 12.37s^6 + 4.454s^4 - 0.6099s^2 - 1} \quad (4-6)$$

เมื่อถอดราก ตัวส่วนหรือขั้ว (poles) ที่ได้จะสมมาตรกับแกนจินตภาพ ให้เลือกเฉพาะขั้วที่อยู่ฝั่งซ้าย ส่วนศูนย์ (zeroes) ซึ่งอยู่บนแกนจินตภาพทั้ง 5 คู่ ให้เลือกมาคู่ละ 1 ตัว จะได้

$$\rho(s) = \frac{s^5 + 1.358s^3 + 0.397s}{s^5 + 1.509s^4 + 2.496s^3 + 2.084s^2 + 1.336s + 0.4591} \quad (4-7)$$

ค่า $Z_{in}(s)$ หาได้ 2 แบบดังสมการที่ (4-2) ถ้าใช้แบบแรกจะได้ $Z_{in}(s)$ ของโครงสร้างดังรูปที่ 4.2(b) ดังนั้นจึงใช้แบบที่สองซึ่งได้ $Z_{in}(s)$ ของโครงสร้างดังรูปที่ 4.2(a)

และจากรูปที่ 4.2(a) จะได้ว่า

$$\frac{1}{Z_{in}(s)} = Y_{in}(s) = sC_1 + \frac{1}{\frac{sL_2}{L_2C_2s^2+1} + Z_3(s)} = sC_1 + \frac{L_2C_2s^2+1}{sL_2 + (L_2C_2s^2+1)Z_3(s)} \quad (4-8)$$

ดังนั้น

$$C_1 = \left[\frac{Y_{in}(s)}{s} \right]_{s=j\sqrt{\frac{1}{L_2C_2}}} \quad (4-9)$$

โดยค่า $j(L_2C_2)^{-0.5}$ หาได้จากรากของตัวเศษของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองดังสมการที่ (4-1) เมื่อคำนวณออกมาจะได้ $C_1 = 1.1579F$ (หากใช้ L_4C_4 แทน L_2C_2 ก็จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุสลับกันแบบสมมาตรในแนวแกนตั้งรอบ C_3 ในรูปที่ 4.2(a) จากนั้นจะได้

$$\begin{aligned} Z_2(s) &= \frac{1}{Y_{in}(s) - sC_1} \\ &= \frac{1.509s^4 + 1.138s^3 + 2.084s^2 + 0.9392s + 0.4591}{0.2523s^5 + 0.1916s^4 + 1.44s^3 + 0.9968s^2 + 1.202s + 0.4591} \end{aligned} \quad (4-10)$$

จากรูปที่ 4.2(a) จะได้ว่า

$$Z_2(s) = \frac{sL_2}{L_2C_2s^2+1} + Z_3(s) \quad (4-11)$$

ดังนั้น

$$L_2 = \left[Z_2(s) \frac{(L_2C_2s^2+1)}{s} \right]_{\lim_{s \rightarrow j\sqrt{\frac{1}{L_2C_2}}} } \quad (4-12)$$

การหาค่า L_2 ต้องใช้การลิมิตค่า s เข้าใกล้ $j(L_2C_2)^{-0.5}$ หรืออาจทำโดยแยกพจน์ $L_2C_2s^2+1$ ออกจากตัวส่วนของ $Z_2(s)$ แล้วกำจัดพจน์นี้ทิ้งไปก่อนจึงแทนค่า $s = j(L_2C_2)^{-0.5}$ ก็ได้ เมื่อคำนวณออกมาจะได้ $L_2 = 1.1708H$ $C_2 = 0.1821F$ และหาค่า $Y_3(s)$ ได้ดังนี้

$$\frac{1}{Z_3(s)} = Y_3(s) = \frac{1.184s^3 + 0.8989s^2 + 1.202s + 0.4591}{0.5797s^2 + 0.4016s + 0.4591} \quad (4-13)$$

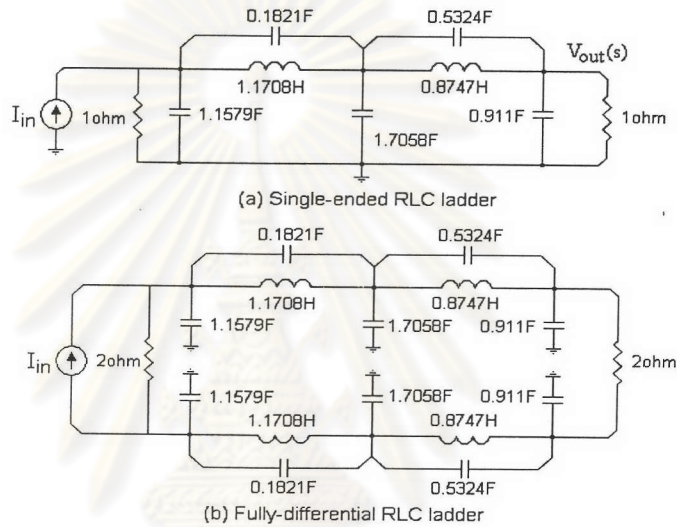
การหาค่า C_3, C_4, L_4, C_5 ใช้หลักการเดียวกับการหาค่า C_1, C_2, L_2 โดยจะได้ $C_3 = 1.7058F, C_4 = 0.5324F, L_4 = 0.8747H, C_5 = 0.9110F$ และได้ค่า $Z_4(s)$ และ $Y_5(s)$ ดังนี้

$$Z_4(s) = \frac{0.5797s^2 + 0.4016s + 0.4591}{0.1948s^3 + 0.2138s^2 + 0.4183s + 0.4591} \quad (4-14)$$

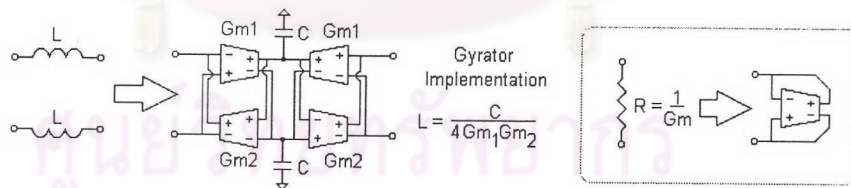
$$Y_5(s) = 0.9110s + 1 \quad (4-15)$$

และจากค่า $Y_5(s)$ จะได้ R_L เท่ากับ 1 โอห์มพอดี

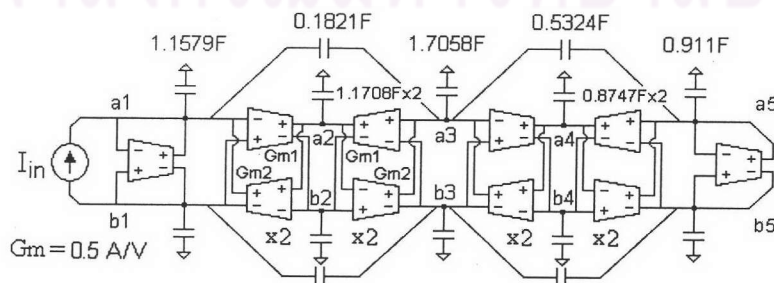
เมื่อได้ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรกรองต้นแบบมาดังรูปที่ 4.3(a) แล้วก็สามารถเปลี่ยนโครงสร้างเป็นแบบ Fully differential ดังรูปที่ 4.3(b) จากนั้นจึงแทนตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานด้วยตัวทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างของวงจรกรองชนิดเฮลลิบติกอันดับที่ 5 แบบ
ปลายเดี่ยว และ fully-differential

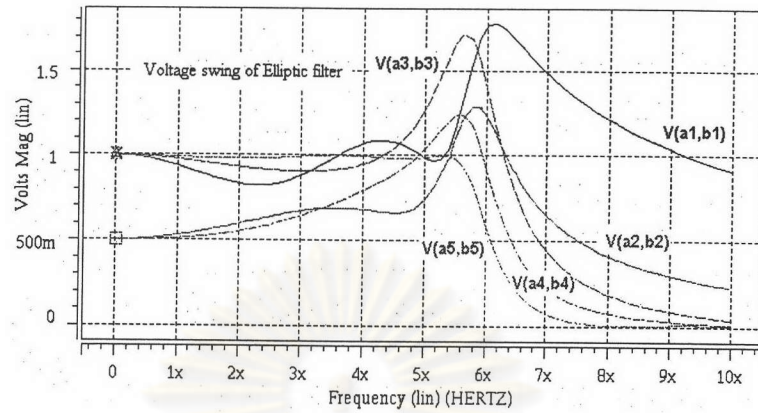


รูปที่ 4.4 การแทนตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานด้วยตัวตัวทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุ



รูปที่ 4.5 แสดงแสดงโครงสร้างของวงจรกรองชนิดเฮลลิบติกอันดับที่ 5
แบบ fully-differential ด้วยวิธี Gm-C

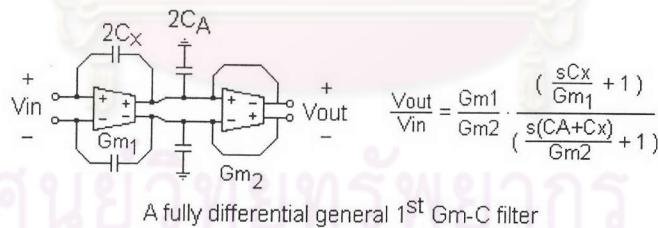
สำหรับตัว Gm_2 ที่ใช้สร้างตัวเหนี่ยวนำจะถูกเลือกให้มีขนาดเป็น 2 เท่าของตัว Gm_1 เพื่อให้แรงดันที่โหนด $V(a2,b2)$ และ $V(a4,b4)$ ในรูปที่ 4.5 มีแรงดันแกว่งน้อยลง โดยแรงดันแกว่งที่โหนดต่างๆสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6



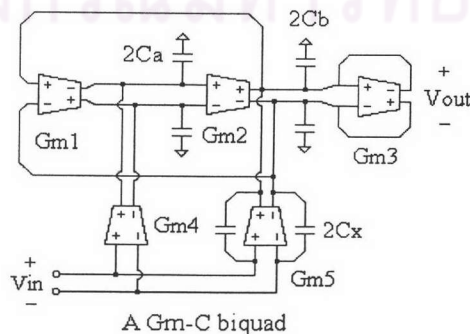
รูปที่ 4.6 แสดงแรงดันแกว่งที่โหนดต่างๆของวงจรกรองในรูปที่ 4.5

4.1.2 สถาปัตยกรรมวงจรกรองผ่านต่ำแบบ cascade

ดังที่กล่าวไว้ข้างต้นว่า วงจรกรองผ่านต่ำอาจสร้างได้ด้วยการต่อวงจรแบบ cascade ด้วยเช่นกันจึงลองสร้างเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสถาปัตยกรรมแบบขั้นบันได วงจรกรองอันดับที่ 1 สามารถสร้างด้วยตัวอินทิเกรตแบบ Gm-C ได้ดังรูปที่ 4.7 สำหรับวงจรกรองอันดับ 2 (biquad) จะกล่าวถึง 2 แบบ โดยแบบแรกดังแผนภาพแสดงการไหลสัญญาณในรูปที่ 2.3 สามารถสร้างด้วยตัวอินทิเกรตแบบ Gm-C ได้ดังรูปที่ 4.8 และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-16)



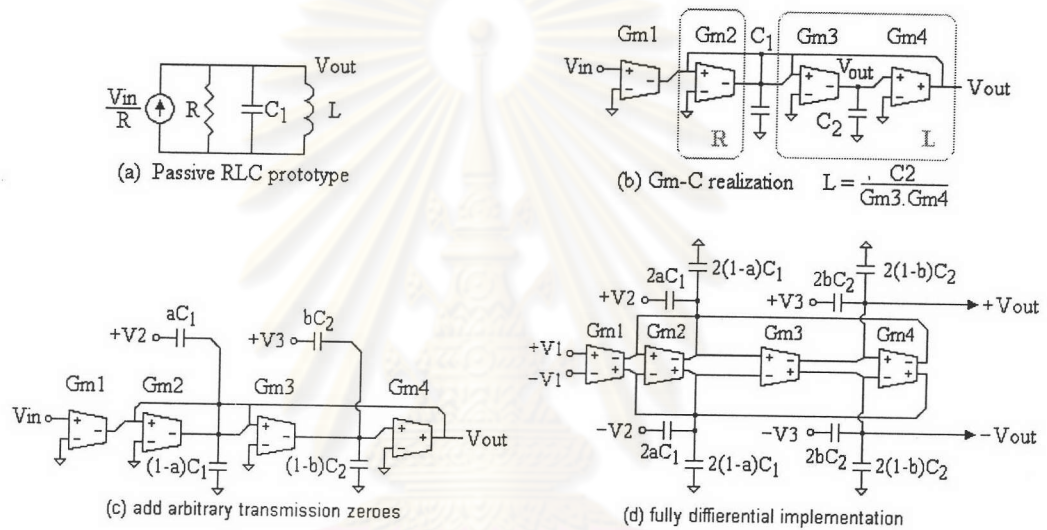
รูปที่ 4.7 วงจรกรองอันดับที่ 1 สร้างโดยตัวอินทิเกรตแบบ Gm-C [5]



รูปที่ 4.8 วงจรกรองอันดับที่ 2 สร้างโดยตัวอินทิเกรตแบบ Gm-C [5]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{C_x}{C_b + C_x}\right)s^2 + \left(\frac{Gm_5}{C_x + C_b}\right)s + \frac{Gm_2 Gm_4}{C_a(C_b + C_x)}}{s^2 + \left(\frac{Gm_3}{C_b + C_x}\right)s + \frac{Gm_1 Gm_2}{C_a(C_b + C_x)}} \quad (4-16)$$

วงจรกรองอันดับ 2 อีกแบบหนึ่ง ([6] หน้า 630) ซึ่งใช้แนวคิดในการสร้างต่างจากแบบแรก เริ่มจากวงจรอันดับ 2 แบบเฉื่อยงานดังรูปที่ 4.9(a) จากนั้นแทนตัวเหนี่ยวนำด้วย Gyator แทนตัวต้านทานด้วยทรานสดักเตอร์ดังรูป (b) จะได้ V_{out} ดังสมการที่ (4-17) แล้วจึงเพิ่มศูนย์แบบส่งผ่าน (transmission zeros) โดยเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปดังรูป (c) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-18) และเปลี่ยนเป็นโครงสร้างแบบ fully differential ดังรูป (d)



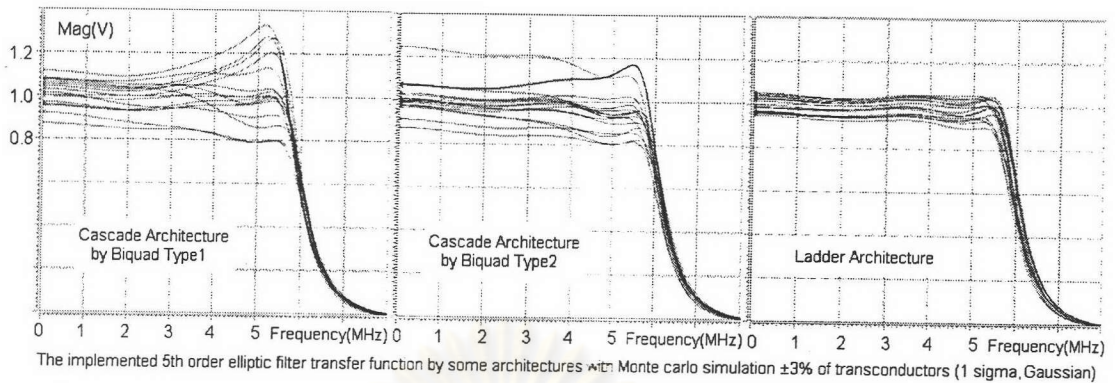
รูปที่ 4.9 วงจรกรองอันดับที่ 2 สร้างโดยตัวอินทิเกรตแบบ Gm-C [6]

$$V_{out} = \frac{gm_1 gm_3 V_i}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 gm_2 + gm_3 gm_4} \quad (4-17)$$

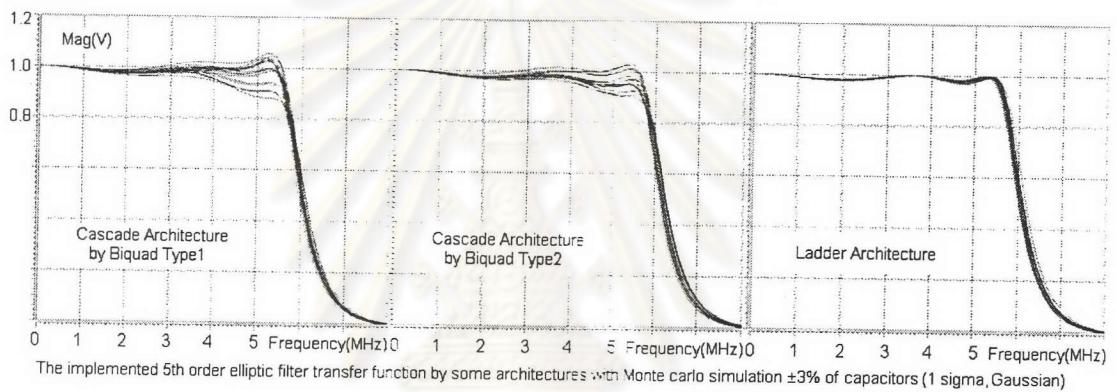
$$V_{out} = \frac{s^2 b C_1 C_2 V_3 + s(b C_2 gm_3 V_3 - a C_1 gm_3 V_2) + gm_1 gm_3 V_1}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 gm_2 + gm_3 gm_4} \quad (4-18)$$

เมื่อนำสถาปัตยกรรมทั้ง 3 แบบ คือแบบ cascade โดยใช้วงจรกรองอันดับ 2 ด้วยโครงสร้าง biquad แบบที่ 1 และแบบที่ 2 ดังกล่าว และแบบชั้นบันไดมาสร้างวงจรกรองผ่านต่ำชนิดเอลิปติกอันดับ 5 ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (3-8) และจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo 15 ครั้งโดยมีความแปรปรวนแบบเกาส์ $\pm 3\%$ ที่ 1 ซิกม่าของค่าของทรานสดักเตอร์ (Gm) และตัวเก็บประจุจะได้อัตราขยายของวงจรกรองรูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11 ตามลำดับ และจากกราฟจะพบว่าสถาปัตยกรรมแบบชั้นบันไดมีความทนทานต่อความแปรปรวนค่าของทรานส์

คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุได้ดีกว่าสถาปัตยกรรมแบบ Biquads ดังนั้นวงจรกรองที่ออกแบบจึงเลือกใช้โครงสร้างแบบชั้นบันได



รูปที่ 4.10 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo ของตัวทรานส์คอนดักเตอร์ในวงจรกรองสถาปัตยกรรมแบบต่างๆ



รูปที่ 4.11 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo ของตัวเก็บประจุในวงจรกรองสถาปัตยกรรมแบบต่างๆ

4.2 สถาปัตยกรรมของ Equalizer

Equalizer อันดับ 3 ดังสมการที่ (3-15) สามารถสร้างได้ด้วยสถาปัตยกรรมหลายแบบ สถาปัตยกรรมแบบ constant-resistance lattice [6] ซึ่งสร้างจากอุปกรณ์เฉื่อยงานแบบไม่สูญเสียสามารถทนทานความแปรปรวนของอุปกรณ์ต่างๆได้ดีแต่เมื่อทำเป็นวงจรแบบ fully-differential จะต้องใช้อุปกรณ์ในการสร้างจำนวนมาก สำหรับโครงสร้างแบบ cascade ด้วยสถาปัตยกรรมแบบ biquad จะต้องมียังวงจรกันชนแรงดัน (Voltage buffer) ที่ขาเข้าของวงจรกรองอันดับ 2 (biquad)

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้โครงสร้างแบบ IFLF ดังหัวข้อ 2.4.3 เนื่องจากมีข้อได้เปรียบคือ ใช้เพียงตัวเก็บประจุต่อลงกราวนด์ ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบมากอันหนึ่ง เนื่องจากตัวเก็บประจุบนวงจรรวมมักจะมีตัวเก็บประจุแบบปรสิติกมากถึง 15%-50% ขึ้นกับกระบวนการผลิต ที่ปลายข้างหนึ่งที่ติดกับ substrate (bottom plate) และข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งคือ ไม่ต้องใช้วงจรกันชนแรงดัน

โดยวงจร Equalizer อันดับ 3 ที่ได้มีโครงสร้างดังรูปที่ 4.12(a) และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-19)

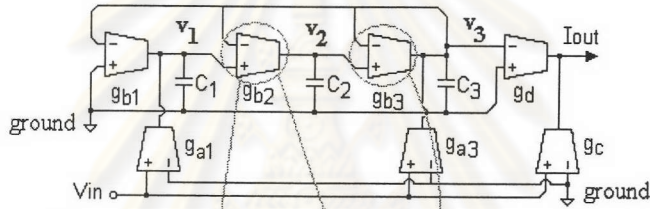
$$\frac{I_{out}(s)}{V_{in}(s)} = g_c \frac{s^3 + \left(\frac{g_{b3}}{C_3} - \frac{g_d}{g_c} \frac{g_{a3}}{C_3}\right)s^2 + \frac{g_{b3}}{C_3} \left(\frac{g_{b2}}{C_2} - \frac{g_d}{g_c} \frac{g_{a2}}{C_2}\right)s + \frac{g_{b3}}{C_3} \frac{g_{b2}}{C_2} \left(\frac{g_{b1}}{C_1} - \frac{g_d}{g_c} \frac{g_{a1}}{C_1}\right)}{s^3 + \frac{g_{b3}}{C_3} s^2 + \frac{g_{b3}}{C_3} \frac{g_{b2}}{C_2} s + \frac{g_{b3}}{C_3} \frac{g_{b2}}{C_2} \frac{g_{b1}}{C_1}} \quad (4-19)$$

เมื่อเลือกให้

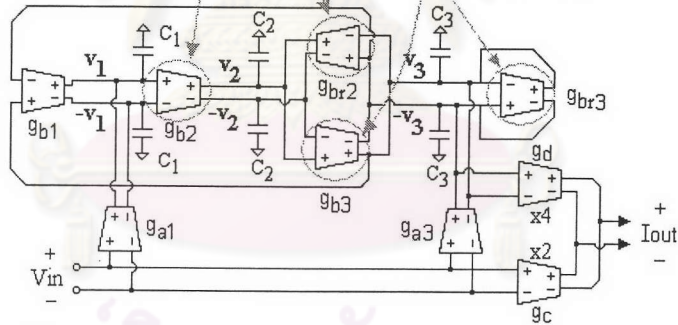
$$\frac{g_d}{g_c} = 2 \quad g_{a1} = g_{a3} = g_{b1} = g_{b2} = g_{b3} = g_m \quad g_{a2} = 0$$

จะได้

$$\frac{I_{out}(s)}{V_{in}(s)} = g_c \frac{s^3 - \frac{g_m}{C_3} s^2 + \frac{g_m}{C_3} \frac{g_m}{C_2} s - \frac{g_m}{C_3} \frac{g_m}{C_2} \frac{g_m}{C_1}}{s^3 + \frac{g_m}{C_3} s^2 + \frac{g_m}{C_3} \frac{g_m}{C_2} s + \frac{g_m}{C_3} \frac{g_m}{C_2} \frac{g_m}{C_1}} \quad (4-20)$$



(a) Single-ended IFLF architecture for 3rd equalizer prototype



(b) Fully-differential IFLF architecture for 3rd equalizer prototype

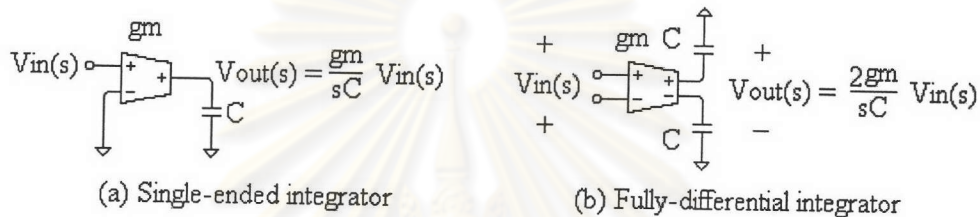
$$g_{a1} = g_{a3} = g_{b1} = g_{b2} = g_{b3} = g_{br2} = g_{br3} = g_m = 0.5AV \quad g_c = 2 \times g_m \quad g_d = 4 \times g_m$$

รูปที่ 4.12 วงจร Equalizer ต้นแบบอันดับ 3 ด้วยสถาปัตยกรรม IFLF [8]

จากฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบของ Equalizer อันดับ 3 ดังสมการที่ (4-20) หากเลือกให้ $g_m = 1 \text{ AV}$ แล้วนำไปเทียบสัมประสิทธิ์กับฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบของ Equalizer ดังสมการที่ (3-15) จะได้ค่า $C_1 = 3.8250 \text{ F}$, $C_2 = 1.4297 \text{ F}$, $C_3 = 0.7550 \text{ F}$

โครงสร้างแบบปลายเดี่ยว (single-ended) ดังรูปที่ 4.12(a) สามารถแปลงเป็นแบบ fully-differential ได้ดังรูปที่ 4.12(b) โดยตัว g_{b2} ของแบบปลายเดี่ยวจะแปลงไปเป็นตัว g_{br2} , g_{br2} ของแบบ fully-differential และตัว g_{b3} ของแบบปลายเดี่ยวก็จะแปลงไปเป็นตัว g_{br3} , g_{br3} ของแบบ

fully-differential ส่วนทรานส์คอนดักเตอร์ในโครงสร้างแบบปลายเดี่ยว ตัวอื่นๆที่ใช้ซ้ำเข้าข้างหนึ่ง ต่อลงกราวด์ก็เปลี่ยนไปเป็นโครงสร้างแบบ fully-differential แบบหนึ่งต่อหนึ่ง และหากเลือกให้ โครงสร้างแบบ fully-differential ใช้ตัวเก็บประจุค่าเดียวกับแบบปลายเดี่ยว ก็ต้องเปลี่ยนค่า ทรานส์คอนดักเตอร์จากที่ใช้ในแบบปลายเดี่ยว 1 AV ให้เป็น 0.5 AV ซึ่งสามารถอธิบายอย่าง ง่ายๆด้วยตัวอินทิเกรตดังรูปที่ 4.13 โดยจะเห็นว่าถ้าตัวทรานส์คอนดักเตอร์และตัวเก็บประจุใน โครงสร้างแบบปลายเดี่ยว และในโครงสร้างแบบ fully-differential มีค่าเท่ากันจะได้แรงดันขาออก (Vout) ของโครงสร้างแบบ fully-differential มีค่ามากกว่าโครงสร้างแบบปลายเดี่ยว 2 เท่า ดังนั้น จึงต้องลดค่าทรานส์คอนดักต์แทนซ์ของแบบ fully-differential ลงครึ่งหนึ่งเพื่อให้แรงดันขาออกเท่า เดิม

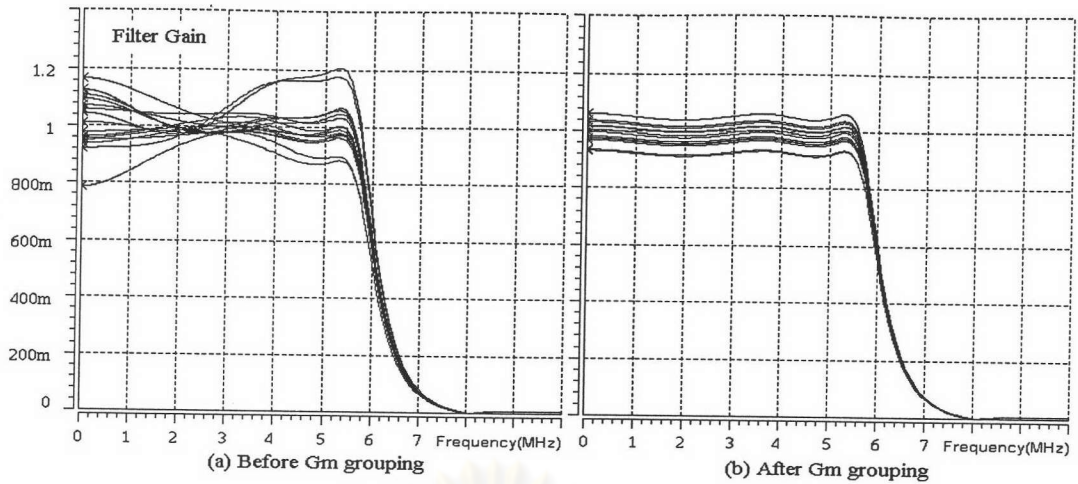


รูปที่ 4.13 ตัวอินทิเกรตแบบปลายเดี่ยวและแบบ fully -differential

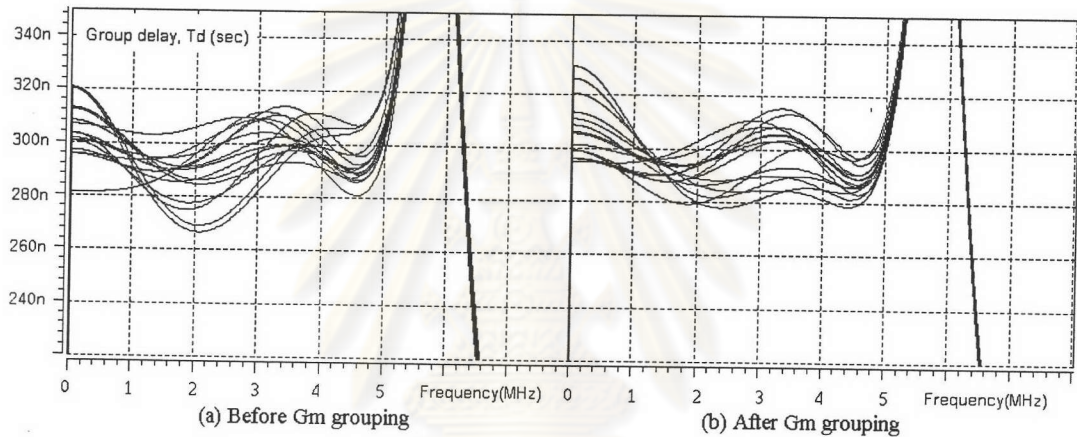
ความทนทานต่อความแปรปรวนในการผลิตวงจรรวมของ Equalizer สามารถทดสอบโดย จำลองการทำงานการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo 15 ครั้งโดยมีความแปรปรวนแบบเกาส์ $\pm 3\%$ ที่ 1 sigma ของค่าของทรานส์คอนดักเตอร์ (Gm) ดังกราฟรูปที่ 4.14(a) พบว่ามีการกระเพื่อมใน แถบผ่านสูงมาก แต่เมื่อวิเคราะห์จากสมการที่ (4-19) จะพบว่าถ้าจัดกลุ่มทรานส์คอนดักเตอร์ใน โครงสร้างแบบปลายเดี่ยวเป็น 4 กลุ่ม คือ

- 1) g_{a1}, g_{b1}
- 2) g_{b2} (หรือ g_{b2}, g_{br2} ในโครงสร้างแบบ fully-differential)
- 3) g_{a3}, g_{b3} (หรือ g_{a3}, g_{b3}, g_{br3} ในโครงสร้างแบบ fully-differential)
- 4) g_c, g_d

โดยให้ทรานส์คอนดักเตอร์ภายในแต่ละกลุ่มมีค่าทรานส์คอนดักต์แปรไปตามกัน (matching) แล้วจะไม่เกิดการกระเพื่อมในแถบผ่าน และผลการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo อีกครั้งจะได้ดังกราฟรูปที่ 4.14(b) ซึ่งมีการกระเพื่อมในแถบผ่านใกล้เคียงอุดมคติมาก และ ถึงแม้ว่าผลการจำลองการทำงานของการกระเพื่อมของการประวิงกลุ่ม (Group delay) ดังรูปที่ 4.15 ยังคงไม่น้อยลงแต่ก็ยังผ่านข้อกำหนดในระดับ desktop ดังตารางที่ 2.1 ดังนั้น การวางผัง วงจรรวมควรจะวางทรานส์คอนดักเตอร์ในกลุ่มเดียวกันให้ใกล้กันมากที่สุดเพื่อให้การกระเพื่อมใน แถบผ่านน้อยที่สุด



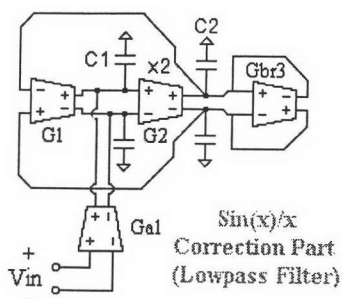
รูปที่ 4.14 ผลเปรียบเทียบอัตราขยายในแถบผ่านของการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo แบบก่อนและแบบหลังการจัดกลุ่มทรานส์คอนดักเตอร์ของ Equalizer



รูปที่ 4.15 ผลเปรียบเทียบการประวิงกลุ่มของการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo แบบก่อนและแบบหลังการจัดกลุ่มทรานส์คอนดักเตอร์ของ Equalizer

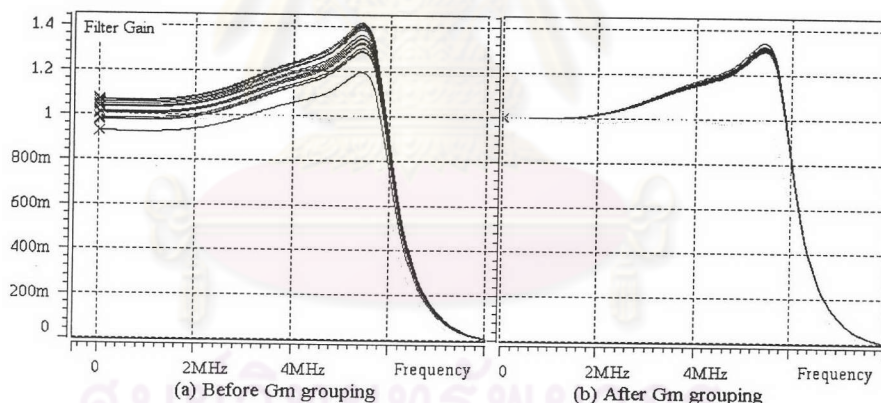
4.3 สถาปัตยกรรมของส่วนแก้ไข $\text{Sin}(x)/x$ ($\text{Sin}(x)/x$ correction)

วงจรแก้ไข $\text{Sin}(x)/x$ มีหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่สูงที่หายไปจากการสร้างสัญญาณกลับของตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกกลับคืนมา วงจรต้นแบบสามารถสร้างได้ด้วยสถาปัตยกรรมแบบ biquads ดังรูปที่ 4.8 ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-16) แล้วเลือกค่า G_m, C ให้เหมาะสมกับฟังก์ชันถ่ายโอนต้นแบบของส่วนแก้ไข $\text{Sin}(x)/x$ ดังสมการที่ (3-16) จะได้วงจрдังรูปที่ 4.16 โดยหากเลือกให้ $G_{a1}=G_1=G_{br3}=0.5\mu\text{AV}$ และ $G_2=1\mu\text{AV}$ จะได้ $C_1=0.6122\text{F}, C_2=1.0348\text{F}$

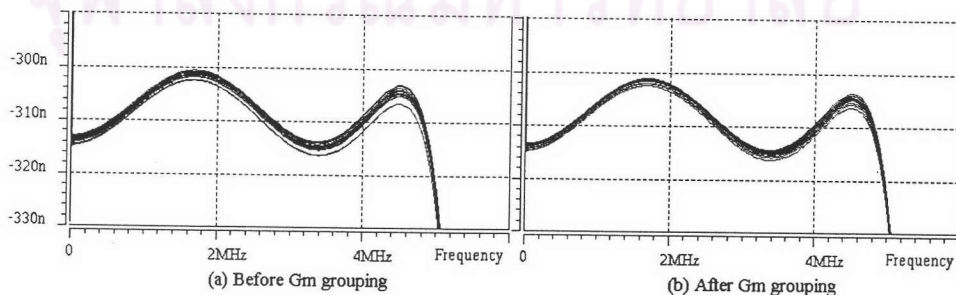


รูปที่ 4.16 วงจรแก้ไข $\text{Sin}(X)/X$ ด้วยสถาปัตยกรรมแบบ biquads

ความทนทานต่อความแปรปรวนในการผลิตวงจรรวมของวงจรแก้ไข $\text{Sin}(X)/X$ สามารถทดสอบโดยจำลองการทำงานการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo 15 ครั้งโดยมีความแปรปรวนแบบเกาส์ $\pm 3\%$ ที่ 1 sigma ของค่าของทรานส์คอนดักเตอร์ (G_m) ดังกราฟรูปที่ 4.16(a) พบว่าการกระเพื่อมในแถบผ่านไม่มากนัก แต่ยังคงมีความแปรปรวนอัตราขยายของวงจรรอง เมื่อวิเคราะห์จากฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-16) จะพบว่าถ้าวางผังวงจรรวมให้ G_1 แปรตาม G_a และวางให้ G_2 ทั้ง 2 ตัวมีค่าแปรไปตามกันแล้วจำลองการทำงานการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo อีกครั้ง จะได้การกระเพื่อมในแถบผ่านดังกราฟรูป 4.16(b) สำหรับการประวิงกลุ่มซึ่งมีผลการจำลองการทำงานดังกราฟรูปที่ 4.17 มีผลกระทบจากความแปรปรวนของของทรานส์คอนดักเตอร์ไม่มากนัก



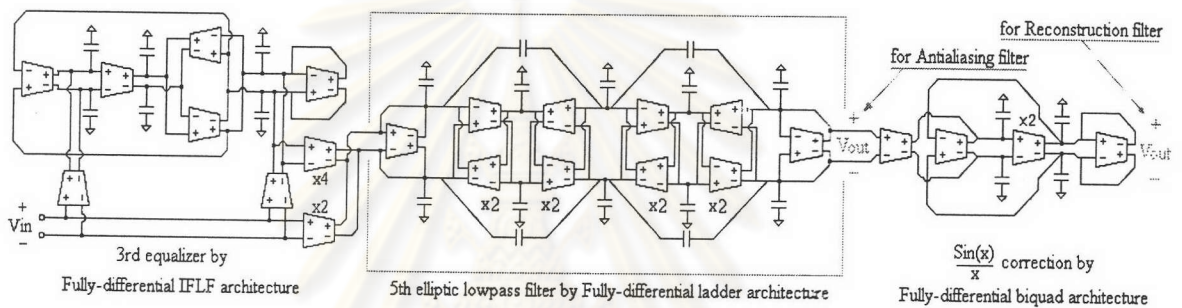
รูปที่ 4.17 ผลเปรียบเทียบอัตราขยายในแถบผ่านของการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo แบบก่อนและแบบหลังการจัดกลุ่มทรานส์คอนดักเตอร์ของวงจรแก้ไข $\text{Sin}(X)/X$



รูปที่ 4.18 ผลเปรียบเทียบการประวิงกลุ่มของการจำลองการทำงานด้วยวิธี Monte Carlo แบบก่อนและแบบหลังการจัดกลุ่มทรานส์คอนดักเตอร์ของวงจรแก้ไข $\text{Sin}(X)/X$

4.4 สรุป

วงจรกรองผ่านต่ำชนิดเอลลิปติกอันดับที่ 5 ใช้สถาปัตยกรรมแบบชั้นบันไดเนื่องจากมีความทนทานต่อความแปรปรวนค่าของทรานส์คอนดักเตอร์ (G_m) และตัวเก็บประจุได้ดี วงจร Equalizer ใช้สถาปัตยกรรมแบบ IFLF เนื่องจากใช้อุปกรณ์ในการสร้างน้อยกว่าสถาปัตยกรรมแบบอื่นๆ และใช้ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์เท่านั้น จากการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของ Equalizer พบว่าสามารถแบ่งทรานส์คอนดักเตอร์ออกเป็น 4 กลุ่มแล้ววางผังวงจร (Layout) ให้ทรานส์คอนดักเตอร์ในกลุ่มเดียวกันอยู่ใกล้ๆ กันจะช่วยลดการกระเพื่อมของอัตราขยายในแถบผ่านของวงจรกรองซึ่งเกิดจากความไม่เข้าคู่กัน (mismatch) ของทรานส์คอนดักเตอร์ได้ ส่วนวงจรแก้ไข $\sin(x)/x$ เป็นวงจรผ่านต่ำอันดับ 2 ใช้สถาปัตยกรรมแบบ Biquad



รูปที่ 4.19 โครงสร้างแบบ Gm-C ของวงจรกรองทั้งหมด