

วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหก รูปแบบกระแสชนิดขึ้นบันไดโดยใช้ OTA-C Current-mode Chebyshev Ladder Band-pass Filter Using OTA-C

เทิดศักดิ์ กันโต พสธร ยิ่งเจริญรัตน์ พันธกานต์ แสงแก้ว และพิพัฒน์พรหมมี

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหก รูปแบบกระแสชนิดขึ้นบันได โดยใช้ OTA-C วงจรประกอบไปด้วยอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย โดยมีตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์จำนวนหกตัว วงจรที่นำเสนอใช้รูปแบบการแปลงจากวงจร RLC ต้นแบบ อุปกรณ์ที่นำเสนอสร้างโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส TSMC 0.18 μ m ผลตอบสนองทางความถี่สามารถควบคุมได้ด้วยการปรับกระแสไบอัส ตั้งแต่ 0.1 μ A ถึง 1,000 μ A โดยมีย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 500kHz ถึง 50MHz วงจรที่นำเสนอใช้ไฟเลี้ยงที่ 1.5V ใช้พลังงานประมาณ 72 mW ความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ต่ำ อีกทั้งยังไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอกต่อร่วมในวงจร ซึ่งเหมาะในการสร้างเป็นวงจรรวมโดยจำลองผลการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE พบว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎี

คำสำคัญ: วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับสูง รูปแบบกระแส Chebyshev OTA-C

1. บทนำ

วงจรขยายความนำ (OTA: Operational Transconductance Amplifier) [1] เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกซึ่งมีข้อดีคือปรับค่าความนำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง โครงสร้างไม่ซับซ้อน OTA ถูกนำไปแทนอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรกรองความถี่ ซึ่งได้รับการคิดค้นและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่ง [2-3] การออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับสอง [4-5] โดยเป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรกรองความถี่อันดับสูงจะมีประสิทธิภาพดีกว่าอันดับต่ำ เช่น ทำให้วงจรเข้าใกล้ความเป็นอุดมคติมากขึ้น วงจรกรองความถี่แบบแอกทิฟอันดับสูงถูกสร้างขึ้นจากแบบจำลอง RLC [6-8] ทำงานในรูปแบบ

แรงดัน แต่เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรที่ทำงานในรูปแบบกระแสมีศักยภาพที่สูงกว่า เช่น ผลตอบสนองทางความถี่สูงกว่าใช้ไฟเลี้ยงต่ำกว่า การออกแบบให้วงจรทำงานในรูปแบบกระแสจึงเป็นแนวทางที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย

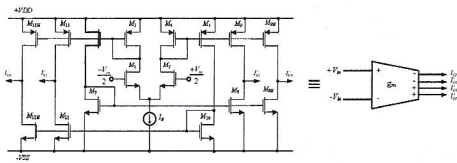
ในอดีตวงจรกรองแถบความถี่ผ่านรูปแบบกระแสอันดับสูงด้วยเทคนิคต่างๆ เช่น วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับสูงชนิดขึ้นบันไดถูกนำเสนอจากออปแอมป์ (Op-amps) และมอสทรานซิสเตอร์ [9-12] ด้วยโครงสร้างที่ซับซ้อน วงจรสายพานกระแสหลายเอาต์พุต (MOCC) [13] ต่อร่วมกับตัวต้านทานถูกนำเสนอแต่มีข้อเสียคือ ใช้อุปกรณ์พาสซีฟมากเกินไป และทำงานในย่านความถี่สูงได้ไม่ถี่นัก วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับ 6 โดยใช้การแคสเคดของวงจรกรองไบควอต [14] ซึ่งก็ยังไม่เหมาะที่จะทำงานในย่านความถี่ VHF

จากปัญหาต่างๆของวงจรที่นำเสนอมาแล้วในอดีต ในบทความนี้จึงนำเสนอวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหกปรับค่าได้รูปแบบกระแสชนิดขึ้นบันไดโดยใช้ OTA-C วงจรประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย 2 ตัว และอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย 4 ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์ 6 ตัว ทำให้มีข้อดีมากขึ้น เช่น ใช้อุปกรณ์น้อย ไฟเลี้ยงต่ำ พลังงานต่ำ และปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง เหมาะแก่การนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ ผลการจำลองการทำงานมีความสอดคล้องกับทฤษฎี

2. ทฤษฎีและหลักการ

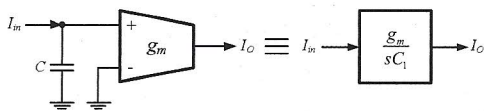
2.1 วงจรอินทิเกรตโดยใช้ OTA

วงจร OTA หลายเอาต์พุต (Multiple-Output Operational Transconductance Amplifier: MO-OTA) แบบซีมอส ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรโอทีเอหลายเอาต์พุตแบบซีมอส (CMOS MO-OTA)

การสร้างบล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียด้วย วงจร OTA นั้นสามารถสร้างได้โดยการต่อตัวเก็บประจุ ที่อินพุตบวกลงกราวด์และอินพุตลบลงกราวด์ และ แทนด้วยบล็อกโคเอแกรมได้ดังแสดงในรูปที่ 2

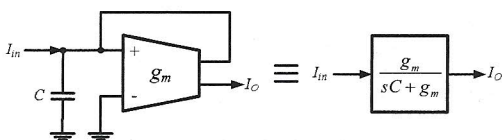


รูปที่ 2 บล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย (Lossless integrator)

จากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 2 ด้วย KCL จะได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสดังนี้

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{g_m}{sC} \quad (1)$$

การนำบล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียสามารถ นำไปสร้างเป็นบล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียได้โดยการ ลูบเอาต์พุตกลับที่อินพุตบวกของบล็อกอินทิเกรเตอร์ไม่ ชนิดสูญเสียดังแสดงในรูปที่ 3



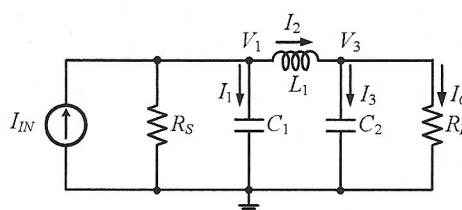
รูปที่ 3 บล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย (Lossy integrator)

จากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 3 ด้วย KCL จะได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสดังนี้

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{g_m}{sC + g_m} \quad (2)$$

3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับหก

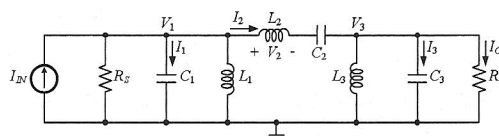
การสร้างวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย และ วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียโดยใช้วงจร OTA ที่ นำเสนอ ถูกนำมาออกแบบเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน อันดับหก โดยใช้วิธีการแปลงโครงข่าย (Network Transform) [15] จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ ขั้นบันได (LC Ladder LPF) แบบพาสซีฟที่มีตัวต้านทาน ปลายปิดคู่ (Doubly Terminated Resistors) ซึ่งเป็น โครงสร้างพื้นฐานในการสังเคราะห์ดังแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสาม ชนิดขั้นบันไดต้นแบบ

ตารางที่ 1 รูปแบบการแปลง RLC จาก LPF เป็น BPF [15]

LPF Elements	BPF Elements



รูปที่ 5 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับหก ชนิดขั้นบันไดต้นแบบ

จากรูปที่ 5 แสดงวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน อันดับหกชนิดขั้นบันไดต้นแบบ ที่ได้จากการแปลงวงจร ตามตารางที่ 1 โดยใช้โครงสร้างพื้นฐานวงจรกรองความถี่ ต่ำผ่านอันดับสามชนิดขั้นบันไดต้นแบบในรูปที่ 4 เป็นตัว ตั้งต้นในการสังเคราะห์จากนั้นนำมาวิเคราะห์โดยใช้ KCL

ทำให้ได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับหกชนิดขั้นบันได ดังสมการที่ 3 - 8

$$V_1 = \frac{I_1}{sC_1} \quad (3)$$

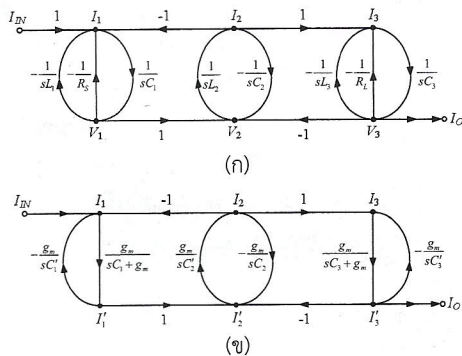
$$V_2 = V_1 - V_3 - \frac{I_2}{sC_2} \quad (4)$$

$$V_3 = \frac{I_3}{sC_3} \quad (5)$$

$$I_1 = I_{IN} - \frac{V_1}{R_S} - \frac{V_1}{sL_1} - I_2 \quad (6)$$

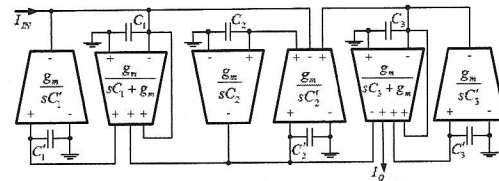
$$I_2 = \frac{V_2}{sL_2} \quad (7)$$

$$I_3 = I_2 - \frac{V_3}{sL_3} - \frac{V_3}{R_L} \quad (8)$$



รูปที่ 6(n) กราฟการไหล (Signal Flow Graph: SFG) ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับหกชนิดขั้นบันไดต้นแบบ
(ข) Normalized SFG ของรูปที่ 6(n) ในรูปแบบกระแส

เห็นได้ว่าจากสมการที่ (3)-(8) สามารถนำมาเขียนเป็นกราฟการไหล (Signal Flow Graph: SFG) ได้ดังรูปที่ 6(n) ซึ่งจะอยู่ในรูปของกระแสและแรงดัน และเมื่อต้องการปรับ SFG รูปที่ 6(n) ให้อยู่ในรูปของกระแสทั้งหมดสามารถทำได้โดยการ Normalized โดยใช้ค่าทรานสดักคอนดักแตนซ์ (g_m) เพื่อเปลี่ยนรูปของแรงดันให้เป็นกระแสดังแสดงในรูปที่ 6(ข)



รูปที่ 7 วงจรรวมของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหกที่นำเสนอ

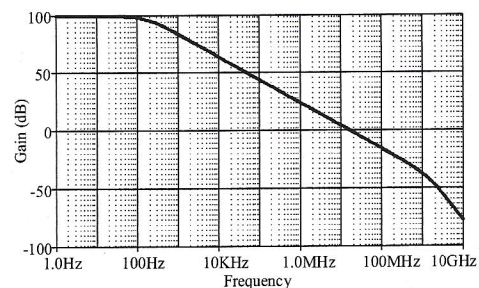
จากกราฟการไหลรูปที่ 6(ข) สามารถสร้างเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2 และ 3 ได้ดังรูปที่ 7 เมื่อพิจารณาวงจรที่นำเสนอพบว่าประกอบด้วยบล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียและบล็อกอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย

4. ผลการจำลองการทำงาน

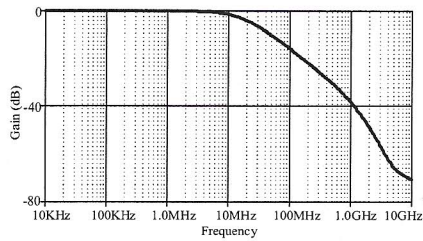
ผลการจำลองการทำงานด้วย PSPICE ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหกแบบขั้นบันไดต้นแบบโดยตัวเก็บประจุมีค่า $C_1=C_2=C_3=10\text{ nF}$ และขดลวดเหนี่ยวนำมีค่า $L_1=L_2=L_3=10\text{ nH}$ ตัวต้านทาน $R_S=R_L=1\Omega$ ตามลำดับ เปรียบเทียบกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ต้นแบบโดยใช้เทคโนโลยี CMOS $0.18\mu\text{m}$ ของ TSMC ใช้ไฟเลี้ยง 1.5 V โดยทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS ในวงจรโอทีเอ ดังแสดงในรูปที่ 1 โดยกำหนดค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์เป็นดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 ค่า W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ ในรูปที่ 1

Transistor	W (μm)	L (μm)
PMOS	15	0.25
NMOS	5	0.25

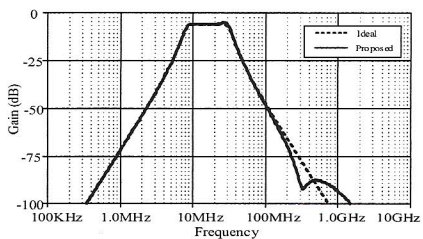


รูปที่ 8 ผลตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรอินทรีย์เกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย



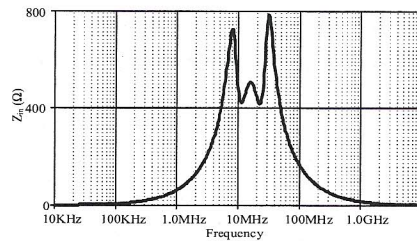
รูปที่ 9 ผลตอบสนองทางแมกนิจูดของ
วงจรอินทรีย์เรเตอร์ชนิดสูญเสีย

โดยรูปที่ 8 และรูปที่ 9 เป็นการแสดงผลการตอบสนองทางแมกนิจูดของกระแสเอาท์พุทของวงจรอินทรีย์เรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียรูปที่ 2 และวงจรอินทรีย์เรเตอร์ชนิดสูญเสียรูปที่ 3 โดยใช้ค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 10 \text{ pF}$ และค่ากระแสไบอัส $I_B = 100 \mu\text{A}$ พบว่ามีการตอบสนองความถี่ที่ 10 MHz

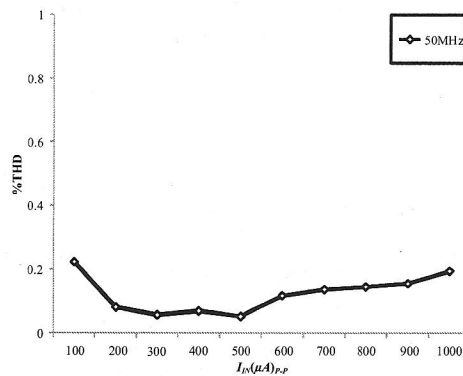


รูปที่ 10 ผลตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรกรองแถบ
ความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหกในรูปที่ 5 และรูปที่ 7

นำวงจรในรูปที่ 2 และรูปที่ 3 มาต่อวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ดังรูปที่ 7 โดยใช้ตัวเก็บประจุมีค่า $C_1 = C_2 = C_3 = C'_1 = C'_2 = C'_3 = 10 \text{ pF}$ ปรับค่ากระแสไบอัส (I_B) เท่ากับ $100 \mu\text{A}$ เปรียบเทียบผลตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านต้นแบบ และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 10 จะเห็นได้ว่าของวงจรทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน แต่มีการกระเพื่อมของสัญญาณในช่วงแถบความถี่ผ่าน (Pass-band) แตกต่างกันอยู่เล็กน้อย ส่วนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 11 พบว่ามีค่าต่ำมากในช่วงแถบความถี่หยุด (Stop-band) และ ในช่วงแถบความถี่ผ่านมีค่าประมาณ 400Ω ในช่วงแถบความถี่ผ่าน

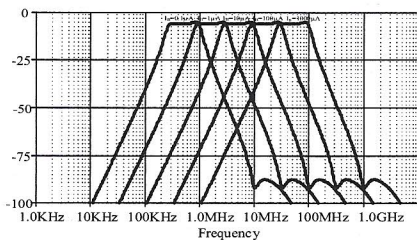


รูปที่ 11 ความต้านทานอินพุทของวงจรกรองแถบความถี่
ผ่าน Chebyshev อันดับหก เมื่อปรับค่ากระแสไบอัส
 $I_B = 100 \mu\text{A}$



รูปที่ 12 ค่าความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของวงจรกรองแถบ
ความถี่ผ่านที่นำเสนอ โดยกำหนดค่ากระแสไบอัส
 $I_B = 1000 \mu\text{A}$

รูปที่ 12 แสดงค่าความเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (THD) ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่นำเสนอสามารถวัดได้โดยกำหนดค่ากระแสไบอัส $I_B = 1,000 \mu\text{A}$ ป้อนสัญญาณอินพุตในช่วงแถบความถี่ผ่าน (50 MHz) และ ปรับค่าแอมพลิจูดของอินพุต ค่า THD ที่วัดได้มีค่าต่ำกว่า 0.4%



รูปที่ 13 ผลตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรกรองแถบ
ความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหก ที่นำเสนอเมื่อปรับ
ค่ากระแสไบอัส (I_B)

ในการปรับค่าการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหกที่นำเสนอ สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัส I_B [0.1, 1, 10, 100, 1000] μA ผลตอบสนองทางความถี่สามารถปรับค่าได้ในช่วงตั้งแต่ 500kHz ถึง 50MHz ดังแสดงในรูปที่ 13 พบว่าผลตอบสนองทางแมกนิจูดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหกที่นำเสนอมีความสอดคล้องกับทฤษฎี

5. บทสรุป

วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev อันดับหก รูปแบบกระแสชนิดขึ้นบันไดโดยใช้โอทีเอวงจรใหม่ถูกนำเสนอ วงจรประกอบด้วยอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสีย และไม่สูญเสีย โดยเลียนแบบการทำงานจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน Chebyshev แบบขึ้นบันไดอันดับหกต้นแบบ ผลตอบสนองทางความถี่ใช้งานอยู่ในช่วง 500kHz ถึง 50MHz โดยปรับค่ากระแสไบอัสตั้งแต่ 0.1 μA ถึง 1,000 μA วงจรที่นำเสนอใช้ไฟเลี้ยงที่ 1.5V และใช้พลังงานสูงสุด 72mW ที่กระแสไบอัส 1,000 μA วงจรประกอบด้วยโอทีเอแบบอินทิเกรเตอร์ชนิดสูญเสียจำนวน 2 ตัว ชนิดไม่สูญเสียจำนวน 4 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์จำนวน 6 ตัว วงจรที่นำเสนอมีค่า THD ต่ำ และปรับค่าได้ย่านความถี่กว้าง

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] I.A. Khan and S.Khawaja, "An integrable gm-C quadrature oscillator". *Int. J. Electronics*, Vol. 87 pp.1353-1357, 2000.
- [2] I. A. Khan, P. Beg, T.Muslim Ahmed, "First Order Current Mode Filters and Multiphase Sinusoidal Oscillators Using MOCCIs," *ICM '06 International Conference on Microelectronics*, pp.146-149, Dec. 2006.
- [3] S. Ozoguz, A. Toker, O. Cicekoglu, "First-order allpass sections-based current-mode universal filter using ICCIs," *Electronics letters*, Vol.36, No.17, pp. 1443-1444, 2000.
- [4] T. Kunieda, Y.Hiramatsu, A. Fukui, "Frequency dependence of sensitivities in second-order RC active filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol.27, No.2, pp. 77-84, Feb. 1980.
- [5] R. Raut, N. Guo, "Low Power Wideband Voltage and Current Mode Second-Order Filters Using Wideband CMOS Transimpedance Network," *IEEE Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 241-244, Aug. 1997.
- [6] J.M.Rollett, C.Nightingale, "Design and economical realisation of a hybrid RC-active lowpass filter for PCM," *IEEE Proceedings part-G*, Vol.128, No.4, pp. 201-204, 1981.
- [7] R.A. Duncan, K.W.Martin, A.S.Sedra, "A Q-enhanced active-RLC bandpass filter," *Circuits and Systems, ISCAS '93, IEEE International Symposium on*, pp. 1416-1419, 1993.
- [8] M. Kumngern, K. Dejhan, "Voltage-Mode Low-pass, High-pass, Band-pass Biquad Filter Using Simple CMOS OTAs," *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 924-927, May 2009.
- [9] G. Jacobs, D. Allstot, R. Brodersen, P. Gray, "Design techniques for MOS switched capacitor ladder filters," *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol.25, No.12, pp. 1014-1021, 1978.
- [10] T. S. Fiez, D. J. Allstot, "CMOS switched-current ladder filters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.25, No.6, pp.1360-1367, 1990.
- [11] A. E. J. Ng, J. I. Sewell, "Ladder decompositions for wideband SI filter applications," *IEE Proceedings: Circuits*,

Devices and Systems, vol.145, No.5, pp.
306 – 313, 1998.

- [12] K. Martin, "Improved circuits for the realization of switched-capacitor filters," *IEEE Transactions on currents and systems*, Vol.27, No.4, pp. 237–244, 1980.
- [13] J. Wu, E. El-Masry, "Current-mode ladder filters using multiple output current conveyers," *IEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems*, Vol.143, No.4, pp. 218-222, 1996.
- [14] T.Sumesaglam, A.I.Karsilayan, "A Digital Automatic Tuning Technique for High-Order Continuous-Time Filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Vol.51, No.10, pp. 1975–1984, 2004.
- [15] T.Deliyannis, Y. Sun, J.K. Fidler, "Continuous - Time Active Filter Design," London: CRC Press, 1999.