

วงจรอินทิเกรเตอร์ แบบสมมูล ช่วงความถี่กว้าง ปรับความถี่ด้วยกระแส

อภิชาติ สมสง่า, วรวัฒน์ เสรียมวิบูล และอภิรัตน์ อูร์โสภณ

หน่วยวิจัยอิเล็กทรอนิกส์การเกษตร คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยมหาสารคาม,

จังหวัดมหาสารคาม 44150, E-mail: wor_nui@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้หลักการ GM - C โดยที่คุณลักษณะของวงจรมีสัดส่วนสมมูลกัน ช่วงความถี่กว้างสามารถปรับความถี่ได้ด้วยกระแสไบแอสและกินกำลังไฟฟ้าต่ำ การจำลองผลวงจรด้วยโปรแกรม PSpice ถูกใช้เพื่อยืนยันถึง สมรรถนะการเป็นอินทิเกรเตอร์ของวงจรที่นำเสนอ ซึ่ง วงจรสามารถปรับความถี่ได้สูงถึง 100 MHz

คำสำคัญ: อินทิเกรเตอร์, แบบสมมูล, ช่วงความถี่กว้าง, ปรับความถี่ด้วยกระแส

1. บทนำ

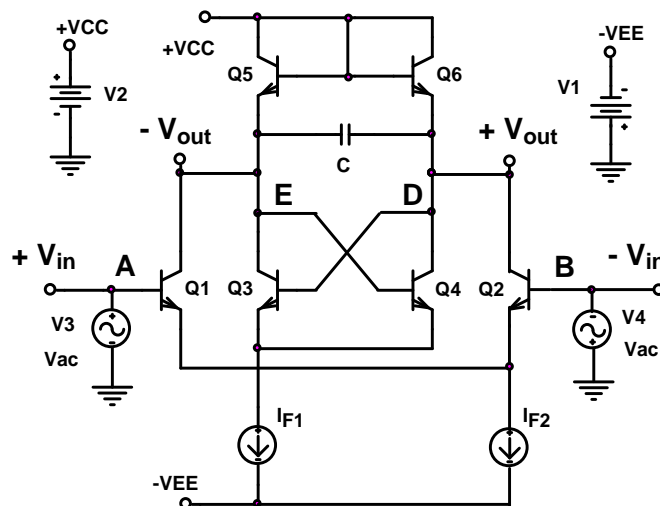
วงจรอินทิเกรเตอร์ คือ วงจรที่ทำหน้าที่อินทิเกรตสัญญาณในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ของสมการอินทิเกรตระหว่างช่วงเวลาเพื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณไฟฟ้า จากคุณสมบัติดังกล่าวจึงถูกนำไปใช้ในงานวิจัย [1] เช่น การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ประสิทธิภาพสูงเพื่อกำเนิดสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90° และการสร้างวงจรการมอดูเลตสัญญาณ SSB [2] เป็นต้น ดังนั้นจึงมีงานวิจัยจำนวนมากพยายามสร้างวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีประสิทธิภาพ ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ และสามารถปรับความถี่ได้ที่มีความถี่สูง

ในงานวิจัย [3] ได้เสนอวงจรอินทิเกรเตอร์ทำงานในโหมดกระแสโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟ พบว่าเป็นวงจรที่มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนมากส่งผลให้มีการใช้กำลังงานสูง ต่อมาได้มีการพัฒนาวงจรอินทิเกรเตอร์แบบวงจรรวมที่ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำและทำงานที่ความถี่สูง ยกตัวอย่างเช่นในผลงานวิจัยของ [4-6] ที่พัฒนาวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อสร้างวงจรรองความถี่ที่สามารถปรับช่วงความถี่ได้ซึ่งได้รับความนิยมอย่างมากและสามารถทำงานที่ความถี่สูง 10 MHz แต่มีสัญญาณรบกวนสูง และปัญหานี้ได้ถูกแก้ไขในงานวิจัย [7] ได้เสนอวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสมมูลทำงานในโหมดกระแส โดยใช้มอสเฟต ทำให้อายุการใช้งานน้อย ขจัดสัญญาณรบกวนได้ดีแต่ช่วงความถี่การทำงานยังคงจำกัดที่ 10 MHz และในงานวิจัย [8-9] ได้ออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้หลักการ GM-C ที่สามารถปรับช่วงความถี่ด้วยกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพล่า วงจรมีลักษณะสมมูล ไม่ซับซ้อน แต่ลักษณะของวงจรใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์จำนวนมาก ช่วงความถี่ต่ำ ทำให้ไม่มีความน่าสนใจ

บทความนี้เสนอวงจรอินทิเกรเตอร์แบบ GM-C โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ช่วงความถี่กว้างสามารถปรับความถี่ได้ด้วยกระแสไบแอสและใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ จากผลการจำลองสามารถปรับความถี่ได้สูง 100 MHz โดยที่เฟสของแรงดันเอาต์พุตแบบล้าหลัง -90 องศา

2. วงจรอินทิเกรเตอร์

จากรูปที่ 1 วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสมมูล ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบ PNP จำนวน 6 ตัว เมื่อกำหนด $I_F = I_{F1} = I_{F2}$ และกำหนดให้ ค่าความต้านทานอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของ Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 และ Q6 มีค่าเท่ากับ $r_e = r_{e1} = r_{e2} = r_{e3} = r_{e4} = r_{e5} = r_{e6} = V_T / I_F$ เมื่อ $r_{e1}, r_{e2}, r_{e3}, r_{e4}, r_{e5}$ และ r_{e6} คือ ค่าความต้านทานอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 ถึง Q6, V_T คือ แรงดันเนื่องจากความร้อน (thermal voltage) = 0.025 V ที่อุณหภูมิห้อง



รูปที่ 1 วงจรอินทิเกรเตอร์ แบบสมมูล ช่วงความถี่กว้าง ปรับความถี่

กำหนดให้ที่โหนด D และ E ไม่ถูกต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 และให้สัญญาณอินพุต v_{in1} ต่อเข้าที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ที่โหนด D และ E เมื่อสัญญาณอินพุต v_{in} ต่อเข้าที่เบสทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ที่โหนด A และ B ส่งผลให้เกิดกระแสอิมิตเตอร์ i_{e1} ไหลจากขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 ไปยังขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q2 ซึ่งค่าเท่ากับ $i_{e1} = v_{in} / (2r_e)$ และส่งผลให้เกิดกระแสคอลเลกเตอร์ i_{c1} ไหลผ่านโหนด $Z = 2r_e // (1/sc)$ จากโหนด D ไปยังโหนด E และสัญญาณอินพุต v_{in1} ต่อเข้าที่เบสทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ส่งผลให้เกิดกระแสอิมิตเตอร์ i_{e2} ไหลจากขาอิมิตเตอร์ของ

ทรานซิสเตอร์ Q3 ไปยังขามิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q4 ซึ่งค่าเท่ากับ $i_{e2} = v_{in1} / (2r_e)$ และส่งผลให้เกิดกระแสคอลเลคเตอร์ i_{c2} ไหลผ่านโหลด $Z = 2r_e // (1/sC)$ จากโหนด D ไปยังโหนด E เมื่อพิจารณาที่โหนด D และ E จะได้ว่า

$$v_o = (i_{c1} + i_{c2})Z \quad (1)$$

แทนค่า $i_{e1} = v_{in} / (2r_e)$ และ $i_{e2} = v_{in1} / (2r_e)$ ลงในสมการที่ 1

$$v_o = \left(\frac{v_{in} + v_{in1}}{2r_e} \right) Z \quad (2)$$

เมื่อโหนด D และ E ถูกต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 จะได้ว่า $v_{in1} = v_o$ จากสมการที่ 2 จะได้ว่า

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{Z}{2r_e - Z} \quad (3)$$

แทนค่า $Z = 2r_e // (1/sC)$ ลงในสมการที่ 3

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{1}{s(2r_e C)} = \frac{1}{s\tau} \quad (4)$$

เมื่อ

$$f = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{I_F}{4\pi V_T C} \quad (5)$$

จากสมการที่ 5 พบว่าค่าความถี่ของอินทิเกรเตอร์สามารถกำหนดหรือปรับค่าได้ด้วยกระแส $I_F = I_{F1} = I_{F2}$

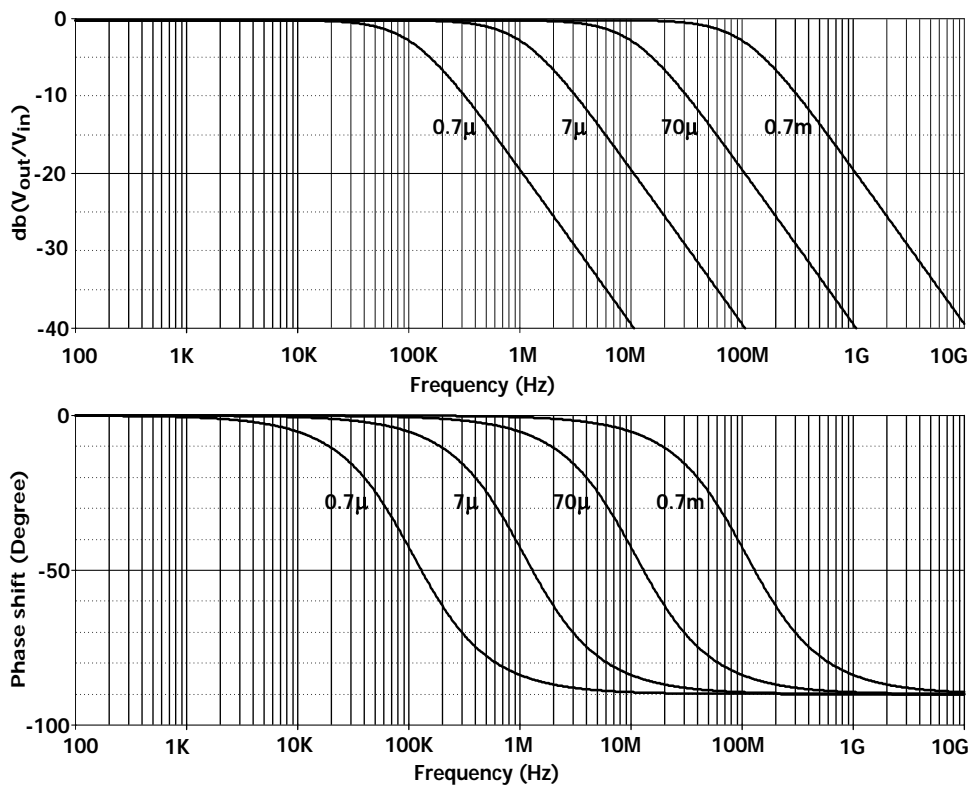
4. ผลการจำลอง

การจำลองผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ด้วยโปรแกรม Spice โดยใช้ทรานซิสเตอร์ QMPS2222A แบบ NPN ซึ่งมีความถี่ $f_T = 300$ MHz [5] และกำหนดให้ $V_{cc} = +1.5V$, $V_{ee} = -1.5V$, $C = 10pF$ และ $I_F = I_{F1} = I_{F2} = 0.7\mu A, 7\mu A, 70\mu A, 0.7mA$ จากรูปที่ 2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดความแรง (dB) และมุมเฟส

(degrees) ระหว่างสัญญาณ V_o ต่อ V_{in} เมื่อเรากำหนดค่า I_{F2} แต่ละตัว จะเห็นการเปลี่ยนแปลงความถี่เชิงมุม (ω_0) ที่เฟสต่าง -45° ขนาดความแรงที่ -3 dB คือ 10MHz, 100 MHz, 1GHz และ 10GHz แสดงตามลำดับ

จากรูปที่ 3 แสดงกราฟผลการคาดการณ์จากการคำนวณจากสมการที่ (6) เปรียบเทียบกับ ผลของการจำลองแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice โดยวงจรใช้โอปกรณต์ตัวเก็บประจุคาปาซิเตอร์ค่า 0.01 μ F และปรับเปลี่ยนกระแส I_F เป็นสัดส่วนแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองกับผลที่คาดการณ์ในทางทฤษฎี ในการหาความถี่เชิงมุมทั้งสอง ระหว่างเฟสสัญญาณ และขนาดความแรงที่ -3 dB ในการปรับเปลี่ยนกระแส I_F มีค่าใกล้เคียงกัน

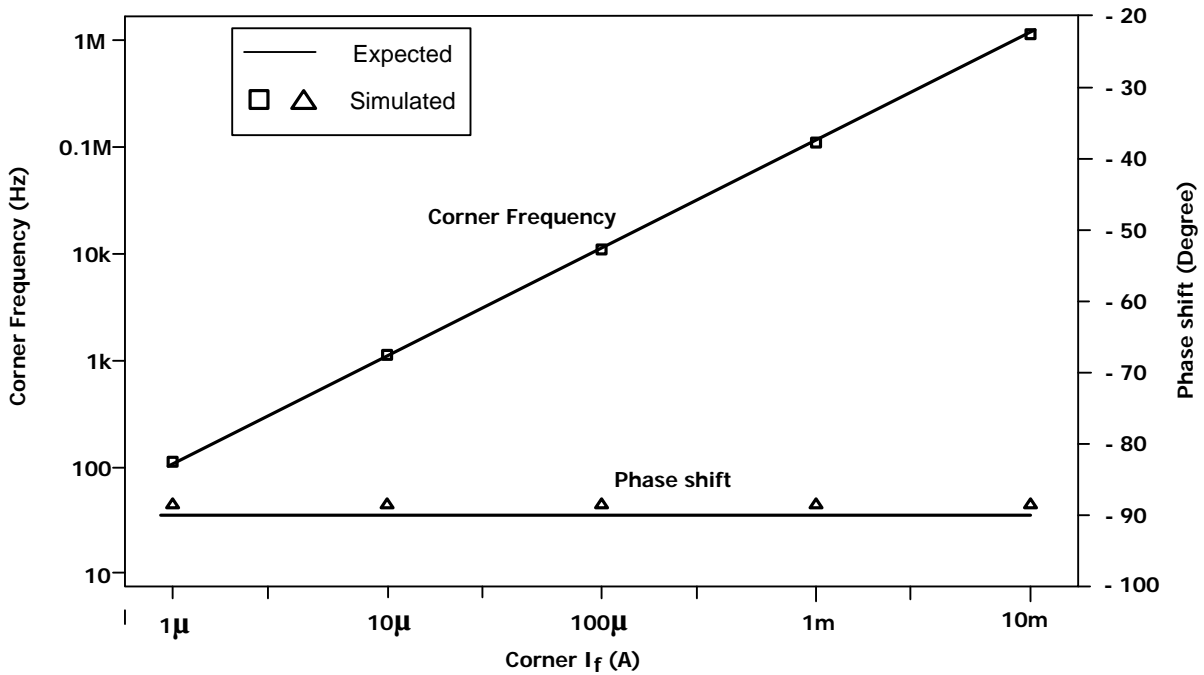
จากรูปที่ 4 แสดงกราฟผลการคาดการณ์จากการคำนวณจากสมการที่ (6) เปรียบเทียบกับ ผลของการจำลองแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Spice โดยวงจรใช้กระแส $I_F = 2$ mA และปรับเปลี่ยนขนาดค่าความจุของโอปกรณต์คาปาซิเตอร์ เป็นสัดส่วน แสดงผลให้เห็นว่าผลการจำลองกับผลที่คาดการณ์ในทางทฤษฎี ในการหาความถี่เชิงมุมทั้งสอง ระหว่างเฟสสัญญาณ และขนาดความแรงที่ -3 dB ในการปรับเปลี่ยนค่าความจุของโอปกรณต์คาปาซิเตอร์ มีค่าใกล้เคียงกัน และแสดงผลต่อความถี่สูงถึง 100 MHz เมื่อใช้ค่าความจุของโอปกรณต์คาปาซิเตอร์ 10 nF



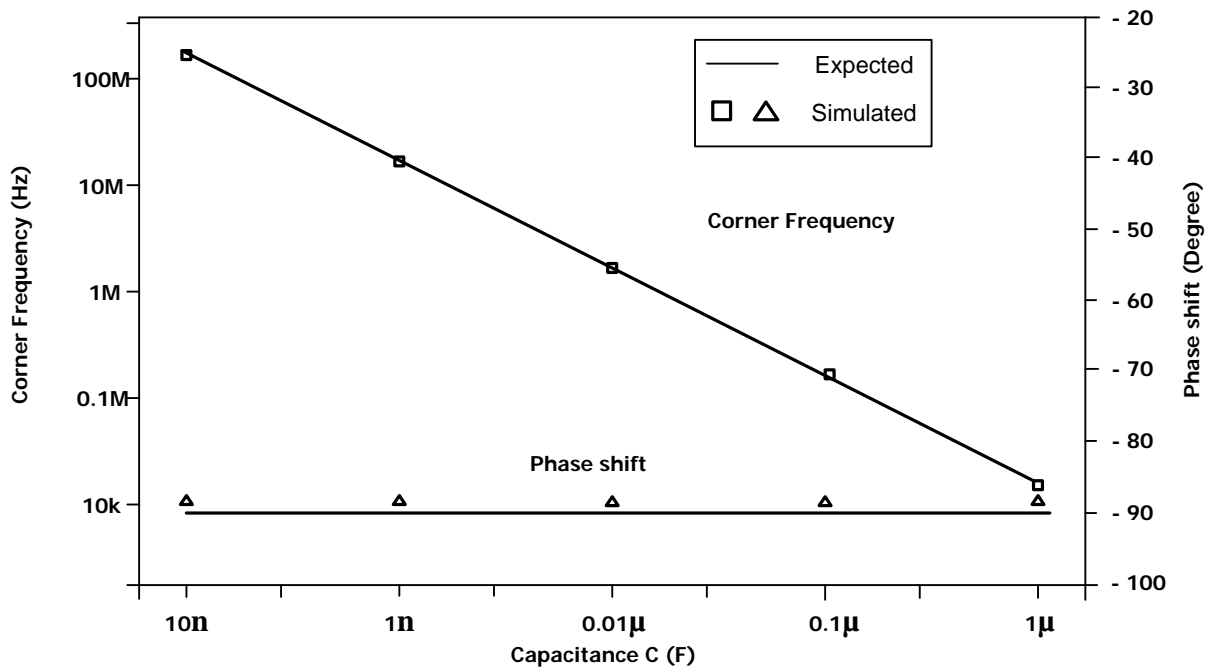
รูปที่ 2 : Magnitude (dB) และ phase shift (degree) ของ V_o/V_{in} เปรียบเทียบกับความถี่ คาปาซิเตอร์ $C = 0.01$ nF และปรับกระแสไบแอส $I_F = 0.7 \mu$ A, 7μ A, 70μ A, and 700μ A

5. สรุป

จากผลการจำลองที่ได้นำเสนอ ของวงจรอินทิเกรเตอร์ แบบสมมูล ช่วงความถี่กว้าง ปรับความถี่ด้วย กระแส วงจรมีอุปกรณ์น้อยมาก กินกำลังงานน้อยเหมาะที่จะนำไปประดิษฐ์เป็นวงจรรวม วงจรสามารถนำไป สร้างเป็นวงจรกรองความถี่ได้ในรูปที่ 2 จากค่าพารามิเตอร์ f_c สูงสุดของทรานซิสเตอร์ วงจรสามารถใช้กับ ความถี่สูงถึง 100 MHz มุมเฟสสัญญาณระหว่างสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตได้ถึง $-45^\circ, -90^\circ$ จาก ปรับเปลี่ยนกระแสไบแอส ในรูปที่ 3-4 จากกราฟทั้ง 2 การปรับเปลี่ยนค่าตัวแปรของกระแสและค่าความจุของ คาปาซิเตอร์ในวงจรเพื่อเปรียบเทียบระหว่างค่าที่คาดหวังจากการคำนวณกับผลของการจำลองใกล้เคียงกันมาก จากที่มาของสมการที่ (6) ทำให้แน่ใจว่าผลการทดลองดังกล่าวมีความน่าเชื่อถือสูงมาก จึงเป็นวงจรอินทิเกร - เตอร์ที่น่าสนใจเหมาะที่จะนำไปพัฒนาเป็นสถาปัตยกรรมใหม่ๆ ในวงการอิเล็กทรอนิกส์ปัจจุบัน



รูปที่ 3 แสดงความถี่เชิงมุม และ มุมเฟส ระหว่าง V_o/V_{in} เมื่อปรับเปลี่ยนค่ากระแส I_f และกำหนดค่า $C=0.01\mu F$.



รูปที่ 4 แสดงความถี่เชิงมุม และ มุมเฟส ระหว่าง V_o/V_{in} เมื่อปรับเปลี่ยนค่า C (F) และกำหนดค่ากระแส $I_F=2$ mA.

เอกสารอ้างอิง

- [1] อติสร ลีลาสันติธรรม, “Analysis of a High-Frequency Low-Power CMOS Low-Pass-Filter-Based Current-Mirror Sinusoidal Quadrature Oscillator”: วารสารวิชาการ มหาวิทยาลัยหอการค้า ปีที่ 27 ฉบับที่ 3, เดือน กันยายน-ธันวาคม 2550
- [2] I. A. Khan and S. Khawaja, “An integrable gm-C quadrature oscillator”, *Int. J. Electronics*, vol. 87, no. 1, pp.1353-1357, 2000.
- [3] ทศยา ปุคคละนันท์ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์และวัลลภ สุระกำพลธร, “วงจรมินิเกรเตอร์โหมดกระแสแบบใช้อุปกรณ์แอลทีฟ”, วิศวกรรมสาร มช. ปีที่ 32 ฉบับที่ 4 (479 - 501) กรกฎาคม - สิงหาคม 2548
- [4] F. Matsumoto and Y. Noguchi, “A 1-V continuous-time filter using bipolar pseudo-differential transconductors”, *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E82-A, No. 6, pp. 973-980, June 1999.
- [5] F. Rezzi, A. Baschiroto and R. Castello, “A 3V 12-55 MHz BiCMOS pseudo-differential continuous-time filter”, *IEEE Trans. CAS-I*, Vol. 42, No. 11, pp. 896-903, Nov. 1995.
- [6] H. Khorramabadi and P.R. Gray, “High-frequency CMOS continuous-time filter”, *IEEE, J. Solid-state circuits*, Vol. SC-19, No. 6, pp. 939-948, Nov. 1984.
- [7] ชำนาญ เจนตระกูล, “วงจรมินิเกรเตอร์แบบสมมูลในโหมดกระแสที่มีการขจัดสัญญาณโหมดร่วม”, บัณฑิตวิทยาลัย มหาลัยเชียงใหม่, มีนาคม 2546

- [8] Banlue Srisuchinwong, "A Fully-Balanced Wide-Frequency Current - Tunable Integrator", Thammasat Int. J. Sc.Tech., Vol.3, No.1, January 1998
- [9] Schaumann R., Ghausi, M.S. and Laker, KR, Design of Analogue Filters Passive, Active RC and Switched Capacitor(,Prentice-Hall) , Chapter7, 1990
- [10] Karsilayan, A.I. and Tan, M.A., "Current- Mode Tunable Integrator for Low Voltage Applications", Electronics Letters, Vol.31, no.18, p.1525. 1995
- [11] Visocchi, P., Taylor, J. and Betts, "A Fully Balanced Tunable GaAs MESFET OTA- C Integrator Suitable for High Precision Filtering Applications", Electronics Letters, vol. 28, no. 6, p.537, 1992
- [12] Visocchi, P., Taylor, J. and Betts, "A Novel Tunable GaAs MESFET OTA-C Integrator Suitable for High Precision Filtering Applications", Electronic Letters, Vol.27 ,no.18, p.1671., 1991
- [13] Nandi, R. and Sarker, U.,C, "Precise Frequency Compensation of Tunable Active- RC Integrator", Electronics Letters, Vol. 27, no.9, p.751, 1991

บทความนี้ส่งเข้ามาเมื่อ 4 กันยายน 2554 และได้รับพิจารณาให้ตีพิมพ์เมื่อ 16 กันยายน 2554