

วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงโหมดกระแส แบบกำลังไฟฟ้าต่ำ สำหรับการประยุกต์ใช้ในด้านชีวการแพทย์

Low Power Current Mode True RMS-to-DC Converter for Biomedical Applications

พันธุ์ โคมพิทยา ขนิษฐา แก้วแดง *

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี อ.วารินชำราบ จ.อุบลราชธานี 34190

Pantre Kompitaya Khanittha Kaewdang *

Faculty of Engineering, Ubonratchathani University, Warinchamrap, Ubonratchathani 34190

TEL: 0-4535-3354 E-mail: khanittha.k@ubu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงแบบกำลังไฟฟ้าต่ำที่ทำงานในโหมดกระแสสำหรับการประยุกต์ใช้ในด้านชีวการแพทย์ โดยวงจรที่นำเสนอสามารถรองรับการทำงานของสัญญาณกระแสอินพุตได้ทั้งสัญญาณในด้านบวกและด้านลบ โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวงจรหลัก คือ วงจรกระแสยกกำลังสองแบบ 2 จตุภาค วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน และวงจรถอดรูดที่สอง โดยหลักการการทำงานของวงจรอาศัยคุณสมบัติของซีมอส ที่ทำงานในสถานะต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม ซึ่งผลการทดสอบการทำงานของวงจร จะจำลองการทำงานด้วย HSPICE พบว่า วงจรที่ได้ทำการพัฒนาและออกแบบสามารถทำงานได้ดีสอดคล้องตามทฤษฎี โดยมีค่าการบริโภคกำลังไม่เกิน 3.4 nW ค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกินร้อยละ 1.5

คำหลัก วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง วงจรกระแสยกกำลังสอง ย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม ชีวการแพทย์ ทรานส์ลิเนียร์

Abstract

This paper presents a low power current mode true RMS-to-DC converter for biomedical applications. The proposed circuit suitable for both positive and negative input current signal. Its main proposed circuit consists of two quadrant current

squaring circuit, low-pass filter and square root circuit. This circuit is based on the characteristic of CMOS operating in subthreshold region. Simulation results are demonstrated by HSPICE. They find that the circuit gives good results, the power consumption are less than 3.4 nW, low relative error less than 1.5% and concomitantly to the theory.

Keywords: true RMS-to-DC converter, current squaring circuit, subthreshold region, biomedical, translinear

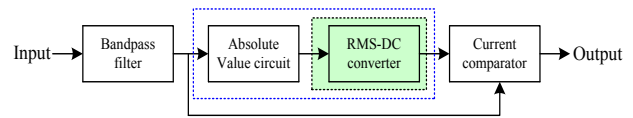
1. บทนำ

ปัจจุบันการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยมุ่งเน้นให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กลง มีการทำงานที่ไฟเลี้ยงต่ำ อัตราการบริโภคกำลังที่ต่ำ ซึ่งส่งผลให้สามารถสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์สำหรับอุปกรณ์แบบพกพา อุปกรณ์สื่อสารไร้สาย และอุปกรณ์แพทย์แบบปลูกฝังได้ (implantable medical devices) [1-2] ทั้งนี้ในช่วงทศวรรษที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรให้ทำงานในโหมดกระแสอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมีข้อดีหลายประการเมื่อเทียบกับเทคนิคการทำงานโหมดแรงดัน เช่น มีช่วงพิสัยพลวัตกว้าง มีความกว้างของแถบความถี่ที่กว้างกว่า และอัตราการบริโภคกำลังต่ำ [3-4]

วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง เป็นอีกรวมหนึ่งที่ได้รับการนิยมนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการไฟเลี้ยงต่ำ และการบริโภคกำลังต่ำ เช่น ระบบสื่อสาร [5] ระบบชีวการแพทย์ [6] ซึ่งที่ผ่านมาได้มีผู้นำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับประยุกต์ใช้กับวงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบปลุกฝัง [7] พบว่าวงจรที่นำเสนอมีอัตราการใช้กำลัง 240 nW รวมถึงใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ในการออกแบบวงจร ซึ่งในปัจจุบันการสร้างวงจรรวม เทคโนโลยีซีมอสถูกนำมาออกแบบวงจรรวมเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากมีความเหมาะสมสำหรับสร้างเป็นวงจรดิจิทัล และเหมาะที่จะสร้างเป็นไอซีแบบผสมสัญญาณทั้งแอนะล็อกและดิจิทัล รวมถึงพื้นที่ในการสร้างวงจรรวมจะมีขนาดเล็กลง นอกจากนี้ยังพบอีกว่าวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอก่อนหน้านี้ โดยทั่วไปมักจะออกแบบให้วงจรมีการทำงานในสภาวะอิ่มตัว (saturation region) [8-10] ซึ่งใช้กระแสและแรงดันค่อนข้างสูง ส่งผลให้การบริโภคกำลังสูง จึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาพัฒนาหรือประยุกต์ใช้กับสัญญาณชีวแพทย์ หรืออุปกรณ์แพทย์แบบปลุกฝัง

ด้วยเหตุผลดังกล่าวทางผู้วิจัยจึงได้ออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ที่ทำงานในโหมดกระแสแบบซีมอส โดยได้นำเสนอวงจรกระแสยกกำลังสองที่ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (subthreshold region) ที่สามารถทำงานแบบ 2 จตุภาค (two-quadrant) สำหรับรองรับสัญญาณอินพุตทั้งด้านบวกและด้านลบ ทำให่วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอในบทความนี้ ไม่ต้องมีส่วนของวงจรค่าสัมบูรณ์ ทำให่วงจรมีขนาดเล็กลง โดยวงจร RMS ที่นำเสนอในบทความนี้ได้ออกแบบโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ (translinear principle) ของทรานซิสเตอร์แบบซีมอส ที่ทำงานในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม ซึ่งจะทำให้วงจรสามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ การบริโภคกำลังต่ำ ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้กับระบบชีวการแพทย์ เช่น ในส่วนของวงจรขยายสัญญาณคลื่นหัวใจ (cardiac sense amplifier) [7,11] เป็นต้น

2. ทฤษฎีและหลักการ



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมวงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Cardiac sense amplifier) [11]

จากรูปที่ 1 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ซึ่งในบทความวิจัยนี้จะนำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรเฉพาะในส่วนของการแปลงสัญญาณ RMS เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อประยุกต์ใช้กับสัญญาณชีวแพทย์ในวงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบปลุกฝัง โดยจะใช้เทคนิคการออกแบบด้วยวิธีการแบบตรง (direct or explicit computation method) [12] ซึ่งโครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วยวงจรหลัก ได้แก่ วงจรกระแสยกกำลังสอง (squarer/divider circuit) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) และวงจรถอดรากที่สอง (square root circuit) สำหรับเทคนิคการออกแบบวงจร RMS ที่นำเสนอจะนำเสนอนี้ จะทำให่วงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ในรูปที่ 1 ไม่ต้องมีส่วนของวงจรค่าสัมบูรณ์ ส่งผลให่วงจรมีขนาดเล็กลง ซึ่งวงจรที่นำเสนอได้ออกแบบโดยอาศัยหลักการทรานส์ลิเนียร์ของทรานซิสเตอร์แบบซีมอส ที่ทำงานโหมดกระแส ในสภาวะก่อนแรงดันขีดเริ่ม สามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสในสภาวะดังกล่าวดังสมการที่ (1) และ (2)

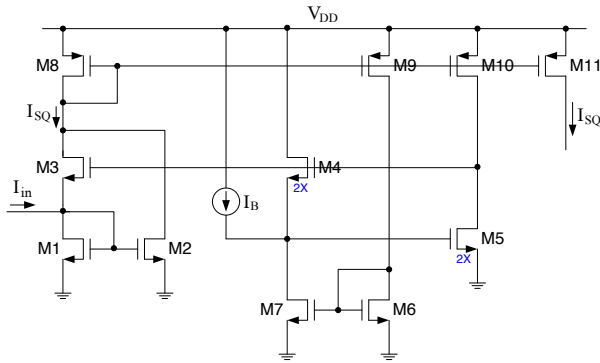
$$V_{GS} = nV_T \ln \left(\frac{I_D}{W/LI_{D0}} \right) \quad (1)$$

หรือ

$$I_D = I_{D0} \cdot e^{\frac{V_{GS}}{nV_T}} \quad (2)$$

เมื่อ $I_{D0} = 2n\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) V_T^2$, $2n$ คือ ตัวแปรที่แปรตาม V_T และค่าความเข้มข้นของชั้นฐานรอง, μ คือ ค่าความคล่องตัวของพาหะบริเวณแชนแนล, C_{ox} คือ ความเก็บประจุแผ่นของเกตออกไซด์ต่อพื้นที่, W/L คือ พื้นที่ความกว้าง/ พื้นที่ความยาว ประสิทธิภาพของแชนแนล และ $V_T = \frac{kT}{q} \cong 26mV$ คือ แรงดันที่อุณหภูมิห้อง 300 °K

2.1 วงจรยกกำลังสองโหมดกระแส



รูปที่ 2 วงจรยกกำลังสองโหมดกระแสที่นำเสนอ

วงจรยกกำลังสองที่นำเสนอจากรูปที่ 2 ได้ออกแบบขึ้นใหม่โดยใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์เพื่อให้วงจรสามารถรองรับการทำงานได้ทั้งสัญญาณด้านบวกและด้านลบ โดยประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M1, M3, M4 และ M5 ซึ่งวางตัวกันในลักษณะวงรอบทรานส์ลิเนียร์ (translinear loop) จะสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสจากวงจรดังรูปที่ 2 ได้ดังสมการที่ (3)

$$\sum_{CW} V_{GS} = \sum_{CCW} V_{GS} \quad (3)$$

$$nV_T \ln \left(\frac{I_{D1}}{W/LI_{D0}} \right) + nV_T \ln \left(\frac{I_{D3}}{W/LI_{D0}} \right) = nV_T \ln \left(\frac{I_{D4}}{W/LI_{D0}} \right) + nV_T \ln \left(\frac{I_{D5}}{W/LI_{D0}} \right)$$

เมื่อกำหนดให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เท่ากัน และวิเคราะห์สมการโดยใช้หลักการลอการิทึม จะได้

$$I_{D1} I_{D3} = \frac{I_{D4} I_{D5}}{4} \quad (4)$$

เมื่อกำหนดให้ขนาดของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่า $(W/L)_1 = (W/L)_3$ และ $(W/L)_4 = (W/L)_5 = 2(W/L)_1$ เราจะสามารถวิเคราะห์กระแส I_D ของทรานซิสเตอร์ M1, M3, M4 และ M5 ได้ดังสมการที่ (5)-(8)

$$I_{D1} = \frac{I_{SQ} + I_{in}}{2} \quad (5)$$

$$I_{D3} = \frac{I_{SQ} - I_{in}}{2} \quad (6)$$

$$I_{D4} = I_{SQ} - I_B \quad (7)$$

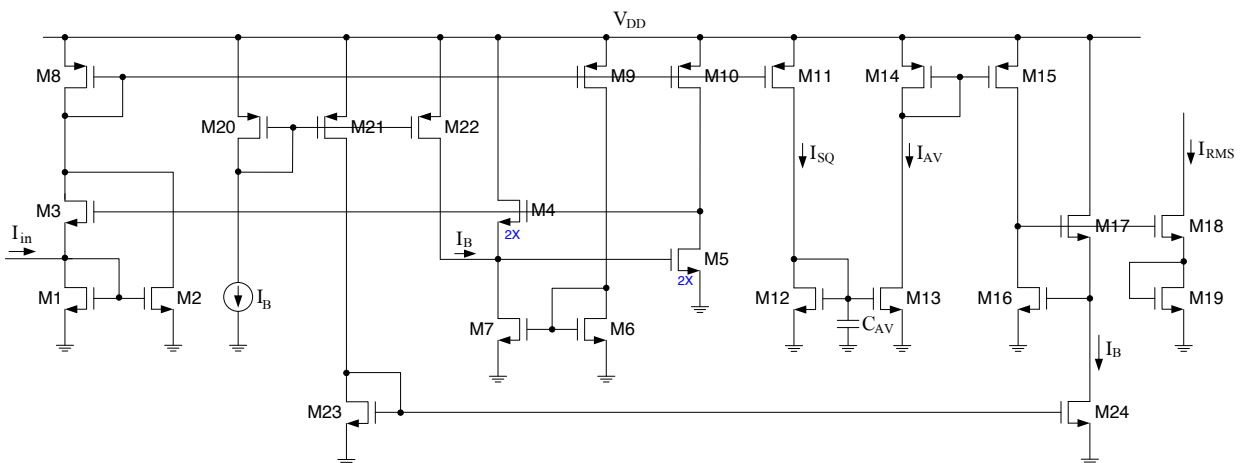
$$I_{D5} = I_{SQ} \quad (8)$$

เมื่อแทนสมการที่ (5), (6), (7) และ (8) ลงในสมการที่ (4) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ คือ

$$I_{SQ} = \frac{I_{in}^2}{I_B} \quad (9)$$

เมื่อ I_{SQ} คือ กระแสเอาต์พุตของวงจรยกกำลังสอง และ I_{in} คือ กระแสอินพุตและกระแสไบอัสตามลำดับ

จากสมการที่ (9) ถ้ากำหนดให้ I_B เป็นค่าคงที่ จะพบว่ากระแส I_{SQ} จะทำงานเป็นฟังก์ชันยกกำลังสองของกระแสอินพุต I_{in}



รูปที่ 3 วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงโหมดกระแสที่นำเสนอ

2.2 วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงโหมดกระแสที่นำเสนอ

วงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 3 ประกอบด้วยวงจรกระแสยกกำลังสอง (รูปที่ 2) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (M12 และ C_{AV}) และวงจรถอดรากลที่สอง (M16 - M19) [13] ตามลำดับ จากวงจรพบว่า เมื่อกระแส I_{SQ} เข้าสู่ วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน โดยมีทรานซิสเตอร์ M12 ต่อขนานกับ C_{AV} ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุที่ต่อภายนอก ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (first-order current mode low-pass filter) จะสามารถวิเคราะห์หาค่ากระแสเฉลี่ย I_{AV} ของวงจรได้ดังสมการที่ (10)

$$I_{AV} = \left(\frac{1}{1 + \frac{sC_{AV}}{g_{m12}}} \right) \cdot \frac{I_{SQ}^2}{I_B} \quad (10)$$

จากสมการที่ (10) เมื่อกำหนดให้ $sC_{AV} / g_{m12} \gg 1$ จะสามารถจัดในรูป time-domain ได้ใหม่ดังสมการ (11)

$$I_{AV} = \frac{1}{I_B \tau} \int_0^\tau I_{SQ}^2(t) dt \quad (11)$$

เมื่อ $\tau = C_{AV} / g_{m12}$ คือ ค่าคงตัวเวลา (time constant) g_{m12} คือ ค่าความนำ (transconductance) ทรานซิสเตอร์ M12

กระแสเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน I_{AV} จะถูกสะท้อนกระแสด้วยวงจรสะท้อนกระแส (M14 และ M15) เข้าสู่ วงจรถอดรากลที่สอง ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ M16, M17, M18 และ M19 ตามลำดับ ซึ่งเชื่อมต่อกันในรูปวงรอบทรานส์เลเยอร์ โดยเมื่อกำหนดให้พื้นที่ (W/L) ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว เท่ากันทุกประการ จะสามารถวิเคราะห์สมการกระแสใน วงจรถอดรากลที่สองได้คือ $I_{D16} = I_{AV}$, $I_{D17} = I_B$ และ $I_{D18} = I_{D19} = I_{RMS}$ ซึ่งเมื่ออาศัยคุณสมบัติความสัมพันธ์ของวงรอบทรานส์เลเยอร์ เราจะสามารถวิเคราะห์สมการกระแสได้ดังสมการที่ (12)

$$I_{RMS}^2 = I_{AV} I_B \quad (12)$$

หรือสมการที่ (13)

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau I_{in}^2(t) dt} \quad (13)$$

จากสมการที่ (13) พบว่ากระแสเอาต์พุต I_{RMS} อยู่ใน รูปแบบค่าถอดรากลที่สองของค่าเฉลี่ยสัญญาณกระแสอินพุตยกกำลังสอง หรือค่า RMS ตามที่ต้องการ สำหรับการคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิล (percent ripple) [14] ของวงจรดังรูปที่ 3 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (14)

$$\text{percent ripple} = \frac{1}{2\sqrt{1 + 4\omega^2\tau^2}} \times 100\% \quad (14)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ f คือ ค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต

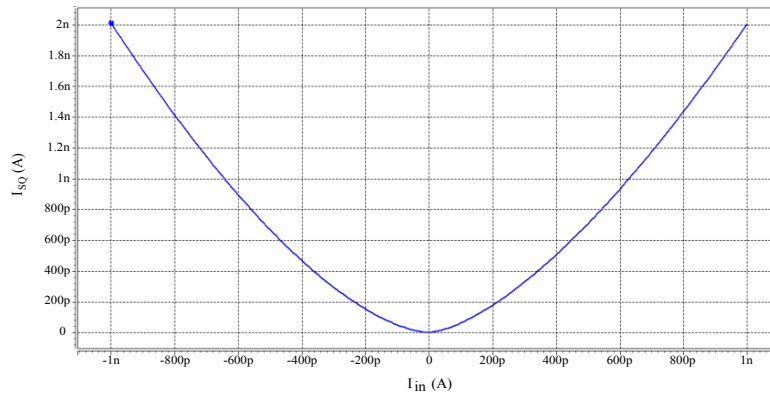
ในกรณีการเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ C_{AV} เพื่อลดขนาดของริปเปิล (ripple) ให้น้อยลงในช่วงความถี่อินพุตที่ต้องการ โดยเลือกค่าตัวเก็บประจุได้จากสมการที่ (15)

$$C_{AV} \gg \frac{g_{m12(MAX)}}{4\pi f_{(MIN)}} \quad (15)$$

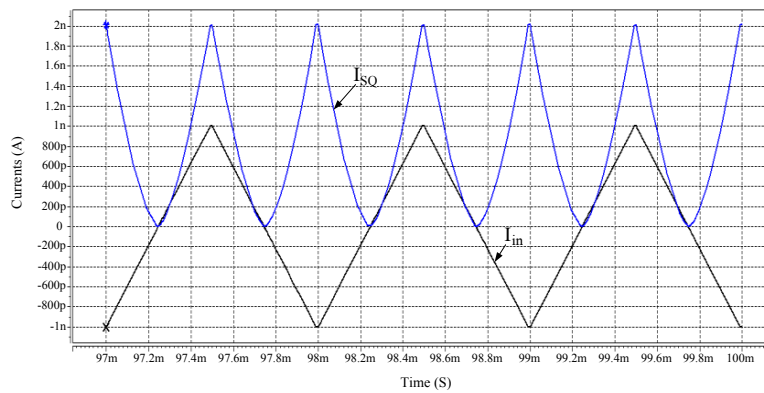
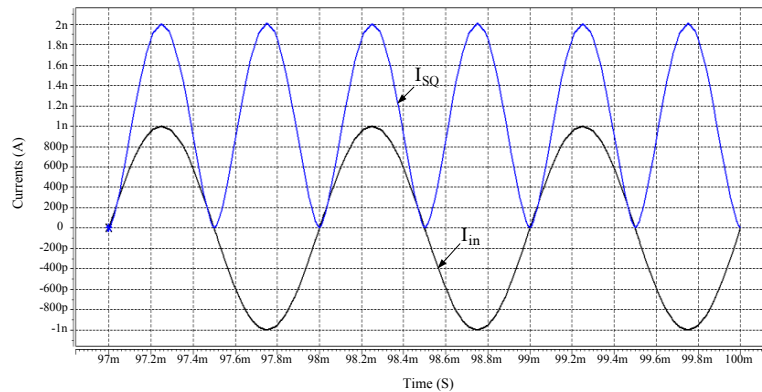
เมื่อ $g_{m12(MAX)} = \frac{I_{sq}^2}{nV_T I_B}$ คือ ค่าความนำสูงสุดของ ทรานซิสเตอร์ M12 และ $f_{(MIN)}$ คือ ค่าความถี่อินพุตต่ำสุด ในช่วงความถี่ที่สนใจ

3. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในการจำลองการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับประยุกต์ใช้ในสัญญาณชีวแพทย์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 3 ได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE โดยใช้โมเดลทรานซิสเตอร์ BSIM4 Level 49 ของเทคโนโลยี CMOS TSMC 0.18 ไมครอน เมื่อกำหนดให้ค่าพื้นที่ W/L ของทรานซิสเตอร์ M4 และ M5 มีค่า $1.8 \mu m / 0.18 \mu m$ สำหรับทรานซิสเตอร์ตัวอื่นๆ มีค่า $0.9 \mu m / 0.18 \mu m$ กระแสไบอัส I_B มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของขนาดสัญญาณอินพุต I_{in} และแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} มีค่า 0.9 V ซึ่งผลการทดสอบการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 4 ถึงรูปที่ 7 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรสามารถทำงานเป็นวงจรยกกำลังสองโหมดกระแสสอดคล้องตามทฤษฎีที่นำเสนอ



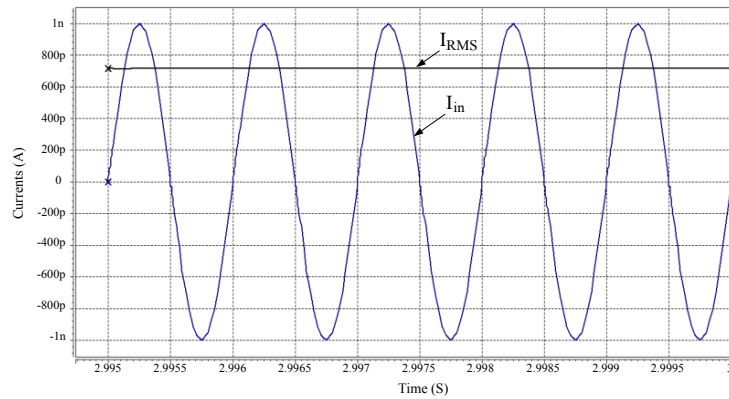
(ก) คุณลักษณะทางไฟตรง

(ข) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม(ค) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณไซน์

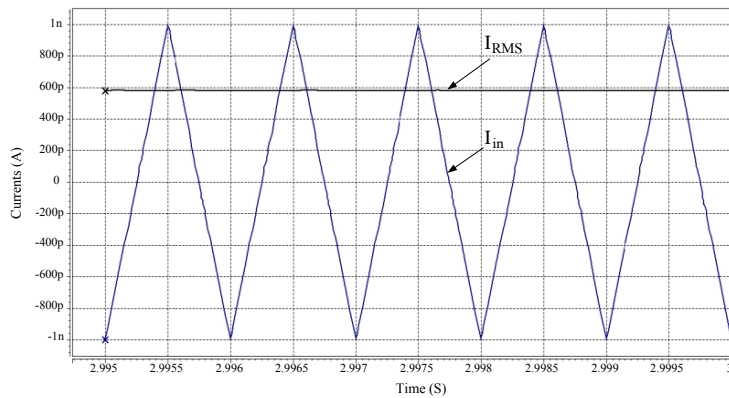
รูปที่ 4 ผลการจำลองการทำงานวงจรยกกำลังสอง โหมดกระแส

จากรูปที่ 4 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรยกกำลังสอง โหมดกระแส แบบ 2 จุดภาคที่น่าเสนอ ดังรูปที่ 2 ซึ่งรูปที่ 4(ก) เป็นผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรทางด้านคุณลักษณะไฟตรง พบว่าเมื่อกระแสอินพุต $I_{in} = 1$ nA และ $I_B = 0.5$ nA พบว่ากระแสเอาต์พุต I_{SQ} เท่ากับ 2.01 nA มีค่าความคลาดเคลื่อนร้อยละ 0.5 และ

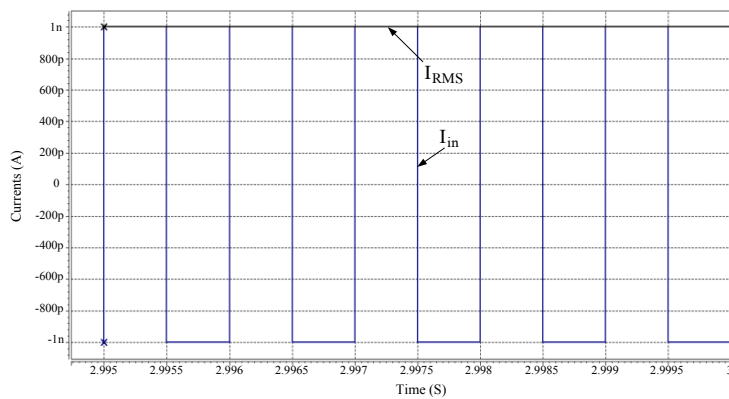
เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณไซน์ มีค่าเท่ากับ 1 nA ความถี่ 1 kHz และกระแส I_B มีค่าคงที่เท่ากับ 0.5 nA พบว่า วงจรที่ออกแบบ มีค่าความคลาดเคลื่อนร้อยละ 2.18 และร้อยละ 0.4 โดยแสดงผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4(ข) และ 4(ค) ตามลำดับ



(ก) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณไซน์



(ข) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม

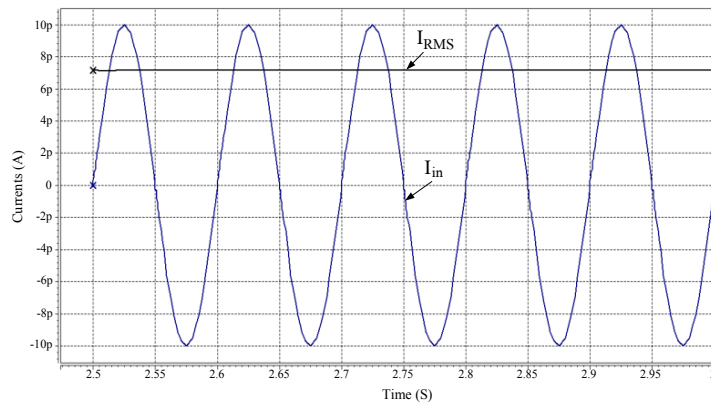
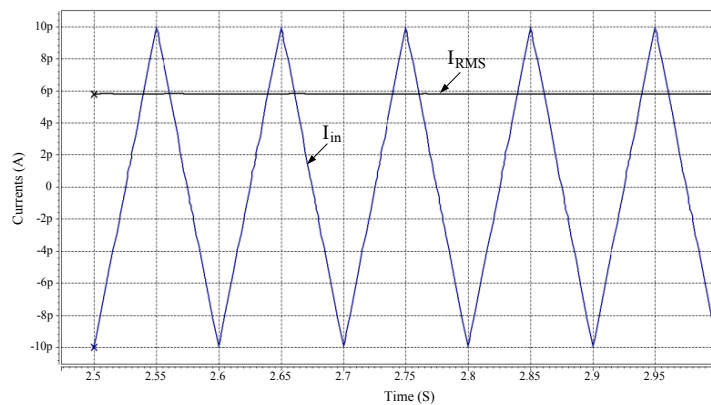
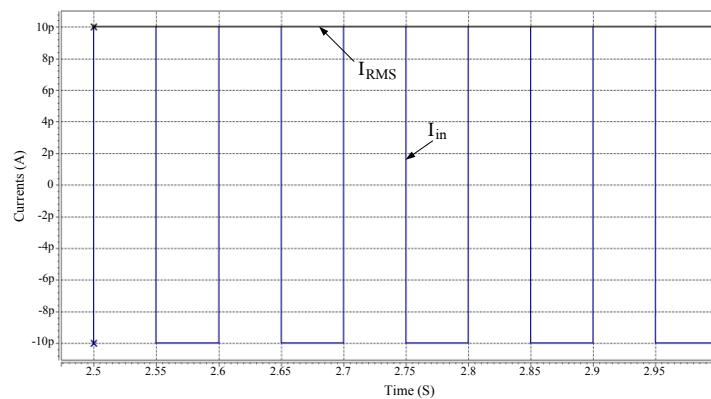


(ค) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

รูปที่ 5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อสัญญาณอินพุต $I_{in} = 1$ nA ความถี่ 1 kHz

รูปที่ 5 แสดงผลตอบสนองทางเวลาของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอในรูปที่ 3 เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุต I_{in} เป็นสัญญาณไซน์ สัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณสี่เหลี่ยม ตามลำดับ โดยให้ $I_{in} = 1$ nA ความถี่ 1 kHz และตัวเก็บประจุ C_{AV} มี

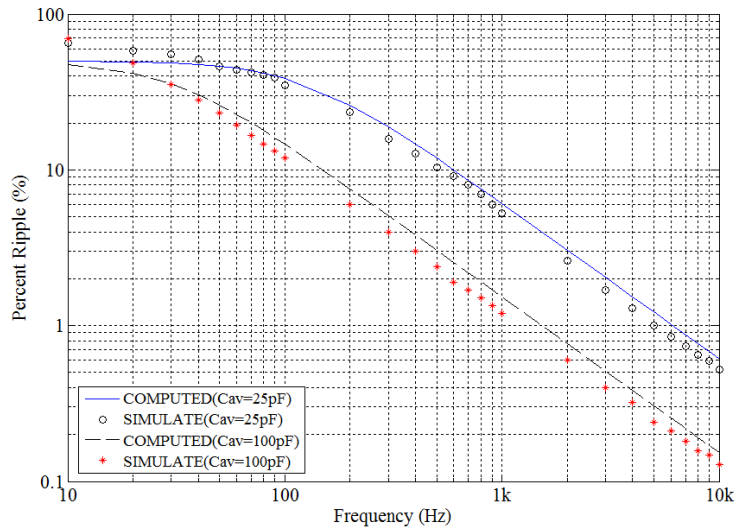
ค่าเท่ากับ 250 pF พบว่า สัญญาณเอาต์พุต I_{RMS} ที่ได้มีขนาดเท่ากับ 0.708 nA 0.583 nA และ 0.99 nA ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนของการแปลงสัญญาณมีค่าเท่ากับร้อยละ 0.14 0.52 และ 1 ตามลำดับ

(ก) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณไซน์(ข) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม(ค) กรณีกระแสอินพุต I_{in} ที่ใช้ทดสอบเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม

รูปที่ 6 ผลการจำลองการทำงานวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อสัญญาณอินพุต $I_{in} = 10$ pA ความถี่ 10 Hz

นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรในกรณีที่สัญญาณกระแสอินพุตมีขนาดต่ำ และความถี่ต่ำ โดยทดสอบให้สัญญาณอินพุต I_{in} มีขนาดเท่ากับ 10 pA ความถี่ 10 Hz และตัวเก็บประจุ C_{AV} มีค่าเท่ากับ 20 pF พบว่าสัญญาณเอาต์พุต (I_{RMS}) ของ

สัญญาณไซน์ สามเหลี่ยม และสัญญาณสี่เหลี่ยม ที่ได้มีขนาดเท่ากับ 7.09 pA 5.85 pA และ 9.88 pA และค่าความคลาดเคลื่อนของการแปลงสัญญาณมีค่าเท่ากับร้อยละ 0.28 0.86 และ 1.2 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 6



รูปที่ 7 กราฟความสัมพันธ์ของเปอร์เซ็นต์ริปเปิลเทียบกับความถี่

จากรูปที่ 7 แสดงความสัมพันธ์เปอร์เซ็นต์ริปเปิลของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุต ที่มีผลจากค่าของตัวเก็บประจุ C_{AV} เมื่อกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 25 pF และ 100 pF ตามลำดับ เทียบกับผลลัพธ์จากการคำนวณทางทฤษฎีตามสมการที่ (14) ที่ขนาดของสัญญาณอินพุต I_{in} คงที่เท่ากับ 1 nA โดยแปรค่าความถี่ 10 Hz ถึง 10 kHz ซึ่งจากผลการจำลองการทำงาน พบว่า สัญญาณเอาต์พุต I_{RMS} จะมีค่าเปอร์เซ็นต์ริปเปิลน้อยลง เมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเพิ่มมากขึ้น และผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบการทำงานของวงจรมีค่าสอดคล้องและเข้าใกล้กับผลลัพธ์จากการคำนวณตามสมการที่ (14)

นอกจากนี้การทดสอบการทำงานของวงจรในเชิงความถี่ พบว่าค่าแบนด์วิธของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่น่าเสนอ เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุต I_{in} เป็นสัญญาณชานน์ ที่มีขนาดเท่ากับ 100 pA 1 nA และ 10 nA จะมีค่าแบนด์วิธประมาณ 50 kHz 100 kHz และ 500 kHz ตามลำดับ

เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นคุณสมบัติการทำงานของวงจร เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าตัวประกอบค่ายอด (Crest Factor หรือเรียกย่อว่า CF) ที่ต่างกัน จึงทดสอบโดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตของวงจร มีค่าตัวประกอบค่ายอดค่าต่างๆ ตั้งแต่ 1 ถึง 10 (CF=1 ถึง 10) โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นขบวนพัลส์ (rectangular pulse train) มีขนาดของสัญญาณเท่ากับ 1 nA และมีค่า

คาบเวลา (T) เท่ากับ 10 ms โดยทำการแปรค่ารอบทำงาน (duty cycle) ตามตัวประกอบค่ายอด ตั้งแต่ 1 ถึง 10 [15] พบว่า วงจรที่ออกแบบมีความแม่นยำในการแปลงสัญญาณ RMS เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยกรณีสัญญาณอินพุตมีค่าตัวประกอบค่ายอด ตั้งแต่ 1 ถึง 4 มีค่าความผิดพลาดไม่เกินร้อยละ 1.7 และกรณีค่าตัวประกอบค่ายอดตั้งแต่ 5 ถึง 10 มีค่าความผิดพลาดมีค่าไม่เกินร้อยละ 2.54 ดังแสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 คุณสมบัติของวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นไฟฟ้ากระแสตรงไหมดกระแสที่นำเสนอ

คุณสมบัติ	ค่าที่วัดได้
แรงดันไฟเลี้ยง (Supply voltage)	0.9 V
กระแสอินพุต (Input current range)	1 pA to 10 nA
การบริโภคกำลัง (Power consumption)	< 3.4 nW
ค่าความแม่นยำในการแปลงสัญญาณ (Conversion accuracy)	1.5% Max. nonlinearity 1 pA to 10 nA
ค่าความแม่นยำในการแปลงสัญญาณ กรณีแปรค่าตัวประกอบค่ายอด (Crest Factor: CF)	CF= 1 to 4, error <1.7% CF =5 to 10, error < 2.54%
ความกว้างแถบความถี่ (Bandwidth)	$I_{in} = 100$ pA, 50 kHz $I_{in} = 1$ nA, 100 kHz $I_{in} = 10$ nA, 500 kHz

จากตารางที่ 1 พบว่าวงจรที่น่าเสนอจะใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำเมื่อเทียบกับช่วงพิสัยพลวัตกระแสอินพุตรวมถึงค่าการบริโภคกำลังที่ต่ำมาก จึงเป็นการเหมาะสม

ที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านชีวการแพทย์ เช่น อุปกรณ์คุมอัตราการเต้นของหัวใจ (pacemakers) [16] อุปกรณ์ช่วยทางการได้ยิน (hearing aids) [17] เป็นต้น

จากตารางที่ 2 แสดงผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอกับวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ทำงานโหมดกระแสในสถานะต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอ

คุณสมบัติ	[13]	[18]	ที่นำเสนอ
หลักการที่ใช้ออกแบบ	translinear	log-domain	translinear
เทคโนโลยีซีมอส	0.35 μm	0.18 μm	0.18 μm
แรงดันไฟเลี้ยง	0.8 V	1 V	0.9 V
พิสัยพลวัตของกระแสอินพุต	0.5nA-500nA	50nA-500nA	1pA-10nA
การบริโภคกำลัง	< 1 μW	< 3 μW	< 3.4 nW
จำนวนทรานซิสเตอร์	22 MOS	42 MOS	24 MOS

4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ RMS เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ที่ทำงานในโหมดกระแสในช่วงแรงดันไฟเลี้ยงต่ำมาก ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอ วงจรสามารถทำงานในช่วงกระแสอินพุต 1 pA ถึง 10 nA สำหรับแรงดันไฟเลี้ยง 0.9 V โดยมีการบริโภคกำลังไม่เกิน 3.4 nW ที่ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าร้อยละ 1.5 ซึ่งผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร พบว่า วงจรที่ได้นำเสนอ มีการทำงานที่สอดคล้องตามทฤษฎี ภายใต้หลักการทรานซิสเตอร์ โหมดกระแส ที่มอสทรานซิสเตอร์สามารถทำงานในสถานะต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม จึงทำให้เหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรหรือระบบด้าน ชีวการแพทย์ หรืออุปกรณ์การแพทย์แบบปลูกฝังได้ดี

เอกสารอ้างอิง

- [1] Al-Absi, M.A., Hussein, A. and Taher Abuelma' att, M. 2013. A low voltage and low power current-mode analog computational circuit. *Circuits Systems and Signal Processing*, 32(1): 321-331.
- [2] Khateb, F. 2014. Bulk-driven floating-gate and Bulk-driven quasi-floating-gate techniques for

low-voltage low-power analog circuits design. *International Journal of Electronics and Communication*, 68: 64-72.

- [3] Bartolozzi, C., Mitra, S. and Indiveri, G. 2006. An ultra low power current-mode filter for neuromorphic systems and biomedical signal processing. In *Proceedings IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS 2006)*, 1, 2006: 130-133.
- [4] Toumazou, C., Lidgey, F.J. and Haigh, D.G. 1990. *Analogue IC Design: the current-mode approach*. Peter Peregrinus, London, U.K.
- [5] Krishnapura, N. 2000. Large dynamic range dynamically biased log-domain filter. Phd thesis, Columbia University, USA.
- [6] Haddad, S.A.P. and Serdijin, W.A. 2009. *Ultra Low-Power Biomedical System Designs: Ultra Low-Power Biomedical Signal Processing*. Springer Publishers, Dordrecht, Netherlands.
- [7] Haddad, S.A.P., Gieltsjes, S., Houben, R., and Serdijn, W.A. 2003. An ultra low-power dynamic translinear cardiac sense amplifier for pacemakers. In *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'03)*, 5, 2003: V-37-V40.
- [8] Lopez-Martin, A.J. and Carlosena, A. 2003. A 1.5V Current-Mode CMOS RMS-to-DC converter. *Analog Integrated Circuits Signal Process*, 36: 137-143.
- [9] Keawdang, K., Kumwachara, K. and Surakamponorn, W. 2004. A realization of simple current-mode CMOS based true RMS-to-DC converter. The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS'04), 2, Dec. 2004: 733-736.
- [10] DE La Cruz-Blas, C.A., Lopez-Martin, A., Carlosena, A. and Ramirez-Angulo, J. 2005. 1.5-V Current-Mode CMOS True RMS-DC Converter Based on Class-AB Transconductors. *IEEE Transactions on*

- Circuits and Systems—II: Express Briefs, 52(7), July 2005: 376-379.
- [11] Giagkoulovits C. and Psychalinos C. 2013. 0.5V Cardiac Sense Amplifier Realization Using Log-Domain Filtering. Biomedical Engineering, 2013: 1-11.
 - [12] Kitckin, C. and Counts, L. 1986. RMS to DC conversion application guide. Analog Device, Norwood, USA.
 - [13] Kompitaya, P. and Keawdang, K. 2011. A low-voltage low-power CMOS weak inversion true RMS-to-DC converter. The 8th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 1, 2011: 94-97.
 - [14] Wong, Y.J. and Ott. W.E. 1976. Function Circuits: Design and Applications. McGraw-Hill, New York, U.K.
 - [15] Helms, H.L. 1987. Linear Integrated Circuit Devices 1987: Source Book. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, USA.
 - [16] Wong, L.S.Y., Hossain, S., Ta, A., Edvinsson, J., Rivas, D.H. and Naas, H. 2004. A very low-power CMOS mixed-signal IC for implantable pacemaker applications. IEEE Journal of Solid-State Circuit, 39(12): 2446-2456.
 - [17] Kim, S., Yan, L., Kim, M., Bae, J. and Yoo, H.J. 2008. Autonomous gain verification algorithm for a dual mode digital hearing aid chip. The 30th Annual International IEEE EMBS Conference, 1, Aug. 2008: 2337-2340.
 - [18] Farshidi, E. and Nejad, T.G. 2012. A new two-quadrant squarer/divider circuit for true RMS-to-DC converters in MOS technology. Measurement, 45: 778-784.