

วงจรเชื่อมต่อสัญญาณสำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า

Interface Circuit for Capacitive Measurement

พัชร กงภาค*

สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์
คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยแม่โจ้
* ผู้รับผิดชอบบทความ
patcharee_kp@mju.ac.th

Received: 25 May 2023

Revised: 21 Jun 2023

Accepted: 22 Jun 2023

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสัญญาณหรือวงจรอินเทอร์เฟซสำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้าในเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุแบบดิฟเฟอเรนเชียล โดยประยุกต์ใช้หลักการของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นสัญญาณดิจิทัล ชนิดซิกมาเดลต้า ซึ่งวงจรอินเทอร์เฟซนี้จะทำงานบนหลักการเปลี่ยนค่าความจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงในเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุไปเป็นค่าดิจิทัลระดับลอจิกสูง “1” และต่ำ “0” โดยวงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ วงจรฟลิปฟล็อป และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกโดยป้อนกลับแบบกระแสไฟฟ้า ผลการจำลองการทำงานวงจรพบว่า วงจรสามารถทำงานได้ตามหลักการที่ออกแบบไว้ โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดโดยประมาณเท่ากับ 0.6% ที่ค่าความจุไฟฟ้าปกติของเซนเซอร์ (C_0) 100 pF ค่าเต็มสเกล เท่ากับ 10 % ความถี่อินพุต (F_{in}) 100 Hz ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (F_{clk}) 10 kHz

คำสำคัญ: เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ โมดูลเอเตอร์ซิกมาเดลต้า การป้อนกลับแบบกระแสไฟฟ้า

Abstract

This paper presents an interface circuit for Capacitive measurement differential of capacitive sensor by using a Sigma Delta ($\Sigma\Delta$) capacitance to digital converter (CDC). This interface circuit operates on the principal of capacitance changes in a capacitive sensor to digital value logic level high “1” and low “0”. The proposed circuit consists of a capacitance to voltage converter (CVC), an integrator, a comparator, a flipflop and digital to analog converter (DAC) with feedback current. The simulation results showed that the circuit can operate according to the designed principle with errors approximately equal to 0.6 % for the nominal value of the sensor capacitances (C_0) of 100 pF, Full scale (FS) of 10 %, the input frequency (F_{in}) of 100 Hz, the clock frequency (F_{clk}) of 10 kHz.

Keywords: Capacitive sensor, Sigma-delta modulator, Feedback current

1. บทนำ

นับตั้งแต่การปรากฏตัวของทรานซิสเตอร์ตัวแรกในปี 1947 และวงจรรวมตัวแรกที่คิดค้นในปี 1958 เทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์ยังคงพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้กลายเป็นสิ่งจำเป็นในชีวิตประจำวัน ปัจจุบันอุตสาหกรรมสารกึ่งตัวนำหรือเซมิคอนดักเตอร์ (Semiconductor) เป็น

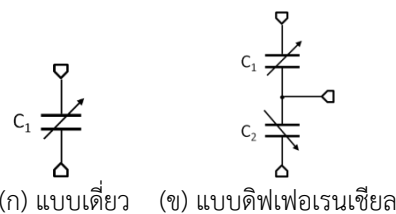
อุตสาหกรรมชั้นนำที่มีการคิดค้นเทคโนโลยีอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำยังคงมีความสำคัญมากในตลาดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แม้ว่าเทคโนโลยีอื่น ๆ กำลังเกิดขึ้นก็ตาม (FinFET, ฟอนาโนคาร์บอน ฯลฯ) นอกจากนี้ยังมีเทคโนโลยี MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) ที่มีอิทธิพลอย่างมากในชีวิตประจำวัน ซึ่งโลกของเซนเซอร์ MEMS นั้นมีความหลากหลายและหนึ่งในนั้นคือ เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ (Capacitive Sensors) ซึ่งถือเป็นเทคโนโลยีชั้นนำและสำคัญของตลาด สามารถใช้สำหรับการวัดได้หลากหลายประเภททั้งทางกายภาพ เคมี และชีวภาพ นิยมใช้แพร่หลายสำหรับตรวจวัดการสัมผัส (touch sensing) วัดก๊าซ (gas) วัดความชื้น (humidity) วัดตำแหน่งและระยะ ฯลฯ ทั้งในด้านอุตสาหกรรม ยานยนต์ อุปกรณ์เครื่องใช้ในชีวิตประจำวัน อุปกรณ์สำหรับเชื่อมโยงผู้คนเข้ากับเครื่องมือเครื่องใช้ (human machine interface) เช่น การผ่านเข้า-ออกโดยไม่ใช้กุญแจ (keyless entry) การตรวจจับกริยาท่าทาง (3D gesture) และการควบคุมไฟแสงสว่างในอาคาร เป็นต้น [1-8] เนื่องจากมีความทนทาน ความไว และความแม่นยำในการตรวจวัดมากกว่าเซนเซอร์ชนิดอื่น โดยตลาดรวมในปี พ.ศ. 2565 มีมูลค่าสูงถึง 3.06 หมื่นล้านเหรียญสหรัฐ และคาดการณ์ว่าจะเติบโตไปถึงระดับ 4.17 หมื่นล้านเหรียญสหรัฐในปี พ.ศ. 2571 [9] ซึ่งปัจจัยหลักที่ขับเคลื่อนการเติบโตนี้ ได้แก่ การขยายตัวอย่างรวดเร็วของความต้องการอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เครื่องใช้ไฟฟ้า (consumer electronics) โดยเฉพาะกลุ่มสมาร์ตโฟน แท็บเล็ต และเครื่องเล่นเกมสคอนโซล รวมถึงกระบวนการผลิตอัตโนมัติขั้นสูงที่ใช้ในการผลิตสินค้าต่าง ๆ เหล่านี้เองก็ต้องการเซนเซอร์สำหรับควบคุมการทำงานด้วยเช่นกัน

2. หลักการของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ

เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุจะถูกออกแบบมาเพื่อวัดค่าความจุไฟฟ้าที่แปรผันเมื่อมีขั้วไฟฟ้าเคลื่อนที่อย่างน้อยหนึ่งตัว ซึ่งเกิดขึ้นได้จากพารามิเตอร์หนึ่งในสามตัว ได้แก่ ความหนาของแผ่นสารไดอิเล็กทริกหรือระยะห่างระหว่างแผ่นเพลตตัวนำ (D) พื้นที่ของแผ่นเพลตตัวนำ (A) และแรงดันสนามไฟฟ้าหรือค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric Permittivity: ϵ) เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุที่ง่ายที่สุดประกอบด้วย แผ่นโลหะสองแผ่น ที่ขนานกันโดยคั่นด้วยชั้นฉนวน

โดยค่าความจุไฟฟ้าจะแปรผันตรงกับพื้นที่ของแผ่นเพลตตัวนำ (A) และแรงดันสนามไฟฟ้าหรือค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric Permittivity: ϵ) แต่แปรผกผันกับระยะห่างระหว่างแผ่นเพลตตัวนำ (d) (i.e., $C = \epsilon \cdot A / D$)

เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุจะแบ่งเป็น 2 ประเภท [1] ได้แก่ แบบเดี่ยว ซึ่งมีองค์ประกอบการตรวจจับอันเดียว หรือตัวเก็บประจุแบบแปรผันเดียว (C_1) และแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งมีองค์ประกอบการตรวจจับสองอัน หรือตัวเก็บประจุแบบแปรผันสองตัว (C_1, C_2) แสดงดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรสมมูลของเซนเซอร์ตัวเก็บประจุ

ข้อดีของโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลคือ อิทธิพลภายนอก (เช่น อุณหภูมิ สัญญาณรบกวน เป็นต้น) ไม่ส่งผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความจุไฟฟ้าทั้งสองด้าน และความเป็นไปได้ในการควบคุมเซนเซอร์หลายตัวด้วยวงจรอินเทอร์เฟซอันเดียวกัน [10] นอกจากนี้ โครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลยังมีความไวและความแม่นยำที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบเดี่ยว ด้วยเหตุนี้โครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลจึงนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย

สำหรับโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลนั้น ตัวเก็บประจุทั้งสองตัว C_1 และ C_2 จะมีค่าการแปรผันของความจุไฟฟ้าเท่ากัน และตรงกันข้ามซึ่งเป็นผลมาจากปริมาณที่ถูกวัด (Measurand) โดยสามารถเขียนเป็น

$$C_1 = C_0 + \Delta C \quad (1)$$

$$C_2 = C_0 - \Delta C \quad (2)$$

เมื่อ C_0 คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่มีตัวกลางคั่นเป็นสุญญากาศหรือค่าความจุไฟฟ้าปกติของเซนเซอร์ (nominal value of the sensor capacitances) และ ΔC คือ ค่าความจุ

ไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลง (Capacitance Variation) เมื่อแผ่นเพลตเคลื่อนที่หรือระยะห่างระหว่างแผ่นเพลตตัวนำเปลี่ยนแปลงซึ่งเป็นผลมาจากปริมาณที่ถูกวัด (Measurand)

ถ้าแผ่นเพลตอยู่ห่างกันมากขึ้นจะทำให้ค่าความจุไฟฟ้ามีค่าน้อยลง แต่ถ้าอยู่ห่างกันน้อยลงหรือใกล้กันมากขึ้นจะทำให้ค่าความจุไฟฟ้ามีค่ามาก ค่าของ C_1 และ C_2 จะเป็นดังสมการ (3) และ (4)

$$C_1 = \frac{C_0}{1 - \frac{\Delta d}{D_0}} \quad (3)$$

$$C_2 = \frac{C_0}{1 + \frac{\Delta d}{D_0}} \quad (4)$$

เมื่อ D_0 คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นเพลตตัวนำขณะที่อิเล็กทรอนิกส์แบบคงที่อยู่ที่กลางระหว่างแผ่นเพลต และ Δd คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นเพลตตัวนำที่เปลี่ยนแปลงไป

จากสมการที่ (4) และ (5) ค่าความจุไฟฟ้า C_0 สามารถเขียนได้ว่า

$$C_0 = C_1 \left(1 - \frac{\Delta d}{D_0} \right) = C_2 \left(1 + \frac{\Delta d}{D_0} \right) \quad (5)$$

ถ้าพื้นที่ของแผ่นเพลตตัวนำมีค่าน้อยก็จะเก็บประจุได้น้อย ถ้าพื้นที่มีค่ามากจะทำให้ค่าความจุไฟฟ้ามีค่ามาก ค่าของ C_1 และ C_2 จะเป็นดังสมการ (6) และ (7)

$$C_1 = C_0 \left(1 + \frac{\Delta a}{A_0} \right) \quad (6)$$

$$C_2 = C_0 \left(1 - \frac{\Delta a}{A_0} \right) \quad (7)$$

เมื่อ A_0 คือ พื้นที่ของแผ่นเพลตตัวนำขณะที่อิเล็กทรอนิกส์แบบคงที่อยู่ที่กลางระหว่างแผ่นเพลต และ Δa คือ พื้นที่ของแผ่นเพลตตัวนำ

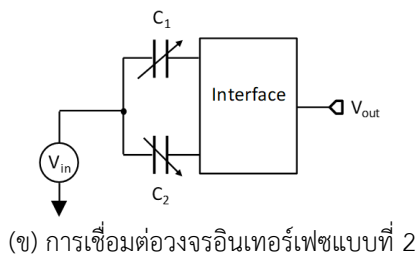
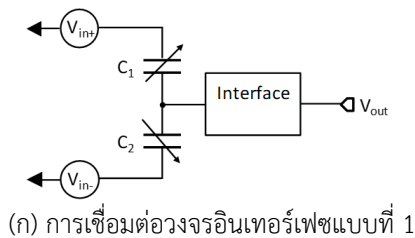
ในทั้งสองกรณีนี้ ความแปรผันสัมพัทธ์ของระยะห่างระหว่างแผ่นเพลตตัวนำและพื้นที่ของแผ่นเพลตตัวนำสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\frac{\Delta d}{D_0} = \frac{\Delta a}{A_0} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\Delta C}{C_0} \quad (8)$$

สำหรับการเปลี่ยนแปลงของความจุไฟฟ้านั้น จะมีขนาดค่อนข้างเล็ก ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องออกแบบและพัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์อินเทอร์เฟซให้สามารถอ่านค่าความจุไฟฟ้าขนาดเล็ก และสามารถแปลงเป็นปริมาณทางไฟฟ้า เช่น กระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้า ความถี่ เวลา หรือเป็นสัญญาณดิจิทัลที่สามารถใช้งานต่อไปได้ [11-19] หลักการที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้ามีด้วยกันห้าแบบ ได้แก่

- แบบแรกใช้วิธีจ่ายสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้กับตัวเก็บประจุที่ต้องการตรวจวัด จากนั้นทำการตรวจวัดค่าความต่างศักย์ไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุหรือใช้วิธีตรวจสอบการเลื่อนเฟสสำหรับสอบเทียบเป็นค่าความจุไฟฟ้า [11-12]
- แบบที่สองเป็นการอาศัยหลักการสวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switch Capacitor) ซึ่งนำมาสังเคราะห์เป็นความต้านทานชนิดปรับค่าได้ที่แปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าและความถี่ของสัญญาณที่ใช้ควบคุมสวิตช์ [13-14]
- แบบที่สามใช้วิธีนำตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ต้องการตรวจวัดไปต่อรวมเป็นส่วนหนึ่งของวงจรกำเนิดสัญญาณ จากนั้นทำการวัดคาบของสัญญาณดังกล่าวที่ได้ ซึ่งจะแปรผันตรงกับค่าความจุไฟฟ้า [15]
- แบบที่สี่เป็นการอาศัยหลักการค่าคงตัวเวลาของวงจร RC โดยจะใช้วิธีการจับเวลาขณะชาร์จประจุ หรือขณะคายประจุของตัวเก็บประจุที่ต้องการตรวจวัด สำหรับวิธีการนี้จะมีข้อดีที่ความเรียบง่ายของวงจร ประกอบกับความสามารถของไมโครคอนโทรลเลอร์ในปัจจุบัน ซึ่งจะมีความเร็วในการทำงานที่สูงขึ้น การเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมและการดัดแปลงแก้ไขสามารถทำได้สะดวกขึ้น [16]
- แบบที่ห้าเป็นการทำงานบนหลักการเปลี่ยนค่าความจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงในเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุไปเป็นค่าดิจิทัลระดับลอจิกสูง “1” และต่ำ “0” โดยใช้เทคนิควงจรรีจิสเตอร์ประมาณค่าสืบเนื่อง (Successive Approximation Register: SAR) เทคนิคโมดูลेशनซิกมาเดลต้า ($\Sigma\Delta$ Modulation) [17-19]

นอกจากนี้การเชื่อมต่อวงจรอินเทอร์เฟซสามารถกระทำได้สองแบบ ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยแบบที่ 1 จะใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณสองแหล่งต่อเข้ากับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุแบบดิฟเฟอเรนเชียล C_1 และ C_2 และจุดกึ่งกลางระหว่าง C_1 และ C_2 ต่อเข้ากับวงจรอินเทอร์เฟซ สำหรับแบบที่ 2 จะใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณหนึ่งแหล่งต่อเข้ากับจุดกึ่งกลางระหว่าง C_1 และ C_2 และปลายของ C_1 และ C_2 ต่อเข้ากับวงจรอินเทอร์เฟซ โดยวงจรอินเทอร์เฟซนี้จะมีส่วนขยายสัญญาณ จำนวน 2 วงจร [20] ซึ่งจะเยาะกว่าแบบที่ 1 ดังนั้นวงจรอินเทอร์เฟซจะใหญ่ ใช้พื้นที่เยาะ และซับซ้อนกว่าแบบที่ 1 ด้วยเหตุนี้ งานวิจัยนี้จึงออกแบบวงจรอินเทอร์เฟซตามแบบที่ 1

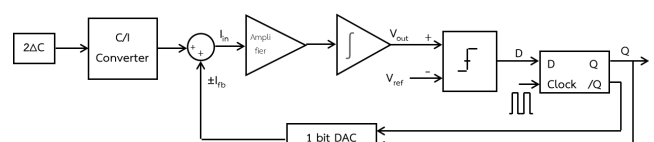


รูปที่ 2 การเชื่อมต่อวงจรอินเทอร์เฟซ

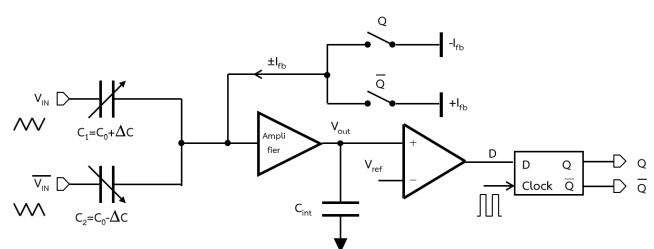
3. วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นสัญญาณดิจิทัล

รูปที่ 3 และรูปที่ 4 แสดงวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอ โดยประยุกต์ใช้การแปลงด้วยวงจรแปลงชิกม่าเดลต้า อันดับหนึ่ง ซึ่งประกอบด้วยวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า วงจรขยายสัญญาณแรงดันไฟฟ้า วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ วงจรฟลิปฟล็อป และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกโดยป้อนกลับแบบกระแสไฟฟ้าขนาด 1 บิต โดยค่าความจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงแบบสมมาตร $C_1 - C_2 = 2\Delta C$ นั้นสามารถถูกแปลงเป็นกระแสไฟฟ้าได้โดยตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ต่อร่วมกับแหล่งกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม V_{in} และ \bar{V}_{in} เฟสตรงกันข้าม กระแสไฟฟ้า I_{fb} เป็น

กระแสป้อนกลับที่ต่อเข้ากับส่วนอินพุตของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจะเป็นบวกหรือลบขึ้นอยู่กับค่าดิจิทัลลอจิกระดับลอจิกเอาต์พุตของวงจรดีฟลิปฟล็อป และกระแสไฟฟ้าเหล่านี้ถูกแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้าด้วยวงจรขยายสัญญาณแรงดันไฟฟ้า วงจรอินทิเกรเตอร์ถูกสร้างได้ด้วยตัวเก็บประจุโดยต่อพ่วงที่ส่วนเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณแรงดันไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ถูกส่งต่อไปที่วงจรเปรียบเทียบสัญญาณขาบวก โดยขาลบเป็นแรงดันอ้างอิง V_{ref} ส่วนเอาต์พุต D ของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะเป็นค่าดิจิทัลลอจิก “1” และจะเป็นค่าดิจิทัลลอจิก “0” เมื่อ $V_{out} \geq V_{ref}$ และ $V_{out} < V_{ref}$ ตามลำดับ นอกจากนี้สัญญาณเอาต์พุต D จะถูกสุ่มตัวอย่างหรือแซมปลิงด้วยความถี่สัญญาณนาฬิกา (clock frequency: f_{clk}) โดยความถี่สัญญาณนาฬิกา f_{clk} จะต้องมีความถี่สูงกว่าความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับคลื่นรูปสามเหลี่ยมหรือความถี่อินพุต (F_{in}) และความถี่ตัดหรือความถี่คัตออฟ (cut-off frequency: f_c) ของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าหลายเท่า (อย่างน้อย 2 เท่า) สำหรับเอาต์พุต Q ของวงจรดีฟลิปฟล็อปจะเป็นตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าให้เป็น I_{fb} เมื่อ $Q=0$ และเป็น $-I_{fb}$ เมื่อ $Q=1$ สุดท้ายในแต่ละเฟสจะได้จำนวนค่าดิจิทัลลอจิก “1” ที่สอดคล้องกับค่าความแปรผันของความจุไฟฟ้า ΔC



รูปที่ 3 โครงสร้างของวงจรแปลงชิกม่าเดลต้า อันดับหนึ่ง ด้วยโครงสร้างป้อนกลับแบบกระแสไฟฟ้า



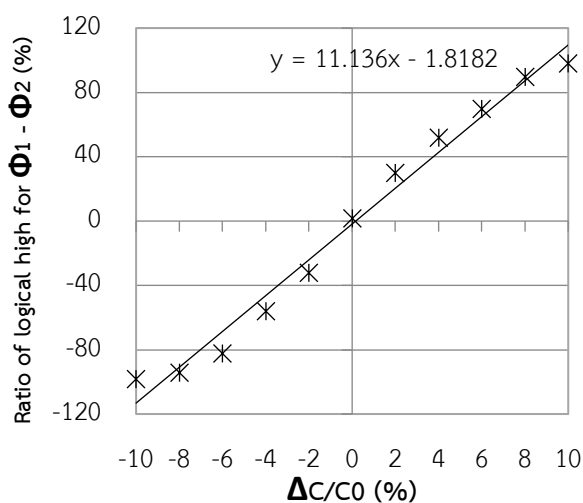
รูปที่ 4 วงจรแปลงชิกม่าเดลต้า อันดับหนึ่ง ด้วยโครงสร้างป้อนกลับแบบกระแสไฟฟ้า

4. ผลการวิจัย

การวิเคราะห์วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นสัญญาณดิจิทัลจะคำนวณอัตราส่วนจำนวนค่าดิจิทัลระดับลอจิก “1” กับคาบทั้งหมด ที่สอดคล้องกับค่าความแปรผันของความจุไฟฟ้า $\Delta C/C_0$ (%) โดยกำหนดความจุไฟฟ้าปกติของเซนเซอร์ (C_0) เท่ากับ 100 pF และค่าเต็มสเกล (Full scale; FS) เท่ากับ 10 % หรือ 0.1 ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงสูงสุด (ΔC_{FS}) เท่ากับ 10 pF สำหรับกระแสไฟฟ้า I_{fb} สามารถคำนวณได้จากสมการ (9) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 40 nA และทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ให้เข้าใกล้แรงดันอ้างอิง V_{ref} สำหรับแอมพลิฟายด์ของแรงดันไฟฟ้ากระแสกลับคลื่นรูปสามเหลี่ยมเท่ากับ 10 V ความถี่อินพุต (F_{in}) เท่ากับ 100 Hz ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (F_{clk}) เท่ากับ 10 kHz ซึ่งมากกว่าความถี่อินพุต (F_{in}) 100 เท่า

$$I_{fb} = 2C_0 \left| \frac{dV_{in}}{dt} \right| FS \quad (9)$$

รูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตมอดูเลเตอร์และค่าความแปรผันของความจุไฟฟ้า $\Delta C/C_0$ (%) เอาต์พุตมอดูเลเตอร์คือ ผลต่างระหว่างอัตราส่วนจำนวนค่าดิจิทัลระดับลอจิก “1” กับคาบทั้งหมดในเฟส Φ_1 (ความชันของ V_{in} เป็นบวก ความชันของ \bar{V}_{in} เป็นลบ) และในเฟส Φ_2 (ความชันของ V_{in} เป็นลบ ความชันของ \bar{V}_{in} เป็นบวก)



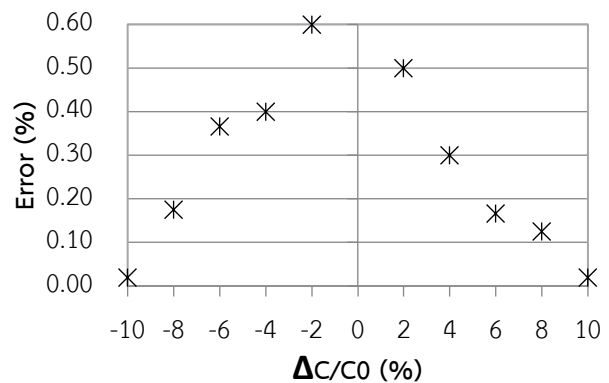
รูปที่ 5 เอาต์พุตมอดูเลเตอร์

จากรูปที่ 5 จะเห็นได้ว่าแกนหรือความชันของกราฟเอาต์พุตมอดูเลเตอร์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าทฤษฎี โดยค่าทฤษฎีสามารถคำนวณได้จากสมการ (10) ซึ่งในการทดลองนี้ค่าทฤษฎีคือ 10

$$Gain = \frac{2C_0 \left| \frac{dV_{in}}{dt} \right|}{I_{fb}} \quad (10)$$

ค่าความผิดพลาดมีค่าสูงสุดโดยประมาณเท่ากับ 0.6% ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ (11) และแสดงผลดังรูปที่ 6

$$Error (\%) = \frac{Simulated\ output - Theoretical\ output}{Theoretical\ output} \times 100 \quad (11)$$



รูปที่ 6 ค่าความผิดพลาด

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นสัญญาณดิจิทัล สำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุแบบดีฟเฟอเรนเชียล โดยใช้โครงสร้างของวงจรแปลงชนิดซิกม่าเดลต้า ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ วงจรฟลิปฟล็อป และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกโดยป้อนกลับแบบกระแสไฟฟ้า ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ซับซ้อนน้อยกว่าโครงสร้างป้อนกลับแบบตัวเก็บประจุ ผลการจำลองการทำงานวงจรด้วย PSpice-OrCAD พบว่า วงจรสามารถทำงานได้ตามหลักการที่ออกแบบไว้ โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดโดยประมาณเท่ากับ 0.6% ที่ค่าความจุไฟฟ้า

ปกติของเซนเซอร์ (C_0) 100 pF ค่าเต็มสเกล เท่ากับ 10 % ความถี่อินพุต (F_{in}) 100 Hz ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (F_{clk}) 10 kHz ซึ่งค่าความผิดพลาดสามารถลดลงได้โดยการเพิ่มความถี่ของสัญญาณนาฬิกาให้สูงขึ้น และ/หรือเพิ่มจำนวนคาบของ V_{in} และ $\overline{V_{in}}$ และ/หรือใช้เทคนิคโมดูลชันซิกม่าเดลต้า อันดับสูง โดยต้องอาศัยเครื่องมือระบบคอมพิวเตอร์ประมวลผลสมรรถนะสูง

6. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากสำนักงานคณะกรรมการส่งเสริมวิทยาศาสตร์ วิจัยและนวัตกรรม (สกสว.) ประจำปีงบประมาณ 2566

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Baxter Larry, *Capacitive Sensors, Design and Applications*. John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 1996.
- [2] S. F. Ebrahim Ghafar-Zadeh, *Emerging CMOS Capacitive Sensors for Biomedical Applications: A Multidisciplinary Approach*. The Institution of Engineering and Technology, London, UK, 2021.
- [3] T. Dong, Y. Gu, T. Liu and M. Pecht, "Resistive and capacitive strain sensors based on customized compliant electrode: Comparison and their wearable applications," *Sens. Actuators A Phys.*, 326, 112720, 2021.
- [4] W. Fan, M. Chen, H. Jin and Y. Wang, "Multi-layer concentric ring differential capacitance displacement sensor," *Measurement Science and Technology*, Vol. 136, pp. 615-621, 2019.
- [5] J. Ramakrishnan, P. T. R. Gaurav, N. S. Chandar and N. M. Sudharsan, "Structural design, analysis and DOE of MEMS-based capacitive accelerometer for automotive airbag application," *Microsyst. Technol.*, 27, 763-777, 2020.
- [6] R. Li, Q. Zhou, Y. Bi, S. Cao, X. Xia, A. Yang, S. Li and X. Xiao, "Research progress of flexible capacitive pressure sensor for sensitivity enhancement approaches," *Sens. Actuators A Phys.*, 321, 112425, 2021.
- [7] A. Litvinov, N. Samotaev, M. Etrekova, A. Ivanova and D. Filipchuk, "Hydrogen Concentration Control in Oil-Filled Power Transformers Using Field Effect Capacitive Gas Sensors," *J. Electrochem. Soc.*, 168, 017503, 2021.
- [8] K. Hang. "A 3D Gesture Modeling Method and Its Application in 3D Gesture Prediction". *The 2nd International Conference on Computing and Data Science*. January: 1-6, 2021.
- [9] Imarcgroup. (24 May2023). *Capacitive Sensor Market: Global Industry Trends, Share, Size, Growth, Opportunity and Forecast 2023-2028*. [Online] Available : www.imarcgroup.com/capacitive-sensor-market.
- [10] T. Islam, "Advanced Interfacing Techniques for the Capacitive Sensors," *Advanced Interfacing Techniques for Sensors*, 73-109. 2017.
- [11] L. Polak, R. Sotner, J. Petrzela and J. Jerabek, "CMOS Current Feedback Operational Amplifier-Based Relaxation Generator for Capacity to Voltage Sensor Interface," *Sensors*, 18(12), 4488. 2018.
- [12] G. Royo, C. Sánchez-Azqueta, C. Gimeno, C. Aldea and S. Celma, "Programmable low-power low-noise capacitance to voltage converter for MEMS accelerometers," *Sensors*, 17, 67. 2017.
- [13] P. Sebastian, P. P. Narayanan and S. Vijayakumar. "A Switched-Capacitor CVC and CFC for Capacitive Sensors Representable using π -Model". *2021 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. pp. 1-6, 2021.

- [14] C. Rogi, E. Prefasi and R. Gagli. "A Low-Power Auto-Zero Switched-Capacitor Dual-Slope Noise-Shaping Direct CDC". In *Proceedings of the ESSCIRC 2018-IEEE 44th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC). 3–6 September. Dresden, Germany*: pp. 198–201, 2018.
- [15] A. De Marcellis, C. Reig and M. D. Cubells-Beltrán, "A Capacitance-to-Time Converter-Based Electronic Interface for Differential Capacitive Sensors," *Electronics.*, 8, 80. 2019.
- [16] M. S. Arefin, J. M. Redouté and M. R. Yuce, "A low-power and wide-range MEMS capacitive sensors interface IC using pulse-width modulation for biomedical applications," *IEEE Sens. J.*, 16, pp. 6745–6754, 2016.
- [17] R. Wei, W. Lin, X. Xiao, Q. Chen and F. Li, "A Large Measurable Range Capacitance-to-Digital Converter for Smart Humidity Sensors," *Micromachines.*, 10, 2019.
- [18] H. Kim, B. Lee, Y. Mun, J. Kim, K. Han, Y. Roh, D. Song, S. Huh and H. Ko, "Reconfigurable Sensor Analog Front-End Using Low-Noise Chopper-Stabilized Delta-Sigma Capacitance-to-Digital Converter" *Micromachines.*, 9, 2018.
- [19] M. Cicalini, M. Piotta, P. Bruschi and M. Dei, "Design of a Capacitance-to-Digital Converter Based on Iterative Delay-Chain Discharge in 180 nm CMOS Technology," *Sensors.*, 22, 121, 2022.
- [20] A. Abu_AL_Aish, W. A. Salah, M. H. S Alrashdan and B. Abu Zneid, "Design of Differential Cylindrical Capacitive Displacement Sensor," *Journal of Electrical and Electronics Engineering.*, 13. pp. 5-8, 2020.