

วงจรอ่านค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัวต้นทุนต่ำด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่สำหรับเซ็นเซอร์ระยะไกล

Low-Cost Floating Capacitive Sensor Readout Circuit Based on All-Pass Filter for Remote Applications

จิรัชญ์ ฉิมน้อย¹ นิพิพัฒน์ แสงนพรัตน์² *พิพัฒน์ พรหมมี¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

²โรงเรียนวิทยาศาสตร์จุฬาภรณราชวิทยาลัย ปทุมธานี

Email: pipat.pr@kmitl.ac.th*

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ความจุไฟฟ้า (Capacitive Sensor) รูปแบบใหม่ โดยอาศัยหลักการของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-Pass Filter) สำหรับการวัดค่าแบบระยะไกล (Remote Sensor) ร่วมกับเทคนิคการป้องกันแบบแอคทีฟ (Active Shield) เพื่อลดผลกระทบจากความจุแฝงของสายสัญญาณหุ้มฉนวน วงจรสามารถคำนวณค่าความจุได้จากสมการพื้นฐานของความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency) ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรต้นแบบรองรับช่วงการวัด 100–1000 pF ความถูกต้องของวงจรได้รับการยืนยันผ่านการจำลองเชิงวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดสอบวงจรจริง ผลการทดลองเปรียบเทียบกับเครื่องมือมาตรฐาน LCR meter พบว่าความคลาดเคลื่อนต่ำกว่า 1% นอกจากนี้ วงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย และใช้ชิ้นประกอบที่หาซื้อได้ง่ายในเชิงพาณิชย์ ทำให้มีต้นทุนต่ำแต่ยังคงให้ประสิทธิภาพสูง

คำสำคัญ: เซ็นเซอร์ความจุไฟฟ้า เซ็นเซอร์ระยะไกล ความจุไฟฟ้าแฝง วงจรกรองผ่านทุกความถี่

Abstract

This paper presents a novel readout circuit for capacitive sensors based on the all-pass filter principle, designed for remote measurement applications. To mitigate the adverse effects of parasitic capacitance from shielded signal cables, an active-shield technique is employed. The capacitance value can be calculated from the fundamental equation of the natural frequency of the all-pass filter circuit. The proposed prototype supports a measurement range of 100–1000 pF. The accuracy of the circuit was verified through both PSPICE circuit simulations and experimental tests. Comparative results with a standard LCR meter indicate that the proposed design achieves less than 1% error. In addition, the circuit requires only a small number of commercially available components, making it a low-cost yet high-performance solution.

Keywords: Capacitive Sensor, Remote Sensor, Parasitic capacitance, All-Pass Filter

1. บทนำ

เซ็นเซอร์ถือเป็นองค์ประกอบหลักที่ช่วยขับเคลื่อนนวัตกรรม โดยเฉพาะเซ็นเซอร์ความจุไฟฟ้า [1] ซึ่งได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในภาคอุตสาหกรรม จากมีคุณสมบัติเด่น [2-3] เช่น ความไวและความแม่นยำสูง ใช้พลังงานต่ำ ไม่ถูกรบกวนจากสี ความสว่าง หรือพื้นผิวของวัตถุ รองรับทั้งวัตถุนำไฟฟ้าและไม่นำไฟฟ้า อีกทั้งยังมีค่าบำรุงรักษาต่ำ

และทนทานต่อสภาพแวดล้อมที่เป็นอันตรายจากคุณสมบัติดังกล่าว เซ็นเซอร์ความจุไฟฟ้าจึงเหมาะสำหรับใช้งานในพื้นที่อันตราย เช่น อุตสาหกรรมปิโตรเคมี สำหรับตรวจวัดระดับของเหลวอันตราย หรืองานกระแทกในงานนิวเคลียร์สำหรับวัดปริมาณของเหลวในเขตควบคุมรังสี อย่างไรก็ตาม การใช้งานในลักษณะนี้มักต้องแยกวงจรประมวลผลออกจากพื้นที่อันตราย และเชื่อมต่อกับเซ็นเซอร์ผ่านสายสัญญาณยาว ในรูปแบบเซ็นเซอร์ระยะไกล [4] ซึ่งส่งผลให้เกิดความจุแฝง (Parasitic Capacitance) [5] ที่ลดทอนความแม่นยำของการวัด

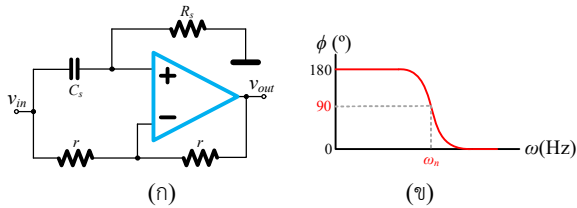
ที่ผ่านมา มีการนำเสนอแนวทางแก้ไขปัญหาดังกล่าวหลายวิธี เช่น การใช้วงจรบนพื้นฐานของ Relaxation oscillator [6] ร่วมกับเทคนิคลดผลกระทบจากความจุแฝงในสายสัญญาณ แบบการป้องกันแบบแอคทีฟ [7-8] และการเปรียบเทียบกับค่าความจุอ้างอิง รวมถึงการออกแบบวงจรด้วย Instrumentation Amplifier [9] ที่ใช้ความจุอ้างอิงแบบปรับค่าได้ เพื่อหักล้างค่าความจุแฝง อย่างไรก็ตาม วิธีการเหล่านี้มักซับซ้อน ใช้อุปกรณ์จำนวนมาก และยากต่อการปรับใช้งานจริง นอกจากนี้ยังมีแนวทางใหม่ที่ใช้หม้อแปลง 1:1 [10] และ Isolation Amplifier [11] ลดผลกระทบจากความจุแฝงด้วยหลักการป้องกันแบบแอคทีฟ ร่วมกับวงจร ดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiator) ซึ่งจะช่วยลดผลกระทบจากสายสัญญาณได้ แต่กลับเพิ่มความซับซ้อน และไวต่อสัญญาณรบกวน ต้องใช้เครื่องมือวัดเฉพาะทางในการอ่านค่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจร ส่งผลให้มีต้นทุนที่สูง

บทความนี้นำเสนอวงจรอ่านค่าความจุไฟฟ้าแบบลอยตัว (Floating Capacitive Sensor) [12] รูปแบบใหม่ โดยแปลงค่าความจุให้อยู่ในรูปแบบของการเลื่อนเฟส (Capacitive-to-Phase Converter) บนพื้นฐานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ [13] ร่วมกับเทคนิค การป้องกันแบบแอคทีฟ อีกทั้งจากพฤติกรรมของวงจรหลักที่มีอัตราขยายคงที่เท่ากับ 1 ทุกช่วงความถี่ จึงไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูง เหมือนโครงสร้างของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter) และดิฟเฟอเรนเชียล [10-11] ส่งผลให้มีความเสถียรและความแม่นยำในการวัดที่ดีขึ้น วงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์พื้นฐานเพียง 4 ชิ้น ได้แก่ ตัวต้านทาน 3 ตัว และออปแอมป์ (Operational Amplifier) 1 ตัว ซึ่งสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องพึ่งพา เครื่อง Network Analyzer หรือ LCR meter ส่งผลให้วิธีการนี้มีต้นทุนต่ำ เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้ระบบเซ็นเซอร์ระยะไกล ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter)

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ เป็นวงจรกรองความถี่รูปแบบหนึ่ง ที่นิยมนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านการประมวลผลสัญญาณ ซึ่งช่วยแก้ไขปัญหาละเอียดเฟสเป็น ขดเซยเฟส และการปรับดีเลย์ของสัญญาณ ที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 ครอบคลุมทุกช่วงความถี่ โดยวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานนี้นี้เป็นรูปแบบเฟสนำ (Leading Phase) ที่มีช่วงการตอบสนองเฟสตั้งแต่ 180 องศา ถึง 0 องศา โดยแสดงรูปวงจร และการตอบสนองของเฟสต่อความถี่ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 1 (ก) วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบอูตมคติ

(ข) ผลการตอบสนองความถี่ต่อเฟสของวงจรกรองความถี่ผ่านหมด

จากรูปที่ 1(ก) แสดงรูปวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ประกอบไปด้วยออปแอมป์ 1 ตัวต้านทาน 3 และตัวเก็บประจุ 1 ตัว ซึ่งจะถูกแทนที่ด้วยเซ็นเซอร์ความถี่ที่ต้องการใช้งาน (C_s) จากวงจรดังกล่าวสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$H(s) = -\frac{1 - sR_sC_s}{1 + sR_sC_s} \quad (1)$$

จากสมการที่ (1) เมื่อวิเคราะห์ Pole และ Zero ของระบบสามารถเขียนผลการตอบสนองทางเฟส ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\Delta\phi = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right) \begin{cases} \omega \rightarrow 0 : \Delta\phi = 180^\circ \\ \omega = \omega_n : \Delta\phi = 90^\circ \\ \omega \rightarrow \infty : \Delta\phi = 0^\circ \end{cases} \quad (2)$$

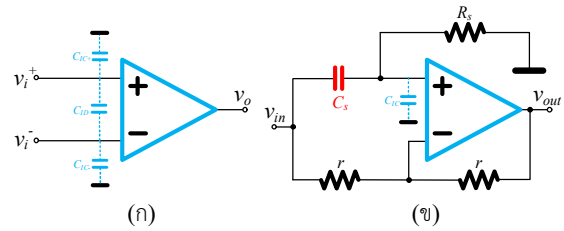
จากสมการที่ (2) เมื่อความถี่ธรรมชาติ ของระบบเท่ากับ $\omega_n = 1/R_sC_s$ โดยในบทความนี้ให้ความสนใจกับกรณีที่ความถี่ธรรมชาติเท่ากับความถี่ธรรมชาติ ($\omega = \omega_n$) ที่ส่งผลให้มีความต่างเฟส $\Delta\phi = 90^\circ$ สามารถคำนวณค่าความจุทดสอบ C_s ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$C_s = \frac{1}{\omega R_s} \quad (3)$$

2.2.วิเคราะห์ความไม่เป็นอูตมคติของระบบ

2.2.1.ความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์

การใช้งานออปแอมป์ในทางปฏิบัติ ต้องคำนึงถึงความจุแฝงที่ขากลับเฟส (Inverting) และ ไม่กลับเฟส (Non-inverting) ของออปแอมป์ คือ ความจุรวม (C_{ic}) และ ความจุผลต่าง (C_{id}) ระหว่างขาอินพุตทั้ง 2 ขาของออปแอมป์ ดังแสดงในรูปที่ 5(ก) เมื่อวิเคราะห์ความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์ร่วมกับวงจรที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 2(ข)



รูปที่ 2 (ก) ความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

(ข) วงจรกรองผ่านทุกความถี่และความจุแฝงที่ขาออปแอมป์

จากวงจรรูปที่ 2(ข) ความจุ C_{id} ระหว่างขาอินพุตทั้งสองสามารถละเลยได้เนื่องจากคุณสมบัติเสมือนลัดวงจร (Virtual Short) ของออปแอมป์ ในส่วนความจุ C_{ic} ซึ่งปรากฏในพจน์กำลังสองของฟังก์ชันถ่ายโอน ส่งผลกระทบเฉพาะที่ความถี่สูงกว่าความถี่ธรรมชาติอย่างมาก จึงสามารถละเลยได้ ในการวิเคราะห์ระบบที่ความถี่ต่ำถึงปานกลาง โดยสมการฟังก์ชันถ่ายโอนและการตอบสนองเฟสแสดงไว้ในสมการที่ (4) และ (5) ตามลำดับ

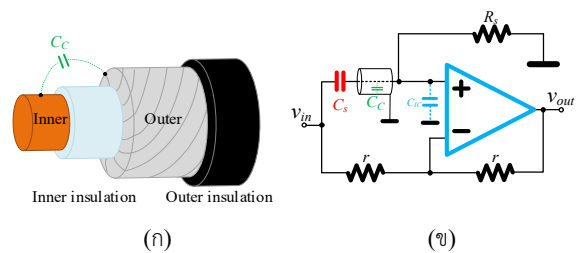
$$H(s) = -\frac{1 - s\tau_1 - s^2(R_s r C_s C_{ic})}{1 + s\tau_2} \approx -\frac{1 - s\tau_1}{1 + s\tau_2} \quad (4)$$

$$\Delta\phi = 180^\circ - \tan^{-1}(\omega\tau_1) - \tan^{-1}(\omega\tau_2) \quad (5)$$

โดยที่ $\tau_1 = R_s(C_s - C_{ic})$ และ $\tau_2 = R_s(C_s + C_{ic})$ เมื่อกำหนดให้ $C_s \gg C_{ic}$ สมการที่ (4) จะสามารถประมาณค่าเท่ากับสมการที่ (1)

2.2.2.ความจุแฝงภายในสายสัญญาณ

ในการใช้งานในรูปแบบเซ็นเซอร์ระยะไกล โดยเชื่อมต่อเซ็นเซอร์ผ่านสายสัญญาณหุ้มฉนวนที่เชื่อมต่อลงกราวด์ (Passive shield) เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน จากความต่างศักย์ระหว่างสายชั้นใน (Inner) และฉนวนชั้นนอก (Outer) ส่งผลให้เกิดความจุแฝงของสายสัญญาณ (C_c) แสดงดังรูปจำลองสายสัญญาณดังรูปที่ 3(ก) เมื่อนำไปวิเคราะห์รวมกับวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3(ข)



รูปที่ 3 (ก) ส่วนประกอบภายในของสายสัญญาณแบบหุ้มฉนวน

(ข) วงจรอ่านค่าความจุเซ็นเซอร์เชื่อมต่อกับสายสัญญาณแบบลงกราวด์

จากรูปที่ 3(ข) กรณีวงจรเชื่อมต่อเซ็นเซอร์กับสายสัญญาณแบบฉนวนที่เชื่อมต่อลงกราวด์ จะได้รับผลกระทบจากความจุแฝงภายในสายสัญญาณ ซึ่งมีค่าประมาณ 100pF/m เมื่อเทียบกับอัตราเปลี่ยนแปลงของความจุเซ็นเซอร์มีค่าต่างกันหลายเท่าตัว ซึ่งส่งผลกระทบโดยตรงต่อความแม่นยำในการอ่านค่าความจุเซ็นเซอร์ แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนและสมการผลการตอบสนองทางเฟส ดังสมการที่ (6) และ (7) ตามลำดับ

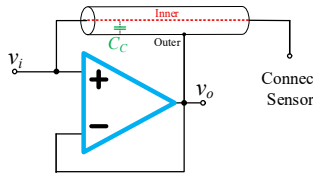
$$H(s) \approx -\frac{1-s\tau_1'}{1+s\tau_2'} \quad (6)$$

$$\Delta\phi = 180^\circ - \tan^{-1}(\omega\tau_1') - \tan^{-1}(\omega\tau_2') \quad (7)$$

โดยที่ $\tau_1' = R_s(C_s - C_{IC} - C_C)$ และ $\tau_2' = R_s(C_s + C_{IC} + C_C)$ ซึ่งค่าความจุแฝงภายในสายสัญญาณ (C_C) จะส่งผลให้เกิดความผิดพลาดของเฟส ค่าความจุแฝงของสายสัญญาณนั้นสามารถแก้ไขได้โดยจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

2.3.การแก้ปัญหาความจุแฝงจากสายสัญญาณ

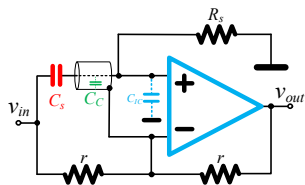
ในอดีตมีการนำเสนอวิธีแก้ปัญหาค่าความจุแฝงของสายสัญญาณ (C_C) ที่นิยม ด้วยเทคนิคการป้องกันแบบแอคทีฟ [7-8] โดยการใช้วงจรฟอลโลเวอร์แรงดัน (Voltage follower) หรือที่รู้จักกันในชื่อ บัฟเฟอร์ (Buffer) เชื่อมต่อระหว่างสายชั้นในและชั้นนอก ดังแสดงในรูปที่ 4 ทำให้ความต่างศักย์ระหว่างสายทั้งสองชั้นมีค่าเป็นศูนย์ส่งผลให้สามารถลดผลกระทบของความจุแฝง C_C ได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 4 วงจรลดผลกระทบจากความจุแฝงของสายสัญญาณ

3. วงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ความจุแบบลอยตัว

ในบทความนี้ได้นำเสนอวงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ความจุแบบใหม่บนพื้นฐานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ร่วมกับเทคนิคการแก้ปัญหาผลกระทบจากความจุแฝงในสายสัญญาณ (C_C) ด้วยการป้องกันแบบแอคทีฟที่ปรับปรุงจากวงจรแบบเดิม ดังแสดงในรูปที่ 4 โดยแสดงวงจรที่นำเสนอและเทคนิคการป้องกันแบบแอคทีฟที่ปรับปรุง ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 5 วงจรอ่านค่าเซ็นเซอร์ความจุที่นำเสนอ

จากรูปที่ 5 แสดงวงจรที่นำเสนอในบทความนี้ร่วมกับเทคนิค การป้องกันแบบแอคทีฟแบบปรับปรุง ซึ่งช่วยลดจำนวนออปแอมป์ที่ต้องใช้ในส่วนของวงจรบัฟเฟอร์ โดยใช้คุณสมบัติเสมือนลัดวงจร ของออปแอมป์ ต่อเข้ากับสายสัญญาณชั้นนอกเข้ากับขาไม่กลับเฟส ของออปแอมป์ ทำให้สามารถใช้ออปแอมป์เพียง 1 ตัวในการแก้ปัญหาความจุแฝง C_C แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอ และสมการผลการตอบสนองทางเฟส ดังสมการที่ (9) และ (10) ตามลำดับ

$$H(s) \approx -\frac{1-sR_s(C_s - C_{IC})}{1+sR_s(C_s + C_{IC})} \quad (9)$$

จากสมการที่ (9) เมื่อกำหนดให้ C_s มีค่าสูงกว่า C_{IC} ประมาณ 20 เท่าขึ้นไป สามารถละเลยผลกระทบจาก C_{IC} ได้โดยแสดงสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนหลังประมาณค่า ดังสมการต่อไปนี้

$$H(s) \Big|_{C_s \gg C_{IC}} \approx -\frac{1-sR_sC_s}{1+sR_sC_s} \quad (10)$$

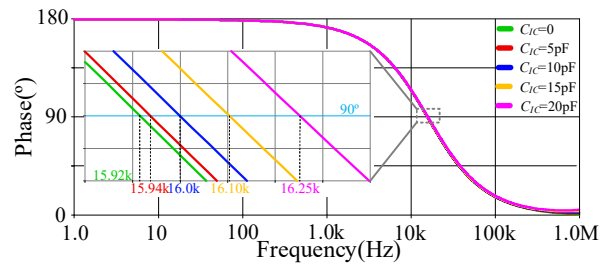
จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของกรณีดังกล่าว ส่งผลให้ผลการผลการตอบสนองเฟสของระบบอยู่ในรูปสมการเดียวกันกับสมการอุดมคติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ดังสมการที่ (2) เมื่อพิจารณาสมการในเชิงความถี่พบว่า มีค่าความถี่ธรรมชาติ $\omega_n \approx 1/R_sC_s$ เมื่อทราบค่า R_s และความถี่ที่ส่งผลให้ความต่างเฟสมีค่าเท่ากับ $\Delta\phi=90^\circ$ ($\omega=\omega_n$) สามารถหาค่าความจุ C_s ของวิธีการที่นำเสนอได้จากสมการที่ (3) โดยแสดงผลการทดสอบของทฤษฎีที่นำเสนอตั้งหัวข้อต่อไป

4.ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง

4.1.ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

4.1.1.ผลกระทบจากความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์

ในส่วนนี้แสดงผลการทดสอบผลกระทบจากความจุแฝง C_{IC} ต่อวิธีการที่นำเสนอ จากวงจรดังรูปที่ 2(ข) โดยใช้ออปแอมป์อุดมคติ เมื่อเปรียบเทียบความจุแฝง C_{IC} ตั้งแต่ 0pF-20pF และกำหนดพารามิเตอร์ทดสอบดังต่อไปนี้ $R_s=100k\Omega$, $r=100k\Omega$, $C_s=100pF$ ซึ่งสามารถคำนวณค่าความจุได้จากสมการที่ (3) แสดงผลการทดลองดังรูปที่ 6

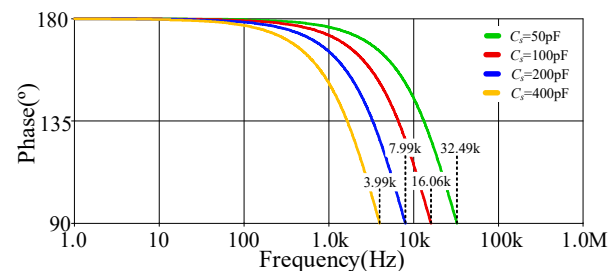


รูปที่ 6 ผลกระทบของความจุแฝง C_{IC} ต่อเฟสของวงจรที่นำเสนอ

จากผลการทดลองแสดงผลการวิเคราะห์ตัวอย่างได้ดังต่อไปนี้

- กรณี $C_{IC}=20pF$ (เส้นสีชมพู) มีค่า $C_s \approx 97.94pF$
- กรณี $C_{IC}=10pF$ (เส้นสีน้ำเงิน) มีค่า $C_s \approx 99.47pF$
- กรณี $C_{IC}=5pF$ (เส้นสีแดง) มีค่า $C_s \approx 100pF$

จากการวิเคราะห์ชี้ให้เห็นว่าเมื่อค่าความจุ C_{IC} เพิ่มขึ้นซึ่งจะส่งผลให้ค่าความถี่ที่ $\Delta\phi=90^\circ$ เพิ่มขึ้นจากจุดความถี่ธรรมชาติในอุดมคติทำให้ได้ผลการคำนวณค่า C_s ที่คลาดเคลื่อนไปในทางกลับกัน กรณี $C_{IC}=5pF$ มีค่า C_s ใกล้เคียงกับค่าความจุในการทดสอบ (100pF) โดยสรุปได้ว่า เมื่อกำหนดอัตราส่วนระหว่าง C_s/C_{IC} ให้มีอัตราส่วนโดยประมาณตั้งแต่ 20 เท่าขึ้นไป สามารถประมาณค่าได้เป็นไปตามสมการที่ (10)



รูปที่ 7 ผลการทดสอบช่วงการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

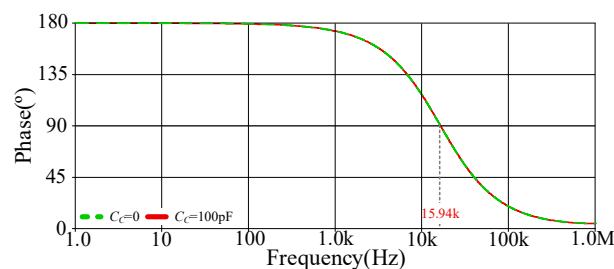
เพื่อยืนยันผลการทดลองจากวงจรที่นำเสนอที่รูปที่ 5 สมมติให้ ความจุแฝง $C_{IC}=5\text{pF}$ กำหนดพารามิเตอร์ทดสอบ $R_s=100\text{k}\Omega$, $r=100\text{k}\Omega$ และ เปรียบเทียบความถี่เรโซแนนซ์ตั้งแต่ 50pF - 400pF พบว่า ในกรณี $C_s=50\text{pF}$ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ในทางทฤษฎีเท่ากับ 31.83kHz จากผลการทดลองพบว่ามีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 32.49kHz ส่งผลให้ C_s มีค่าประมาณ $C_s \approx 48.99\text{pF}$ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าที่ใช้ในการทดสอบ สอดคล้องประมาณ 1.01pF และค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ ($\varepsilon(\%)$) ซึ่ง คำนวณได้จากสมการที่ (12) มีค่าประมาณ 2.02% ซึ่งความคลาดเคลื่อนที่พบเป็นผลมาจาก C_{IC} ตามที่แสดงดังสมการที่ (9) แสดงผลการ จำลองอ่านค่าความจุ C_s ด้วยวิธีการที่นำเสนอ ได้ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 1 ผลการวิเคราะห์ช่วงทำงานของวิธีการที่นำเสนอ

C_s (pF)	$C_{s(\text{proposed})}$ (pF)	C_s/C_{IC}	ΔC_s (pF)	$\varepsilon(\%)$
50	48.99	10	1.01	2.02
100	99.12	20	0.88	0.88
200	199.19	40	0.81	0.40
400	399.29	80	0.71	0.18

ตารางที่ 1 สรุปได้ว่า เมื่ออัตราส่วนระหว่าง C_s/C_{IC} มีค่าตั้งแต่ 20 เท่าขึ้นไป มีค่าต่ำกว่า 1% ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่ยอมรับได้ สอดคล้องกับผลการทดสอบที่แสดงดังรูปที่ 6 และสมการที่ (10)

4.1.2.ผลการจำลองการตอบสนองเฟสของวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 8 ผลการจำลองการตอบสนองเฟสของวงจรที่นำเสนอ

จากผลการจำลองในรูปที่ 8 โดยใช้วงจรที่นำเสนอในบทความนี้ ดังรูปที่ 5 เมื่อกำหนด $R_s=100\text{k}\Omega$, $r=100\text{k}\Omega$, $C_s=100\text{pF}$, $C_{IC}=5\text{pF}$ และ $C_c=100\text{pF}$ โดยใช้อุปกรณ์คอมพิวเตอร์ในการจำลองผล (เส้นสีแดง) เปรียบเทียบกับกรณี $C_c=0$ (เส้นสีเขียว) โดยมีความถี่ที่จุด $\Delta\phi=90^\circ$ เท่ากันที่ 15.94kHz ค่าความจุที่ คำนวณจากสมการที่ (3) มีค่าประมาณ $C_s \approx 100\text{pF}$ นั้นแสดงให้เห็นว่าสามารถกำจัดผลกระทบของความจุแฝงในสายสัญญาณ ได้อย่างมีประสิทธิภาพตามทฤษฎีที่นำเสนอ

4.2.ผลการทดลองวงจรจริง

4.2.1.ผลการทดสอบความจุ C_{IC} ของออปแอมป์ที่มีขายในเชิงพาณิชย์

จากวิธีการที่นำเสนอ ค่าความจุแฝง C_{IC} ที่ส่งผลโดยตรงต่อความแม่นยำในการอ่านค่าความจุของเซ็นเซอร์ การเลือกออปแอมป์ที่มีค่าความจุ C_{IC} ต่ำจะส่งผลให้ระบบมีความแม่นยำและช่วงการทำงานที่ครอบคลุมมากยิ่งขึ้น ซึ่งในการทดสอบค่าความจุแฝง C_{IC} ของออปแอมป์ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดที่แตกต่างกัน 3 เบอร์ คือ LF157, UA741 และ

LF351 ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 1 (RC Low-Pass Filter) ร่วมกับวงจรบัฟเฟอร์ กำหนดให้ความจุ C_{IC} เป็นตัวเก็บประจุและ ตัวต้านทานภายนอก 1 ตัว เป็นองค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 1 โดยค่าความจุ C_{IC} คำนวณได้จากความสัมพันธ์ของความถี่ตัด (Cutoff Frequency) แสดงผลการทดสอบดังตารางที่ 2

ตารางที่ 2 ผลเปรียบเทียบความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์

Model	ความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์ (C_{IC} :pF)
LF157	9.37
UA741	4.15
LF351	3.56

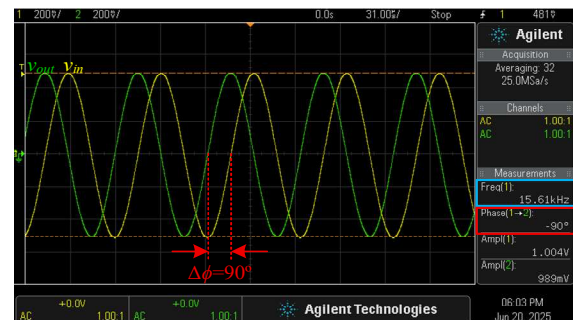
จากตารางที่ 2 พบว่า ออปแอมป์ เบอร์ LF351 ให้ผลกระทบจากความจุแฝง C_{IC} ต่ำที่สุดจึงมีความเหมาะสมมากที่สุดในการนำมาใช้ในวิธีการที่นำเสนอในบทความนี้

4.2.2.ผลการทดสอบความแม่นยำของวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 9 การทดสอบความจุจริงด้วย LCR meter

ในการทดสอบความแม่นยำของวิธีการทำเสนอจำเป็นต้องเปรียบเทียบค่าความจุที่แท้จริงของตัวเก็บประจุโดยเครื่องมือวัดมาตรฐาน LCR meter ตั้งแต่ 50 - 1000pF จากผลการการทดสอบตัวเก็บประจุทดสอบตัวอย่าง ชนิดเซรามิกขนาด 100pF แสดงดังรูปที่ (9) พบว่ามีค่าความจุจริง $C_s=101\text{pF}$



รูปที่ 10 ผลการทดสอบเอาต์พุตบนแกนเวลาของวงจรที่นำเสนอ

จากรูปที่ 10 แสดงผลการทดสอบวงจรที่นำเสนอดังรูปที่ 5 โดยต่อวงจรลงบอร์ดทดลอง (Breadboard) เมื่อกำหนดค่า $R_s=100\text{k}\Omega$, $r=100\text{k}\Omega$ เชื่อมต่อผ่านสายสัญญาณหุ้มฉนวนความยาว 1 เมตร ซึ่งมีค่าความจุแฝงภายในสายประมาณ $C_c \approx 100\text{pF}$ เข้ากับตัวเก็บประจุทดสอบ $C_s=101\text{pF}$ จากการทดสอบสัญญาณเอาต์พุตบนแกนเวลา พบว่าความถี่ที่

จุด $\Delta\phi = 90^\circ$ มีความถี่เท่ากับ 15.61 kHz ส่งผลให้ค่าความจุที่คำนวณได้มีค่า $C_{s(proposed)} \approx 101.92$ pF จากผลการทดสอบบนแกนเวลาสามารถสังเกตได้ว่าระบบปราศจากสัญญาณรบกวน แม้ว่าจะมีการเชื่อมต่อผ่านสายสัญญาณหุ้มฉนวน ทั้งนี้ โดยปกติสัญญาณรบกวนมักปรากฏในย่านความถี่สูงและมีแอมพลิจูดขนาดเล็กมาก [10-11] อย่างไรก็ตาม ด้วยคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่มีอัตราขยายคงที่เท่ากับ 1 ในทุกช่วงความถี่ จึงไม่เกิดการขยายสัญญาณรบกวน ส่งผลให้สัญญาณรบกวนมีค่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่ระบบ ($1 V_{pp}$) ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าวิธีการที่นำเสนอไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน และยังคงรักษาความเสถียรของการวัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

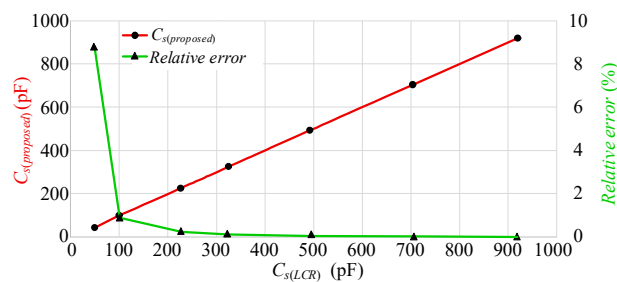
ในบทความนี้วิเคราะห์ความแม่นยำของวิธีการที่นำเสนอ เป็นค่าเชิงตัวเลข ในรูปแบบของค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ (ε : %) โดยแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\varepsilon = \left| \frac{C_{s(proposed)} - C_{s(LCR)}}{C_{s(LCR)}} \right| \times 100\% \quad (12)$$

เมื่อ $C_{s(proposed)}$ คือความจุที่อ่านได้จากวิธีการที่นำเสนอ และ $C_{s(LCR)}$ คือความจุอ้างอิงที่ได้จากเครื่องมือวัดมาตรฐาน LCR meter แสดงผลการทดสอบอ่านค่าความจุจากวิธีการที่นำเสนอ $C_{s(proposed)}$ พร้อมทั้ง ค่าความจุที่ได้จากการทดสอบด้วย LCR meter ($C_{s(LCR)}$) และ ความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ (ε) จากสมการที่ (12) ของตัวเก็บประจุทดสอบ ตั้งแต่ 50-1000 pF ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 3 ผลการทดสอบความแม่นยำของวงจรที่นำเสนอ

$C_{s(LCR)}$ (pF)	$C_{s(proposed)}$ (pF)	ΔC_s (pF)	ε (%)
49	51.92	1.92	3.84
101	101.92	0.92	0.90
227	226.43	0.57	0.25
321	320.55	0.45	0.14
493	493.31	0.31	0.06
703	702.70	0.30	0.04
914	913.79	0.21	0.02



รูปที่ 11 ผลการทดสอบความจุที่วัดได้เทียบกับค่าความจุจริง และ ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์

จากตารางที่ 3 พบว่า ที่ $C_{s(LCR)} = 49$ pF ค่า ε สูงสุดอยู่ที่ 3.84% ขณะที่กรณี $C_s/C_{IC(LF351)} \leq 20$ เท่า ($C_{s(LCR)} \approx 101$ pF) ค่า ε ลดลงเหลือเพียง 0.90% และลดต่ำลงอย่างมีนัยสำคัญ เมื่ออัตราส่วนระหว่าง C_s และ C_{IC} ที่เพิ่มขึ้น ตามทฤษฎีดังแสดงในสมการที่ (10) ความสัมพันธ์ระหว่าง C_s และ ε แสดงในรูปที่ 10

5.สรุปผล

บทความนี้นำเสนอวงจรอ่านค่าความจุเซ็นเซอร์แบบลอยตัว สำหรับการใช้งานในลักษณะเซ็นเซอร์ระยะไกล โดยอิงหลักการของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ร่วมกับเทคนิคลดผลกระทบจากความจุแฝงในสายสัญญาณ วงจรที่นำเสนอใช้เพียงตัวต้านทาน 3 ตัว และออปแอมป์เพียง 1 ตัว เบอร์ LF351 ซึ่งเป็นอุปกรณ์ราคาต่ำและหาได้ทั่วไปในท้องตลาด ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเทียบกับเครื่องมือวัดมาตรฐาน LCR Meter ต่ำกว่า 1% เมื่อกำหนดเงื่อนไขให้ C_s มีค่ามากกว่าความจุแฝงที่ขาอินพุตของออปแอมป์ C_{IC} อย่างน้อย 20 เท่า ($C_s/C_{IC(LF351)} \leq 20$) มีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความจุต่ำกว่า 1 pF โดยค่าความผิดพลาดลดลงตามความจุของเซ็นเซอร์ที่เพิ่มขึ้น วงจรที่นำเสนอมีความต้านทานผลกระทบจากสัญญาณรบกวน และสามารถพัฒนาเป็นวงจรรวมแบบ Silicon on Chip (SoC) หรือใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ในอนาคต

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. T. Bento, R. W. O. Silva, L. A. Dias, et al., "Design, development and application of a real-time capacitive sensor for automatically measuring liquid level," *SN Appl. Sci.*, vol. 1, no. 7, p. 734, Jul. 2019,
- [2] M. Shadwani, S. Sachan, and P. Sachan, "Capacitive sensing & its applications," *Int. J. Eng. Res. Gen. Sci.*, vol. 4, no. 3, pp. 185-193, May-Jun. 2016.
- [3] T. Islam, "Advanced interfacing techniques for the capacitive sensors," in *Advanced Interfacing Techniques for Sensors*, Berlin/Heidelberg, Germany: Springer, pp. 73-109, 2017.
- [4] M. A. Haberman, E. M. Spinelli, and F. Reverter, "A Supply-Voltage Driving Scheme for Grounded Capacitive Sensor Front-Ends," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 71, pp. 1-7, 2022.
- [5] C. Bao, H. Zhu, and J. Liu, "Introduction of parasitic capacitance and methods of reducing its capacitance," *Applied and Computational Engineering*, vol. 85, pp. 141-147, 2024.
- [6] F. Reverter, X. Li, and G. C. M. Meijer, "Liquid-level measurement system based on a remote grounded capacitive sensor," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 138, no.1, pp.1-8, Sep. 2007.
- [7] S. M. Herzog, "Circuit for measuring capacitance by charging and discharging capacitor under test and its shield," U.S. Patent 4,743,837, May 10, 1988.
- [8] S. M. Huang, A. L. Stott, R. G. Green, and M. S. Beck, "Electronic transducers for industrial measurement of low-value capacitances," *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, vol. 21, no. 3, pp. 242, 1988.
- [9] K. C. Baby and B. George, "A simple analog front-end circuit for grounded capacitive sensors with offset capacitance," in *Proc. IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. (I2MTC)*, Minneapolis, MN, USA, pp. 1372-1375, May 2013
- [10] M. A. Haberman, E. M. Spinelli and F. Reverter, "High-Linearity Front-End Circuit for Remote Grounded Capacitive Sensors," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1-8, 2021
- [11] D. Gelmini, M. A. Haberman, V. Ferrari, E. M. Spinelli, and F. Reverter, "An isolation amplifier-based front-end circuit for grounded capacitive sensors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 73, pp. 1-10, Jan. 2024,
- [12] D. Marioli, E. Sardini, and A. Taroni, "High-accuracy measurement techniques for capacitance transducers," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 4, no. 3, pp. 337, 1993.
- [13] M. T. Thompson, *Intuitive analog circuit design*. Kidlington, Oxford: Newnes Is An Imprint Of Elsevier, 2014.