

วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน

INTERFACE CIRCUIT FOR CAPACITIVE AND RESISTIVE SENSORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2562

KMITL-2019-EN-M-080-076

วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน

INTERFACE CIRCUIT FOR CAPACITIVE AND RESISTIVE SENSORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน คณะวิศวกรรมศาสตร์ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รั้งที่มีการนำไปใช้

พ.ศ.2562

KMITL-2019-EN-M-080-076

INTERFACE CIRCUIT FOR CAPACITIVE AND RESISTIVE SENSORS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
2019

KMITL-2019-EN-M-080-076



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
COPYRIGHT 2019
ไม่ว่ากรณีใดๆ ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งพิมพ์ฉบับนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน
นักศึกษา	นายธนทัต วุฒิคุณ
รหัสนักศึกษา	58601200
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.วันชัย รุ้วรุจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน วงจรที่นำเสนอใช้เทคนิคการเปรียบเทียบช่วงเวลาจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน 2 ชุด โดยวงจรออสซิลเลเตอร์แรกทำหน้าที่สร้างฐานเวลาอ้างอิง ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์อีกตัวหนึ่งทำหน้าที่สร้างความกว้างพัลส์ซึ่งขึ้นกับค่าความจุไฟฟ้าหรือค่าความต้านทานที่ได้จากเซนเซอร์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรที่นำเสนอจะอยู่ในรูปของความกว้างพัลส์ที่เป็นสัดส่วนกับค่าความจุไฟฟ้าหรือค่าความต้านทานที่ได้จากเซนเซอร์ วงจรที่นำเสนอสามารถใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุหรือชนิดความต้านทานได้โดยไม่ต้องทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน อีกทั้งยังใช้อุปกรณ์ที่มีราคาถูกลงที่สามารถหาซื้อได้ในท้องตลาด โดยเทคนิคที่กล่าวมา ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอออกเป็น 2 วงจรด้วยกัน ทำการยืนยันการทำงานของวงจรทั้งสองด้วยการต่อวงจรจริง พร้อมทั้งนำวงจรที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน ผลการทดลองสามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่นำเสนอเป็นไปตามที่คาดหวัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Interface Circuit for Capacitive and Resistive Sensors
Student	Mr.Tanatat Wutikun
Student ID.	58601200
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2019
Thesis Advisor	Prof.Dr.Vanchai Riewruja

Abstract

This thesis presents the interface circuits for capacitive and resistive sensors. The proposed technique is based on the comparison of the time period from two relaxation oscillators. The first relaxation oscillator is assigned as the reference time period. Another relaxation oscillator generates the pulse width depended on the capacitance or resistance from sensor. The pulse width of obtained output signal is proportional to the sensing value from sensor. The proposed circuits can apply to either capacitive or resistive sensor without changing topology. Moreover, the circuit structure is simple and low cost. This proposed technique is presented in 2 circuits. To confirm the circuit performance, the proposed circuits are experimentally tested using the commercial available devices. The experimental results verifying the circuit performance are agreed with the expected values. In addition, the capacitive and resistive sensors are also used for confirmation of the circuit performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบคุณพระคุณในความกรุณาของอาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร. วันชัย ธีร์รุจา เป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษา ให้ความรู้ คำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ และตรวจสอบงานวิจัยตลอดการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร. วรณดี เพชรณิล้ำค่า อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่คอยให้ความรู้ คำปรึกษา และคอยช่วยเหลือ ชี้แนะในการทำงานวิจัย เพื่อให้งานวิจัยออกมาอย่างมีประสิทธิภาพแก่ผู้เขียน ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.อภิณีย์ ฤกษ์รัตน์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม พี่ๆ ในห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกคน ที่ได้ให้ คำปรึกษาและช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ในการทำงานวิจัย อีกทั้งยังเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ ผู้เขียนตลอดระยะเวลาของการศึกษา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา บุคคลในครอบครัว และเพื่อนทุกคน ที่ได้ให้กำลังใจ ให้ความช่วยเหลือ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่องแก่ผู้เขียน ตลอดจนครูบาอาจารย์ที่ได้มอบความรู้ และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ธนทัต วุฒิคุณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 หลักการทำงานของเซนเซอร์ และเทคนิคการเชื่อมต่อเซนเซอร์.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ.....	4
2.2.1 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ.....	5
2.2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับพื้นที่ซ้อนทับของแผ่นตัวนำ.....	6
2.2.3 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก.....	7
2.2.4 เซนเซอร์วัดค่าความชื้นสัมพัทธ์ชนิดเก็บประจุ.....	8
2.3 เซนเซอร์ชนิดความต้านทาน.....	10
2.3.1 โปเทนซิโอมิเตอร์.....	11
2.3.2 สเตรนเกจ.....	12
2.4 เทคนิคพื้นฐานในการเชื่อมต่อกับเซนเซอร์.....	14
2.5 บทสรุป.....	18
บทที่ 3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการนำเสนอในอดีต.....	19
3.1 กล่าวนำ.....	19
3.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุในอดีต.....	19
3.2.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันที่นำเสนอโดย Hahnel H. และคณะ.....	19

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอโดย Kanjanapart N. และคณะ	21
3.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดความต้านทานในอดีต	24
3.3.1 วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ที่นำเสนอโดย Chung W.S. และคณะ	24
3.3.2 วงจรแปลงค่าเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ที่นำเสนอโดย Kim H. และคณะ	26
3.4 บทสรุป	29
บทที่ 4 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทานที่นำเสนอ	31
4.1 กล่าวนำ	31
4.2 หลักการทำงานของวงจร	31
4.2.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1	32
4.2.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2	35
4.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร	38
4.4 การทดสอบและผลการทดสอบของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ	40
4.4.1 ผลการต่อของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1	40
4.4.1.1 การทดสอบการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า	41
4.4.1.2 การทดสอบการตรวจวัดค่าความต้านทาน	43
4.4.2 ผลการต่อของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2	45
4.4.2.1 การทดสอบการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า	46
4.4.2.2 การทดสอบการตรวจวัดค่าความต้านทาน	48
4.5 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรที่นำเสนอกับเซนเซอร์	50
4.5.1 การประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ	50
4.5.2 การประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน	52
4.6 บทสรุป	53
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ	54
5.1 สรุปผลการวิจัย	54
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูงและต้องขออภัยล่วงหน้าขออภัยทุกครั้งที่มีการนำเผยแพร่

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง	55
ภาคผนวก บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์.....	57
ประวัติผู้เขียน.....	71



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าคงที่ได้อิเล็กทริกของวัสดุต่างๆ.....	8
2.2 ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของวัสดุต่างๆ	11
2.3 ค่าแคงแพกเตอร์ G ของวัสดุชนิดต่างๆ	14
2.4 การตรวจวัดรูปแบบต่างๆ ของวงจรรบริดจ์	17
3.1 ตารางเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ในอดีต.....	30
4.1 อุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้ในการทดสอบของวงจรรูปที่ 4.8.....	40
4.2 อุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้ในการทดสอบของวงจรรูปที่ 4.14.....	46



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุ.....	5
2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ.....	5
2.3 ตัวอย่างโครงสร้างของแผ่นตัวนำที่ซ้อนทับกัน.....	6
2.4 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับพื้นที่ซ้อนทับของแผ่นตัวนำ.....	7
2.5 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก.....	8
2.6 เซนเซอร์วัดค่าความชื้นสัมพัทธ์ที่ใช้พอลิเมอร์แบบเทอร์โมเซต.....	9
2.7 วงจรสมมูลของเซนเซอร์ชนิดความต้านทานแบบโพเทนซิโอมิเตอร์.....	11
2.8 รูปแบบของโพเทนซิโอมิเตอร์.....	12
2.9 ปรัชญาการณืเพียโซรีซิสทีฟ.....	13
2.10 สเตรนเกจ.....	14
2.11 ไดอะแกรมระบบปรับแต่งสัญญาณที่สมบูรณ์.....	15
2.12 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรแบ่งแรงดัน.....	15
2.13 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรบริดจ์.....	15
2.14 ตัวอย่างการวัดค่าอิมพีแดนซ์ต่างๆ บนวงจรบริดจ์.....	16
3.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดัน.....	20
3.2 หลักการของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา.....	21
3.3 กราฟการทำงานของวงจร.....	22
3.4 วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่.....	24
3.5 วงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์.....	26
3.6 คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์.....	27
3.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่โหนดต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 3.5.....	27
4.1 บล็อกไดอะแกรมของหลักการที่ใช้สร้างวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ.....	31
4.2 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1.....	32
4.3 กราฟการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1.....	33
4.4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1.....	34
4.5 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2.....	35
4.6 กราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.5.....	36
4.7 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2.....	37

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 ที่ใช้ในการทดสอบ	40
4.9 กราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 ที่สัญญาณ V_A V_B และ \bar{Q}	41
4.10 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S	42
4.11 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S	43
4.12 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความต้านทาน R_S	44
4.13 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S	45
4.14 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 ที่ใช้ในการทดสอบ	46
4.15 กราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.14 ที่สัญญาณ V_A V_B V_C และ \bar{Q} เมื่อกำหนดให้ C_S มีค่าเท่ากับ 700pF	47
4.16 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า C_S	47
4.17 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S	48
4.18 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความต้านทาน R_S	49
4.19 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S	50
4.20 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ	51
4.21 การเปลี่ยนแปลงค่าความขึ้นสัมพันธ์ต่อความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1}	51
4.22 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน	52
4.23 การเปลี่ยนแปลงระยะทางต่อความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1}	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เซนเซอร์ (sensor) เป็นทรานสดิวเซอร์ (transducer) [1] ที่ทำหน้าที่ในการตรวจวัดปริมาณของสัญญาณทางกายภาพ สำหรับการแบ่งประเภทของเซนเซอร์สามารถแบ่งได้หลายวิธี อาทิเช่น แบ่งตามค่าทางกายภาพที่เซนเซอร์ทำการวัด ตัวอย่างเช่น เซนเซอร์วัดอุณหภูมิ (temperature sensor) เซนเซอร์วัดความดัน (pressure sensor) เซนเซอร์วัดความชื้น (humidity sensor) เซนเซอร์วัดระดับ (level sensor) และเซนเซอร์ชนิดตรวจจับแม่เหล็ก (magnetic sensor) เป็นต้น หรือ แบ่งตามหลักการทำงานของเซนเซอร์ ตัวอย่างเช่น เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ (capacitive sensor) เซนเซอร์ชนิดความต้านทาน (resistive sensor) และเซนเซอร์ชนิดเหนี่ยวนำ (inductive sensor) เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ความสนใจในเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และชนิดความต้านทาน เนื่องจากเป็นเซนเซอร์ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านระบบการวัดและเครื่องมือวัดอย่างกว้างขวาง ซึ่งตัวอย่างของปริมาณทางกายภาพที่ถูกวัด อาทิเช่น อัตราการไหล ความดัน ความชื้น อุณหภูมิ ความเร็ว และอัตราเร่ง เป็นต้น [2-6] สัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้จากเซนเซอร์จะอยู่ในรูปแบบสัญญาณทางไฟฟ้า โดยเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุจะมีสัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของค่าความจุไฟฟ้า และเซนเซอร์ชนิดความต้านทานจะมีสัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน ทำให้สัญญาณที่ได้เหล่านี้สามารถนำไปปรับแต่งสัญญาณให้มีความเหมาะสม ก่อนนำไปประยุกต์ใช้งานได้ จึงได้มีการนำเสนอวิธีการต่างๆ ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์

การเชื่อมต่อกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน จะใช้วิธีการแปลงค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าต่างๆ อาทิเช่น แรงดันไฟฟ้า ความถี่ และช่วงเวลา เป็นต้น [7-12] ซึ่งจากการทบทวนงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมาที่เกี่ยวข้องกับวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ [7-10] และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน [11-12] พบว่าได้มีการนำเสนอไว้หลายงานวิจัยด้วยกัน โดยวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุมีงานวิจัย อาทิเช่น วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นช่วงเวลาและความถี่ [8-9] ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 แนวทาง คือ แนวทางแรกได้มีการออกแบบในลักษณะวงจรรวม (integrated circuit) โดยใช้เทคโนโลยี CMOS [8] อีกแนวทางหนึ่งอาศัยหลักการจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 2 หรือซีซีทู (second generation current conveyor, CCII) [9] และวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า โดยใช้วงจรออปแอมป์ (operational amplifier ; opamp) กับตัวเก็บประจุไฟฟ้าแบบโครงข่าย (capacitive network) [10] สำหรับวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดความต้านทานมีงานวิจัย อาทิเช่น วงจรแปลงค่าผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ที่มีการออกแบบโดยใช้อาร์ทีดี (resistance temperature detectors ; RTD) แบบ 2 สาย [11] และวงจรแปลงค่าเบี่ยงเบนของความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ (pulse width) [12] แต่วิธีการที่กล่าว

มาทั้งหมดข้างต้น [7-12] สามารถใช้ได้เฉพาะกับการตรวจจับค่าความจุไฟฟ้า หรือการตรวจจับค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวอย่างหนึ่งเท่านั้น หรือสามารถตรวจจับได้ทั้งสองค่า แต่ต้องมีการปรับเปลี่ยนโครงสร้างวงจร ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่สามารถตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้าและค่าความต้านทานได้ภายในวงจรเดียวโดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างแต่อย่างใด ทำให้วงจรที่นำเสนอต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์หลัก เพื่อนำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และชนิดความต้านทาน โดยสามารถใช้งานได้กับเซนเซอร์ทั้งสองชนิดโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างเรียบง่าย อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรสามารถหาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด อีกทั้งอุปกรณ์ยังมีราคาถูกอีกด้วย และเพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพการทำงานของวงจร ได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจร ซึ่งผลการทดสอบเป็นไปตามที่คาดหวัง

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากการทบทวนงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และชนิดความต้านทาน พบว่าวงจรที่สามารถใช้งานได้ทั้งกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน ยังมีไม่มากนัก ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ที่สามารถใช้ได้กับทั้งชนิดเก็บประจุ และชนิดความต้านทาน โดยใช้หลักการเปรียบเทียบช่วงเวลาจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน (relaxation oscillator) จำนวน 2 ชุด โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ตัวแรกทำหน้าที่สร้างฐานเวลาอ้างอิง (reference period) ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์อีกตัวหนึ่งทำหน้าที่สร้างความกว้างพัลส์ที่เป็นสัดส่วนกับค่าที่ได้จากเซนเซอร์ ซึ่งเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนออยู่ในรูปของความกว้างพัลส์ที่เป็นสัดส่วนอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์ โดยวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถวัดค่าจากเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุหรือชนิดความต้านทานได้โดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึง การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และชนิดความต้านทาน โดยใช้หลักการเปรียบเทียบช่วงเวลาจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันจำนวน 2 ชุด ซึ่งนำเสนอออกเป็น 2 วงจรด้วยกัน ทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร และทำการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจร อีกทั้งนำวงจรที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานได้เป็นอย่างดี

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาทั้งหมดออกเป็น 5 บท และ 1 ภาคผนวก โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือ บทนำ ซึ่งจะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดในบทต่างๆ ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ เซนเซอร์ชนิดความต้านทาน และเทคนิคพื้นฐานสำหรับการเชื่อมต่อกับเซนเซอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และชนิดความต้านทานในอดีต ได้แก่ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ และวงจรแปลงค่าเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และความต้านทานที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยจะอธิบายถึงหลักการทำงานของวงจร การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการต่อวงจร และนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะเพื่อเป็นแนวทางในการทำงานวิจัยต่อไป

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์คือส่วนของภาคผนวก ซึ่งแสดงถึงบทความวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการทํางานของเซนเซอร์ และเทคนิคการเชื่อมต่อเซนเซอร์

2.1 กล่าวนำ

จากที่ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและเซนเซอร์ชนิดความต้านทานในบทที่ 1 เพื่อให้มีความเข้าใจในเซนเซอร์ทั้งสองชนิดมากยิ่งขึ้น ในบทที่ 2 จึงขออธิบายถึงหลักการทํางานของเซนเซอร์ทั้งชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน [13-15] ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์จะอยู่ในรูปของค่าความจุไฟฟ้าหรือการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า และค่าความต้านทานหรือการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ตามลำดับ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์สามารถนำไปเข้าสู่กระบวนการประมวลผลสัญญาณต่อไป แต่ต้องมีการแปลงหรือปรับแต่งสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบที่เหมาะสมกับระบบประมวลผล โดยใช้วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อกับเซนเซอร์ เพื่อนำสัญญาณไปประยุกต์ใช้งานต่อไป ดังนั้นในบทที่ 2 นี้ยังกล่าวถึงเทคนิคพื้นฐานในการเชื่อมต่อเซนเซอร์อีกด้วย [13]

2.2 เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ

เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุทำหน้าที่แปลงปริมาณทางกายภาพหรือการเปลี่ยนแปลงของปริมาณทางกายภาพ ให้อยู่ในรูปของค่าความจุไฟฟ้าหรือการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุมีหลักการทํางานเช่นเดียวกับตัวเก็บประจุ ซึ่งมีโครงสร้างพื้นฐานประกอบด้วย แผ่นโลหะตัวนำสองแผ่นที่คั่นด้วย ตัวกลางที่เป็นฉนวนหรือไดอิเล็กตริก (dielectric) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวจะได้ค่าความจุไฟฟ้า C ดังสมการที่ (2.1)

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.1)$$

เมื่อ A คือ พื้นที่ของแผ่นตัวนำ (m^2)

d คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ (m)

ϵ_0 คือ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของสุญญากาศ (permittivity of free space)

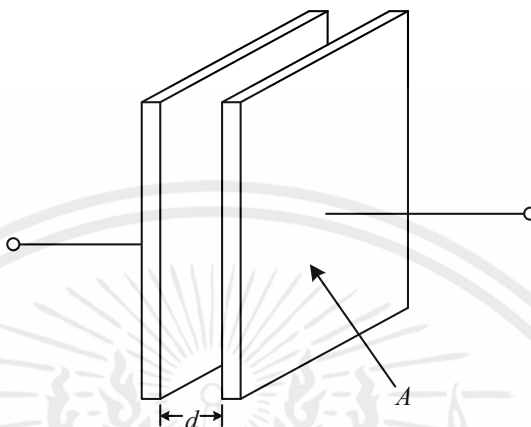
มีค่า 8.85×10^{-12} (farad/m)

ϵ_r คือ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative permittivity)

หรือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (dielectric constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

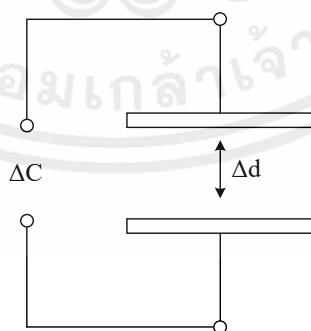
จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าขึ้นอยู่กับ 3 ตัวแปร คือ การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับพื้นที่ซ้อนทับของแผ่นตัวนำ และการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ซึ่งได้อธิบายการเปลี่ยนแปลงของค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับตัวแปรต่างๆ ในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุ

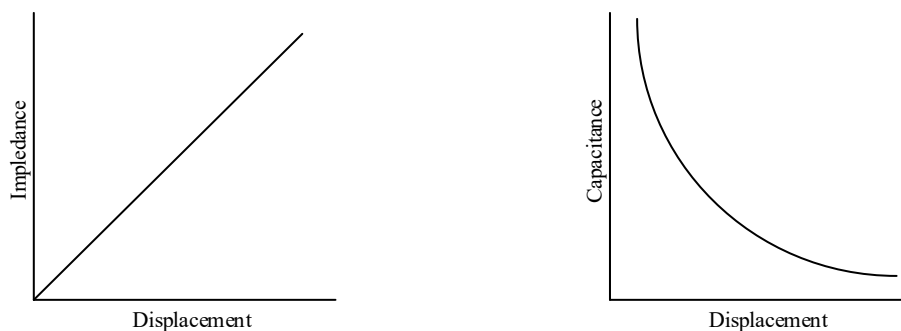
2.2.1 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ

วิธีการแรกที่ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า คือ การเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.2 โดยความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้ากับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ จะเป็นสัดส่วนแบบผกผันกัน ตามสมการที่ (2.1) ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ (impedance) ที่ได้จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ แต่สำหรับค่าความจุไฟฟ้าโดยตรงจะได้ผลที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องนำไปผ่านการปรับแต่งสัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์ที่เหมาะสม เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นได้



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



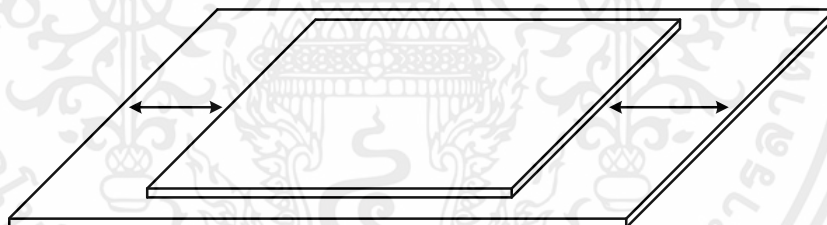
(ข)

รูปที่ 2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ (ต่อ)

(ก) ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ

(ข) กราฟความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์และค่าความจุไฟฟ้าต่อการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ

ค่าความไว (sensitivity) เป็นหนึ่งในปัญหาของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ โดยจะมีปัญหาการไม่ซ้กันของแผ่นตัวนำในแนวขวาง ซึ่งปัญหาดังกล่าวนี้ จะแก้ได้ด้วยการใช้แผ่นตัวนำที่มีขนาดแตกต่างกัน ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2.3 เพื่อที่จะยืนยันได้ว่า พื้นที่ของแผ่นตัวนำทั้งสองจะซ้กันกันตลอด และยังสามารถลดค่าความผิดพลาดที่ขอบของแผ่นตัวนำได้อีกด้วย

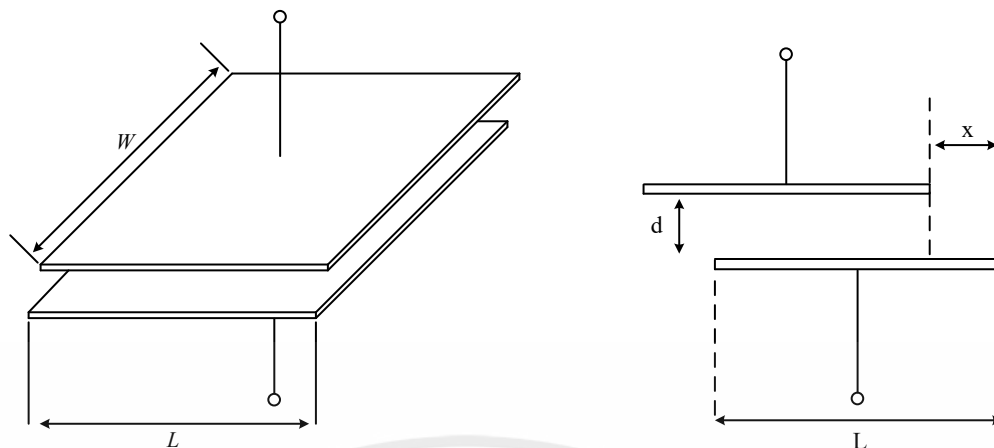


รูปที่ 2.3 ตัวอย่างโครงสร้างของแผ่นตัวนำที่ซ้กัน

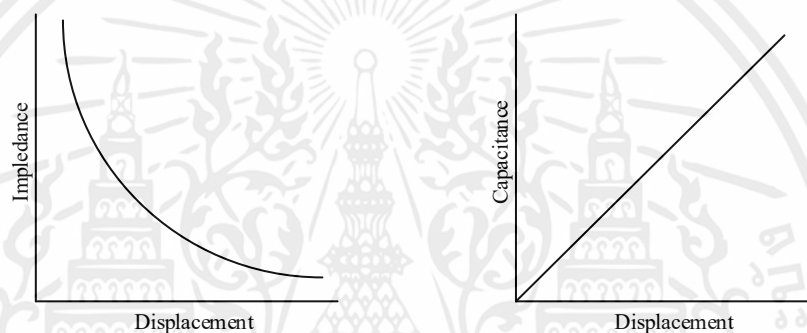
2.2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับพื้นที่ซ้กันของแผ่นตัวนำ

อีกวิธีการหนึ่งที่จะส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลงของค่าความจุไฟฟ้า คือ การเปลี่ยนแปลงพื้นที่ซ้กันของแผ่นตัวนำ โดยอาศัยหลักการเคลื่อนที่ในแนวขวางของแผ่นตัวนำ ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.4 ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับพื้นที่ซ้กัน ตามสมการที่ (2.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

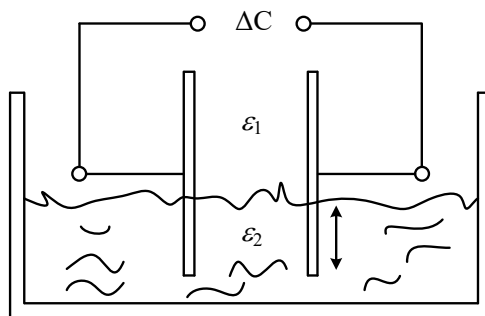
รูปที่ 2.4 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับพื้นที่ซ้อนทับของแผ่นตัวนำ

- (ก) ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงพื้นที่ซ้อนทับของแผ่นตัวนำ
- (ข) กราฟความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์และค่าความจุไฟฟ้าต่อการเปลี่ยนแปลงระยะการเคลื่อนที่แนวขวาง

ค่าความแม่นยำของวิธีการนี้เป็นความแม่นยำเชิงกล ซึ่งการโค้งมนและการบิดเบี้ยวของพื้นผิว หรือระยะห่างที่ไม่ขนานกันของแผ่นตัวนำ ส่งผลให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นได้ และค่าความไวจะขึ้นอยู่กับพื้นที่ว่าง หรือการเอียง โดยสามารถแก้ปัญหาความผิดพลาดดังกล่าว ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงรูปทรงทางเรขาคณิต

2.2.3 การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

การเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ไดอิเล็กตริกนั้น จะเกิดขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของพื้นที่ว่างตรงกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ขึ้นกับค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก

โดยทั่วไปแล้ว วัสดุไดอิเล็กตริกมีคุณสมบัติเป็นฉนวน กล่าวคือ มีประจุไฟฟ้าอิสระน้อยมาก หรือไม่มีประจุไฟฟ้าอยู่เลย แต่ถ้านำวัสดุไดอิเล็กตริกไปวางไว้ในสนามไฟฟ้า จะเกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระได้ และเมื่อความเข้มของสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้นไปจนถึงระดับหนึ่ง จะทำให้วัสดุไดอิเล็กตริกเปลี่ยนคุณสมบัติเป็นตัวนำได้ ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าจะสัมพันธ์กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกแบบแปรผันตรงดังสมการที่ (2.1) โดยวัสดุไดอิเล็กตริกแต่ละชนิดต่างๆ กันนั้น จะมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แตกต่างกันไปดังตารางที่ 2.1 และในหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงเซนเซอร์วัดความชื้น (humidity sensor) ซึ่งเป็นตัวอย่างหนึ่งของเซนเซอร์เก็บประจุ

ตารางที่ 2.1 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุต่างๆ [14]

วัสดุ	ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก
สูญญากาศ	1.0
เทฟลอน	2.0
ซีผึ้ง	2.25
ยาง	3.0
แบคคาไลต์	3.5
น้ำมัน	4.0
ไม้ก้ำ	5.0
เซรามิก	6.0
แก้ว	7.5
น้ำ	78

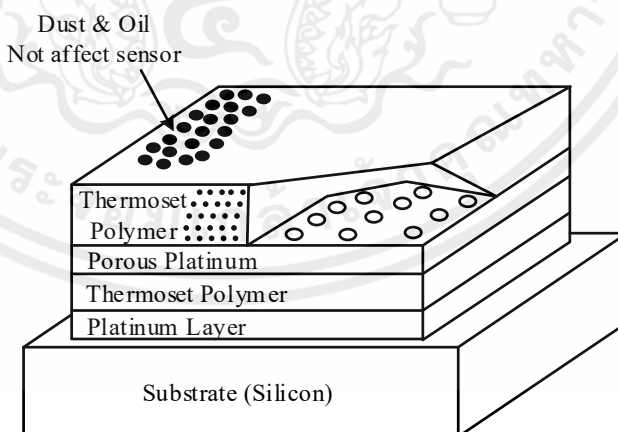
2.2.4 เซนเซอร์วัดค่าความชื้นสัมพัทธ์ชนิดเก็บประจุ

ค่าความชื้น หมายถึง ปริมาณไอน้ำในอากาศหรือก๊าซอื่นๆ โดยทั่วไปจะวัดในรูปแบบของ ความชื้นสัมบูรณ์ จุดน้ำค้าง (dew point) หรือค่าความชื้นสัมพัทธ์ (relative humidity) โดย ความชื้นสัมบูรณ์ คือ อัตราส่วนระหว่างมวลของไอน้ำกับปริมาตรของอากาศหรือก๊าซ จุดน้ำค้าง คือ อุณหภูมิและความดันที่ก๊าซเริ่มกลั่นตัวเป็นของเหลว และค่าความชื้นสัมพัทธ์ คือ อัตราส่วนของ

ความชื้นของอากาศเมื่อเทียบกับความชื้นอิ่มตัวที่อุณหภูมิหรือความดันเดียวกัน โดยค่าความชื้นสัมพัทธ์อาจเรียกว่าค่า RH

สำหรับเซนเซอร์วัดค่าความชื้นสัมพัทธ์หรือค่า RH ชนิดเก็บประจุนี้ มีการนำมาประยุกต์ใช้อย่างมากมายในงานอุตสาหกรรม ซึ่งเป็นประเภทเดียวเท่านั้นที่สามารถทำงานได้อย่างแม่นยำจนถึง 0% ของค่าความชื้นสัมพัทธ์ เนื่องจากไม่มีผลต่ออุณหภูมิต่ำ จึงมีช่วงอุณหภูมิที่กว้าง โดยไม่จำเป็นต้องทำการชดเชยอุณหภูมิ การเปลี่ยนแปลงค่าคงที่ไดอิเล็กตริก เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความชื้นสัมพัทธ์ในสภาพแวดล้อม โดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าในช่วง 0.2 ถึง 0.5 pF สำหรับการเปลี่ยนแปลง 1% ของค่าความชื้นสัมพัทธ์หรือ RH ช่วงค่าความจุไฟฟ้าระหว่าง 100 ถึง 500 pF ที่ค่า RH เท่ากับ 50% ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส เซนเซอร์ชนิดนี้มีค่าสัมประสิทธิ์ต่ำและสามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิสูงถึง 200 องศาเซลเซียส เซนเซอร์สามารถทำงานเป็นปกติได้อย่างเต็มที่จากการควมแน่นและทนต่อการระเหยของสารเคมี อีกทั้งยังมีผลตอบสนองอยู่ในช่วงระหว่าง 30 ถึง 60 วินาที สำหรับการเปลี่ยนแปลงของค่า RH ที่ 63 %

เซนเซอร์วัดค่า RH ชนิดเก็บประจุที่ใช้พอลิเมอร์แบบเทอร์โมเซต (thermoset polymer) ตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงค่าอิมิตัวสัมพัทธ์ได้โดยตรง เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าของเซนเซอร์ที่มีผลการตอบสนองเร็ว มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีค่าฮิสเทอรีซิสต่ำ (hysteresis) และมีเสถียรภาพที่ดีในการใช้งานระยะยาว ซึ่งค่าอิมิตัวสัมพัทธ์จะมีความหมายเหมือนกับค่าความชื้นสัมพัทธ์แวดล้อม เมื่อเซนเซอร์อยู่ในที่อุณหภูมิแวดล้อม เซนเซอร์ที่ใช้พอลิเมอร์แบบเทอร์โมเซตที่ได้มีการรับรองจากอุตสาหกรรม จะออกแบบให้มีโครงสร้างค่าความจุไฟฟ้าจำนวน 3 ชั้น ซึ่งประกอบด้วยพอลิเมอร์แบบเทอร์โมเซต ขั้วไฟฟ้าแบบแพลทินัม (electrode platinum) และซิลิโคน (silicon) ที่พร้อมด้วยการปรับสภาพสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ซึ่งแสดงโครงสร้างดังกล่าวได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 เซนเซอร์วัดค่าความชื้นสัมพัทธ์ที่ใช้พอลิเมอร์แบบเทอร์โมเซต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดในทางปฏิบัติ ใอน้ำในชั้นไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุแบบแอคทีฟ (active) จะสมดุลกับก๊าซที่ล้อมรอบ ชั้นแพลทินัมแบบพรุน (porous platinum) จะป้องกันผลของไดอิเล็กตริกจาก

อิทธิพลภายนอก โดยพอลิเมอร์นั้นได้มีการเคลือบสารป้องกันจากสารปนเปื้อน เช่น ดิน ฝุ่น และ น้ำมัน เข้าไปที่ชั้นพลาสติก ซึ่งถ้าสารปนเปื้อนที่มีขนาดใหญ่จะส่งผลให้เซนเซอร์มีการตอบสนองที่ช้าลง เพราะจะใช้เวลานานขึ้นสำหรับการปรับสมดุลของไอน้ำ เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุที่ใช้พอลิเมอร์แบบ เทอร์โมเซต จะแตกต่างกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุที่ใช้เทอร์โมพลาสติก (thermoplastic) โดยจะทำให้มีอุณหภูมิในการทำงานที่เพิ่มขึ้น และป้องกันผลจากสารเคมีที่เป็นของเหลวในความเข้มข้นที่พบได้ทั่วไป เช่น น้ำมัน และน้ำยาทำความสะอาด อีกทั้งยังมีอายุการใช้งานที่ยาวนานที่สุดสำหรับใช้ในกระบวนการฆ่าเชื้อ และเซนเซอร์ดังกล่าวมีผลตอบสนองที่ดีต่อค่าความชื้นสัมพัทธ์หรือค่า RH เมื่อเทียบกับค่าความชื้นสัมบูรณ์

2.3 เซนเซอร์ชนิดความต้านทาน

เซนเซอร์ชนิดความต้านทานเป็นทรานสดิวเซอร์ที่ทำหน้าที่แปลงปริมาณทางกายภาพหรือการเปลี่ยนแปลงทางกลให้อยู่ในรูปของค่าความต้านทาน ซึ่งเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า จึงสามารถวัดได้ง่ายด้วยมิเตอร์ ทำให้มีการนำเซนเซอร์ชนิดความต้านทานไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในทางอุตสาหกรรม โดยค่าความต้านทาน R ของวัสดุตามทฤษฎีจะมีค่าดังนี้

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad (2.2)$$

เมื่อ ρ คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของตัวนำ ($\Omega \cdot m$)

l คือ ความยาวของตัวนำ (m)

A คือ พื้นที่หน้าตัดของตัวนำ (m^2)

จากสมการที่ 2.2 จะเห็นได้ว่า ค่าความต้านทานจะมีการเปลี่ยนแปลงไปเมื่อความยาวของตัวนำ l และพื้นที่หน้าตัดของตัวนำ A มีการเปลี่ยนแปลง เมื่อเพิ่มความยาว l เป็นสองเท่า ค่าความต้านทานจะเพิ่มเป็นสองเท่า จะได้ว่าค่าความต้านทานเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความยาวของตัวนำ l แต่ในทางกลับกัน เมื่อเพิ่มพื้นที่หน้าตัดของตัวนำ A เป็นสองเท่า ค่าความต้านทานจะลดลงครึ่งหนึ่ง นั่นคือค่าความต้านทานเป็นสัดส่วนแบบผกผันกับพื้นที่หน้าตัดของตัวนำ A โดยการเปลี่ยนแปลงทั้งสองตัวแปรดังกล่าวเป็นการเปลี่ยนแปลงทางเรขาคณิต และอีกตัวแปรหนึ่งที่จะทำให้ค่าความต้านทานเกิดการเปลี่ยนแปลง คือ การเปลี่ยนแปลงวัสดุตัวนำของตัวต้านทาน ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของตัวนำเปลี่ยนไป ในตารางที่ 2.2 แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของวัสดุชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

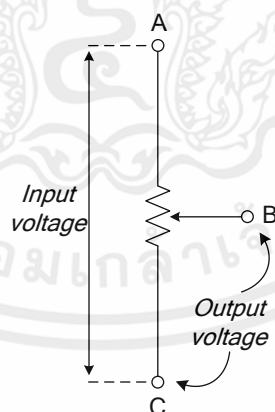
ตารางที่ 2.2 ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของวัสดุต่างๆ [13]

วัสดุ	ρ ($\Omega \cdot m$)
อะลูมิเนียม	0.0278
เหล็ก	0.1
ทองแดงผสมนิกเกิล	0.48
ทองแดง	0.0172
ทอง	0.0222
ทังสเทน	0.059
แมงกานีส	0.423
นิกเกิล	0.087

ในการออกแบบเซนเซอร์ชนิดความต้านทานนั้น จะต้องทำการเปลี่ยนแปลงตัวแปรตัวใดแปรหนึ่งในสมการที่ (2.2) ซึ่งจะให้ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพของสภาพแวดล้อม ตัวอย่างเช่น การเคลื่อนที่ทางกายภาพ แสงสว่าง ความร้อน ความเครียดหรือการอัด เป็นต้น ซึ่งจะกล่าวถึงตัวอย่างของเซนเซอร์ชนิดความต้านทานในหัวข้อถัดไป

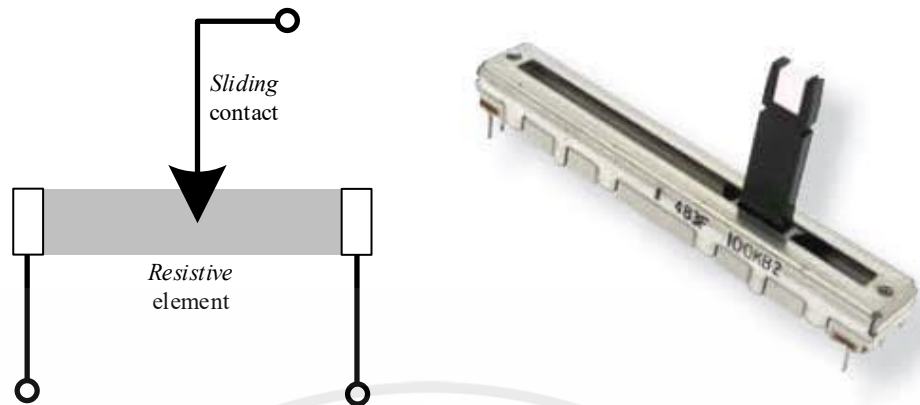
2.3.1 โปเทนชิโอมิเตอร์ (potentiometer)

โปเทนชิโอมิเตอร์เป็นเซนเซอร์ชนิดความต้านทานประเภทหนึ่ง ซึ่งใช้หลักการจากที่กล่าวมาข้างต้น โปเทนชิโอมิเตอร์มีทั้งรูปแบบเชิงเส้นและเชิงมุม ในรูปที่ 2.7 และ 2.8 แสดงวงจรสมมูลของโปเทนชิโอมิเตอร์และรูปแบบของโปเทนชิโอมิเตอร์ ตามลำดับ

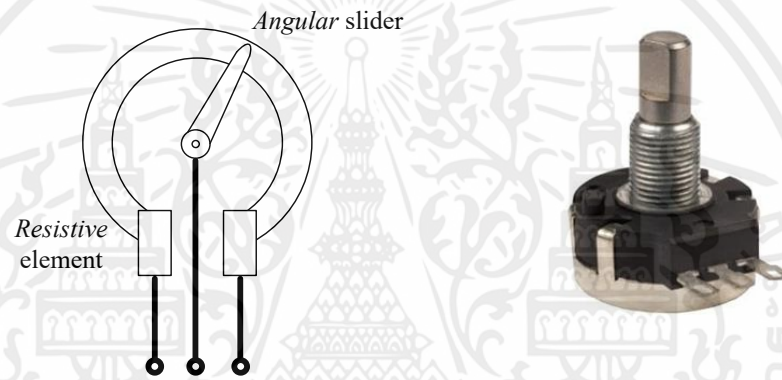


รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของเซนเซอร์ชนิดความต้านทานแบบโปเทนชิโอมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.8 รูปแบบของโพเทนชิโอมิเตอร์ [16]

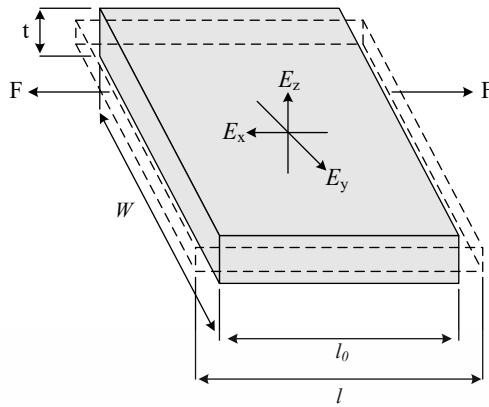
(ก) โพเทนชิโอมิเตอร์แบบเชิงเส้น

(ข) โพเทนชิโอมิเตอร์แบบเชิงมุม

2.3.2 สเตรนเกจ (strain gauge)

สเตรนเกจเป็นเซนเซอร์ชนิดหนึ่งที่สร้างจากวัสดุเพียโซรีซิสทีฟ (piezoresistive) เมื่อวัสดุตัวต้านทานถูกดึงให้ยืดตัวหรือถูกบีบอัดจากแรงกระทำทางกล ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะการนำไฟฟ้า เรียกปรากฏการณ์นี้ได้ว่า ปรากฏการณ์เพียโซรีซิสทีฟดังแสดงในรูปที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ปรัชการณเพียโซรีซีสทีฟ

โดยค่าความต้านทานของเพียโซรีซีสทีฟแสดงดังสมการที่ (2.3) ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานภายใต้ความเครียดของเพียโซรีซีสทีฟจะขึ้นกับ ความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของตัวนำ ρ ความยาวของตัวนำ l และพื้นที่หน้าตัดของตัวนำ A ดังนี้

$$dR = \frac{\partial R}{\partial l} dl + \frac{\partial R}{\partial A} dA + \frac{\partial R}{\partial \rho} d\rho \quad (2.3)$$

แทนค่าสมการที่ (2.2) ลงในสมการที่ (2.3) จะได้สมการใหม่เป็น

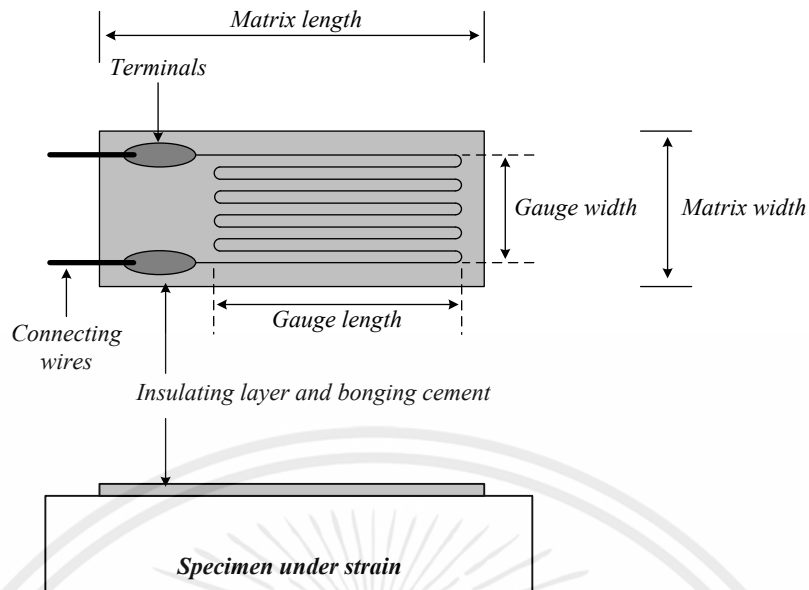
$$dR = \frac{\rho}{A} dl + \frac{\rho l}{A^2} dA + \frac{l}{A} d\rho \quad (2.4)$$

จะได้การเปลี่ยนแปลงเศษส่วนของค่าความต้านทาน R เป็นสมการดังนี้

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} + \frac{dA}{A} + \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.5)$$

จากสมการที่ (2.5) จะพบว่า dl/l และ dA/A เป็นการเปลี่ยนแปลงเศษส่วนของความยาวและพื้นที่หน้าตัด ตามลำดับ และ $d\rho/\rho$ เป็นการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะ ซึ่งสอดคล้องกับปรากฏการณ์เพียโซรีซีสทีฟ ดังนั้นค่าความเครียดของอุปกรณ์ตรวจจับ จึงเกี่ยวข้องทั้งทางเรขาคณิตและทางวัสดุที่มีผลทำให้ค่าความต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง จึงใช้ข้อได้เปรียบของกลไกของอุปกรณ์ตรวจจับและการเปลี่ยนแปลงทางวัสดุหรือทางเรขาคณิต เพื่อแสดงถึงการตรวจจับทางกายภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 สเตรนเกจ

รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างของสเตรนเกจ สำหรับความไวของสเตรนเกจจะดูจากเกจแฟกเตอร์ (gauge factor, G) ซึ่งเกจแฟกเตอร์มีนิยามคือ สัดส่วนของการเปลี่ยนแปลงเศษส่วนของค่าความต้านทานต่อการเปลี่ยนแปลงเศษส่วนของความเครียด สำหรับตัวอย่างค่าเกจแฟกเตอร์ G ของวัสดุชนิดต่างๆ ของสเตรนเกจแสดงในตารางที่ 2.3

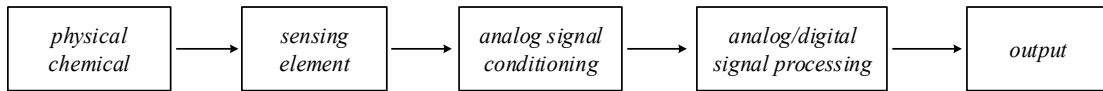
ตารางที่ 2.3 ค่าเกจแฟกเตอร์ G ของวัสดุชนิดต่างๆ [13]

ชนิดของโลหะผสม	ค่าเกจแฟกเตอร์ G
Ni 80% + Cr 20%	2
Ni 45% + Cu 55%	2
Pt 100%	4.8
Pt 95% + Ir 5%	5.1

2.4 เทคนิคพื้นฐานในการเชื่อมต่อกับเซนเซอร์

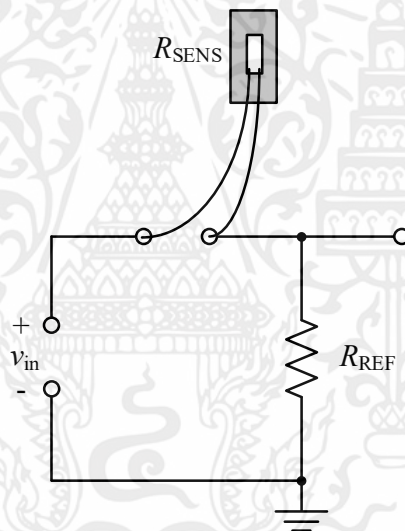
ระบบปรับแต่งสัญญาณ หรือที่เรียกว่า วงจรเชื่อมต่อแบบอิเล็กทรอนิกส์ วงจรอ่านค่า (read-out circuit) และ วงจรส่วนหน้า (front-end circuit) เป็นต้น เป็นระบบที่นำสัญญาณเอาต์พุตจากอุปกรณ์ตรวจจับและทำการแปลงสัญญาณให้มีรูปแบบที่เหมาะสมยิ่งขึ้นสำหรับนำไปประมวลผลต่อไป ตัวอย่างเช่น การขยายสัญญาณ การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (analog-to-digital conversion) และการแปลงค่าความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า (frequency-to-voltage conversion) เป็นต้น ดังนั้นวงจรปรับสภาพสัญญาณจึงจำเป็นต้อง

มีการออกแบบเพื่อให้เหมาะกับการวัดปริมาณทางไฟฟ้าที่มีความแม่นยำและความเที่ยงตรงซึ่งโดยปกติปริมาณทางไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ในรูปที่ 2.11 แสดงไดอะแกรมของระบบปรับแต่งสัญญาณ

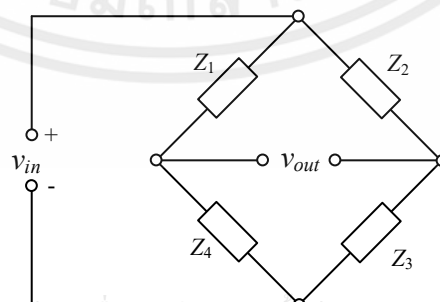


รูปที่ 2.11 ไดอะแกรมระบบปรับแต่งสัญญาณที่สมบูรณ์

วงจรเชื่อมต่ออย่างง่ายที่มีการนำมาใช้งานทั่วไป ดังตัวอย่าง เช่น การปรับแต่งสัญญาณพื้นฐานของเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน คือวงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) แสดงดังรูปที่ 2.12 และวงจรบริดจ์ (bridge) แสดงดังรูปที่ 2.13 เมื่อ v_{in} เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า และอิมพีแดนซ์ (impedance) หนึ่งตัวของวงจรบริดจ์เป็นเซนเซอร์



รูปที่ 2.12 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรแบ่งแรงดัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้รูปที่ 2.13 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรบริดจ์

รูปที่ 2.13 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรบริดจ์

ตารางที่ 2.4 การตรวจวัดรูปแบบต่างๆ ของวงจรบริดจ์ [13]

ประเภทของวงจรบริดจ์	ค่าที่ตรวจวัดได้	สมการสมดุลบริดจ์
การเปรียบเทียบกับค่าคงที่โดยตรง	L หรือ C	สำหรับค่าความต้านทาน $R_x = R_S \cdot \frac{R_2}{R_1}$ สำหรับค่าความเหนี่ยวนำ $L_x = L_S \cdot \frac{R_2}{R_1}$ สำหรับค่าความจุไฟฟ้า $C_x = C_S \cdot \frac{R_2}{R_1}$
วงจรบริดจ์ของ Owen	L	$L_x = R_2 R_3 C_1$ $R_x = R_2 \cdot \frac{C_1}{C_3}$
วงจรบริดจ์ของ Maxwell	L	$L_x = R_2 R_3 C_1$ $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}$
วงจรเรโซแนนซ์	L หรือ C (เมื่อรู้ค่า f) f (เมื่อรู้ค่า L และ C)	$X_L = X_C \text{ หรือ } LC = \frac{1}{\omega^2}$ $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
วงจรบริดจ์ของ Hay	L	$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}$ $R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}$
วงจรบริดจ์แบบความถี่ R-C	f	$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_3 C_4}}$ $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} + \frac{C_4}{C_3}$

โดยปกติแล้ววงจรบริดจ์สามารถประกอบกับวงจรปรับสภาพสัญญาณเพิ่มเติม เช่น วงจรขยายแรงดันเชื่อมไปยังเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ ซึ่งจะขยายสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ สัญญาณจะมีสัดส่วนตามการเปลี่ยนแปลงของค่าที่ได้จากเซนเซอร์ด้วยความไวที่เพิ่มขึ้น ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงของค่าที่ตรวจวัดได้จากเซนเซอร์มีขนาดใหญ่ วิธีการหนึ่งคือการแปลงสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์ไปเป็นสัญญาณที่มีรูปคลื่นคาบซ้ำ ซึ่งวิธีการนี้ คาบเวลาของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกับค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน ซึ่งเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุอาศัยการเปลี่ยนแปลงของระยะห่างของแผ่นตัวนำคู่ขนาน พื้นที่ซ้อนทับกันของแผ่นตัวนำ หรือการเปลี่ยนแปลงชนิดของวัสดุไดอิเล็กทริก และเซนเซอร์ชนิดความต้านทานอาศัยการเปลี่ยนแปลงความยาว พื้นที่หน้าตัดของตัวนำ และการเปลี่ยนแปลงวัสดุตัวนำของตัวต้านทาน โดยได้นำเสนอตัวอย่างของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุด้วย เซนเซอร์วัดความชื้น และตัวอย่างของเซนเซอร์ชนิดความต้านทานด้วย โฟเทนซิโอมิเตอร์และสเตรนเกจ และในส่วนของ การเชื่อมต่อกับเซนเซอร์นั้น ได้นำเสนอวงจรอย่างง่ายสำหรับเชื่อมต่อกับเซนเซอร์ เช่น วงจรแบ่งแรงดัน และวงจรบริดจ์ ซึ่งวงจรบริดจ์ในรูปแบบต่างๆ จะวัดค่าอิมพีแดนซ์และมีคุณสมบัติในการวัดที่แตกต่างกันออกไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการนำเสนอในอดีต

3.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน ซึ่งได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน รวมถึงเทคนิคพื้นฐานการเชื่อมต่อเซนเซอร์ไปแล้วในบทที่ผ่านมา สำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน ที่ได้มีการนำเสนอในอดีต ซึ่งประกอบด้วย หลักการออกแบบและการทำงานของวงจร และแสดงการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวงจร ซึ่งวงจรในอดีตส่วนใหญ่สามารถใช้งานได้เฉพาะกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุหรือเซนเซอร์ชนิดความต้านทานเพียงอย่างเดียวอย่างหนึ่งเท่านั้น จึงขอแบ่งหัวข้อนำเสนอออกเป็น วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ ได้แก่ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันที่นำเสนอโดย Hahnel H. และคณะ และวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอโดย Kanjanapart N. และคณะ และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดความต้านทานในอดีต ได้แก่ วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ ที่นำเสนอโดย Chung W.S. และคณะ และวงจรแปลงค่าเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ (pulse width) ที่นำเสนอโดย Kin H. และคณะ

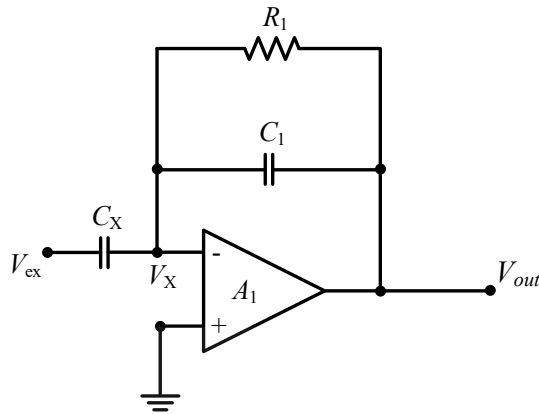
3.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุในอดีต

3.2.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันที่นำเสนอโดย Hahnel H. และคณะ [17]

วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ เอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้หลักการขยายค่าความจุไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยวงจรประกอบด้วย ออปแอมป์ A_1 ตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 โดยตัวเก็บประจุ C_x แทนค่าความจุไฟฟ้าที่ได้มาจากเซนเซอร์ แรงดัน V_{ex} เป็นสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้กับวงจร จากรูปที่ 3.1 จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน V_{out} กับ V_{ex} ได้ดังนี้

$$\frac{V_{ex} - V_x}{X_{Cx}} + \frac{V_x - V_{out}}{X_{C1}} + \frac{V_x - V_{out}}{R_1} = 0 \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดัน [15]

จากสมการที่ (3.1) สามารถหาแรงดันเอาต์พุต V_{out} ได้ดังนี้

$$V_{out} = -\left(\frac{X_{C1}R_1}{R_1 + X_{C1}}\right)\left(\frac{V_{ex}}{X_{CX}}\right) \quad (3.2)$$

หรือ

$$V_{out} = -\left(\frac{R_1}{\frac{R_1}{X_{C1}} + 1}\right)\left(\frac{V_{ex}}{X_{CX}}\right) \quad (3.3)$$

เมื่อ X_C คือค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุใดๆ ดังนั้น $X_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1}$ และ $X_{CX} = \frac{1}{j\omega C_x}$ โดย ω คือ ความถี่เชิงมุมของแรงดัน V_{ex} เมื่อแทนค่า X_{C1} และ X_{CX} ลงในสมการที่ (3.3) จะได้

$$V_{out} = -\left(\frac{j\omega C_x R_1}{j\omega C_1 R_1 + 1}\right)V_{ex} \quad (3.4)$$

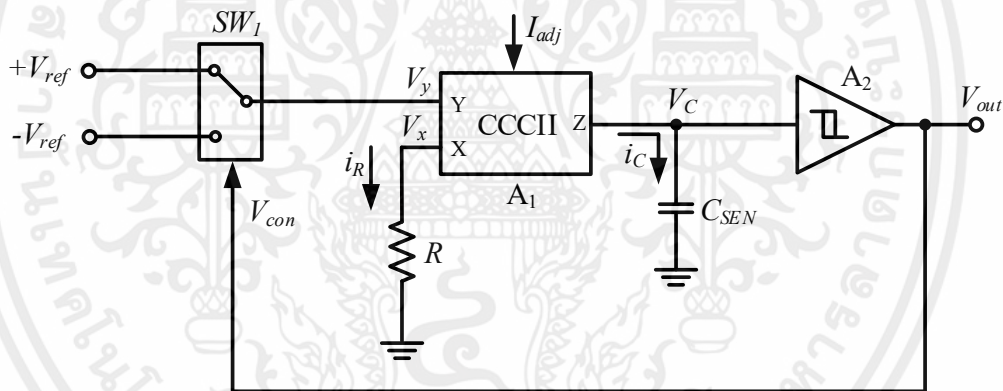
ในการออกแบบวงจรกำหนดให้ $\omega C_1 R_1 \gg 1$ ดังนั้นสมการที่ (3.4) สามารถประมาณค่าได้เป็น

$$V_{out} = -\frac{C_x}{C_1}V_{ex} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) จะเห็นได้ว่า เมื่อกำหนดให้แรงดัน V_{ex} และค่าความจุไฟฟ้า C_1 เป็นค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_{out} ของวงจรมีค่าแปรผันตรงกับค่าความจุไฟฟ้า C_x ที่ต้องการวัด สำหรับการนำแรงดัน V_{out} ไปใช้งาน อาจทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเพื่อให้สะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

3.2.2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอโดย Kanjanapart N. และคณะ [18]

งานวิจัยนี้นำเสนอการเทคนิคอย่างง่ายในการออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ โดยใช้หลักการจากวงจรออสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (astable multivibrator) ในรูปที่ 3.2 แสดงหลักการของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นค่าเวลา ซึ่งประกอบด้วย สวิตช์ SW_1 ที่ควบคุมด้วยสัญญาณควบคุม V_{con} วงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแสรุ่นที่สอง (second generation current-controlled current conveyor) หรือ ซีซีซีทู (CCCII) A_1 และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (window comparator) แบบขมิตต์ทริกเกอร์ (Schmitt trigger) A_2 โดยมีรายละเอียดการเชื่อมต่ออุปกรณ์ดังนี้ สวิตช์ SW_1 จะเชื่อมต่อกับ $+V_{ref}$ และ $-V_{ref}$ เมื่อสัญญาณควบคุม V_{con} มีสถานะเป็น “1” และ “0” ตามลำดับ ซีซีซีทู A_1 ออกแบบเป็นวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าโดยใช้วงจรขยายค่าความนำ (operational transconductance amplifier) หรือโอทีเอ (OTA) และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ A_2 จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ในรูปของลอจิก “1” และ “0” สำหรับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านบวก และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านลบ ตามลำดับ การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 หลักการของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา

ถ้ากำหนดให้เอาต์พุต V_{out} มีสถานะเป็น “1” สวิตช์ SW_1 จะเชื่อมต่อกับ $+V_{ref}$ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_y จึงมีค่าเท่ากับ V_{ref} แล้วซีซีซีทู A_1 จะส่งผ่านแรงดันไฟฟ้า V_y ที่ขั้ว Y ไปยังขั้ว X ด้วยอัตราการขยายแรงดันเป็นหนึ่ง (unity voltage gain) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ $V_x = V_y = V_{ref}$ โดยแรงดันไฟฟ้า V_x ถูกแปลงเป็นกระแสไฟฟ้า i_R ด้วยตัวต้านทาน R จึงสามารถเขียนสมการกระแสไฟฟ้า i_R ได้ดังนี้

$$i_R = \frac{V_x}{R} = \frac{V_{ref}}{R} \quad (3.6)$$

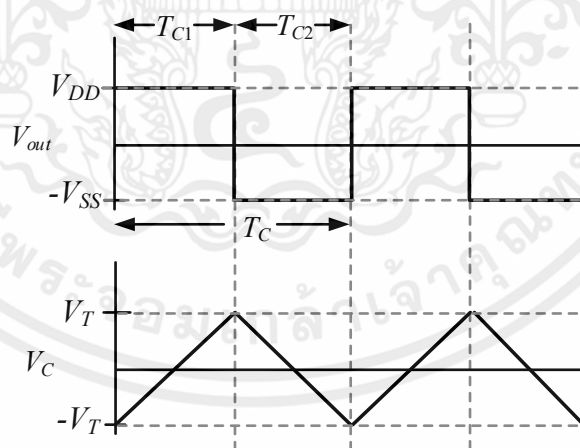
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้า i_R จะถูกคัดลอกไปที่กระแสไฟฟ้า i_C ที่ขั้ว Z ด้วยอัตราขยายกระแสไฟฟ้า K ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์เป็น $i_C = Ki_R$ โดยกระแสไฟฟ้า i_C จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{SEN} ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้า V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{SEN} ที่มีค่าเพิ่มขึ้นตามสมการต่อไปนี้

$$V_C = \int_0^t \frac{i_C}{C_{SEN}} d\tau + V_C(0) = K \int_0^t \frac{V_{ref}}{C_{SEN}} d\tau + V_C(0) \quad (3.7)$$

เมื่อ $V_C(0)$ คือ แรงดันไฟฟ้าเมื่อเวลา $t = 0$

วงจรเปรียบเทียบแบบชนิดตรีกรเกอร์ A_2 จะทำการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า V_C กับแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่ม V_{T1} ถ้าแรงดันไฟฟ้า V_C นั้นมีค่ามากกว่า V_{T1} แล้ว แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} จะเปลี่ยนสถานะจาก “1” เป็น “0” และในเวลาเดียวกันสัญญาณควบคุม V_{con} จะสั่งให้สวิตช์ SW_1 เชื่อมต่อกับ $-V_{ref}$ จากนั้นกระแสไฟฟ้า i_R จะมีค่าเท่ากับ $-V_{ref}/R$ ทำให้กระแสไฟฟ้า i_C ที่ขั้ว Z ของ A_1 ไหลในทิศทางตรงกันข้าม แรงดันไฟฟ้า V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{SEN} จึงมีค่าลดลง และเมื่อแรงดันไฟฟ้า V_C ลดลงจนถึงแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่ม $-V_{T2}$ ทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของ A_2 จะเปลี่ยนสถานะจาก “0” เป็น “1” ซึ่งจะสลับการทำงานกันตลอดเวลา ถ้ากำหนดขนาดของแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่ม V_{T1} และ V_{T2} ของ A_2 มีค่าให้เท่ากันดังนี้ $|V_{T1}| = |-V_{T2}| = |V_T|$ จะทำให้ช่วงเวลาไต่ขึ้นและตกลงของแรงดันไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากัน โดยการทำงานของวงจรดังที่กล่าวมาแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 กราฟการทำงานของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการฝ่าฝืนระเบียบข้อบังคับของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ซึ่งอาจส่งผลต่อการดำเนินงานของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรีได้
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_C(t) = K \int_0^t \frac{V_{ref}}{C_{SEN} R} d\tau - V_C(0) \quad (3.8)$$

ที่ตำแหน่ง $V_C(T_{C1}) = V_T$ จะได้ช่วงเวลาไต่ขึ้น T_{C1} เป็น

$$T_{C1} = \frac{2V_T}{KV_{ref}} C_{SEN} R \quad (3.9)$$

และทำนองเดียวกัน จะได้ช่วงเวลากลับลง T_{C2} เป็น

$$T_{C2} = \left| \frac{2V_T}{KV_{ref}} \right| C_{SEN} R \quad (3.10)$$

ดังนั้น คาบเวลาของการออสซิลเลต (oscillation) T_C จะเป็นดังนี้

$$T_C = T_{C1} + T_{C2} = \frac{4V_T}{KV_{ref}} C_{SEN} R \quad (3.11)$$

จะสามารถจัดรูปสมการที่ (3.11) ได้เป็น

$$T_C = \frac{4V_T R}{KV_{ref}} C_{SEN} = G_S C_{SEN} \quad (3.12)$$

จะได้ค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้ C_{SEN} เป็น

$$C_{SEN} = \frac{KV_{ref} T_C}{4V_T R} = \frac{1}{G_S} T_C \quad (3.13)$$

เมื่อ G_S คือ อัตราขยายในการแปลงของวงจร ซึ่งจากสมการที่ (3.12) จะเห็นได้ว่าคาบเวลา T_C ที่ได้เป็นสัดส่วนกับค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัด และสามารถปรับอัตราขยาย G_S ได้โดยเปลี่ยนแปลงอัตราขยายกระแสไฟฟ้า K และสามารถหาค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้ C_{SEN} ได้จากสมการที่ (3.13)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ชนิดความต้านทานในอดีต

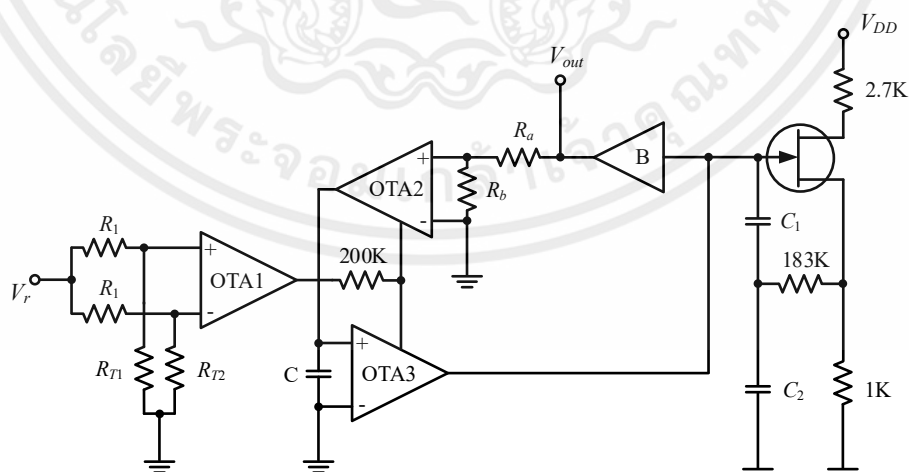
3.3.1 วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ที่นำเสนอโดย Chung W.S. และคณะ [11]

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่โดยใช้อาร์ทีดี แบบแพลทินัม (platinum) 2 ตัว โดยผลต่างของค่าความต้านทานของ RTD ทั้งสองจะถูกแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อใช้ควบคุมตัวเหนี่ยวนำจำลอง ซึ่งออกแบบให้ค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำจำลองเป็นสัดส่วนแบบผกผันกับกระแสไฟฟ้ายกกำลังสอง ตัวเหนี่ยวนำจำลองนำมาสร้างเป็นวงจรเรโซแนนท์ (resonant circuit) ของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์ส (Colpitts oscillator) ดังนั้นความถี่ในการออสซิลเลตก็จะเป็นส่วนโดยตรงกับผลต่างของค่าความต้านทาน ในรูปที่ 3.4 แสดงวงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ จากรูปที่ 3.4 R_{T1} และ R_{T2} เป็นค่าความต้านทานที่อุณหภูมิ T_1 และ T_2 ตามลำดับ โดยผลต่างของอุณหภูมินั้นจะถูกแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวงจรขยายค่าความนำ OTA_1 ซึ่งกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของ OTA_1 เขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$I_0 = g_{m1} \left(\frac{R_{T1}}{R_1 + R_{T1}} - \frac{R_{T2}}{R_1 + R_{T2}} \right) V_r \quad (3.14)$$

เมื่อ g_{m1} คือ ค่าความนำของ OTA_1 และ V_r คือแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่กระตุ้นให้กับโครงข่ายตัวต้านทานและ RTD ซึ่งต่อแบบอนุกรม ถ้ากำหนดให้ $R_1 \gg R_{T1}$ และ R_{T2} จึงได้สมการใหม่เป็นดังนี้

$$I_0 \approx g_{m1} \left(\frac{R_{T1} - R_{T2}}{R_1} \right) V_r \quad (3.15)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้รูปที่ 3.4 วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ ถูกนำออกไปใช้

กระแส I_0 ถูกนำมาไบอัสให้กับ OTA_2 และ OTA_3 ที่มีความสมพงษ์กันเพื่อควบคุมค่าความนำของ OTA ทั้งสองตัว OTA_2 และ OTA_3 เชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุ C เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำจำลอง ซึ่งได้ค่าความเหนี่ยวนำสมมูล L_{eq} โดยสัมพันธ์กับ I_0 ดังนี้

$$L_{eq} = \frac{(4V_T)^2 C}{I_0^2 \cdot l} \quad (3.16)$$

เมื่อ V_T คือ แรงดันเหนี่ยวนำความร้อน และ l มีค่าเท่ากับ $R_b / (R_d + R_b)$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำจำลองมีสัดส่วนแบบผกผันกับกระแสไบอัสยกกำลังสอง I_0

วงจรเรโซแนนซ์ของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตตส์สร้างจากตัวเหนี่ยวนำจำลองพร้อมกับ C_1 และ C_2 ซึ่งที่ความถี่ต่ำ จะได้ความถี่ของการออสซิลเลต ดังนี้

$$f_0 = K(R_{T1} - R_{T2}) \quad (3.17)$$

เมื่อ

$$K = \frac{g_m V_r}{8\pi R_1 V_T} \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \frac{C}{l} \right)^{-1/2} \quad (3.18)$$

คุณลักษณะของค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิของ RTD เมื่อ T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส (celsius) จะสามารถแสดงได้โดยประมาณค่าเป็น

$$R_T \approx R_{T0} (1 + \alpha T + \beta T^2) \quad (3.19)$$

เมื่อ R_{T0} คือ ค่าความต้านทานที่อุณหภูมิเท่ากับ 0 องศาเซลเซียส และ α กับ β คือค่าสัมประสิทธิ์ของความต้านทาน ถ้ากำหนดให้คุณลักษณะของค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิของ RTD ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ในการออสซิลเลตกับผลต่างของอุณหภูมิเป็น

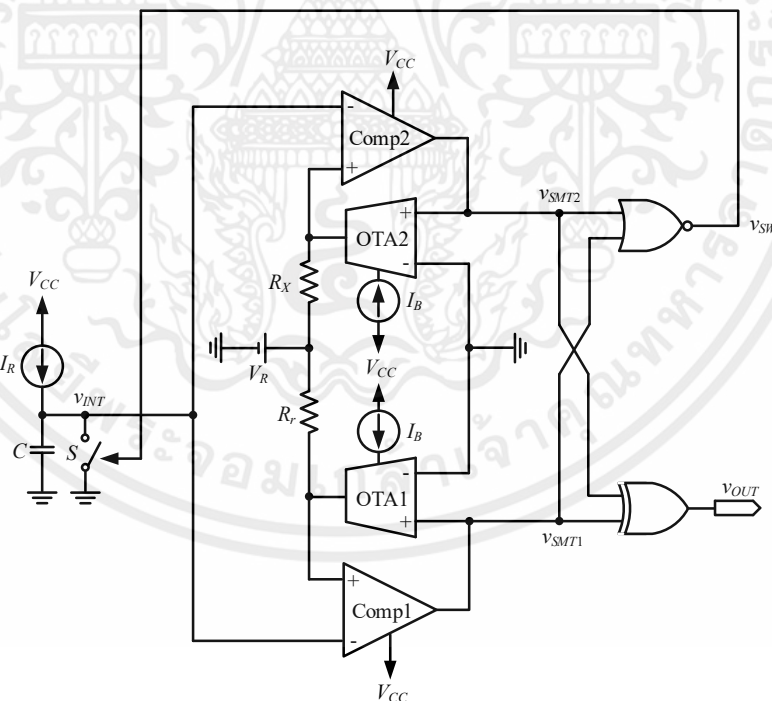
$$f_0 = KR_{T0} \alpha (T_1 - T_2) [1 + \beta / \alpha (T_1 + T_2)] \quad (3.20)$$

เมื่อให้ค่า $|\beta/\alpha| \ll 1$ จึงสามารถตัดเทอมของ β ออกได้ในกรณีของผลต่างของอุณหภูมิมีขนาดเล็ก ดังนั้นความถี่ของการออสซิลเลตจึงเป็นสัดส่วนแบบเชิงเส้นกับผลต่างของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

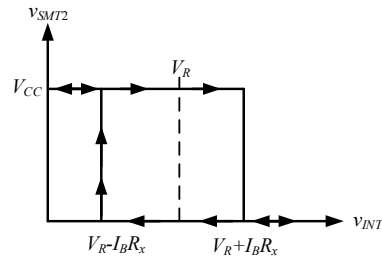
3.3.2 วงจรแปลงค่าเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ที่นำเสนอโดย Kim H. และคณะ [12]

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์สำหรับเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรอินทิเกรต (integrator) ขมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ (resistance-tunable Schmitt trigger) 2 ตัว และ ลอจิกเกต (logic gate) 2 ตัว โดยวงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้แสดงในรูปที่ 3.5 จากรูปที่ 3.5 ขมิตต์ทริกเกอร์ด้านบนประกอบด้วยตัวเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า $Comp_2$ วงจรขยายค่าความนำ OTA_2 แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง V_R และตัวต้านทาน R_x ซึ่งตัวต้านทาน R_x เป็นเซนเซอร์ชนิดความต้านทานที่ตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน และขมิตต์ทริกเกอร์ด้านล่างจะมีส่วนประกอบเหมือนกันกับขมิตต์ทริกเกอร์ด้านบน ยกเว้นแต่ R_r ที่นำมาแทน R_x โดย R_r คือ ค่าความต้านทานอ้างอิงที่เป็นค่าคงที่เฉพาะและนำมาเปรียบเทียบกับ R_x โดยคุณลักษณะการถ่ายโอนของขมิตต์ทริกเกอร์แสดงในรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มของวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ด้านบนเป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_x และแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มของวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ด้านล่างเป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_r

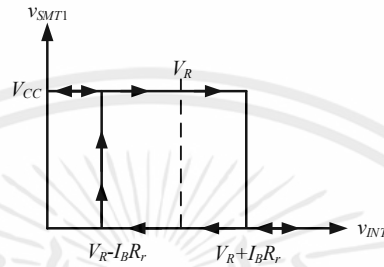


รูปที่ 3.5 วงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

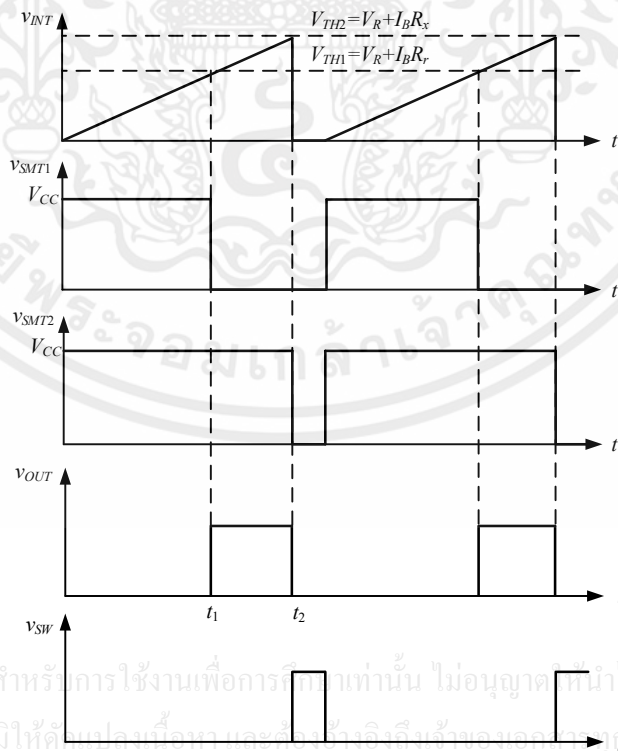


(ก)



(ข)

รูปที่ 3.6 คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ในวงจรแปลงค่าความเป็ยเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์
 (ก) วงจรมิตต์ทริกเกอร์ด้านบน
 (ข) วงจรมิตต์ทริกเกอร์ด้านล่าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลใดๆของเอกสารฉบับนี้โดยเด็ดขาด

รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่โหนดต่างๆ ของวงจรในรูปที่ 3.5

ในรูปที่ 3.7 แสดงการทำงานของวงจรแปลงค่าความเที่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ ซึ่งแสดงรูปคลื่นสัญญาณที่โหนดต่างๆ ของวงจรและกำหนดให้ขั้วอินพุตทั้งสองมีระดับสถานะอิมิตันบวกเป็น V_{CC} และ R_x มีค่ามากกว่า R_r ก่อนที่จะเริ่มรอบของการแปลง สวิตช์ S จะมีสถานะปิดวงจร ดังนั้นตัวเก็บประจุ C จะคายประจุ และกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าอินพุตของขั้วอินพุตทรานซิสเตอร์ v_{INT} มีค่าเป็น 0 การทำงานของวงจรเริ่มต้นขึ้นด้วยเมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร ทำให้กระแสไฟฟ้าอ้างอิง I_R ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C แรงดันไฟฟ้า v_{INT} จึงมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นด้วยความชันเท่ากับ I_R/C เมื่อแรงดันไฟฟ้า v_{INT} เพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มของขั้วอินพุตทรานซิสเตอร์ด้านล่าง V_{TH1} หรือมีค่าเท่ากับ $V_R + I_B R_r$ แล้ว เอาต์พุตของวงจรขั้วอินพุตทรานซิสเตอร์ด้านล่าง v_{SMT1} จะตกลงเป็น 0 และเอาต์พุต v_{OUT} ของเอกซ์คลูซิฟออร์เกต (XOR gate) จะมีสถานะเป็น “1” ดังนั้นระยะเวลา t_1 ที่ทำให้ v_{SMT1} คงค่า V_{CC} เขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$t_1 = \frac{C}{I_R} (V_R + I_B R_r) \quad (3.21)$$

กระบวนการแปลงจะทำงานต่อไป จนกระทั่ง v_{INT} ไปถึงแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มของวงจรขั้วอินพุตทรานซิสเตอร์ด้านบน V_{TH2} หรือมีค่าเท่ากับ $V_R + I_B R_x$ ในตอนนี้เอาต์พุตของวงจรขั้วอินพุตทรานซิสเตอร์ด้านบน v_{SMT2} จะตกลงมาเป็น 0 ดังนั้นเอาต์พุต v_{OUT} จะเปลี่ยนสถานะเป็น “0” และเอาต์พุตของนอร์เกต (NOR gate) v_{SW} จะกลายเป็นสถานะ “1” เมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า v_{INT} จะมีค่าเท่ากับกราวด์และในทางกลับกัน ทำให้เอาต์พุตของขั้วอินพุตทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นจนถึง V_{CC} และ v_{SW} จะเป็นสถานะ “0” เมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร จึงเริ่มกระบวนการแปลงรอบใหม่ ซึ่งช่วงเวลา t_2 ที่ทำให้ v_{SMT2} คงค่า V_{CC} เขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$t_2 = \frac{C}{I_R} (V_R + I_B + R_C) \quad (3.22)$$

และความกว้างของเวลาของพัลส์ v_{OUT} จะเป็น

$$\Delta t = t_2 - t_1 \quad (3.23)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการ (3.21) (3.22) และ (3.23) จะได้เป็น

$$\Delta t = C \frac{I_B}{I_R} (R_x - R_r) = C \frac{I_B}{I_R} \Delta R \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ เอาต์พุตสมมูลแบบดิจิทัล (digital) จะสามารถหาได้โดยอ่านค่าความกว้างพัลส์ด้วยสัญญาณนาฬิกาภายนอก และจากสมการที่ (3.24) ยังแสดงให้เห็นว่าความไวและความละเอียดของวงจรแปลง

สามารถควบคุมได้โดยอัตราส่วนของไฟฟ้ากระแสตรง I_B และ I_R ซึ่งค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานต่ำสุดมีค่าเป็นศูนย์ในทางอุดมคติ แต่ยังมีข้อจำกัดของอัตราสลัวร์ (slew rate) ของขมิตต์ทริกเกอร์ ซึ่งพิจารณาจากจังหวะการเปลี่ยนแปลงของช่วงเวลา t_1 และ t_2 ส่วนการวัดค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานขนาดใหญ่จะใช้เวลาที่นานขึ้น ซึ่งเป็นอีกข้อจำกัดหนึ่งระหว่างค่าความเบี่ยงเบนสูงสุดกับระยะเวลาที่ใช้ในการแปลง

3.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงหลักการออกแบบและการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ในอดีต โดยวงจรแรก ได้แก่ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดัน ซึ่งวงจรนี้ใช้หลักการขยายค่าความจุไฟฟ้า และมีเอาต์พุตเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และต่อมาคือวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา ใช้หลักการจากวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งจะได้คาบเวลาเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับการเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้า วงจรต่อมาเป็นวงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ มีการออกแบบโดยใช้ RTD โดยนำผลต่างของค่าความต้านทานของ RTD ไปแปลงเป็นกระแสไฟฟ้าเพื่อใช้ควบคุมตัวเหนี่ยวนำ และนำตัวเหนี่ยวนำไปสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น เป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทาน และวงจรสำหรับเซนเซอร์ชนิดความต้านทานอีกวงจรหนึ่ง คือ วงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ มีหลักการจากวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถปรับค่าความต้านทานได้ จำนวน 2 ชุด โดยการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ในอดีตแต่ละแบบแสดงในตารางที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ตารางเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ในอดีต

ชนิดของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์	ชนิดของเซนเซอร์ที่ตรวจวัด	ข้อดี	ข้อเสีย
วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดัน [17]	เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ	- โครงสร้างมีความเรียบง่าย - ใช้จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟน้อย	- ต้องใช้สัญญาณกระตุ้นจากภายนอก
วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา [18]	เซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ	- โครงสร้างมีความเรียบง่าย - สามารถปรับอัตราขยายการแปลงด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์	- ช่วงปฏิบัติการที่ขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง
วงจรแปลงผลต่างของอุณหภูมิเป็นความถี่ [11]	เซนเซอร์ชนิดความต้านทาน	- มีความเป็นเชิงเส้นกับค่าผลต่างของอุณหภูมิ - วงจรสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้	- อุปกรณ์พาสซีฟต้องมีความสมพงษ์กัน - ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก
วงจรแปลงค่าความเบี่ยงเบนของค่าความต้านทานเป็นความกว้างพัลส์ [12]	เซนเซอร์ชนิดความต้านทาน	- มีความละเอียดสูง - มีช่วงการใช้งานของค่าความต้านทานที่กว้าง	- ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

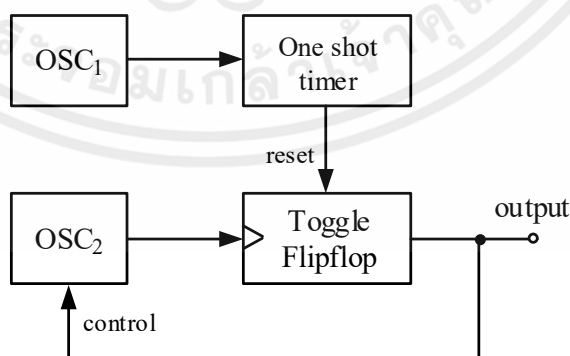
วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทานที่นำเสนอ

4.1 กล่าวนำ

วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้หลักการเปรียบเทียบช่วงเวลาของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันจำนวน 2 ชุด โดยวงจรที่ออกแบบมีโครงสร้างเรียบง่าย และสามารถใช้งานร่วมกับเซนเซอร์ทั้งชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน โดยที่ไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร สำหรับรายละเอียดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง หลักการทำงานของวงจร การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร และทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการต่อวงจร พร้อมทั้งนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์

4.2 หลักการทำงานของวงจร

ในรูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของหลักการที่ใช้ในการสร้างวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทานที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยอาศัยเทคนิคการเปรียบเทียบช่วงเวลาของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันจำนวน 2 ชุด ซึ่งประกอบด้วย วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันจำนวน 2 ชุด OSC_1 และ OSC_2 ที่ฟิลิปปลอป (toggle flipflop) และวันช็อตไทม์เมอร์ (one shot timer) หลักการทำงานของบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายได้ดังนี้

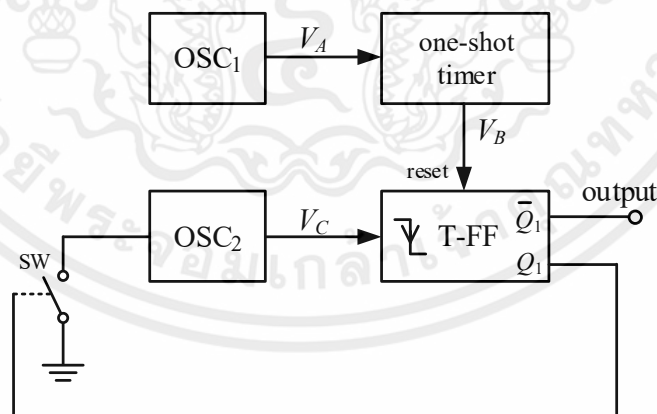


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของหลักการที่ใช้สร้างวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ ไปใช้

วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 และ OSC_2 ใช้สำหรับสร้างสัญญาณนาฬิกา (clock signal) โดยวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 ทำหน้าที่สร้างฐานเวลาอ้างอิง ในขณะที่วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 ทำหน้าที่สร้างความกว้างพัลส์ที่มีความสัมพันธ์กับค่าที่ตรวจวัดได้จากเซนเซอร์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของค่าความจุไฟฟ้าหรือค่าความต้านทานจากเซนเซอร์ ขอบขาขึ้นของสัญญาณเอาต์พุต จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 จะกระตุ้นให้วินซ็อตโทมเมอร์สร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างพัลส์ ขนาดเล็กๆ เพื่อนำไปทำการรีเซ็ตการทำงานของทีฟลิปฟล็อป ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของ ทีฟลิปฟล็อปที่ Q_1 และ \bar{Q}_1 มีสถานะ “0” และ “1” ตามลำดับ จากนั้นสัญญาณ Q_1 หรือ \bar{Q}_1 ถูก นำไปใช้ควบคุมให้วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 เริ่มทำงาน สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 ทำหน้าที่เป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับทีฟลิปฟล็อป ทำให้เอาต์พุตของทีฟลิปฟล็อป Q_1 และ \bar{Q}_1 มีสถานะเปลี่ยนแปลงตามจังหวะของสัญญาณนาฬิกาหรือเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 จนกระทั่งวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 สร้างสัญญาณลูกคลื่นถัดไป วินซ็อตโทมเมอร์จึงสร้างสัญญาณ พัลส์ เพื่อทำการรีเซ็ตทีฟลิปฟล็อป วงจรจึงเริ่มทำการวนลูบการทำงาน จากหลักการดังกล่าวข้างต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอนำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์เป็น 2 วงจรด้วยกันซึ่งจะกล่าวถึงให้ หัวข้อถัดไป

4.2.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 [19]

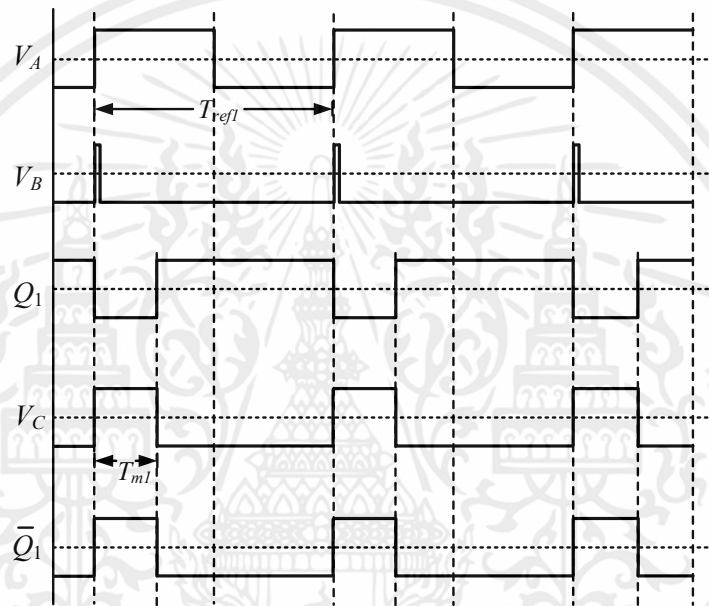
จากที่ได้กล่าวถึงหลักการในการสร้างวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไปแล้ว ข้างต้น ในหัวข้อนี้จึงนำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 โดยหลักการทำงานของวงจรเชื่อมต่อ เซนเซอร์แบบที่ 1 แสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1

เอกสารนี้เป็น จากรูปที่ 4.2 วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 และวงจรรวินซ็อตโทมเมอร์ สร้างสัญญาณพัลส์ V_B ที่มีความ กว้างขนาดเล็กลงตามจังหวะขอบขาขึ้นของสัญญาณ V_A เพื่อนำไปทำการรีเซ็ตทีฟลิปฟล็อป สัญญาณ เอาต์พุตจากทีฟลิปฟล็อป Q_1 จะมีสถานะเป็น “0” และถูกนำไปควบคุมสวิตช์แบบแอนะล็อก SW

โดยเมื่อสัญญาณ Q_1 มีสถานะเป็น “0” ทำให้สวิตช์ SW เปิดวงจร จึงทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_2 สร้างสัญญาณนาฬิกา V_C ขึ้นมา และที่ขอบขาลงของสัญญาณ V_C ที่ฟิลิปฟลิปจะทำการกลับค่าที่เอาต์พุต ทำให้เอาต์พุต Q_1 ของที่ฟิลิปฟลิปมีสถานะเป็น “1” ซึ่งจะทำให้สวิตช์ SW ปิดวงจร เป็นผลให้ OSC_2 จะหยุดการทำงานชั่วคราว จนมีสัญญาณพัลส์ V_B ลูกใหม่เข้ามา ลูปการทำงานที่กล่าวมาข้างต้นจะเริ่มการทำงานอีกครั้ง กราฟการทำงานของสัญญาณที่จุดต่างๆ แสดงในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_2 จะมีสถานะเหมือนกับสัญญาณเอาต์พุต $\overline{Q_1}$ ของที่ฟิลิปฟลิป ดังนั้นความกว้างพัลส์ของสัญญาณ $\overline{Q_1}$ จึงสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของค่าที่ตรวจวัดได้จากเซนเซอร์

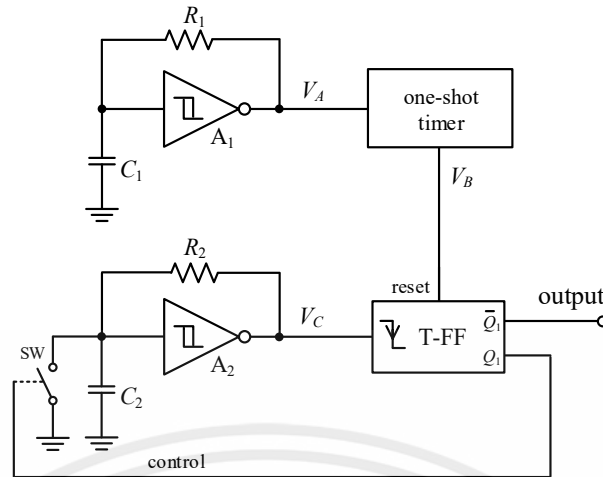


รูปที่ 4.3 กราฟการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1

ในรูปที่ 4.4 แสดงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_1 สร้างจากอินเวอร์เตอร์เกต (inverter gate) แบบขมิตต์ทริกเกอร์ A_1 ตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 ใช้สร้างสัญญาณพัลส์ V_A ให้เป็นฐานเวลาอ้างอิง T_{ref1} ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.1) [20]

$$T_{ref1} = R_1 C_1 \ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right) \quad (4.1)$$

เมื่อ V_{th+} คือ แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะจาก “1” เป็น “0” หรือ แรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มด้านบน และ V_{th-} คือ แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ทำให้เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนสถานะจาก “0” เป็น “1” หรือ แรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มด้านล่าง หากได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1

ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ OSC₂ สร้างจากอินเวอร์เตอร์แบบขมิตต์ทริกเกอร์ A₂ ตัวต้านทาน R₂ และตัวเก็บประจุ C₂ ใช้สร้างสัญญาณพัลส์ V_C โดยความกว้างพัลส์นั้นเป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทาน R₂ และค่าความจุไฟฟ้า C₂ ดังนั้นความกว้างพัลส์ของสัญญาณ V_C ที่สร้างขึ้นโดย OSC₂ จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน R₂ และค่าความจุไฟฟ้า C₂ สามารถแสดงความกว้างพัลส์ดังกล่าว T_{m1} ได้ดังนี้

$$T_{m1} = R_2 C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \quad (4.2)$$

ที่ขอบขาของสัญญาณพัลส์ V_C จะทำให้เอาต์พุต Q₁ ของทีฟลิปฟล็อปจะมีสถานะเป็น “1” และสวิตช์แบบแอนะล็อก SW จะมีสถานะปิดวงจร ทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ OSC₂ หยุดการทำงาน และสัญญาณพัลส์ V_C จะเปลี่ยนสถานะกลับไปเป็น “0”

สำหรับการใช้งานวงจรในการตรวจวัดเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ จะแทนตัวเก็บประจุ C₂ ด้วยเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ C_S จึงสามารถเขียนสมการความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต Q₁ ของทีฟลิปฟล็อป T_{out1} ได้ดังนี้

$$T_{out1} = R_2 C_S \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \quad (4.3ก)$$

หรือ

$$T_{out1} = K_{C1} C_S \quad (4.3ข)$$

$$\text{เมื่อ } K_{C1} = R_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จากสมการที่ (4.3) กำหนดให้ค่าความต้านทาน R₂ เป็นค่าคงที่ ดังนั้นความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความจุไฟฟ้า C_S ด้วยค่าคงที่ K_{C1} และลำดับสุดท้าย

วันช็อตโทมเมอร์จะสร้างสัญญาณพัลส์เล็กๆ สำหรับรีเซ็ตที่ฟลิปฟลอป ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณพัลส์ V_A รอบถัดไปของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 เพื่อเริ่มการทำงานรอบต่อไป

สำหรับการใช้งานวงจรในการตรวจวัดเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน จะทำการแทนตัวต้านทาน R_2 ด้วยเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน R_S จะได้ความกว้างพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุต Q_1 ของที่ฟลิปฟลอป T_{out1} เป็นดังนี้

$$T_{out1} = R_S C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \quad (4.4ก)$$

หรือ

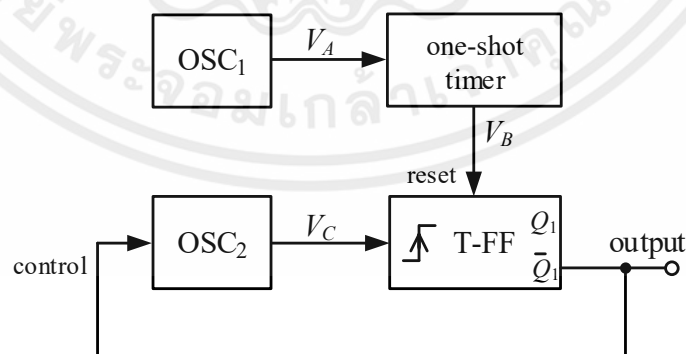
$$T_{out1} = K_{R1} R_S \quad (4.4ข)$$

$$\text{เมื่อ } K_{R1} = C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)$$

จากสมการที่ (4.4ข) จะเห็นได้ว่า ความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความต้านทาน R_S ด้วยค่าเกน K_{R1} จากการทำงานของวงจรที่ได้กล่าวมาจะเห็นได้ว่าการใช้งานวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่ออกแบบขึ้นไม่จำเป็นต้องทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างเมื่อเปลี่ยนชนิดของเซนเซอร์

4.2.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 [21]

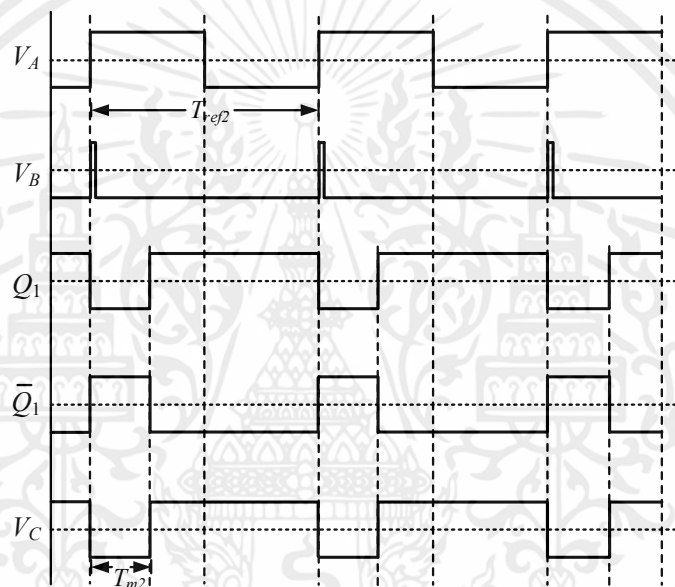
ในการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 ยังคงให้หลักการเดิมดังรูปที่ 4.5 โดยในส่วนของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 และวันช็อตโทมเมอร์ยังคงทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณพัลส์ V_B เพื่อนำไปทำการรีเซ็ตที่ฟลิปฟลอป ซึ่งทำให้สัญญาณเอาต์พุต Q_1 และ \bar{Q}_1 ของที่ฟลิปฟลอปมีสถานะ “0” และ “1” ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.5 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ สำหรับสัญญาณที่นำไปควบคุมการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 จะใช้สัญญาณเอาต์พุต \bar{Q}_1 โดยเมื่อ \bar{Q}_1 มีสถานะเป็น “1” จะทำให้วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 กำเนิดสัญญาณ V_C โดยเริ่มจาก

การเปลี่ยนสถานะจาก “1” เป็น “0” และที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ V_C จะทำให้เอาต์พุตของ ฟลิปฟลอปเปลี่ยนสถานะ ดังนั้นจะได้เอาต์พุต Q_1 และ \bar{Q}_1 ของฟลิปฟลอปมีสถานะเป็น “1” และ “0” ตามลำดับ สัญญาณเอาต์พุต \bar{Q}_1 ที่สถานะ “0” ทำให้ OSC_2 หยุดการทำงานชั่วคราวโดย คงสถานะ “1” จนมีสัญญาณพัลส์ V_B ลูกใหม่เข้ามารีเซ็ตการทำงานของฟลิปฟลอป ลูปการทำงาน ที่กล่าวมาข้างต้นจะเริ่มการทำงานอีกครั้ง จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอแบบที่ 2 นี้ไม่ใช่สวิตช์แบบ แอนะล็อกในการควบคุม กราฟการทำงานของสัญญาณที่จุดต่างๆ แสดงในรูปที่ 4.6 จากรูปที่ 4.6 จะ เห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 จะมีสถานะกลับค่ากับสัญญาณเอาต์พุต \bar{Q}_1 ของฟลิปฟลอป แต่มีความกว้างพัลส์ที่เท่ากัน ดังนั้นช่วงเวลาของสัญญาณ \bar{Q}_1 จึงสอดคล้องกับ การเปลี่ยนแปลงของค่าที่ตรวจวัดได้จากเซนเซอร์



รูปที่ 4.6 กราฟการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.5

ในรูปที่ 4.7 แสดงวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบที่ 2 วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_1 สร้างจากอินเวอร์เตอร์ เกตแบบขมิตต์ทริกเกอร์ A_1 ตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์ V_A ให้มีฐานเวลาอ้างอิง T_{ref2} ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

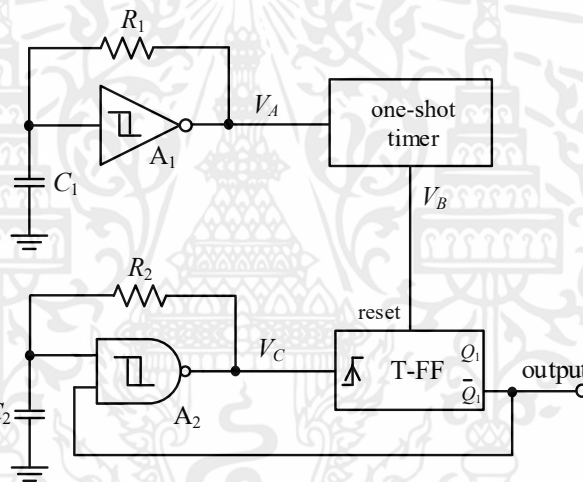
$$T_{ref2} = R_1 C_1 \ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right) \quad (4.5)$$

วงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 สร้างจากแนนด์เกต (NAND gate) แบบขมิตต์ทริกเกอร์ชนิดสองอินพุต A_2 ตัวต้านทาน R_2 และตัวเก็บประจุ C_2 โดยมีสัญญาณเอาต์พุต \bar{Q}_1 ของฟลิปฟลอปทำหน้าที่ ควบคุมการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 ซึ่งเมื่อสัญญาณเอาต์พุต \bar{Q}_1 มีสถานะ “0” ออสซิลเลเตอร์ OSC_2 จะให้เอาต์พุตเป็นสถานะ “1” เมื่อสัญญาณพัลส์ V_B ทำการรีเซ็ตฟลิปฟลอป ทำให้เอาต์พุต Q_1 และ \bar{Q}_1 ของฟลิปฟลอปมีสถานะเป็น “0” และ “1” ตามลำดับ และเมื่อ

สัญญาณเอาต์พุต $\overline{Q_1}$ มีสถานะ “1” วงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_2 จะสร้างสัญญาณพัลส์ V_C ซึ่งความกว้างของพัลส์ด้านลบเป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทาน R_2 และค่าความจุไฟฟ้า C_2 ดังนั้นความกว้างพัลส์ T_{m2} ซึ่งสร้างจาก OSC_2 จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน R_2 และค่าความจุไฟฟ้า C_2 และสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$T_{m2} = R_2 C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \quad (4.6)$$

สัญญาณพัลส์ V_C ทำหน้าที่เป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับทีฟลิปฟล็อปโดยจะทำงานที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา ซึ่งจะทำให้สัญญาณเอาต์พุต Q_1 และ $\overline{Q_1}$ เปลี่ยนสถานะเป็น “1” และ “0” ตามลำดับ เมื่อสัญญาณเอาต์พุต $\overline{Q_1}$ มีสถานะเป็น “0” จะไปควบคุมวงจรรอสซิลเลเตอร์ OSC_2 ให้หยุดการทำงานชั่วคราว โดยให้สัญญาณพัลส์ V_C คงค่าสถานะ “1” จนกระทั่งสัญญาณ V_B สร้างสัญญาณพัลส์ลุดัดไป จึงเริ่มการทำงานในรอบถัดไป



รูปที่ 4.7 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2

สำหรับการตรวจจับค่าความจุไฟฟ้าของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ จะแทนตัวเก็บประจุ C_2 ด้วยเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ C_s ดังนั้นความกว้างพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุต $\overline{Q_1}$ ของทีฟลิปฟล็อป T_{out2} สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.7)

$$T_{out2} = R_2 C_s \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) = K_{C2} C_s \quad (4.7)$$

$$\text{เมื่อ } K_{C2} = R_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในห้องเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด

ถ้ากำหนดให้ค่าความต้านทาน R_2 เป็นค่าคงที่ ดังนั้นความกว้างพัลส์เอาต์พุต T_{out2} จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความจุไฟฟ้าของเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ C_s ด้วยค่าเกน K_{C2}

สำหรับการตรวจจับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน จะแทนตัวต้านทาน R_2 ด้วยเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน R_S ดังนั้นความกว้างพัลส์ของสัญญาณพัลส์เอาต์พุต Q_1 ของที่ฟลิปฟล็อป T_{out2} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$T_{out2} = R_S C_2 \ln\left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}}\right) = K_{R2} R_S \quad (4.8)$$

$$\text{เมื่อ } K_{R2} = C_2 \ln\left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}}\right)$$

จะเห็นได้ว่าความกว้างพัลส์เอาต์พุต T_{out2} เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน R_S ด้วยค่าเกน K_{R2} โดยวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 นี้ ไม่จำเป็นต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างวงจร เมื่อทำการเปลี่ยนชนิดของเซนเซอร์เช่นเดียวกับวงจรในแบบที่ 1

4.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอทั้ง 2 แบบ ใช้หลักการเดียวกัน ดังนั้นจึงขอวิเคราะห์เป็นวงจรเดียวดังนี้

จากหลักการออกแบบของวงจรที่นำเสนอ จะเห็นได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_1 ทำหน้าที่สร้างฐานเวลาอ้างอิงให้กับที่ฟลิปฟล็อป ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_2 จะสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างพัลส์สัมพันธ์กับค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์ ความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_m ที่ได้จะต้องมีค่าไม่เกินฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ OSC_1 ดังนั้นจึงต้องกำหนดให้

$$T_m < T_{ref} \quad (4.9)$$

ซึ่งในการใช้งานเพื่อลดปัญหาที่ค่า T_m เข้าใกล้ T_{ref} มากๆ จึงกำหนดให้ T_m มีค่าไม่เกิน 90% ของ T_{ref} ซึ่งเขียนสมการได้เป็น

$$T_m \leq 0.9T_{ref} \quad (4.10)$$

สำหรับค่า T_m มีค่าน้อยๆ การอ่านค่าจะมีความผิดพลาดค่อนข้างสูง ดังนั้นจึงกำหนดให้ ค่า T_m มีค่าไม่ต่ำกว่า 10% ของ T_{ref} สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$T_m \geq 0.1T_{ref} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นจากสมการที่ (4.1) และ (4.2) เมื่อแทนลงในสมการที่ (4.10) และ (4.11) จะได้ประโยชน์ด้านการคำนวณ ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \leq 0.9 R_1 C_1 \ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right) \quad (4.12)$$

และ

$$R_2 C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \geq 0.1 R_1 C_1 \ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right) \quad (4.13)$$

ดังนั้นในกรณีของการนำวงจรไปใช้กับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ C_S ช่วงการใช้งานของค่าความจุไฟฟ้า C_S จะเป็นดังนี้

$$0.1 \frac{R_1}{R_2} C_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)} \leq C_S \leq 0.9 \frac{R_1}{R_2} C_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)}$$

เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2$ ดังนั้นจะได้ช่วงการใช้งานของค่าความจุไฟฟ้าจากเซนเซอร์ดังนี้

$$0.1 C_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)} \leq C_S \leq 0.9 C_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)}$$

สำหรับการนำวงจรไปใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน R_S ช่วงการใช้งานของค่าความต้านทาน R_S จะได้

$$0.1 \frac{C_1}{C_2} R_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)} \leq R_S \leq 0.9 \frac{C_1}{C_2} R_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)}$$

เมื่อกำหนดให้ $C_1 = C_2$ ดังนั้นจะได้ช่วงการใช้งานของค่าความต้านทานจากเซนเซอร์เป็น

$$0.1 R_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)} \leq R_S \leq 0.9 R_1 \frac{\ln \left(\left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right) \right)}{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{th-}}{V_{DD} - V_{th+}} \right)}$$

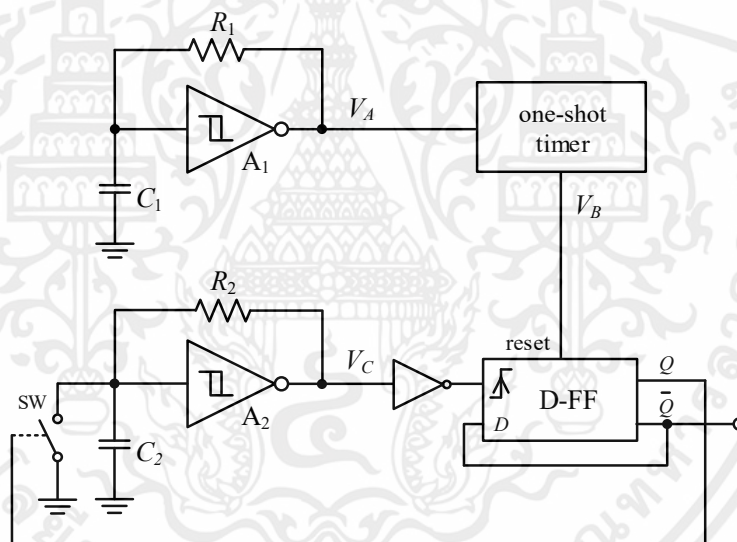
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดสอบและผลการทดสอบของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ

เพื่อเป็นการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และความต้านทานที่ทำการออกแบบขึ้น ได้ทำการทดสอบด้วยการต่อวงจร และนำผลการทดสอบที่ได้มายืนยันว่า วงจรที่ได้ทำการออกแบบนั้นสามารถทำงาน และมีคุณสมบัติตามทฤษฎีที่ได้กล่าวมาในข้างต้น โดยได้แยกการทดสอบแต่ละวงจรดังนี้

4.4.1 ผลการต่อของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1

ในการทดสอบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 จะใช้วงจรในรูปที่ 4.8 ในการทดสอบ โดยที่ฟลิปฟลอปที่ทำงานด้วยขอบขาลง จะแทนด้วยดีฟลิปฟลอป (data flipflop) ที่ทำงานด้วยขอบขาขึ้นต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์เกต และใช้ทรานส์ซิสเตอร์แบบ NPN เป็นสวิตช์แบบแอนะล็อก กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน $\pm 5V$ โดยอุปกรณ์แอกทีฟ (active) ที่เลือกใช้ในวงจรเป็นอุปกรณ์ที่มีขายในท้องตลาดทั่วไป ตามตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.8 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 ที่ใช้ในการทดสอบ

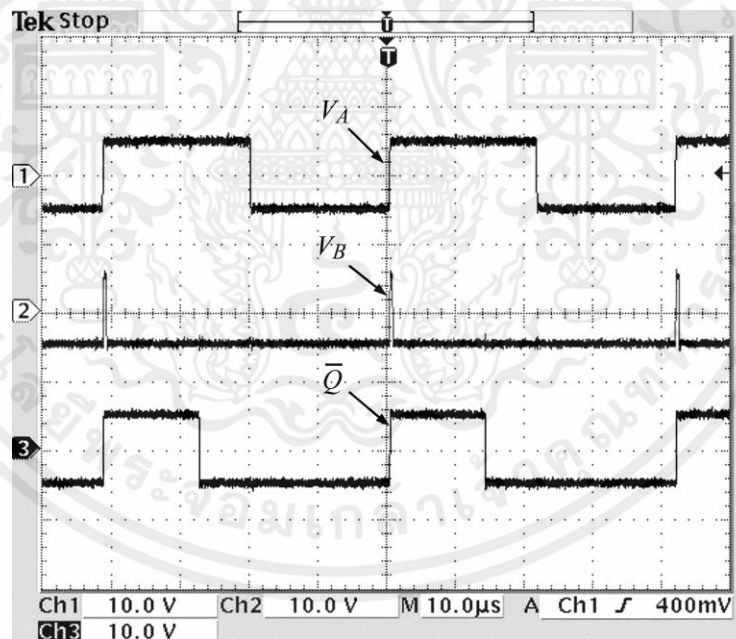
ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในการทดสอบของวงจรรูปที่ 4.8

อุปกรณ์	เบอร์
อินเวอร์เตอร์เกต (A_1, A_2)	CD40106
สวิตช์แบบแอนะล็อก (SW)	2N2222A
วันช็อตไทม์เมอร์	CD4528
ดีฟลิปฟลอป	CD4013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในโครงการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้ง
ผู้จัดทำขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏและขอสงวนสิทธิ์ในการนำไปใช้

4.4.1.1 การทดสอบการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า

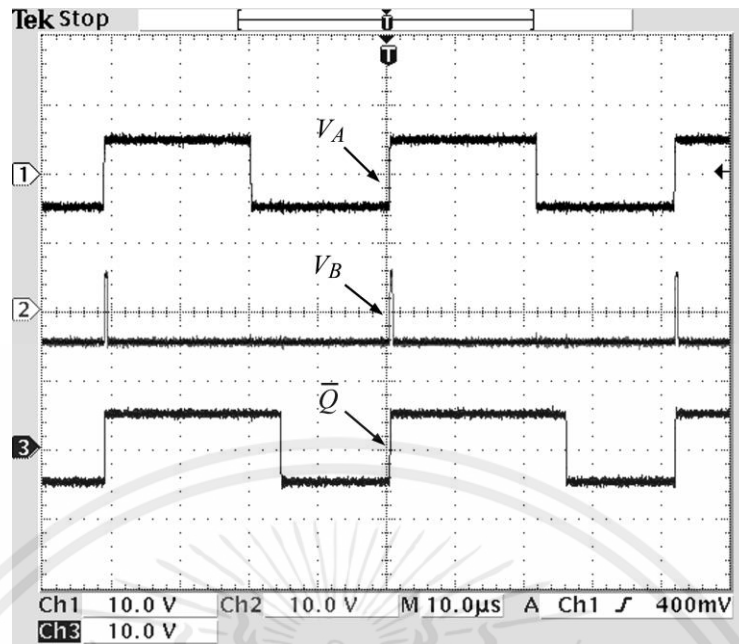
ในการทดสอบการทำงานของวงจรในการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า กำหนดให้ตัวต้านทาน $R_1 = R_2$ มีค่าเท่ากับ $50\text{k}\Omega$ ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 1nF ในรูปที่ 4.9(ก) และ 4.9(ข) แสดงกราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 ที่สัญญาณ V_A V_B และ \bar{Q} เมื่อกำหนดให้ค่าความจุไฟฟ้า C_S มีค่าเท่ากับ 500pF และ 1.2nF ตามลำดับ จากรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุตจะเปลี่ยนค่าตามค่าความจุไฟฟ้า C_S ที่เปลี่ยนไป ตามสมการที่ (4.3) รูปที่ 4.10(ก) แสดงผลการวัดความกว้างของพัลส์ T_{out1} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S ตั้งแต่ 190pF ถึง 1.47nF เทียบกับค่าทางทฤษฎี และรูปที่ 4.10(ข) แสดงค่าความผิดพลาดของค่าที่ตรวจวัดได้เทียบกับค่าจากทฤษฎีเป็นเปอร์เซ็นต์ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดสูงสุดนั้น มีค่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์ รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} กับเปอร์เซ็นต์ของฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เมื่อทำการแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S แสดงให้เห็นว่าช่วงการใช้งานค่าความจุไฟฟ้า C_S เป็นไปตามการวิเคราะห์ช่วงการใช้งานค่าความจุไฟฟ้าในหัวข้อที่ 4.3



(ก)

รูปที่ 4.9 กราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 ที่สัญญาณ V_A V_B และ \bar{Q}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

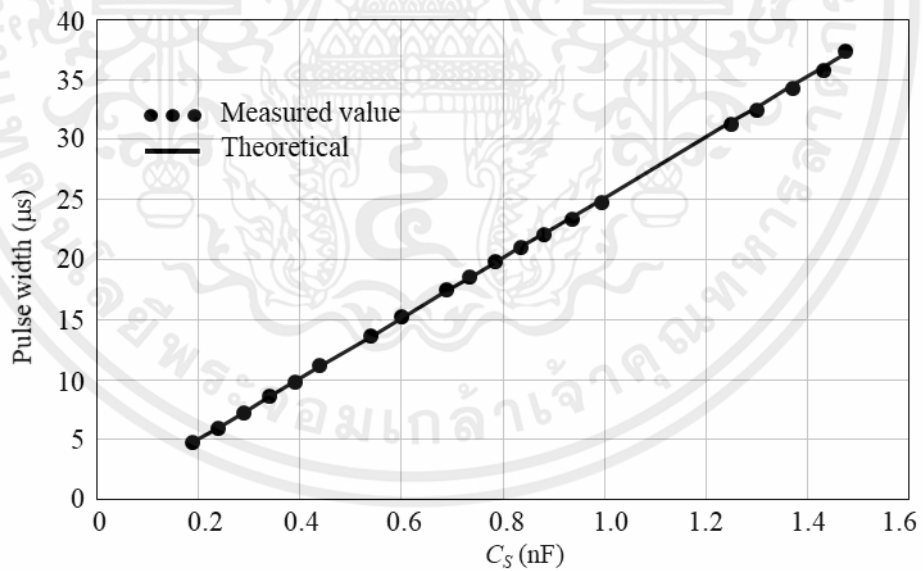


(ข)

รูปที่ 4.9 กราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 ที่สัญญาณ V_A V_B และ \bar{Q} (ต่อ)

(ก) $C_S = 500\text{pF}$

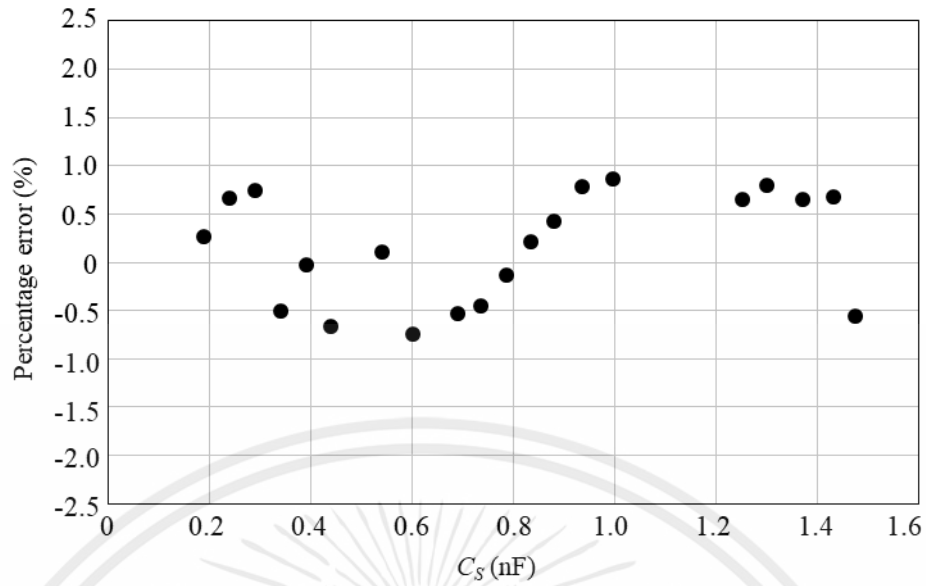
(ข) $C_S = 1.2\text{nF}$



(ก)

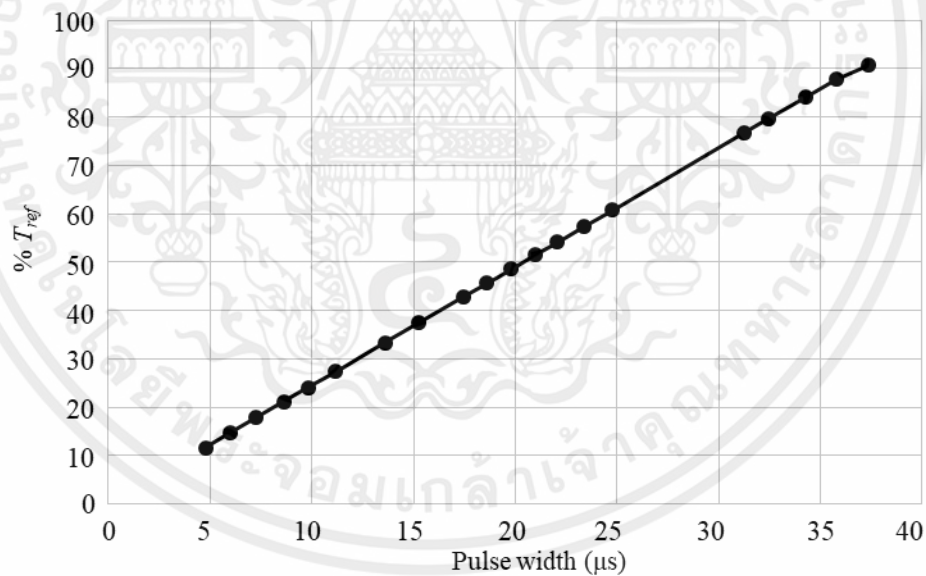
รูปที่ 4.10 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.10 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S (ต่อ)
 (ก) ผลการวัดความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เมื่อแปรค่า C_S ตั้งแต่ 190pF–1.42nF
 (ข) ค่าความผิดพลาดเทียบกับค่าทางทฤษฎี



รูปที่ 4.11 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S

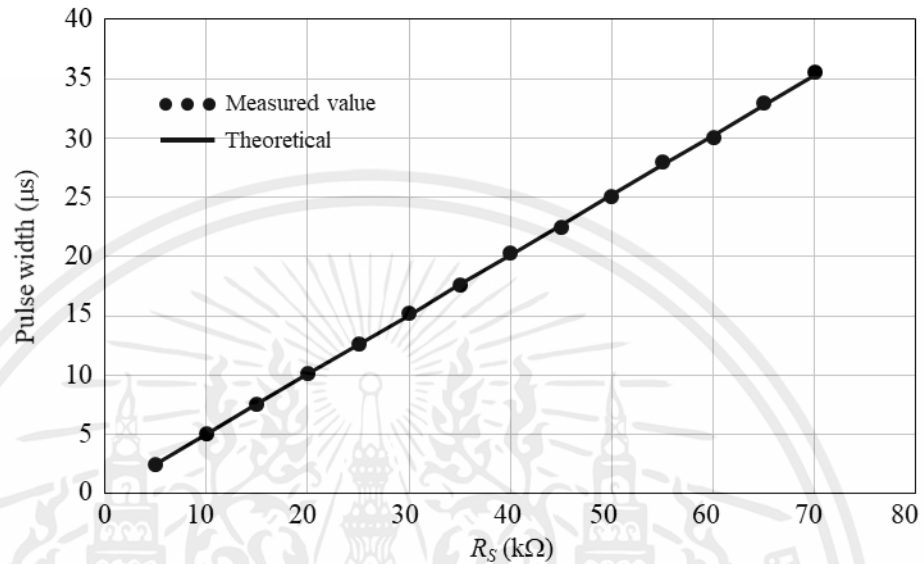
4.4.1.2 การทดสอบการตรวจวัดค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

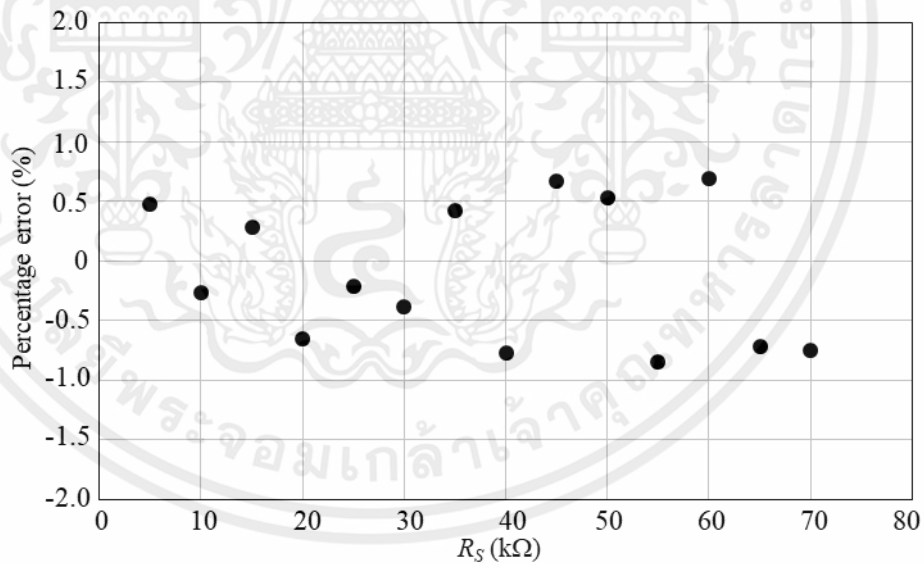
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น สำหรับการตรวจวัดค่าความต้านทาน กำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1nF

ตัวต้านทาน R_2 เท่ากับ 50k Ω และแทนตัวต้านทาน R_2 ด้วย R_s และทำการแปรค่าความต้านทาน ตั้งแต่ 5k Ω ถึง 70k Ω รูปที่ 4.12 แสดงผลการทดสอบแปรค่าความต้านทาน ตั้งแต่ 5k Ω ถึง 70k Ω

โดยในรูปที่ 4.12(ก) แสดงความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} ต่อค่าความต้านทาน R_S ที่แปรไป รูปที่ 4.12(ข) แสดงค่าความผิดพลาดเทียบกับค่าทางทฤษฎีของผลในรูปที่ 4.12(ก) สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างพัลส์เอาต์พุต T_{out1} กับเปอร์เซ็นต์ของฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เมื่อทำการแปรค่าความต้านทาน R_S แสดงในรูปที่ 4.13



(ก)



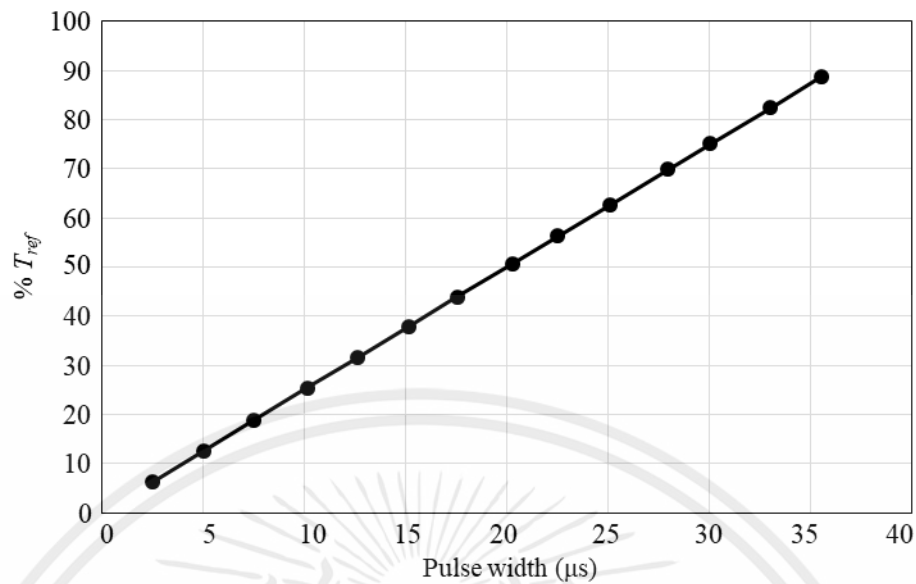
(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความต้านทาน R_S

(ก) ความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S

(ข) ค่าความผิดพลาดเทียบกับค่าทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น มิได้แนะนำให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



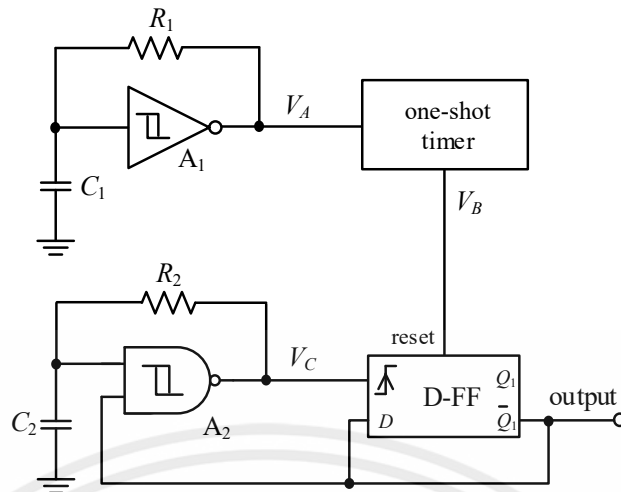
รูปที่ 4.13 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S

จากผลในรูปที่ 4.9 – 4.13 แสดงให้เห็นว่าวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 1 สามารถตรวจวัดได้ทั้งค่าความจุไฟฟ้าและค่าความต้านทาน ซึ่งค่าความกว้างพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของค่าที่ตรวจวัดได้โดยตรง ตามสมการที่ (4.3) และ (4.4) และในรูปที่ 4.11 และ 4.13 ยืนยันให้เห็นว่าช่วงการใช้งานค่าความจุไฟฟ้าและค่าความต้านทานของเซนเซอร์เป็นไปตามการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 4.3 โดยค่าความผิดพลาดของการทดสอบด้วยเซนเซอร์ทั้งสองชนิดเมื่อเทียบกับค่าทางทฤษฎีมีค่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์

4.4.2 ผลการต่อของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2

รูปที่ 4.14 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 และอุปกรณ์แอกทีฟที่เลือกใช้ในการทดสอบแสดงในตารางที่ 4.2 แหล่งจ่ายแรงดันกำหนดให้เป็น $\pm 5V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 ที่ใช้ในการทดสอบ

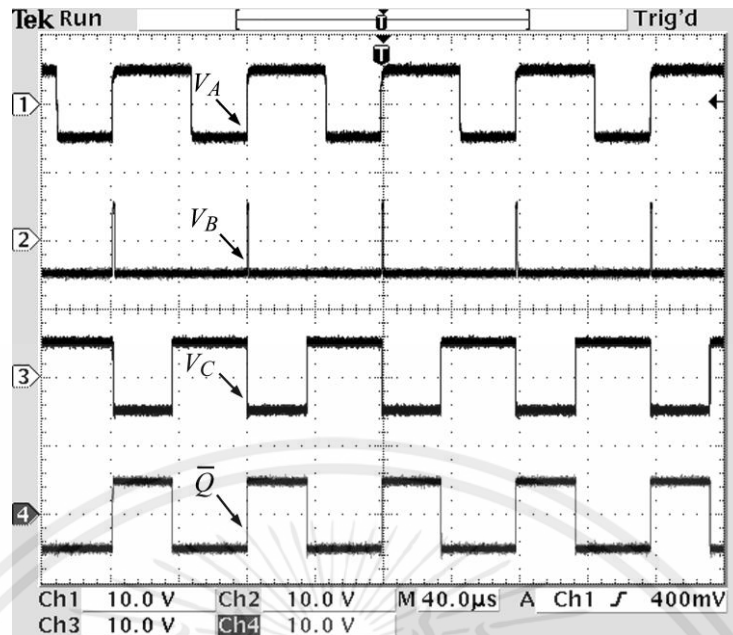
ตารางที่ 4.2 อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในการทดสอบของวงจรรูปที่ 4.14

อุปกรณ์	เบอร์
อินเวอร์เตอร์เกต (A ₁)	CD4093
แนนด์เกต (A ₂) และ วันช็อตไทม์เมอร์	
ดีฟลิปฟลอป	CD4013

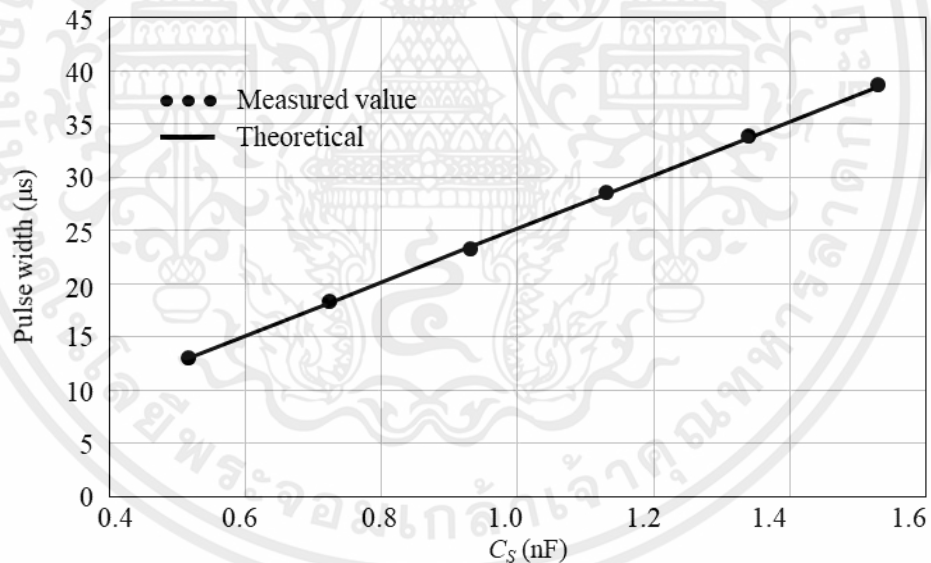
4.4.2.1 การทดสอบการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า

ในการทดสอบการทำงานของวงจรในการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า กำหนดให้ตัวต้านทาน $R_1 = R_2$ มีค่าเท่ากับ $100\text{k}\Omega$ ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 1nF ในรูปที่ 4.15 แสดงกราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.14 ที่สัญญาณ V_A V_B V_C และ \bar{Q} เมื่อกำหนดให้ค่าความจุไฟฟ้า C_S เท่ากับ 700pF สำหรับรูปที่ 4.16 และ 4.17 กำหนดให้ค่าความต้านทาน $R_1 = R_2 = 50\text{k}\Omega$ ตัวเก็บประจุ $C_1 = 1\text{nF}$ โดยรูปที่ 4.16(ก) แสดงผลการวัดความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S ตั้งแต่ 500pF ถึง 1.5nF รูปที่ 4.16(ข) แสดงค่าความผิดพลาดที่วัดได้เมื่อเทียบกับค่าทางทฤษฎี ซึ่งจะเห็นว่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์ ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างพัลส์ต่อเปอร์เซ็นต์ของฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S แสดงในรูปที่ 4.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



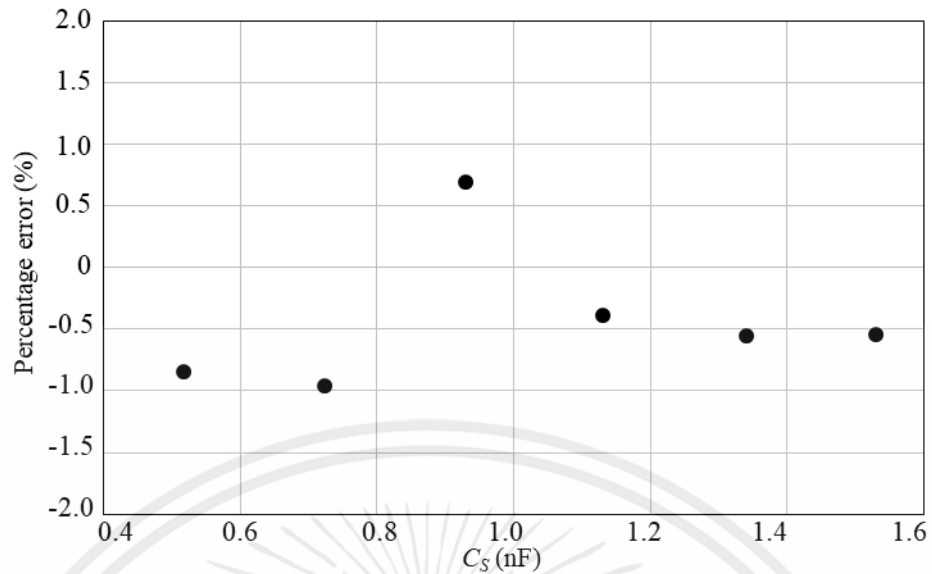
รูปที่ 4.15 กราฟการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.14 ที่สัญญาณ V_A V_B V_C และ \bar{Q} เมื่อกำหนดให้ C_S มีค่าเท่ากับ 700pF



(ก)

รูปที่ 4.16 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า C_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

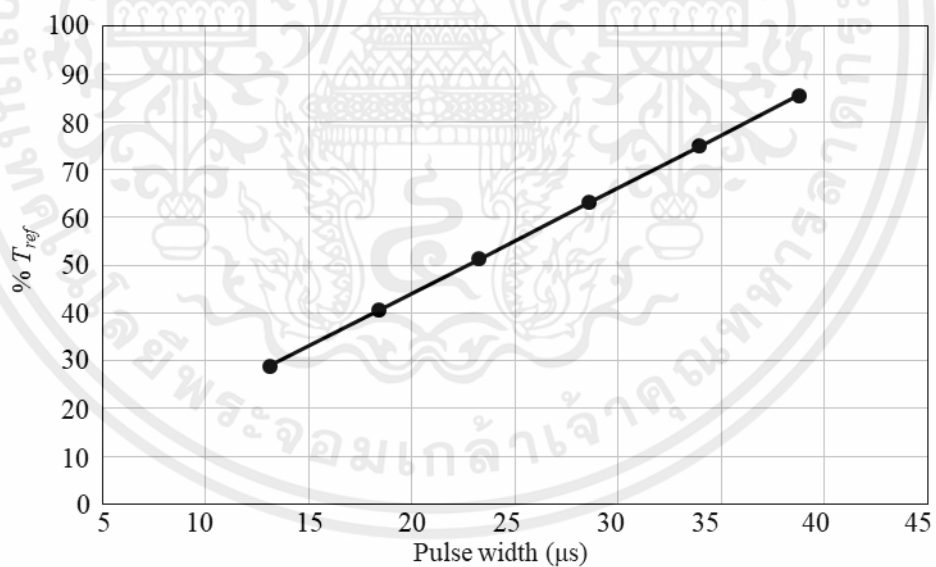


(ข)

รูปที่ 4.16 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความจุไฟฟ้า C_S (ต่อ)

(ก) ความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S

(ข) ความผิดพลาดเทียบกับค่าทางทฤษฎี



รูปที่ 4.17 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า C_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

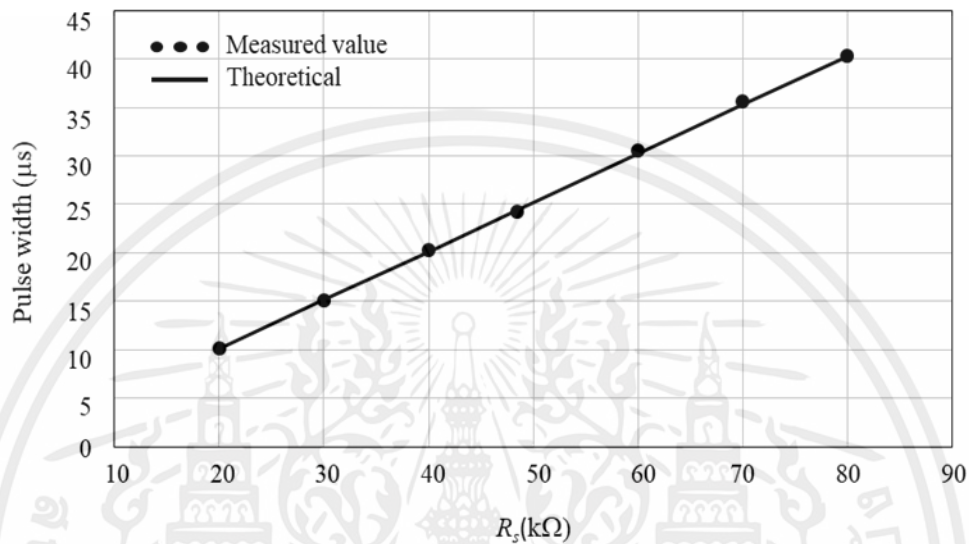
4.4.2.2 การทดสอบการตรวจวัดค่าความต้านทาน

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

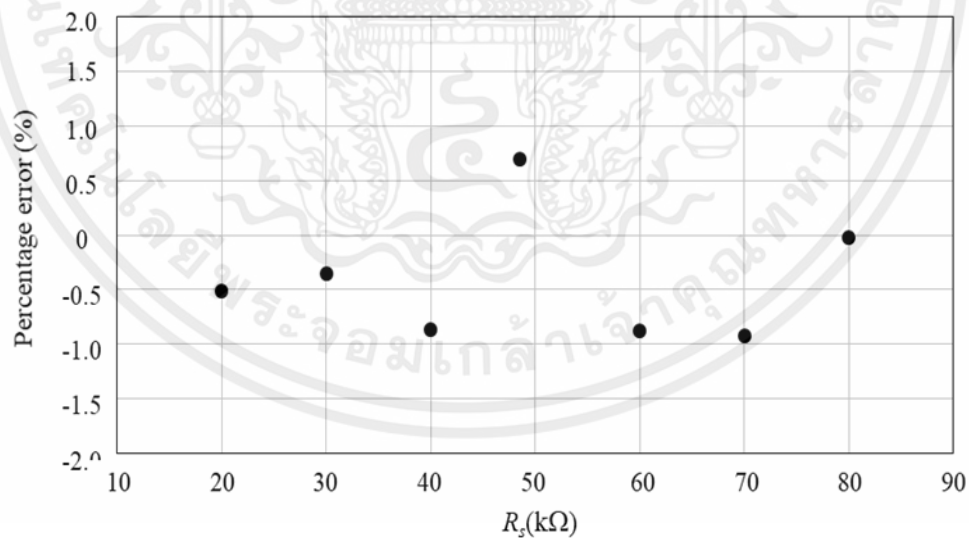
สำหรับการตรวจวัดค่าความต้านทาน กำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1nF

ตัวต้านทาน R_1 เท่ากับ 100k Ω และแทนตัวต้านทาน R_2 ด้วย R_S และทำการแปรค่าความต้านทาน

ตั้งแต่ $20\text{k}\Omega$ ถึง $80\text{k}\Omega$ รูปที่ 4.15(ก) แสดงผลการวัดความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เทียบกับค่าความต้านทาน R_S ที่แปรค่าไป และรูปที่ 4.15(ข) แสดงค่าความผิดพลาดของค่าที่วัดได้เทียบกับค่าทางทฤษฎีเป็นเปอร์เซ็นต์ ซึ่งค่าที่ได้มีค่าผิดพลาดสูงสุดไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์ รูปที่ 4.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างพัลส์เอาต์พุต T_{out2} ต่อเปอร์เซ็นต์ของฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S



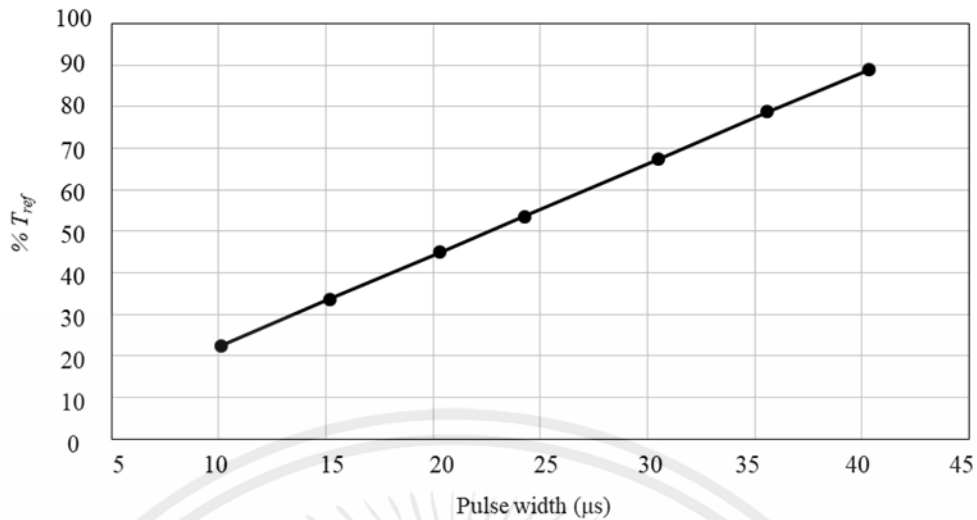
(ก)



(ข)

รูปที่ 4.18 ผลการทดสอบสำหรับการตรวจวัดค่าความต้านทาน R_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับงานเพื่อการศึกษายกเว้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 (ก) ความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S
 (ข) ความผิดพลาดเทียบกับค่าทางทฤษฎี



รูปที่ 4.19 ผลการพล็อตค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out2} เทียบกับฐานเวลาอ้างอิง T_{ref} เป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_S

จากรูปที่ 4.15 ถึง 4.19 แสดงให้เห็นว่าวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบที่ 2 ที่นำเสนอ นั้นสามารถตรวจวัดได้ทั้งค่าความจุไฟฟ้าและค่าความต้านทาน โดยค่าความกว้างพัลส์ของเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์โดยตรง

จากหัวข้อที่ 4.4.1 และ 4.4.2 แสดงให้เห็นว่าวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอทั้ง 2 แบบสามารถแปลงค่าความจุไฟฟ้าหรือค่าความต้านทานที่ได้จากเซนเซอร์เป็นความกว้างพัลส์ โดยค่าความกว้างพัลส์ที่ได้เป็นสัดส่วนกับค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์ อีกทั้งสามารถเลือกใช้งานร่วมกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุหรือชนิดความต้านทานได้โดยไม่ต้องทำการเปลี่ยนวงจร ค่าความผิดพลาดจากค่าทางทฤษฎีของวงจรทั้ง 2 แบบมีค่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์

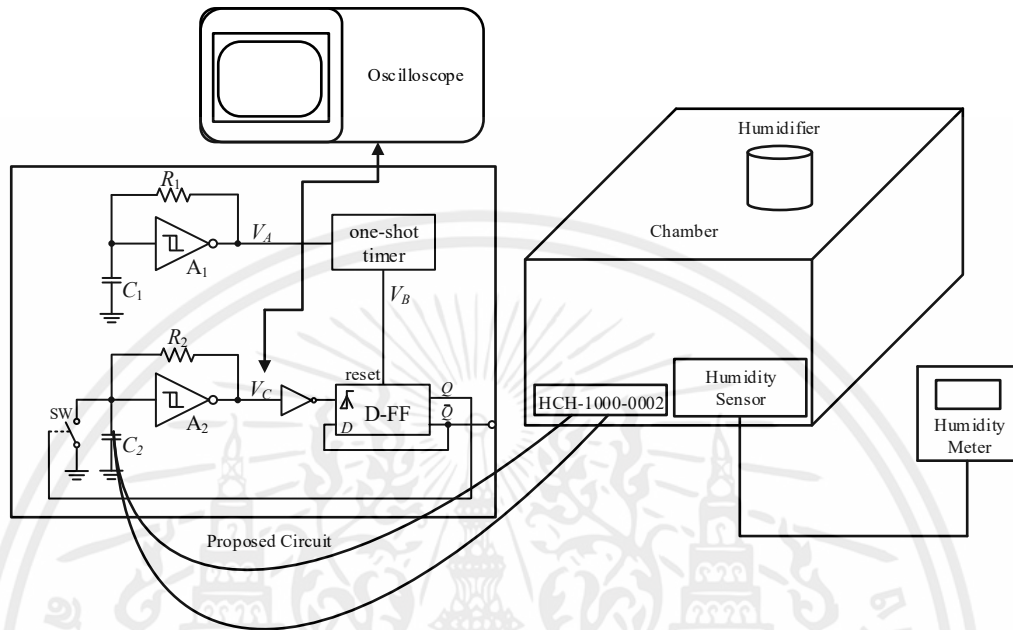
4.5 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรที่นำเสนอกับเซนเซอร์

จากการทดสอบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ทั้ง 2 แบบ ได้ทำการนำเซนเซอร์มาทำการทดสอบ โดยจะขอทดสอบด้วยวงจรแบบที่ 1 เนื่องจากให้ผลที่คล้ายกัน โดยแบ่งออกเป็น การประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและการประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน ดังนี้

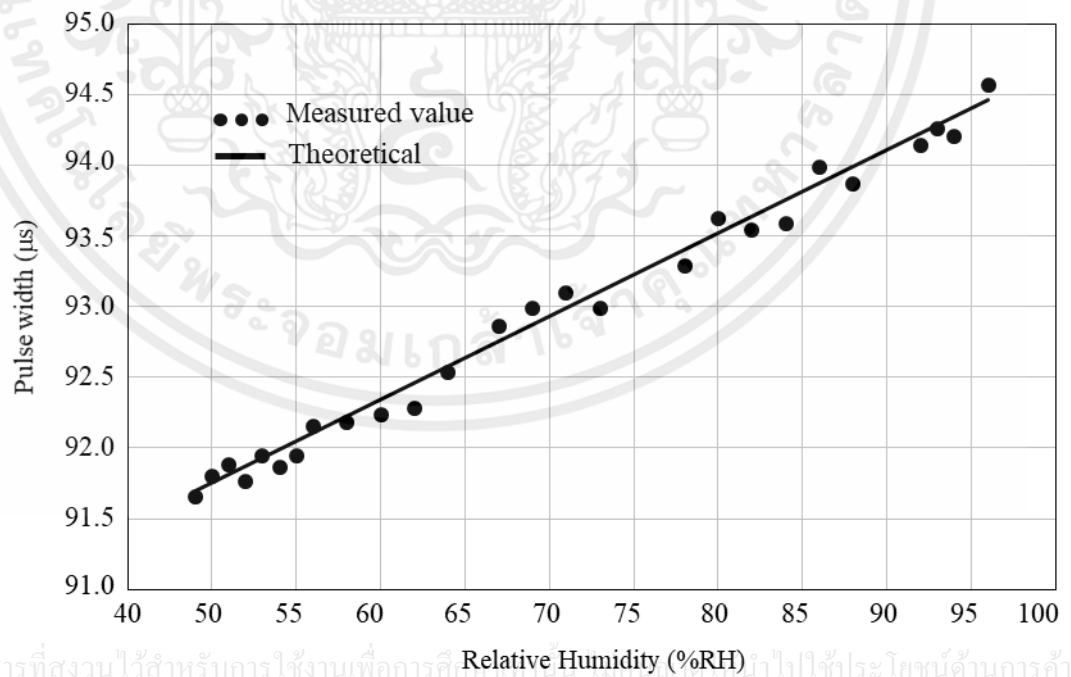
4.5.1 การประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ

การนำวงจรมาประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ ได้เลือกใช้เซนเซอร์วัดความชื้นสัมพัทธ์ HCH-1000-002 ที่มีช่วงความจุไฟฟ้าใช้งานอยู่ที่ 270pF ถึง 360pF ซึ่งมีช่วงการวัดความชื้นตั้งแต่ 0%RH ถึง 100%RH จากวงจรในรูปที่ 4.8 กำหนดให้ $R_1 = R_2 = 50k\Omega$ และ $C_1 = 1nF$ เพื่อที่จะสามารถสังเกตการเปลี่ยนแปลงความกว้างของเอาต์พุตได้อย่างชัดเจน เนื่องจาก

ค่าความจุไฟฟ้าของเซนเซอร์มีช่วงการเปลี่ยนแปลงที่แคบ และค่าความชื้นสัมพัทธ์นั้นมีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว โดยค่าความชื้นสัมพัทธ์เริ่มต้นมีค่าอยู่ที่ 48 %RH มีค่าความจุไฟฟ้าประมาณ 360 pF โดยมีบล็อกไดอะแกรมและผลที่ออกมา ดังรูปที่ 4.20 และ 4.21 ตามลำดับ



รูปที่ 4.20 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ



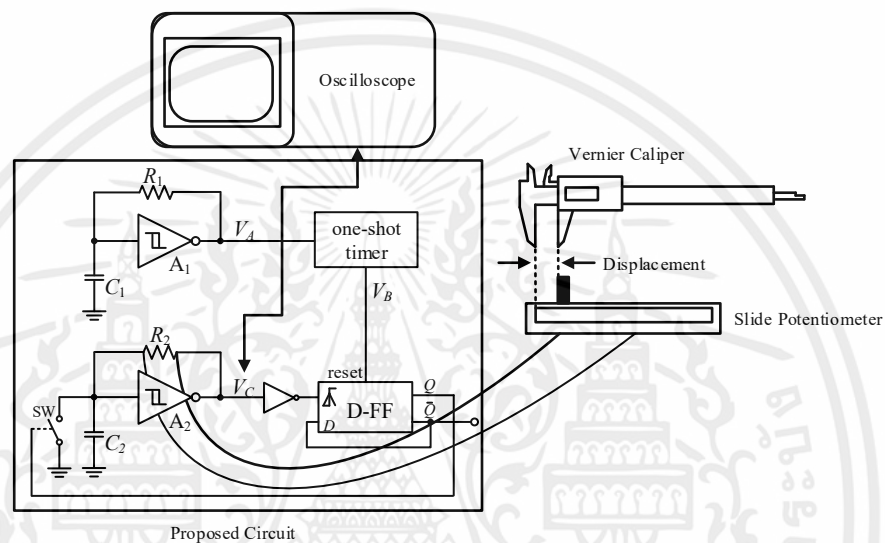
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิใช่ผู้ให้สิทธินำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ผู้อัปโหลดมิให้คัดลอกเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

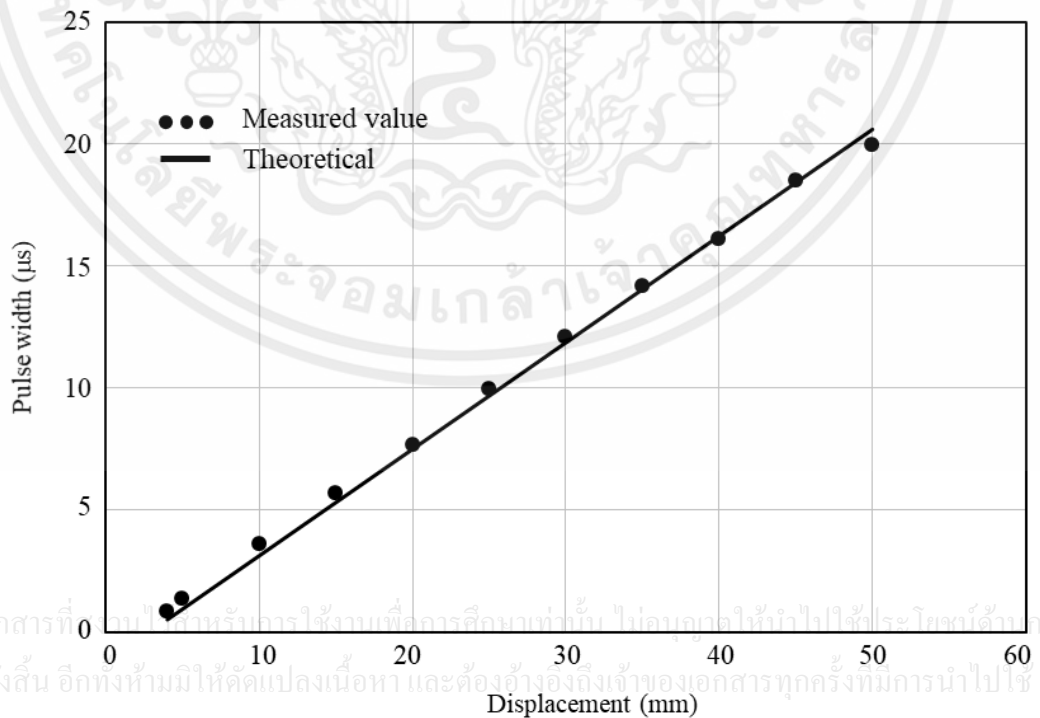
รูปที่ 4.21 การเปลี่ยนแปลงค่าความชื้นสัมพัทธ์ต่อความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1}

4.5.2 การประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน

การนำวงจรมาประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน ได้เลือกใช้เซนเซอร์วัดระยะทาง ซึ่งค่าความต้านทานจะแปรผันตรงกับระยะที่เปลี่ยนไปโดยเซนเซอร์มีช่วงวัดตั้งแต่ 0cm ถึง 5cm ค่าความต้านทานที่ได้ตั้งแต่ 0Ω ถึง $50k\Omega$ สำหรับวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่ใช้ในรูปแบบที่ 4.8 กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1nF$ และ $R_1 = 50k\Omega$ เพื่อให้ฐานเวลาอ้างอิงมีความสอดคล้องกับช่วงการทำงานของเซนเซอร์ อีกทั้งยังทำให้สังเกตการเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ของเอาต์พุตได้ง่ายขึ้นด้วย ซึ่งบล็อกไดอะแกรมและผลที่ออกมา แสดงได้ในรูปที่ 4.22 และ 4.23 ตามลำดับ



รูปที่ 4.22 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ชนิดความต้านทาน



รูปที่ 4.23 การเปลี่ยนแปลงระยะทางต่อความกว้างพัลส์ของเอาต์พุต T_{out1}

4.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ และความต้านทานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้หลักการเปรียบเทียบช่วงเวลาของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันจำนวน 2 ชุด ซึ่งสามารถใช้งานได้กับเซนเซอร์ทั้งเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทานได้โดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร ซึ่งมีการนำเสนอออกเป็น 2 วงจร โดยทั้ง 2 วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ตามหลักการที่ออกแบบไว้ ได้วิเคราะห์การทำงานของวงจร รวมถึงการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรและการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ทั้งชนิดเก็บประจุและความต้านทาน จากผลการทดสอบได้พิสูจน์ให้เห็นว่า วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้จริง และมีความสอดคล้องกับทฤษฎี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอหลักการในการสร้างวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ทั้งชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทาน โดยอาศัยการเปรียบเทียบช่วงเวลาที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ 2 ชุด หลักการที่นำเสนอประกอบด้วย วงจรออสซิลเลเตอร์ 2 ชุด วันช็อตโทมเมอร์ 1 ชุด และทีฟิลิปส์ลิป 1 ชุด จากหลักการที่นำเสนอได้ออกแบบวงจรเป็น 2 แบบ โดยวงจรทั้ง 2 มีโครงสร้างที่เรียบง่าย อีกทั้งยังใช้อุปกรณ์ที่มีราคาถูกและสามารถหาซื้อได้ในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์

ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรและทดสอบการทำงานของวงจรทั้ง 2 ด้วยการต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะการทำงานของวงจร อีกทั้งทดสอบวงจรกับเซนเซอร์จริง ซึ่งผลการทำงานของวงจรเป็นไปตามความคาดหวัง

5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุและชนิดความต้านทานที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีหลักการการทำงานที่มีความเรียบง่ายซึ่งในการออกแบบวงจรทั้ง 2 แบบ ได้ใช้อุปกรณ์แอกทีฟประเภทดิจิทัลที่เป็นตระกูลซีมอส (CMOS) ทั้งหมด ทำให้มีประเด็นที่น่าสนใจในการวิจัยต่อยอดและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น คือ การนำวงจรที่นำเสนอไปออกแบบในรูปของวงจรรวม (integrated circuit) ซึ่งจะทำให้สะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน อีกทั้งยังทำให้พารามิเตอร์บางตัวมีความสมพงษ์กันมากกว่าการใช้อุปกรณ์แอกทีฟแยกตัวกัน อีกประเด็นหนึ่งที่น่าสนใจ คือ การออกแบบวงจรที่นำเสนอด้วยการโปรแกรมลงบนอุปกรณ์ FPGA (Field-programmable gate array) ซึ่งสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรที่ออกแบบมีรูปแบบเป็นสัญญาณดิจิทัลอยู่แล้ว ดังนั้นสัญญาณที่วัดได้จากเซนเซอร์ที่ผ่านวงจรเชื่อมต่อจึงสามารถนำไปใช้งานต่อในการประมวลผลบนอุปกรณ์ FPGA ได้โดยไม่ต้องทำการปรับแต่งสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ramon Pallas-Areny, and John G. Webster, **Sensor and Signal Conditioning**. Second Edition. New York : John Wiley & Sons Inc. 2001.
- [2] Helfrick A.D., and W.D. Cooper. **Modern electronic instrumentation and measurement techniques**, London : Prentice-Hall Int. Inc. 1990.
- [3] Heerens W.C. “Application of capacitance techniques in sensor design” **Journal of Physics E: Scientific Instruments**, vol. 19, no. 11, 1986. pp. 897-906
- [4] Lichun S., Palaniapan M., and Wan T.W. “A continuous-time capacitance to voltage converter for microcapacitive pressure sensors” **Journal of Physics: Conference Series**, vol.34 2006. pp. 1014-1019
- [5] Yousof N.B., Soin N., and Dawal S.Z. Md. “Capacitive interfacing for MEMS humidity and accelerometer sensors” **International Conference for Technical Postgraduates (TECHPOS)**, December. 2009. pp. 82-86
- [6] F. Reverter, X. Li, and G.C.M. Meijer. “Liquid-level measurement system based on a remote grounded capacitive sensor” **Sensors and Actuators A : Physical**, vol.138, no.1, July 2007. pp. 1-8
- [7] Shin D.Y., Lee H., and Kim S. “Improving the accuracy of capacitance-to-frequency converter by accumulating residual charges” **IEEE transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 60, no. 12, December 2011. pp. 3950-3955.
- [8] Chiang C.T., Wang C.S., and Huang Y.C. “A CMOS integrated capacitance-to-frequency converter with digital compensation circuit designed for sensor interface application” **IEEE SENSORS Conference**, December. 2007. pp. 954-958
- [9] De Marcellis A., Ferri G., Mantenuto P., Valente F., Cantalini C., and Giancaterini L. “CCII-Based interface for capacitive/resistive sensors” **IEEE Sensors Conference**, October. 2011. pp. 1133-1136
- [10] Zahirul Alam A.H.M., Arfah Nurul, Khan Sheroz, and Islam Rafiqul Md. “Design of capacitance to voltage converter for capacitive sensor transducer” **American Journal of Applied Science**, vol. 7, no. 10, 2010. pp. 1353-1357.
- [11] Chung W. S., and Watanabe K. “A temperature difference-to-frequency converter using resistance temperature detectors” **IEEE transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 39, no. 4, August 1990. pp. 676-677.

- [12] Kim H., Chung W.S., Kim H. J., and Son S. H. “A resistance deviation-to-pulsewidth converter for resistive sensors” **IEEE transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 58, no. 2, February. 2009. pp. 397-400.
- [13] De Marcellis A., and Ferri G. **Analog circuits and systems for voltage-mode and current-mode sensor interfacing applications**. London : Springer Dordrecht Heidelberg. 2011.
- [14] ฉัตรภรณ์ ศรีพิศุทธิ์. “วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นดิวิตีไซเคิลสำหรับเซนเซอร์ชนิดเก็บประจุ” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2561.
- [15] Wilson Jon S. **Sensor Technology Handbook**. Oxford : Elsevier Inc. 2005.
- [16] Mouser Electronics, Inc. “โพเทนชิโอมิเตอร์ ทริมเมอร์ และเครื่องปรับกระแสไฟฟ้า” [Online]. Available : <https://th.mouser.com> 2019.
- [17] Hahnel H., Yang W.Q. and York T.A. “An AC-based capacitance measuring circuit for tomography system and its silicon chip design” **IEEE Colloguium : Advances in sensors**, London, December. 1995.
- [18] Kanjanapart N., Loung A., Rerkratn A., and Petchmaneelumka W. “Capacitance-to-period converter for capacitive sensor” **International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST)**, November. 2012. pp. 205-208.
- [19] Petchmaneelumka W., Wutikun T., Rerkratn A. and Riewruja V. “Simple Capacitance-to-Time Converter”, **International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE'17)** Sydney, Australia, February 18-21, 2017, pp. 198-201.
- [20] Texas Instruments. “CD40106B CMOS Hex Schmitt-Trigger Inverters” [Online]. Available : www.ti.com. 2019.
- [21] Petchmaneelumka W., Mano P., Wutikun T., and Riewruja V. “A Versatile Interface Circuit for Capacitive and Resistive Sensors”, **International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2017)** Jeju, Korea, October 18-21, 2017, pp. 310-313.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



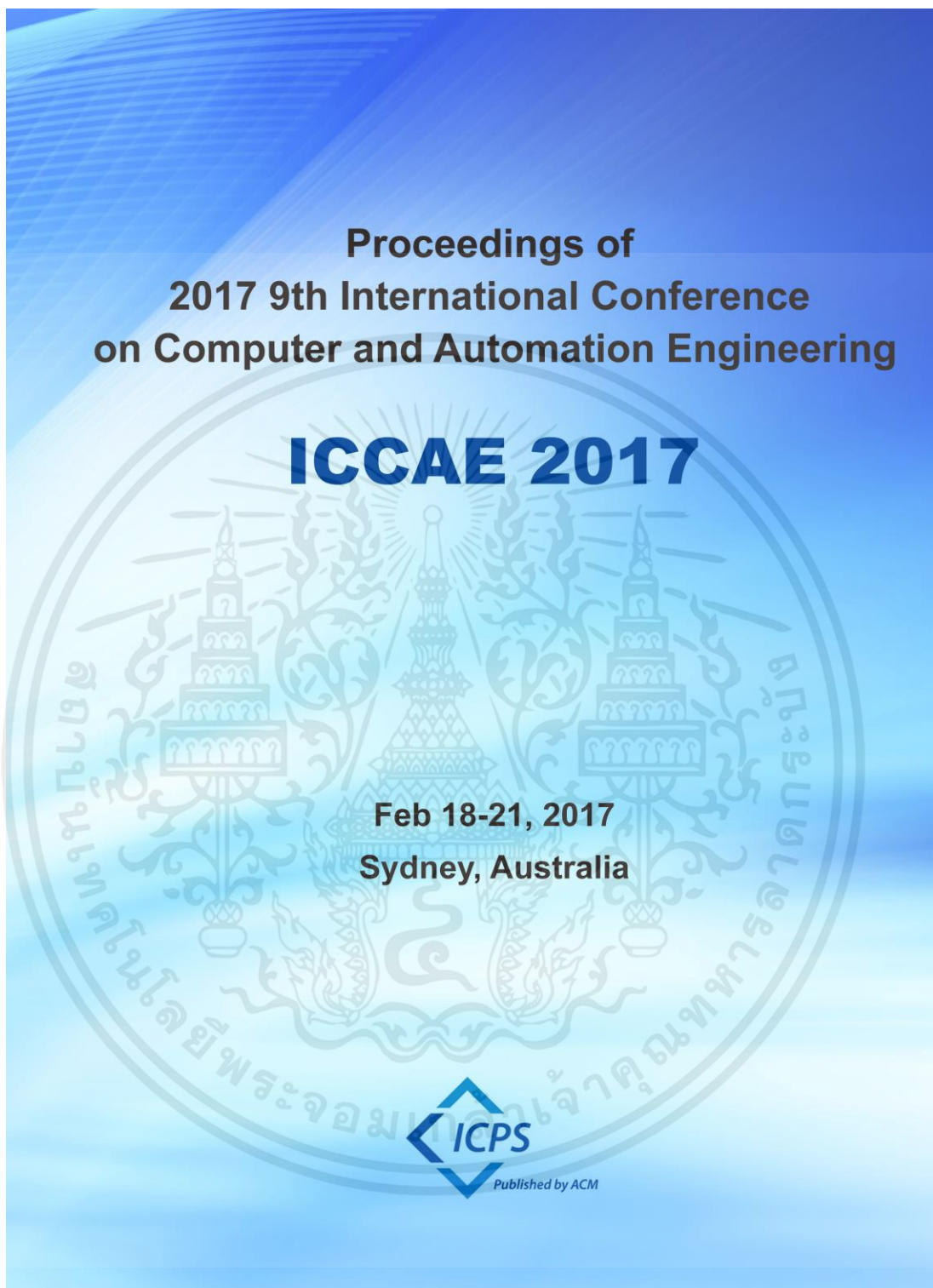
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

- [1] Wandee Petchmaneelumka, Tanatat Wutikun, Apinai Rerkratn and Vanchai Riewruja “Simple Capacitance-to-Time Converter”, **International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE'17)** Sydney, Australia, February 18-21, 2017, pp. 198-201.
- [2] Wandee Petchmaneelumka, Pitsini Mano, Tanatat Wutikun, and Vanchai Riewruja “A Versatile Interface Circuit for Capacitive and Resistive Sensors”, **International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2017)** Jeju, Korea, October 18-21, 2017, pp. 310-313.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<i>Cao Tan, Siqin Chang, and Xinyu Fan</i>	
Appropriate Pulse Signal Driving Frequency for White Lighting LED	189
<i>Pichkanit Sukpasri and Jirawath Pamklang</i>	
Simple LVDT Signal to DC Converter.....	193
<i>Wandee Petchmaneelumka, Kanoknuch Songsuwankit and Vanchai Riewruja</i>	
Simple Capacitance-to-Time Converter	198
<i>Wandee Petchmaneelumka, Tanatat Wutikun, Apinai Rerkratn and Vanchai Riewruja</i>	
Empirical Evaluation and Analysis of Real-Time Detection and Localization of Unexpected Events.....	202
<i>Taishi Yamamoto, Kosuke Sugano, Kenta Oku, and Kyoji Kawagoe</i>	
Notes on the Eigensystem of Ideal MHD Equations	207
<i>Can Zhang and Songping Wu</i>	
The Algorithm Research and Implementation of Mark-Avoiding Based on Grid.....	212
<i>Dekui Lv, Ran Wang, Jianyu Song, Kuidong Qian, and Yanjun Cui</i>	
Control Theory and Control Engineering	
Cooperative Surrounding Control with Collision Avoidance for Multiple Euler-Lagrange Systems	217
<i>Liangming Chen, Yueyong Lv, Guangfu Ma, and Chuanjiang Li</i>	
Super-twisting Sliding Mode Observer Based Finite-Time Attitude Control of Combined Spacecraft.....	222
<i>Han Gao, Liye Zu, Yueyong Lv, and Chuanjiang Li</i>	
Integral Backstepping Control for Quadrotor Helicopters.....	227
<i>Zhenyue Jia, Jianqiao Yu, and Xiaolin Ai</i>	
Distributed Output Feedback Tracking Control of Multiagent Systems	232
<i>Dongyu Li, Wei Zhang, Chuanjiang Li, and Guangfu Ma</i>	
Approach to Model Reference On-orbit Fault Diagnosis of Satellite Attitude Control System Based on Measurement of Environment Torques.....	238
<i>Fei Song and Shiyin Qin</i>	
A Neuro-Fuzzy Mixing Control Model for the Cooking Process of Coconut Sugar.....	244
<i>Aaron U. Aquino, Mary Grace Ann C. Bautista, Renann G. Baldovino, Edwin J Calllung, Edwin Sybingco, and Elmer P. Dadios</i>	
A Neuro-Fuzzy Based Framework for Online Nonlinear System Identification.....	248
<i>Paulo Gil, Tiago Oliveira, and Luís Palma</i>	
Cyber Security Incidents on Critical Infrastructure and Industrial Networks	254

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simple Capacitance-to-Time Converter

Wandee Petchmaneelumka, Tanatat Wutikun, Apinai Rerkratn and Vanchai Riewruja
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand 10520

wandee.pe@kmitl.ac.th, tanatat.wut@gmail.com, apinai@gmail.com and vanchai.ri@kmitl.ac.th

ABSTRACT

A method for implementing of a capacitive sensor interfacing circuit is proposed in this paper. The time period generated from a simple relaxation oscillator is utilized to determine the time period obtained from the capacitive sensor. The output parameter of the proposed converter is in the form of the time period. The capacitance of the sensor can then be calculated using ratio metric operation. The proposed converter can linearly convert the capacitance from the sensor to the time period. The purpose of the proposed converter plays an attention in terms of simple configuration and low cost. Performance of the proposed scheme is demonstrated by experimentally implementation. The resulting confirmed that the performance of the proposed converter is in good agreement with the expected value.

CCS Concepts

- Information systems~Mobile information processing systems
- Hardware~Sensors and actuators.

Keywords

Capacitive sensor; Resistive sensor; Relaxation oscillator; Capacitance-to-time converter.

1. INTRODUCTION

Capacitive sensor is an important transducer in the field of measurement and instrumentation systems. It is used for measuring the different type of the physical quantities such as flow, pressure, level, humidity, displacement, velocity and accelerometer [1] – [4]. The obtained result is in the term of capacitance. Many techniques to implement the interfacing circuit for capacitive sensor can be found in the recent articles [2] – [8]. In the past, the capacitance of sensor was provided by the ac bridge circuit [5]. The disadvantage of this technique is that the compensation of the ac bridge circuit for the long distance measurement and temperature effect are complicated. Therefore, the techniques based on the conversion of the capacitance to the forms of time interval and frequency have been introduced [6] – [8]. The former approaches based on integrated circuit design to implement the capacitance-to-frequency converter have been presented [6] – [7]. Moreover, there are provided large number of components in the converter circuit. These approaches require large chip area that spends high cost for implementing of the

converter in small value of the chips.

Alternatively, the converter based on the use of second generation current conveyor (CCII) has been reported [8]. The mentioned approaches require a lot of passive elements. Moreover, CCII is specific device. Therefore, the implementing of this converter is inconvenient. Unfortunately, the aforementioned approaches provide the invariable gain that causes the unsealed result. The error of the result will be occurred for long distance measurement. Recently, the operational transconductance amplifier (OTA) plays an interesting device in the field of analog electronic circuit design. This is due to the transconductance gain of OTA can be linearly adjusted more than four decades [9] – [10]. OTA is a commercially available device that can be provided as basic building block to form CCII. Therefore, the converter circuit formed by OTA will exhibit a conventional implementation and economical attention. The OTA based capacitance-to-period converter has been proposed in literature [11]. However, most of capacitance-to-period converters are provided only the period proportion to the capacitance. If the converter can also convert the resistance of the resistive sensor without changing the circuit configuration, the advantage will be gained. In this paper, a simple method for implementing the capacitance-to-time is proposed. The technique is based on the comparison of the pulse period from two relaxation oscillators. The capacitive sensor is used to provide time constant for the relaxation oscillator. Therefore, the period of the output pulse, as sensing pulse, is proportional to the variation of the sensor capacitance. Another relaxation oscillator is assigned as the reference pulse period. As a result, the measured capacitance is in the form of ratio metric of the reference pulse and sensing pulse. If the capacitance is fixed and assigned to equal the capacitance of the reference relaxation oscillator, then the pulse width of sensing pulse is depended on the resistance. This resistance can be replaced with the resistive sensor. The merit of the proposed capacitance-to-time converter is that it can convert both capacitance and resistance to pulse width without changing scheme. The performance of the proposed converter is demonstrated by experimental implementation. In addition, only the commercially available components used for the proposed converter are required.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The principle of the proposed capacitance-to-time converter is shown in Figure 1(a). The block diagram in the Figure 1(a) comprises two relaxation oscillators (OSC_1 and OSC_2), toggle flipflop (T-FF), analog switch (SW) and one-shot timer. From Figure 1(a), oscillators OSC_1 and OSC_2 are provided for generating the clock signals. OSC_1 is used to generate the reference period. The output frequency of OSC_2 is depended on the variation of the capacitance of the sensor C_s . The free running frequency of both oscillators is set to equal at the maximum value or full range of the measured capacitance C_s . The one-shot timer is forced by rising edge of the positive pulse from the OSC_1 to

Permission to make digital or hard copies of all or part of this work for personal or classroom use is granted without fee provided that copies are not made or distributed for profit or commercial advantage and that copies bear this notice and the full citation on the first page. Copyrights for components of this work owned by others than ACM must be honored. Abstracting with credit is permitted. To copy otherwise, or republish, to post on servers or to redistribute to lists, requires prior specific permission and/or a fee. Request permissions from Permissions@acm.org.

ICCAE '17, February 18-21, 2017, Sydney, Australia

© 2017 ACM. ISBN 978-1-4503-4809-6/17/02...\$15.00

DOI: <http://dx.doi.org/10.1145/3057039.3057104>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

provide the reset signal for the toggle flipflop and synchronize between two oscillators. When the output pulse of OSC₁ is rising from “0” to “1”, the narrow pulse is generated by the one-shot timer for reset the output Q₁ of the toggle flipflop to “0”. Also, the output pulse from toggle flipflop will open the analog switch, SW, and the output pulse of OSC₂ is generated. The output Q₁ of the toggle flipflop will set to “1” at the falling edge of the pulse from OSC₂ and the analog switch is closed. Therefore, the OSC₂ is forced to pause. It can be seen that the output pulse of the OSC₂ provides the same state with the inverted output signal \bar{Q}_1 of the toggle flipflop. Therefore, the period of the inverted output pulse \bar{Q}_1 from the toggle flipflop is corresponded to the variation of the capacitance C_S.

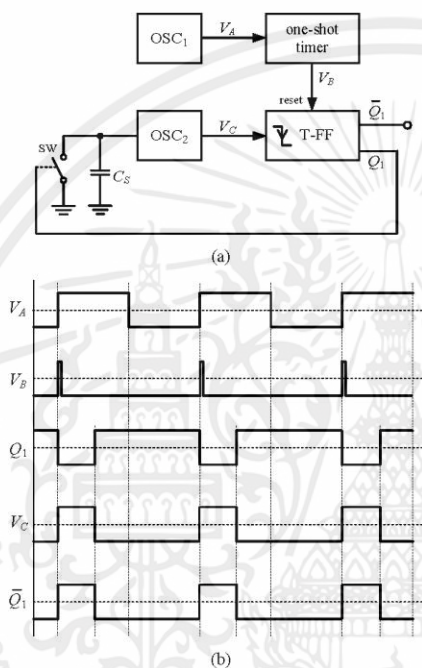


Figure 1. Principle of the proposed converter. (a) Block diagram (b) Operating curves of each node

The operating curves of the block diagram in Figure 1(a) are shown in Figure 1(b). The proposed circuit is depicted in Figure 2. The relaxation oscillators are implemented from basic inverter gates. The inverter A₁, resistor R₁ and capacitor C₁ form the relaxation oscillator to generate the pulse signal V_{CK} used as the reference period T_{ref}. The reference period T_{ref} can be expressed as

$$T_{ref} = R_1 C_1 \ln \left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \quad (1)$$

where V_{th+} is the input voltage of inverter that forces the output of inverter changed from “1” to “0” known as upper threshold voltage. Otherwise, V_{th-} is the input voltage of inverter that forces the output of inverter changed from “0” to “1” known as lower threshold voltage. The oscillator OSC₂ formed by the inverter A₂, resistor R₂ and the capacitive sensor C_S are used to generate the pulse signal V_{CM} that the pulse width is proportioned to the capacitance value of the sensor. Therefore, the period T_{me} of the pulse generated by the OSC₂ is depended on the capacitance of the sensor and can be given by

$$T_{me} = R_2 C_S \ln \left(\frac{V_{th+}}{V_{th-}} \right) \quad (2)$$

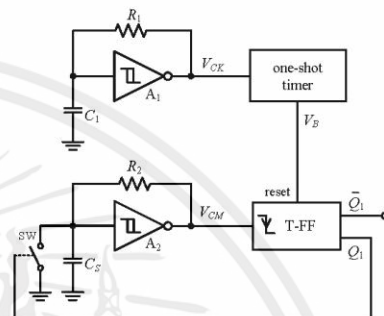


Figure 2. Proposed capacitance-to-time converter.

At the falling edge of the pulse signal V_{CM}, the output Q₁ of the toggle flipflop is changed to “1” and the analog switch is closed. The operating of OSC₂ is paused and the pulse signal V_{CM} is returned to state “1”. Practically, the resistances R₁ and R₂ are set to equal. Thus, the period T_{CM} of the output pulse at the inverted output \bar{Q}_1 of the toggle flipflop can be written as

$$T_{CM} = \frac{C_S}{C_1} T_{ref} = k_{CS} C_S \quad (3)$$

From Eq. (3), the period T_{ref} and the capacitance C₁ are assigned to constant. Therefore, the period T_{CM} is directly proportional to the capacitance C_S with the gain k_{CS}. Finally, the one-shot timer will provide a narrow pulse to reset the toggle flipflop at the rising edge of the next pulse signal from OSC₁ to begin the next conversion cycle. From Eq. (2), if the capacitances C_S and C₁ are assigned to equal and the resistance R₂ is provided for the resistive sensor as R_S. Then the pulse width T_{CM} of the inverted output pulse of toggle flipflop can be rewritten as

$$T_{CM} = \frac{R_S}{R_1} T_{ref} = k_{RS} R_S \quad (4)$$

It can be seen that the proposed circuit can also convert the resistance of the resistive sensor to the time period T_{CM} with the gain k_{RS}. Clearly, the proposed converter provides a versatile behavior, simple configuration and low cost.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed capacitance-to-time converter was constructed for demonstration the circuit performance. For economical attention, the analog switch and the toggle flipflop with falling edge operation are replaced by NPN transistor and D type flipflop together with inverter, respectively. The experimental circuit is shown in Figure 3. The active components used in the circuit are commercially available devices such as inverter CD40106, NPN transistor 2N2222A, one-shot timer CD4528 and D flipflop CD4013. The passive components are $R_1 = R_g = 10k\Omega$ and $C_1 = 1nF$. The capacitance C_s with a variation range of 270pF – 380pF for a humidity sensor is chosen for this experiment.

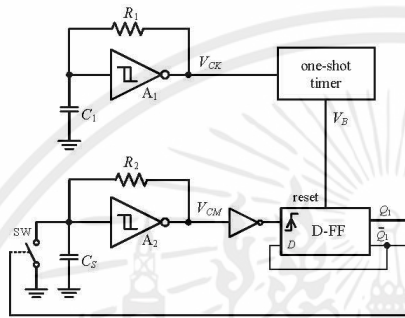
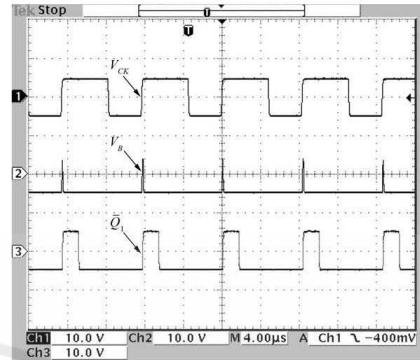


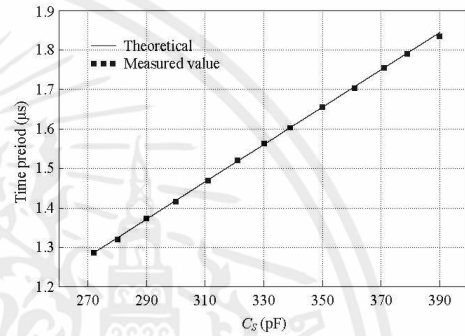
Figure 3. Experimental circuit.

Figure 4(a) shows the operating curves of the circuit in Figure 3 for the capacitance $C_s = 270pF$. The measurement of the pulse width T_{CM} for the capacitance C_s varied from 270pF to 380pF is shown in Figure 4(b). The percentage error can be depicted in Figure 4(c). It should be noted that the maximum error of the proposed circuit is about 0.4%. Also, the capacitance C_s is set to 1nF and the resistance R_g is varied from 10kΩ down to 4kΩ for temperature raising from 25°C to 55°C of a negative temperature coefficient thermistor. The measured results are shown in Figures 5(a) and 5(b).

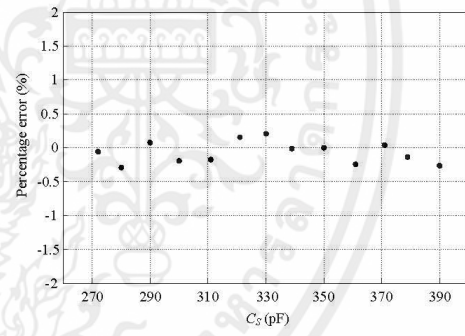
It can be seen that the proposed circuit can be used for both the capacitive sensor and resistive sensor. The advantage of the proposed scheme over the commercial converter is that the commercial converters provide both pulse width and frequency varied directly to the change of the sensing value.



(a)



(b)



(c)

Figure 4. Measured result of capacitive sensor. (a) Operating curves of each node (b) The obtained pulse width T_{CM} against the varied C_s (c) Percentage error

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

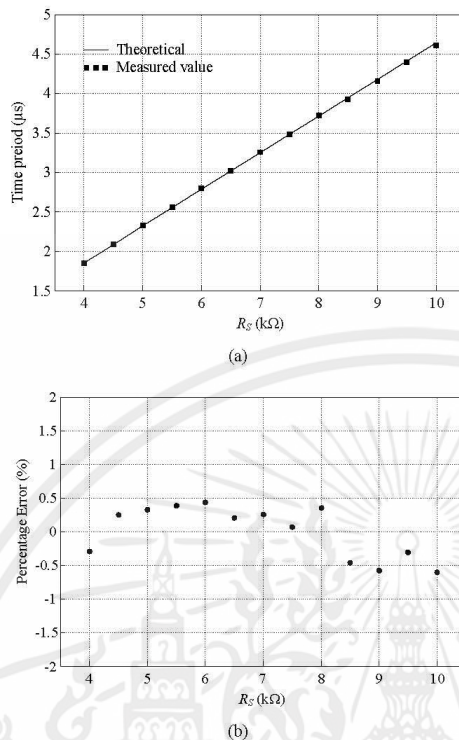


Figure 5. Measured result of resistive sensor. (a) The obtained pulse width T_{CM} against the varied R_S (b) Percentage error

4. CONCLUSION

In this paper, a novel technique to realize a capacitance-to-time converter has been proposed. The technique is based on the use of two relaxation oscillators to generate pulse signals. The result signal is in the term of time interval that is proportional to the variation of the capacitance of capacitive sensor. In addition, the proposed circuit can be used for measuring the resistance of the resistive sensor. The purposes of the proposed circuit are in the attention of simple circuit and low cost. Performance of the proposed circuit is confirmed by experimental implementation.

The measured results show that the proposed circuit can perform both with the capacitive sensor and resistive sensor.


5. ACKNOWLEDGMENTS




The authors would like to acknowledge the support by a grant No. KREF115701 from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang of Thailand.

6. REFERENCES

- [1] Heerens W.C. 1986. Application of capacitance techniques in sensor design. *Phys. E: Sci. Instrum.*, 19, 897-906.
- [2] Lichun S., Palaniapan M., and Wan T.W. 2006. A continuous-time capacitance to voltage converter for microcapacitive pressure sensors. *Journal of Physics: Conference Series*, 34, 1014-1019.
- [3] Reverter F., Li X., and Meijer G.C.M. 2007. Liquid-level measurement system based on a remote grounded capacitive sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*, 138, 1, 1-8.
- [4] Yusof N.B., Soin N., and Dawal S.Z. Md. 2009. Capacitive interfacing for MEMS humidity and accelerometer sensors. *2009 International Conference for Technical Postgraduates (TECHPOS)*, 82-86.
- [5] Baxter L.K. 1997. *Capacitive sensors: design and applications*. IEEE press, New York.
- [6] Chiang C.T., Wang C.S., and Huang Y.C. 2007. A CMOS integrated capacitance-to-frequency converter with digital compensation circuit designed for sensor interface applications. *IEEE Sensors 2007 Conference*, 954-957.
- [7] Shin D.Y., Lee H., and Kim S. 2011. Improving the Accuracy of Capacitance-to-Frequency Converter by Accumulating Residual Charges. *IEEE trans. on Instrum. and Meas.*, 60, 12, 3950-3955.
- [8] De Marcellis A., Ferri G., Mantenuto P., Valente F., Cantalini C., and Giancaterini L. 2011. CCII-Based interface for capacitive/resistive sensors. *IEEE Sensors 2011 conference*. 1133-1136.
- [9] Soclof S. 1997. *Design and applications of analog integrated circuit*. Singapore, Prentice Hall Inc., 464-473.
- [10] Greenneich E.W. 1997. *Analog Integrated Circuits*. New York, Chapman & Hall.
- [11] Kanjanapart N., Loungpol A., Rerkratn A., Petchmaneeelunka W., and Riewruja V. 2012. Capacitance-to-Period Converter For Capacitive Sensors. *International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST)*, 205-208.

Final Program & Digest






ICCAS 2017

2017 17th International Conference on Control, Automation and Systems

October 18(WED)~21(SAT), 2017
Ramada Plaza, Jeju, Korea




 Institute of Control, Robotics and Systems

<http://2017.iccas.org>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WB7 [Mini] Recent Advances in Control Theory and Industrial Applications II		
		Tamna, 13:10~14:40
WB7-1	Distributed learning in a multi-agent potential game <i>Chuong Van Nguyen, Phuong Huu Hoang(Gwangju Institute of Science and Technology, Korea), Hong-Kyong Kim, Hyo-Sung Ahn(GIST, Korea)</i>	266
WB7-2	Electromagnetic Pump in Sodium Thermal-Hydraulic Test Facility: Design and Control Issues <i>Byeongyeon Kim, Jiyoung Jeong(Korea Atomic Energy Research Institute, Korea)</i>	272
WB7-3	Design and kinematic analysis of 5-DOF Stage using parallel mechanism <i>Sang-Chul Lee, Jongman Jeong, Jin-Gyu Kim(Korea Basic Science Institute (KBSI), Korea)</i>	276
WB7-4	A Brief Survey of Sensors for Detect, Sense, and Avoid Operations of Small Unmanned Aerial Vehicles <i>Ji-Hwan Son(ETRI, Korea)</i>	279
WB7-5	Consensus under Misaligned Orientations <i>Hyo-Sung Ahn, Minh Hoang Trinh, Byung-Hun Lee(GIST, Korea)</i>	283
WB7-6	A Practical Distributed Mobile Network Protocol and Its Application to Drone Formation Control <i>Junwoo Son, Soohee Han(Pohang University of Science and Technology (POSTECH), Korea)</i>	289
WB8 Sensors and Signal Processing II		
		Halla, 13:10~14:40
WB8-1	3-D Shape Recovery from Image Focus Using no-reference sharpness metric based on inherent sharpness <i>Fahad Mahmood(National University of Sciences and Technology, Pakistan), Muhammad Tariq Mahmood(Korea University of Technology and Education, Korea), Javaid Iqbal(National University of Sciences and Technology, Pakistan)</i>	295
WB8-2	Saline Solution Concentration Measurement Based on Contact Angle Approach <i>Bhanupol Klongratog, Anupong Srongprapa, Padet Mannaramit(King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand), Mongkol Leelaphaiboon(Rajamangala University of Technology Isan, Thailand)</i>	301
WB8-3	Capacitive Measuring of Crude Palm Oil-Water Mixture <i>Pongsakun Sripant, Anupong Srongprapa, Bhanupol Klongratog(King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)</i>	306
WB8-4	A Versatile Interface Circuit for Capacitive and Resistive Sensors <i>Wandee Petchmaneeumka, Pitsini Mano, Tanatat Wutikun, Vanchai Riewruja(Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)</i>	310
WB8-5	Op-Amps Based Schmitt Trigger with Controllable Threshold Voltage and Its Application to Voltage-to-Period Converter <i>Apinai Rerkratu(King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand), Anucha Kaewpoonsuk(Naresuan University, Thailand)</i>	314
WB8-6	Improve Efficiency Multi-Turn Magnetic Encoder that uses Gear System <i>JaeWan Park, Ha Xuan Nguyten, Thuong Ngoc-Cong Tran, Jae Wook Jeon(Sungkyunkwan University, Viet Nam)</i>	318

WC1 Intelligent Systems

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Versatile Interface Circuit for Capacitive and Resistive Sensors

Wandee Petchmaneeumka*, Pitsini Mano, Tanatat Wutikun, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, 10520, Thailand (wandee.pe@kmitl.ac.th) * Corresponding author

Abstract: This paper presents a circuit design technique for realization of a versatile interface circuit for capacitive and resistive sensors. The proposed method is based on the use of operation of relaxation oscillator. Time periods generated from two relaxation oscillators are employed for the reference signal and another sensing signal from sensor. The output signal obtained in the form of time period is proportional to the sensing value from sensor. The proposed approach provides the attraction in terms of simple configuration and low cost. The proposed circuit performances confirmed by the experimental results using commercial devices are agreed with the expected values.

Keywords: Interface circuit, Capacitive sensor, Relaxation oscillator, Resistive sensor, Capacitance-to-time converter.

1. INTRODUCTION

Capacitive and resistive sensors are widely used in measurement and instrumentation systems. They are applied for measuring the different type of the physical quantities such as humidity, displacement, pressure, level, accelerometer and temperature [1-5]. Many techniques for converting the measured value from sensors to electrical signals such as voltage, frequency and time interval can be found in literatures [5-8]. However, these approaches can provide only sensing capacitance [3-6] or sensing resistance [7, 8]. If the interface circuit can provide both the resistance and capacitance from sensors in the same scheme, then the advantage will be gained. The purpose of this paper is to present the interface circuit for both capacitive and resistive sensors without changing configuration. The technique is based on the use of the operation of relaxation oscillator. The proposed interface circuit attracts in the terms of simple configuration, small in size and low cost. The achieved output is in the form of time period proportional to the sensing value from sensor. Performance of the proposed circuit is confirmed by experimental implementation.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

Block diagram of the proposed interface circuit is shown in Fig. 1. The configuration of principle consists of two relaxation oscillators (OSC_1 and OSC_2), one-shot timer (OST_1) and toggle flipflop (T-FF). From Fig. 1, the operation of the proposed interface circuit can be explained as follows. The oscillators OSC_1 and OSC_2 are provided to generate the clock signals for the reference period V_1 and the sensing period V_2 depended on the variation of the values from sensor, respectively. The one-shot timer OST_1 is forced at the rising edge of the output signal from OSC_1 to produce the narrow pulse signal for reset the toggle flipflop T-FF. The output signals Q_1 and \bar{Q}_1 of the toggle flipflop will state as "0" and "1", respectively. The inverter output signal \bar{Q}_1 of the toggle flipflop is provided to control

the operation of the oscillator OSC_2 . At \bar{Q}_1 state "1", the output signal V_2 of OSC_2 is generated. The rising edge of signal V_2 is used for toggle the output signals of toggle flipflop. Therefore, the signals Q_1 and \bar{Q}_1 are changed to "1" and "0", respectively. At \bar{Q}_1 state "0", OSC_2 is forced to pause and the output signal V_2 becomes "1". The output signals of toggle flipflop will hold the previous values. The operating curves of the proposed principle in Fig. 1 are shown in Fig. 2.

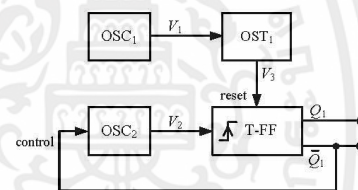


Fig. 1 Block diagram of the proposed interface circuit.

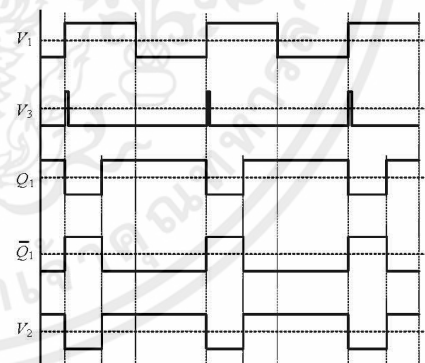


Fig. 2 The operating waveform sketches of the proposed circuit in Fig. 1.

The proposed interface circuit is illustrated in Fig. 3. The relaxation oscillator OSC_1 formed by inverter A_1 , resistor R_1 and capacitor C_1 generates the pulse signal V_1 used as the reference time period T_1 that can be stated as

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \left(\frac{V_{t+}}{V_{t-}} \right) \quad (1)$$

where V_{t+} and V_{t-} are the upper and lower threshold voltage of inverter, respectively. The two-input NAND gate A_2 , resistor R_2 and capacitor C_2 function the oscillator OSC_2 controlled by the inverted output \bar{Q}_1 of toggle flipflop. Oscillator OSC_2 is provided to generate the pulse signal V_2 that the negative pulse width is proportional to the value from sensor. Therefore, the time period T_2 of pulse generated by OSC_2 depends on the value from sensor and can be written as

$$T_2 = R_2 C_2 \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{t-}}{V_{DD} - V_{t+}} \right) \quad (2)$$

The D type flipflop, D-FF, is used instead of T-FF in this paper for implementation. At the rising edge of the pulse V_2 , the outputs Q_1 and \bar{Q}_1 of D-FF are changed to "1" and "0", respectively. The operating of OSC_2 is paused and the pulse signal V_2 is held state "1". For capacitive sensor, the capacitive sensor C_S is used to replace the capacitor C_2 and the resistances R_1 and R_2 are set to equal. Thus, the obtained time period T_{out} of the output pulse at the inverted output \bar{Q}_1 of D-FF can be given by

$$T_{out} = \frac{C_S}{C_1} T_1 \frac{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{t-}}{V_{DD} - V_{t+}} \right)}{\ln \left(\frac{V_{t+}}{V_{t-}} \right)} = K_C C_S \quad (3)$$

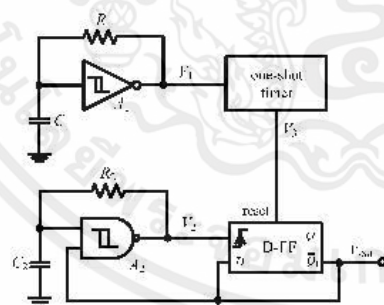


Fig. 3 The proposed interface circuit.

From Eq. (3), the time period T_1 and the capacitance C_1 are assigned to constant. Therefore, the obtained time period T_{out} is directly proportional to the capacitance C_S

with the gain K_C . Finally, the one-shot timer OST_1 will generate a narrow pulse to reset D-FF at the rising edge of OSC_1 to begin the next cycle.

For resistive sensor, the resistor R_2 is replaced by the resistive sensor R_S and the capacitances C_1 and C_2 are assigned to be equal. Thus, the obtained pulse width T_{out} of the inverted output pulse of D-FF can be state as

$$T_{out} = \frac{R_S}{R_1} T_1 \frac{\ln \left(\frac{V_{DD} - V_{t-}}{V_{DD} - V_{t+}} \right)}{\ln \left(\frac{V_{t+}}{V_{t-}} \right)} = K_R R_S \quad (4)$$

It should be noted that the proposed interface circuit can convert the resistance of the resistive sensor to the time period T_{out} with the gain K_R . From Eqs. (3) and (4), it is clearly seen that the proposed interface circuit provides a versatile behavior.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the proposed principle, the interface circuit in Fig. 3 was experimentally implemented. The active devices used in the circuit are commercial available devices such as CD4093 for the inverter A_1 , NAND gate A_2 , and one-shot timer OST_1 and CD4013 for D-FF. Supply voltage V_{DD} is set to 10V. The resistors $R_1 = R_2 = 15k\Omega$ and capacitor $C_1 = 1nF$ are assigned. The capacitive sensor C_S instead of capacitor C_2 is chosen for this experiment. The capacitance C_S from humidity sensor in variation range 280pF – 370pF is selected. Fig. 4 demonstrates the operating signals of the proposed interface circuit in Fig.3 where the capacitance $C_S = 340pF$.

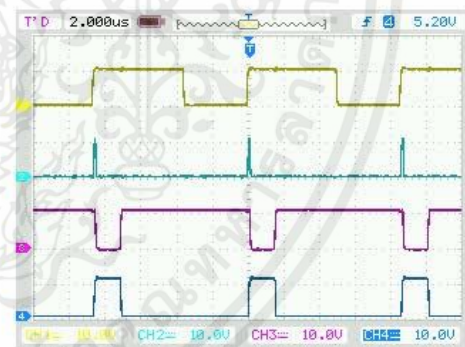
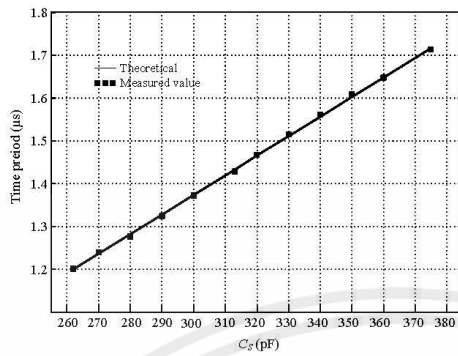


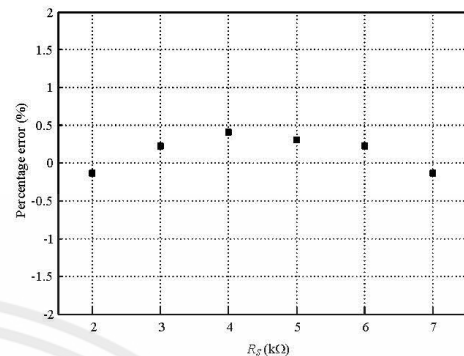
Fig. 4 Operating signals of the proposed circuit.

CH1 : V_1 CH2 : V_3
CH3 : V_2 CH4 : \bar{Q}_1

Figs. 5(a) and 5(b) show the plots of the measured time period T_{out} for the capacitance C_S varied from 280pF to 370pF and the percentage error, respectively. It can be seen that the maximum error of the proposed circuit is about 0.5%.

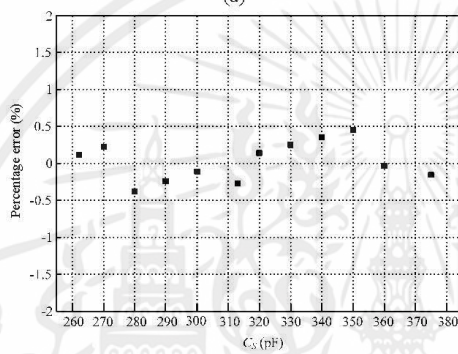


(a)



(b)

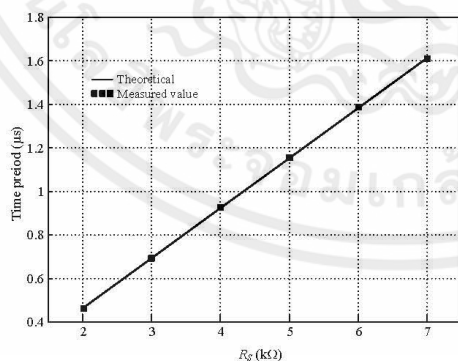
Fig. 6 Measured result of resistive sensor.



(b)

Fig. 5 Measured result of capacitive sensor.

For resistive sensor, the capacitors $C_1 = C_2 = 0.5\text{nF}$ and resistor $R_1 = 20\text{k}\Omega$ are assigned. The negative temperature coefficient thermistor R_T is instead of resistor R_2 . The resistance R_S from thermistor is varied from $7\text{k}\Omega$ down to $2\text{k}\Omega$ for temperature raising from 25°C to 55°C . The plots of the measured time period T_{out} for the resistance R_S varied from $2\text{k}\Omega$ to $7\text{k}\Omega$ and the percentage error are shown in Fig 6(a) and 6(b), respectively.



(a)

It is clearly seen that that the proposed interface circuit can be employed for both the capacitive sensor and resistive sensor without changing topology. Moreover, the proposed scheme provides the advantage in economical term.

4. CONCLUSION

The versatile interface circuit for capacitive and resistive sensors has been proposed in this paper. The technique is based on the use of operation of relaxation oscillator. The output result is in the form of time period proportional to the sensing value from sensor. The proposed interface circuit provides the economical attraction. Performance of the proposed circuit is confirmed by experimental implementation.

5. ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to acknowledge the support by a grant No. KREF115701 from King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang of Thailand.

REFERENCES

- [1] A. D. Helfrick, and W. D. Cooper, *Modern electronic instrumentation and measurement techniques*, Prentice-Hall, 1990.
- [2] W.C. Heerens, “Application of capacitance techniques in sensor design,” *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, Vol. 19, No. 11, pp 897-906, 1986.
- [3] N.B. Yusof, N. Soin, and S.Z. Md. Dawal, “Capacitive interfacing for MEMS humidity and accelerometer sensors,” *International Conference for Technical Postgraduates (TECHPOS)*, pp. 82-86, 2009.
- [4] F. Reverter, X. Li, and G.C.M. Meijer, “Liquid-level measurement system based on a remote grounded capacitive sensor,” *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 138, No. 1, pp. 1–8, 2007.

- [5] D.Y. Shin, H. Lee, and S. Kim, "Improving the accuracy of capacitance-to-frequency converter by accumulating residual charges," *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 60, No. 12, pp. 3950-3955, 2011.
- [6] A.H.M. Zahirul Alam, Nurul Arfah, Sheroz Khan, and Md. Rafiqul Islam, "Design of capacitance to voltage converter for capacitive sensor transducer," *American Journal of Applied Sciences*, Vol. 7, No. 10, pp. 1353-1357, 2010.
- [7] W. S. Chung, and K. Watanabe, "A temperature difference-to-frequency converter using resistance temperature detectors," *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 39, No. 4, pp. 676-677, 1990.
- [8] H. Kim, W. S. Chung, H. J. Kim, and S. H. Son, "A resistance deviation-to-pulsewidth converter for resistive sensors," *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 2, pp. 397-400, 2009.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ - นามสกุล นายธนทัต วุฒิคุณ
- วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 3 สิงหาคม 2535
- ที่อยู่ 345 หมู่ที่ 3 ตำบลโคกหม้อ อำเภอเมือง จังหวัดราชบุรี 70000
- ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2554 และในปีการศึกษา 2558 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้