การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน

DESIGN OF INTERFACE CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS

จาตุรนต์ ทองน่วมพนัง

JATUBON TONGRAKPANANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

KMITL-2016-EN-M-080-144

การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน

DESIGN OF INTERFACE CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS

จาตุรนต์ ทองปากพนัง

JATURON TONGPAKPANANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2559

KMITL-2016-EN-M-080-144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF INTERFACE CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS

JATURON TONGPAKPANANG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2016

KMITL-2016-EN-M-080-144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2016

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน
Thesis Title Design of Interface Circuits for Resistive Sensors
นักศึกษา นายจาตุรนต์ ทองปากพนัง
รหัสประจำตัว 54611212
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-080-144

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสรีวงศ์	
ดร.อภินัย	ฤกษ์รัตน์	
รศ.ดร.อนุชา	แก้วพูลสุข	
ดร.สิริชัย	ธรรมารักษ์วัฒนะ	
ผศ.ดร.วรรณดี	เพชรมณีล้ำค่า	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 11 กรกฎาคม พ.ศ. 2559 เวลา 13.00-14.30 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)
คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
วันที่ 11 กรกฎาคม พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน
นักศึกษา	นายจาตุรนต์ ทองปากพนัง
รหัสประจำตัว	54611212
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน โดยใช้อุปกรณ์ที่หาซื้อได้ในท้องตลาดและมีราคาถูก วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 2 วงจร โดยวงจรแรกเป็นวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการชดเชยค่าความต้านทานภายในสาย เพื่อสร้างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตซึ่งมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปของเซนเซอร์แบบความต้านทานเชิงเดี่ยว และวงจรที่สองเป็นวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่สามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อสร้างสัญญาณเอาต์พุตที่มีการออสซิลเลต โดยคาบเวลาของการออสซิลเลตเป็นสัดส่วนต่อค่าความต้านทานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน ผลการทดลองสามารถยืนยันได้ถึงการทำงานที่ดีของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ พร้อมทั้งมีการนำวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเปลี่ยน PT1000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Design of Interface Circuits for Resistive Sensors
Student	Mr. Jaturon Tongpakpanang
Student ID.	54611212
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr. Wandee Petchmaneelumka

ABSTRACT

This thesis presents a design of two interface circuits for resistive sensors based on the use of commercially available and low cost devices. The first proposed circuit with lead-wire-resistance compensation for generating output voltage, which is linearly related to the change in connected single-resistive sensor. The second proposed circuit with electronically-adjusted conversion gain is designed for producing output oscillation, which is linearly converted from the connected resistive sensor. Performances of both proposed circuits are verified by experimental results. Applications of the proposed circuits for interfacing PT1000 resistance temperature detectors (RTDs) are also included.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจน ให้ความรู้และถ่ายทอดประการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้าตลอดระยะเวลาในการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณ ศ. ดร. วันชัย ริ้วรุจา อาจารย์ประจำภาควิชาการวัดและควบคุม ที่คอยให้ความรู้ คำปรึกษาและคำชี้แนะ ตลอดการทำงานวิจัย รวมถึงฝึกฝนทักษะต่าง ๆ ในการทำงานวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์ และ รศ.ดร. อัมพวัน จุลเสรีวงศ์ ที่คอยให้ความรู้ คำปรึกษาและคำชี้แนะ แนวทางการทำงานวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ ดร. อภินัย ฤกษ์รัตน์ และ ดร. สิริชัย ธรรมารักษ์วัฒนะ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่ได้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ในการทำงานวิจัย

ขอขอบคุณ พี่ ๆ น้อง ๆ และเพื่อน ๆ ห้องวิจัย CAS ที่คอยร่วมทุกข์ร่วมสุข และการช่วยเหลือต่าง ๆ ตลอดการทำงานวิจัย

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

จาตุรนต์ ทองปากพนัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ 2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า 2
1.4 ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์ 3
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ 3
บทที่ 2 เซนเซอร์แบบความต้านทานและการตรวจวัด 4
2.1 กล่าวนำ 4
2.2 หลักการพื้นฐานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน 4
2.2.1 เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว 5
2.2.2 เซนเซอร์แบบความแตกต่าง 5
2.3 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเปลี่ยน 6
2.3.1 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 2 สาย 7
2.3.2 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 3 เส้น 7
2.3.3 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 4 สาย 8
2.4 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน 9
2.5 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยวงจรวีตสโตนบริดจ์ 10
2.6 การปรับสภาพสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ 13
2.6.1 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง 13
2.6.2 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์ 14
2.7 บทสรุป 15
บทที่ 3 การจัดการสัญญาณเชิงเส้นสำหรับวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน 16
3.1 กล่าวนำ 16
3.2 วงจรจัดการสัญญาณเชิงเส้น 16
3.2.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรขยายผลต่าง 17
3.2.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการเชื่อมต่อแบบบริดจ์ 17
3.2.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 18
3.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการวัดระยะไกล 21
3.3.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.3.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แรงดันกระแสสลับ 23
3.4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลาหรือความถี่ 25
3.4.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความถี่ 25
3.4.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์ 28
3.4.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์ 30
3.5 บทสรุป 33
บทที่ 4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอ 34
4.1 กล่าวนำ 34
4.2 แนวคิดในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ 34
4.3 รายละเอียดในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ 35
4.3.1 ส่วนวงจรย่อยที่ 1 35
4.3.2 ส่วนวงจรย่อยที่ 2 37
4.3.3 ส่วนวงจรย่อยที่ 3 37
4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร 38
4.5 การทดสอบและผลการทดสอบของวงจรเชื่อมต่อแบบระยะไกลที่นำเสนอ 39
4.5.1 ผลการทำงานของวงจร 40
4.5.2 ผลการประยุกต์ใช้งานจริงของวงจรกับเซนเซอร์ RTD 43
4.6 บทสรุป 45
บทที่ 5 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ 46
5.1 กล่าวนำ 46
5.2 แนวคิดในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ 46
5.3 รายละเอียดในการออกแบบวงจร 47
5.2.1 ส่วนวงจรย่อยที่ 1 47
5.2.2 ส่วนวงจรย่อยที่ 2 48
5.2.3 ส่วนวงจรย่อยที่ 3 50
5.2.4 การทำงานของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอ 51
5.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร 53
5.5 การทดสอบและผลการทดสอบของตัวแปลงค่าความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ 54
5.6 บทสรุป 58
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ 59
6.1 บทสรุป 59
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ 59
เอกสารอ้างอิง 60
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ 62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

ประวัติผู้เขียน 75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า
2.1 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ในรูปที่ 2.9 ในรูปแบบต่าง ๆ 12
4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ 40
4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ 40
4.3 ตารางผลที่ได้จากการทดลอง 41
5.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ 54
5.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ 54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว 5
2.2 เซนเซอร์แบบความแตกต่าง 5
2.3 สัญลักษณ์ของเซนเซอร์ RTD 6
2.4 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 2 สาย 7
2.5 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 3 สาย 7
2.6 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 4 สาย 8
2.7 วงจรแบ่งแรงดัน 9
2.8 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน 10
2.9 วงจรวีตสโตนบริดจ์ 10
2.10 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ 12
2.11 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง 13
2.12 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์ 14
3.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรขยายผลต่าง 17
3.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการเชื่อมต่อแบบบริดจ์ 18
3.3 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 19
3.4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 19
3.5 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 22
3.6 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แรงดันกระแสสลับ 24
3.7 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความถี่ 26
3.8 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความถี่ 27
3.9 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลา 28
3.10 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา 29
3.11 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์ 31
3.12 ลักษณะสมบัติการส่งถ่ายของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ 31
3.13 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์ 32
4.1 หลักการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอ 34
4.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบระยะไกลที่นำเสนอ 35
4.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 36
4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง v_{out} ที่วัดได้กับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไป 43
4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง v_{out} และอุณหภูมิที่ตรวจวัดในช่วง 15°C ถึง 100°C 45
5.1 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ 46
5.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส 47
5.3 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายกลับเฟส/ไม่กลับเฟส 48
5.4 วงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 48
5.5 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.6 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง 50

5.7 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง 50

5.8 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ 51

5.9 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา 52

5.10 วงจรเสมือนของวงจรเปรียบเทียบแรงดันในรูปที่ 5.6 54

5.11 รูปสัญญาณของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลา
เมื่อตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 100nF 55

5.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างคาบเวลาเอาต์พุตกับค่าความต้านที่ตรวจวัด 56

5.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างคาบเวลาเอาต์พุตและค่าความต้านทานที่ตรวจวัดที่
แรงดัน V_{ref} เท่ากับ 1V, 2V และ 4V ตามลำดับ เมื่อตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 200nF 58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เซนเซอร์แบบความต้านทาน (resistive sensor) เป็นเซนเซอร์ที่ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางในการควบคุมกระบวนการ การวัดและระบบเครื่องมือวัดในอุตสาหกรรม [1]-[3] ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์ประเภทนี้จะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของวัสดุตามปริมาณทางฟิสิกส์หรือตัวแปรที่ต้องการตรวจจับ [1] ซึ่งส่วนใหญ่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ค่อนข้างน้อย จำเป็นต้องใช้เครื่องมือที่มีประสิทธิภาพสูง ทำให้ระบบการวัดมีขนาดใหญ่และราคาสูง [2] จึงนิยมปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุตของเซนเซอร์ให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณไฟฟ้า วิธีแบบดั้งเดิมในการตรวจวัดค่าความต้านทานจะอาศัยวงจรวีตสโตนบริดจ์ (Wheatstone bridge) [3] เพื่อปรับสภาพสัญญาณให้เป็นแรงดัน ซึ่งวิธีนี้จะทำให้เกิดแรงดันออฟเซตและต้องการวงจรขยายผลต่าง (differential amplifier) ที่มีความแน่นอน ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance) สูง เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบของสัญญาณรบกวนโหมดร่วม (common mode) และจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันออฟเซต ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่และซับซ้อน แต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีตสโตนบริดจ์มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงค่าไป จำเป็นต้องจัดการสัญญาณเชิงเส้น (linearization) ของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน [4]-[6] โดยวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ [6] มีโครงสร้างที่ง่ายและมีประสิทธิภาพสูง แต่หลักการที่นำเสนอดังกล่าวไม่ได้มุ่งเน้นการออกแบบวงจรที่มีการชดเชยค่าความต้านทานสายสัญญาณ (lead-wire-resistance) สำหรับการวัดระยะไกล ซึ่งจากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานสำหรับการวัดระยะไกลตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่าได้มีการนำเสนอไว้อยู่หลายงานวิจัย อาทิเช่น วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้สายสัญญาณ 2 สาย [7] ซึ่งอาศัยหลักการควบคุมทิศทางการไหลของกระแสโดยใช้สวิตช์เครือข่าย (switching network) และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน [8] อาศัยหลักการควบคุมทิศทางการไหลของกระแสโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะเป็นแรงดันกระแสสลับทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปใช้งาน

แนวทางในการเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน คือ การปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุตของเซนเซอร์ในอยู่ในรูปสัญญาณคาบเวลาหรือความถี่ ซึ่งเป็นรูปแบบที่สะดวกในการนำไปใช้งานโดยตัวนับแบบดิจิตอล (digital counter) [9] ซึ่งจากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาหรือความถี่ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่าได้มีการนำเสนอไว้อยู่หลายงานวิจัย อาทิเช่น วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้คุณสมบัติของวงจรวีตสโตนบริดจ์เชื่อมต่อกับวงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) สำหรับเอาต์พุตในรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ [10] และได้มีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงค่าความต้านทานเป็นคาบเวลา [11] ซึ่งใช้พฤติกรรมสัญญาณขนาดใหญ่ของวงจรอินทิเกรต (Integrator) อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้เหมาะกับความต้านทานที่มีค่าสูงเท่านั้นเนื่องจากคุณลักษณะที่ไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์ที่นำมาใช้ในวงจรอินทิเกรต และการแปลงค่าผลต่างของความต้านทานสำหรับเอาต์พุตในรูปความกว้างของพัลส์ [12] (pulse width) ซึ่งอาศัยหลักการของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ (Schmitt trigger) นอกจากนี้อัตราการขยายการแปลงของงานวิจัยที่กล่าวไปข้างต้นไม่สามารถปรับค่าได้

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอเทคนิคอย่างง่ายในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยอุปกรณ์ที่หาซื้อได้ในตามท้องตลาดและมีราคาถูก ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด โดยนำเสนอแบ่งออกเป็น 2 แนวทาง แนวทางแรกคือ การเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการวัดระยะไกลซึ่งมีการชดเชยค่าความต้านทานสายนำสัญญาณ แนวทางที่สองคือ การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยการปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุตให้เป็นคาบที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า

หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน โดยใช้หลักการของวงจรสายพานกระแสในการออกแบบ โดยแบ่งออกเป็น 2 แนวทาง แนวทางแรกคือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการชดเชยสายสัญญาณสำหรับการวัดระยะไกลโดยอาศัยหลักการควบคุมทิศทางการไหลของกระแสด้วยสวิตช์ที่ควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา แนวทางที่สองคือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยอาศัยหลักการพฤติกรรมของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (astable multivibrator) เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุตของเซนเซอร์เป็นคาบเวลา

1.4 ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์

ขอบเขตที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง การออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้หลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร รวมถึงทำการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง พร้อมทั้งนำวงจรที่นำเสนอไปทดสอบโดยการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเปลี่ยน (resistance temperature detector, RTD) เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท กับ 1 ภาคผนวก โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเปลี่ยน (RTD) และการเชื่อมต่อ การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน ตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์สำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน การปรับสภาพสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรบริดจ์

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานที่มีการนำเสนอในอดีต ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการจัดการสัญญาณเชิงเส้น วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการชดเชยสายสัญญาณสำหรับการวัดระยะไกล และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความถี่หรือคาบเวลา

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกล แนวคิดในการออกแบบที่นำเสนอ รายละเอียดในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ระยะไกลที่นำเสนอ การประยุกต์ใช้งานจริงของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ระยะไกลที่นำเสนอกับเซนเซอร์ RTD พร้อมทั้งผลการทดลองของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอเพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกล

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา แนวคิดในการออกแบบที่นำเสนอ รายละเอียดในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอ พร้อมทั้งผลการทดลองของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอเพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลงานของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการวิจัยพัฒนาต่อไป

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์คือส่วนของภาคผนวก ซึ่งจะแสดงถึงบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เซนเซอร์แบบความต้านทานและการตรวจวัด

2.1 กล่าวนำ

เซนเซอร์แบบความต้านทาน (resistive sensor) เป็นเซนเซอร์ที่ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางในการควบคุมกระบวนการ การวัดและระบบเครื่องมือวัดในอุตสาหกรรม [1]-[3] เซนเซอร์แบบความต้านทานจะอาศัยหลักการการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของวัสดุตามปริมาณทางฟิสิกส์หรือตัวแปรที่ต้องการตรวจจับ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์จะเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ทำให้ไม่สามารถทำงานร่วมกับส่วนประมวลผลได้ จึงต้องมีการปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์ให้อยู่ในรูปแบบที่สามารถทำงานกับส่วนประมวลผลได้ [13]-[14]

ในบทนี้จะนำเสนอหลักการพื้นฐานของเซนเซอร์แบบความต้านทานและการเชื่อมต่อสายสัญญาณ [15]-[17] การตรวจวัดเซนเซอร์สำหรับเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวเพื่อปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุตให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณแรงดัน [18]-[19] ซึ่งสะดวกต่อการนำไปใช้ในระบบการวัดและควบคุม

2.2 หลักการพื้นฐานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน [15]

ประเภทของเซนเซอร์แบบความต้านทานสามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลักด้วยกันคือ แบบเชิงเดี่ยว (single type) และแบบความแตกต่าง (differential type) โดยเซนเซอร์แบบความต้านทานมีสัญญาณเอาต์พุตเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน โดยค่าความต้านทานของเซนเซอร์จะมีค่าตามความสัมพันธ์ $R_{sens}=R_0 f(x)$ เมื่อกำหนดให้ $f(0)=1$ สำหรับเซนเซอร์แบบเชิงเส้น ค่าความต้านของเซนเซอร์แบบความต้านทานจะสามารถพิจารณาได้ดังสมการ

$$R_{sens} = R_0(1+x) \tag{2.1}$$

เมื่อ R_{sens} คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของเซนเซอร์แบบตัวต้านทาน

R_0 คือ ค่าความต้านเริ่มต้นของเซนเซอร์แบบตัวต้านทาน

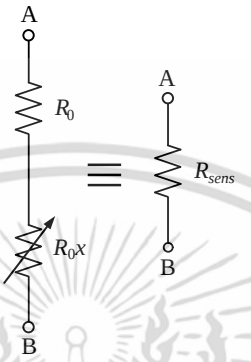
x คือ ค่าคงที่เปลี่ยนแปลงตามปริมาณที่ตรวจวัด

ช่วงการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามปริมาณที่ตรวจวัด $\boldsymbol{x}$ จะขึ้นอยู่กับชนิดของเซนเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว

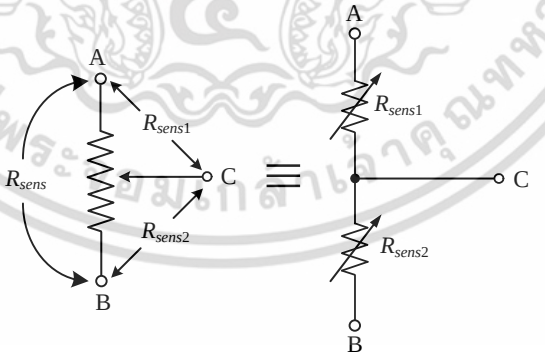
เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยวเป็นเซนเซอร์ที่ส่วนตรวจจับเพียงส่วนเดียว ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามปริมาณที่ต้องการตรวจวัด โดยค่าความต้านทานของเซนเซอร์จะมีค่าความสัมพันธ์ $R_{sens} = R_0(1+x)$ โดยวงจรของเซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยวแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว

2.2.2 เซนเซอร์แบบความแตกต่าง

เซนเซอร์แบบความแตกต่างเป็นเซนเซอร์ที่ส่วนตรวจจับ 2 ส่วน โดยเมื่อส่วนใดส่วนหนึ่งมีการเปลี่ยนแปลง อีกส่วนจะมีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางตรงข้ามกันซึ่งจะมีค่าความสัมพันธ์ $R_{sens1}=R_0(1-x)$ และ $R_{sens2}=R_0(1+x)$ โดยวงจรของเซนเซอร์แบบความแตกต่างแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่ค่าความต้านทานของเซนเซอร์ R_{sens} จะมีค่าเท่ากับผลรวมของ R_{sens1} และ R_{sens2}



รูปที่ 2.2 เซนเซอร์แบบความแตกต่าง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการออกต่อเชื่อมสำหรับเซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยวที่มีส่วนตรวจวัดเพียงส่วนเดียว รายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเปลี่ยน [16]

เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเปลี่ยน (RTD) เป็นเซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยวที่มีส่วนตรวจจับเพียงแค่ตัวเดียวที่เปลี่ยนแปลงตามปริมาณที่ต้องการตรวจวัด ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$R = R_0\left[1+\alpha\left(T-T_0\right)\right] \tag{2.2}$$

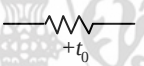
เมื่อ R คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของเซนเซอร์ RTD

R_0 คือ ค่าความต้านของเซนเซอร์ที่อุณหภูมิ 0 องศาเซลเซียส

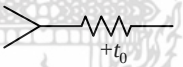
T คือ อุณหภูมิของเซนเซอร์ในหน่วยองศาเซลเซียส

T_0 คือ อุณหภูมิของเซนเซอร์ที่ 0 องศาเซลเซียส

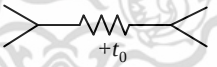
α คือ ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทาน



(ก) เซนเซอร์แบบ 2 สาย



(ข) เซนเซอร์แบบ 3 สาย



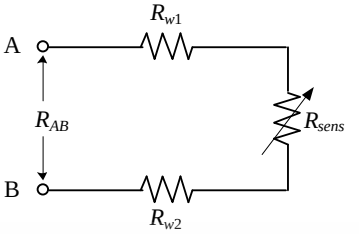
(ค) เซนเซอร์แบบ 4 สาย

รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของเซนเซอร์ RTD

การวัดระยะไกล (Telemetry) ใช้เพื่อแก้ปัญหาในกรณีที่ภาคสนามมีสภาพแวดล้อมไม่เหมาะกับเครื่องมือวัดและผู้ปฏิบัติงาน เช่น มีอุณหภูมิสูง จึงต้องมีการใช้อุปกรณ์ส่งสัญญาณระยะไกลหรือมีการใช้สายสัญญาณเพื่อเชื่อมต่อกับส่วนประมวลผล เซนเซอร์ RTD เป็นเซนเซอร์ที่ใช้ตรวจจับอุณหภูมิที่นิยมใช้การวัดระยะไกล โดยมีการเชื่อมต่อสายสัญญาณ 3 แบบแสดงในรูปที่ 2.3 คือ สายสัญญาณ 2 สาย สายสัญญาณ 3 และสายสัญญาณ 4 สาย ซึ่งรายละเอียดของการเชื่อมต่อสายสัญญาณจะอธิบายในหัวข้อย่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 2 สาย



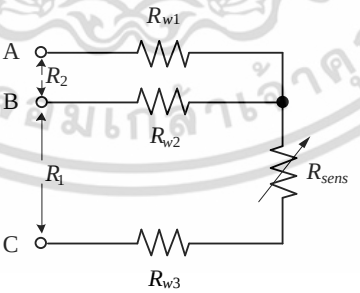
รูปที่ 2.4 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 2 สาย

การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 2 สาย เป็นวิธีที่นิยมใช้ในการวัดระยะที่ไม่ไกลมาก และไม่ต้องการความแม่นยำสูง พิจารณารูปที่ 2.4 กำหนดให้ R_{w1} และ R_{w2} คือค่าความต้านทานของสายสัญญาณเส้นที่หนึ่งและเส้นที่สองตามลำดับ R_{sens} คือ ค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่ต้องการตรวจวัด ซึ่งวิธีการเชื่อมต่อดังกล่าวจะได้ค่าความต้านทานรวมระหว่างจุด A และ B มีค่าเป็น

$$R_{AB} = R_{w1} + R_{sens} + R_{w2} \tag{2.3}$$

จากสมการที่ (2.3) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานของสายสัญญาณจะมีผลต่อค่าความต้านทานเอาต์พุตของเซนเซอร์

2.3.2 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 3 เส้น



รูปที่ 2.5 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 3 สาย

การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 3 เส้น เป็นวิธีเชื่อมต่อเซนเซอร์ RTD เพื่อนำไปใช้ในงานอุตสาหกรรมที่นิยมที่สุด เนื่องจากมีชดเชยค่าความต้านทานในสาย ทำให้เหมาะแก่การนำไปใช้ในการวัดระยะไกล ตามรูปที่ 2.5 กำหนดให้ R_{w1}, R_{w2} และ R_{w3} คือ ค่าความต้านทานของสายสัญญาณเส้นที่หนึ่ง เส้นที่สอง และเส้นที่สามตามลำดับ R_{sens} คือ ค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจวัด วิธีการตรวจวัดจะแบ่งเป็นสองขั้นตอนดังนี้ ขั้นตอนที่หนึ่งทำการตรวจวัดค่าความต้านทานระหว่างจุด B และ C (เปิดวงจรที่จุด A) ซึ่งจะได้ค่าความต้านทาน R_1 มีค่าเป็น

$$R_1 = R_{sens} + R_{w2} + R_{w3} \tag{2.4}$$

ขั้นตอนที่สองทำการตรวจวัดค่าความต้านทานระหว่างจุด A และ B (เปิดวงจรที่จุด C) ซึ่งจะได้ค่าความต้านทาน R_2 มีค่าเป็น

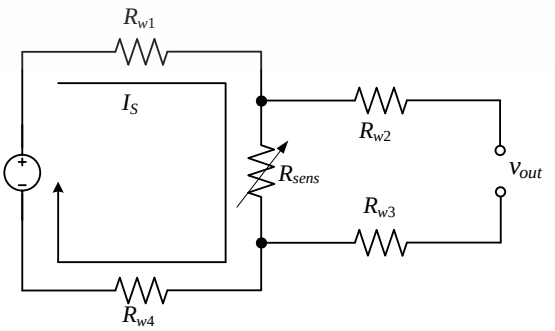
$$R_2 = R_{w1} + R_{w2} \tag{2.5}$$

จากนั้นนำค่าความต้านทาน R_1 ลบด้วยค่าความต้านทาน R_2 โดยถือว่าค่าความต้านทานสายสัญญาณทุกเส้นมีค่าโดยประมาณเท่ากัน ซึ่งจะได้ค่าความต้านทานผมลัพท์ R_t เป็น

$$R_t = R_1 - R_2 = \left(R_{sens} + R_{w2} + R_{w3}\right) - \left(R_{w1} + R_{w2}\right) \approx R_{sens} \tag{2.6}$$

2.3.3 การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 4 สาย

การเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยสายสัญญาณ 4 สาย เป็นวิธีเชื่อมต่อเซนเซอร์ RTD เพื่อนำไปใช้ในงานอุตสาหกรรมที่ดีที่สุด มีความแม่นยำสูง และไม่มีผลของสายสัญญาณมาเกี่ยวข้อง ซึ่งสามารถแสดงดังรูปที่ 2.6 เมื่อ R_{w1}, R_{w2}, R_{w3} และ R_{w4} คอค่าความต้านทานสายสัญญาณเส้นที่หนึ่งถึงเส้นที่สี่ตามลำดับ แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้น I_S ให้กับเซนเซอร์ R_{sens} ผ่านสายสัญญาณเส้นที่หนึ่งและเส้นที่สี่ ซึ่งมีผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเซนเซอร์เป็น $I_S R_{sens}$ เมื่อทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าดังกล่าวผ่านสายสัญญาณเส้นที่สองและเส้นที่สาม โดยให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของโวลต์มิเตอร์มีค่าสูงมาก ทำให้สามารถวัดค่า R_{sens} ได้โดยไม่มีผลของค่าความต้านทานสายสัญญาณมาเกี่ยวข้อง นั่นคือ v_{out} มีค่าประมาณ $I_S R_{sens}$

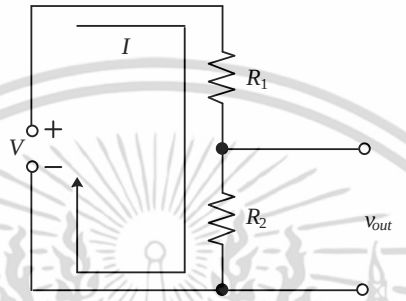


รูปที่ 2.6 การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 4 สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน [13]

วงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) หรือ วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (half-bridge) เป็นวงจรพื้นฐานอย่างง่ายที่สุดที่นิยมนำมาใช้ในการต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบความต้านทาน โดยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V เชื่อมต่อกับตัวต้านทาน R_1 และ R_2 โดยที่มีตัวใดตัวหนึ่งเป็นเซนเซอร์แบบความต้านทาน ดังรูปที่ 2.7 จากวงจรจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต v_{out} คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_2



รูปที่ 2.7 วงจรแบ่งแรงดัน

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.7 เมื่อกำหนดให้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงจะได้กระแสที่ไหลผ่าน R_1 และ R_2 เป็นกระแสเดียวกันมีค่า

$$I = \frac{V}{R_1 + R_2} \tag{2.6}$$

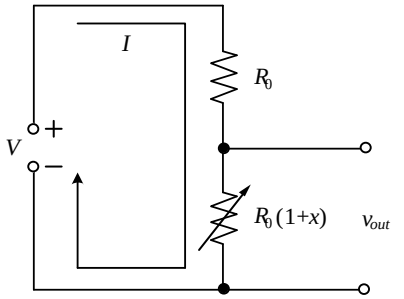
เมื่อแรงดันเอาต์พุต v_{out} ของวงจร คือแรงดันที่ตกคร่อม R_2 จะได้ว่า

$$v_{out} = IR_2 \tag{2.7}$$

แทนสมการที่ (2.6) ลงในสมการที่ (2.7)

$$v_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V \tag{2.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน

เมื่อทำการต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบความต้านทาน $R_{sens} = R_0(1+x)$ แทนตัวต้านทาน R_2 ดังรูปที่ 2.8 สามารถพิจารณาแรงดันเอาต์พุต v_{out} ได้ดังนี้

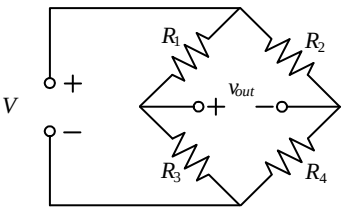
$$v_{out} = \left(\frac{R_0(1+x)}{R_0(1+x)+R_0} \right) V \tag{2.9}$$

$$v_{out} = \left(\frac{R_0(1+x)}{2R_0+x} \right) R_2 \tag{2.10}$$

จากสมการที่ (2.10) จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน v_{out} และค่าความต้านทานในวงจรแบ่งแรงดันจะไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากกระแสของวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดันจะขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงค่าค่าความต้านทานในวงจร

2.5 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยวงจรวีตสโตนบริดจ์

วงจรวีตสโตนบริดจ์เป็นวงจรที่นิยมนำมาตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่มีค่าค่อนข้างน้อย โครงสร้างของวงจรวีตสโตนบริดจ์ประกอบด้วยวงจรแบ่งแรงดัน 2 วงจรขนานกันต่อเข้ากับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์จะเป็นผลต่างแรงดันที่เกิดจากการแปรค่าของตัวต้านทานภายในวงจรบริดจ์ โดยสามารถพิจารณาได้ดังสมการ



รูปที่ 2.9 วงจรวีตสโตนบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{out} = V_1 - V_2 \tag{2.11}$$

เมื่อ V_1 และ V_2 คือแรงดันตกคร่อม R_3 และ R_4 ตามลำดับ พิจารณาตัวต้านทาน R_1 และ R_3 ด้วยหลักการแบ่งแรงดัน แรงดัน V_1 ที่ตกคร่อม R_3 จะได้

$$V_1 = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) V \tag{2.12}$$

เช่นเดียวกันแรงดัน V_2 ที่ตกคร่อม R_4 จะได้

$$V_2 = \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V \tag{2.13}$$

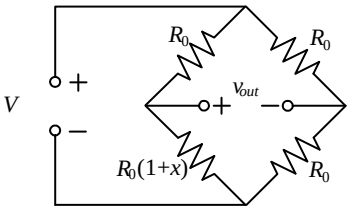
แทนค่าสมการที่ (2.12) และ (2.13) ลงในสมการที่ (2.11) จะได้

$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) V - \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V \tag{2.14}$$

$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V \tag{2.15}$$

จากสมการที่ (2.15) แรงดันเอาต์พุต v_{out} ของวงจรมีค่าเท่ากับศูนย์เมื่ออัตราส่วน R_1/R_3 และ R_2/R_4 มีค่าเท่ากัน ทำให้วงจรอยู่ในสภาวะบริดจ์สมดุลย์ (balance bridge) จะเห็นได้ว่าหากตัวต้านทานตัวใดตัวหนึ่งในวงจรแปรค่าไป จะมีผลให้แรงเอาต์พุต v_{out} ของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย จากหลักการนี้ทำให้มีความนิยมนำวงจรวีตสโตนบริดจ์มาใช้ตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทาน โดยนำเซนเซอร์แบบความต้านทานมาต่อเชื่อมแทนตัวต้านทานตัวใดตัวหนึ่ง และตัวต้านทานที่เหลือกำหนดให้มีค่าเท่ากับความต้านทานเริ่มต้นของเซนเซอร์ R_0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์

จากรูปที่ 2.10 เมื่อเซนเซอร์แบบความต้านทานแปรค่าไป

$$v_{out} = \left[\frac{(R_0 + R_0 x)(R_2 + R_4) - R_4(R_1 + R_0 + R_0 x)}{(R_1 + R_0 + R_0 x)(R_2 + R_4)} \right] V \tag{2.16}$$

$$v_{out} = \left(\frac{x}{4 + 2x} \right) V \tag{2.17}$$

จากสมการที่ (2.17) จะเห็นได้ว่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์แบบไม่เชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่แปรค่าไป x นอกจากนี้วงจรบริดจ์สามารถตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทานในรูปแบบต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ในรูปที่ 2.9 ในรูปแบบต่าง ๆ

ประเภทของเซนเซอร์	R_1	R_2	R_3	R_4	แรงดันเอาต์พุต v_{out}
เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว	R_0	R_0	R_0	$R_0(1+x)$	$V\left(\frac{x}{4+2x}\right)$
	$R_0(1+x)$	R_0	R_0	$R_0(1+x)$	$V\left(\frac{x}{2+x}\right)$
เซนเซอร์แบบความแตกต่าง	$R_0(1-x)$	R_0	R_0	$R_0(1+x)$	$V\left(\frac{-x^2}{4+x^2}\right)$
	R_0	$R_0(1-x)$	R_0	$R_0(1+x)$	$V\frac{x}{2}$
	$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	$R_0(1-x)$	$R_0(1+x)$	Vx

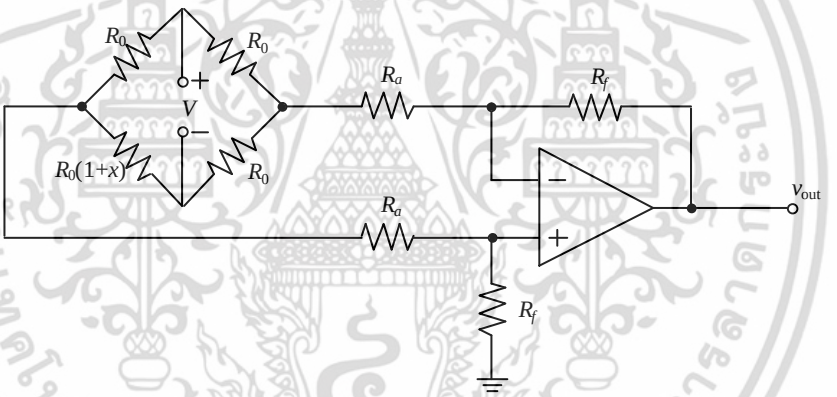
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.1 แสดงการตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวและแบบความแตกต่าง [15], [17] จะได้เห็นว่าเอาต์พุตของวงจรบริดจ์จะมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นในกรณีที่ใช้ตรวจวัดเซนเซอร์แบบความแตกต่าง

2.6 การปรับสภาพสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ [14]

2.6.1 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

จากที่กล่าวไปข้างต้นการต่อเชื่อมเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ มีผลแรงดันเอาต์พุตซึ่งแปรค่าตามการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์แบบความต้านทานมีแรงดันที่มีค่าน้อยมาก จำเป็นต้องทำการปรับสภาพแรงดันดังกล่าวให้มีขนาดสัญญาณใหญ่ขึ้น โดยอาศัยการต่อวงจรขยายสัญญาณผลต่าง เพิ่มเข้าไปทางด้านเอาต์พุตของวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบวีตสโตนบริดจ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

วงจรขยายสัญญาณผลต่างจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น โดยค่า A_V คืออัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณผลต่างคืออัตราส่วนของ R_f/R_a แรงดันเอาต์พุต v_{out} สามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$v_{out} = \frac{R_f}{R_a}(V_2 - V_1) \tag{2.18}$$

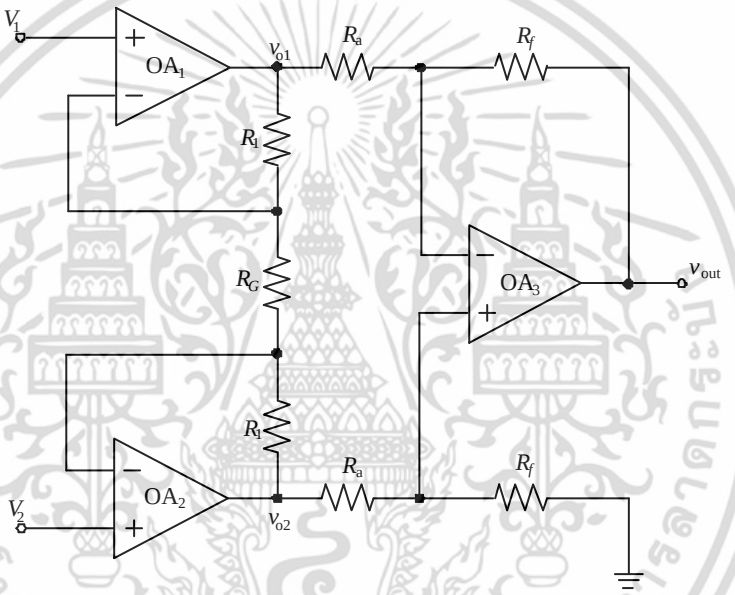
$$v_{out} = A_V(V_2 - V_1) \tag{2.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามการปรับแต่งอัตราขยายในทางปฏิบัติทำได้ยาก เนื่องจากการปรับค่า R_a และ R_f ไม่สามารถปรับทั้งสองด้านของอินพุตพร้อมกันได้และไม่สามารถปรับให้มีค่าเท่ากันได้

2.6.2 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์

เนื่องจากข้อจำกัดของวงจรขยายสัญญาณผลต่างซึ่งมีสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและอัตราขยายไม่สามารถปรับค่าได้ในทางปฏิบัติ จึงได้มีการพัฒนาวงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์ (instrumentation amplifier) โดยวงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและสามารถปรับอัตราขยายได้ โดยมีการเพิ่มวงจรบัฟเฟอร์ OA_1,OA_2 ที่ด้านอินพุต



รูปที่ 2.12 วงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์

รูปที่ 2.12 อินพุตของวงจรขยายสัญญาณอินสตรูเมนต์ซึ่งจะต่อเข้ากับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ แรงดันที่ตกคร่อม R_G คือ V_1-V_2 โดยกระแสที่ไหลผ่าน R_G และ R_3 เป็นกระแสเดียวกัน จากกฎการแบ่งแรงดัน ผลต่างของแรงดัน v_{o1} และ v_{o2} จะสามารถหาได้ดังนี้

$$v_{o1} - v_{o2} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right)(V_1 - V_2) \tag{2.20}$$

โดยแรงดันเอาต์พุต v_{out} คือ การขยายสัญญาผลต่างของ v_{o1} และ v_{o1}

$$v_{out} = \frac{R_f}{R_a}(v_{o2} - v_{o1}) \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (2.20) ลงในสมการที่ (2.21) จะได้

$$v_{out} = A_V(V_2 - V_1) \tag{2.22}$$

โดยที่อัตราขยายของวงจร A_V คือผลคูณของ A_I กับ A_{II} ดังสมการ

$$A_V = A_I \times A_{II} \tag{2.23}$$

เมื่อ A_I คืออัตราขยายของวงจรบัฟเฟอร์ OA_1,OA_2 และ A_{II} คืออัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณผลต่าง OA_3 จะได้

$$A_V = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right)\left(\frac{R_f}{R_a}\right) \tag{2.24}$$

จากสมการที่ (2.24) จะเห็นได้ว่าอัตราขยายของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับค่า R_G เพียงตัวเดียว อีกทั้งค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงเนื่องจากต่อเข้ากับออปแอมป์โดยตรง

2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอหลักการของเซนเซอร์แบบความต้านทาน ซึ่งเป็นเซนเซอร์ที่อาศัยหลักการการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของวัสดุตามปริมาณทางฟิสิกส์หรือตัวแปรที่ต้องการตรวจวัด RTD เป็นเซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยวซึ่งตรวจวัดใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ แรงเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่แปรค่าไป ต่างจากกรณีเซนเซอร์แบบความแตกต่างซึ่งการต่อเชื่อมด้วยวงจรบริดจ์มีความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้นในกรณีที่ตัวต้านทานทุกตัวมีการแปรค่า อีกทั้งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบริดจ์มีขนาดไม่เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน จำเป็นต้องมีการปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การจัดการสัญญาณเชิงเส้นสำหรับวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน

3.1 กล่าวนำ

จากที่ได้กล่าวถึงในบทที่แล้ว ตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้วงจรแบ่งแรงดันและวงจรวีตสโตนบริดจ์ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด จำเป็นต้องมีการจัดการสัญญาณเชิงเส้น จึงมีการพัฒนาวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์ [4]-[6] ซึ่งสัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด อย่างไรก็ตามงานวิจัยที่กล่าวไปข้างต้น ไม่ได้พิจารณาค่าความต้านทานสายนำสัญญาณสำหรับการวัดระยะไกลซึ่งส่งผลให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้มีความผิดพลาด จึงมีการพัฒนาวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานที่มีการชดเชยสายสัญญาณสำหรับการเชื่อมต่อแบบ 2 สาย ในบทนี้จึงกล่าวถึงงานวิจัยที่ได้นำเสนอมาในอดีต คือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ [7] และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แรงดันกระแสสลับ [8] นอกจากนี้จากการศึกษาในปัจจุบันแนวทางการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานนิยมแปลงค่าความต้านทานเป็นความถี่หรือคาบเวลา ซึ่งสะดวกในการนำไปใช้กับส่วนประมวลผลสมัยใหม่ ในบทนี้จึงกล่าวถึงงานวิจัยที่ได้นำเสนอมาในอดีต คือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความถี่ [10] วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้ออบแอมป์ [11] และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ [12]

3.2 วงจรจัดการสัญญาณเชิงเส้น

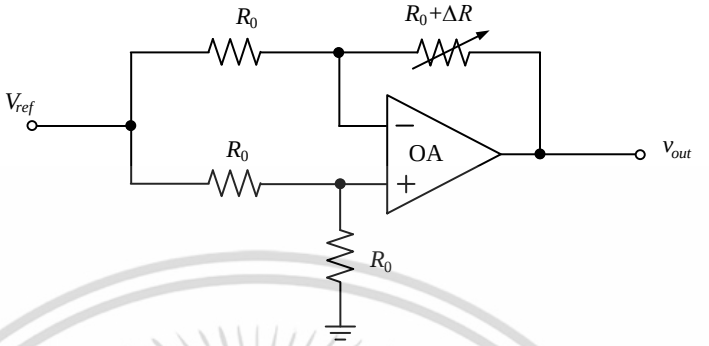
การเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานที่กล่าวไว้ในบทที่สอง จะอาศัยการแปลงค่าความต้านทานเป็นสัญญาณแรงดัน ข้อจำกัดของการแปลงค่าความต้านทานเป็นแรงดันโดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน ซึ่งเอาต์พุตของวงจรจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลภายในวงจรทำให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น และในการเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรวีตสโตนบริดจ์สัญญาณเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นในกรณีที่ตัวต้านทานทุกตัวมีการแปรค่า การเชื่อมต่อแบบนี้จำเป็นต้องใช้เซนเซอร์แบบความแตกต่าง

3.2.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรขยายผลต่าง [4]

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบตัวต้านทาน ซึ่งเชื่อมต่อกับเซนเซอร์แบบความต้านทานเพียงแค่ตัวเดียวเข้ากับวงจรขยายผลต่าง กำหนดให้ค่าความต้านมีค่าเท่ากันคือ R_0 ซึ่งคือค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเริ่มต้นของเซนเซอร์ โดยที่เซนเซอร์แบบตัวต้านทาน R_{sens} มีค่าเท่ากับ $R_0+\Delta R$ ทำการป้อนแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่อินพุตของวงจร แรงดันเอาต์พุตของวงจรพิจารณาได้ดังสมการ



รูปที่ 3.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรขยายผลต่าง

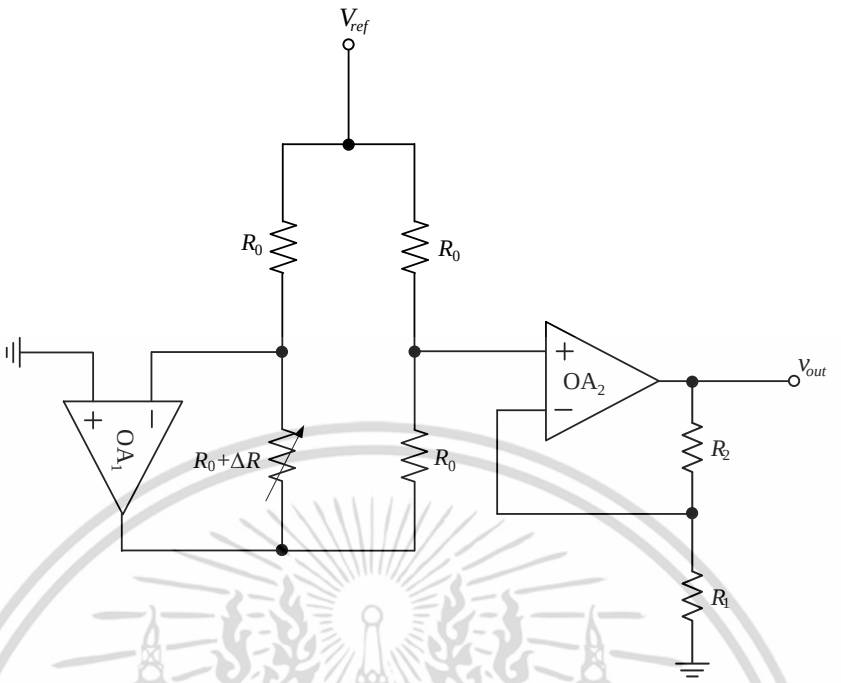
$$v_{out} = -V_{ref}\left[\frac{\Delta R}{2R_0}\right] \tag{3.1}$$

จากสมการที่ (3.1) เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่เปลี่ยนไป แต่อย่างไรก็ตามด้วยข้อกำจัดของออปแอมป์จะสามารถทำงานได้ดีกับเซนเซอร์ที่มีค่าความต้านทานค่อนข้างสูงเท่านั้น

3.2.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการเชื่อมต่อแบบบริดจ์ [5]

จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 การตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานเอาต์พุตของเซนเซอร์ที่แปรค่าไป จึงมีการจัดการสัญญาณเชิงเส้นสำหรับการเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยวที่เชื่อมต่อแบบบริดจ์ โดยการใช้วงจรออปแอมป์ OA_1 เพื่อทำการจ่ายกระแสคงที่ไหลผ่านเซนเซอร์แบบความต้านทาน วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส OA_2 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จาก OA_1 ซึ่งอัตราขยายของวงจรขึ้นอยู่กับตัวต้านทาน R_1 และ R_2 โดยแรงดันเอาต์พุตวงจรสามารถพิจารณาได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการเชื่อมต่อแบบบริดจ์

$$v_{out} = \frac{V_{ref}}{2}\left[\frac{\Delta R}{R_0}\right]\left[1+\frac{R_2}{R_1}\right] \tag{3.2}$$

จากสมการ (3.2) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนไป โดยอัตราขยายของวงจรสามารถกำหนดได้ด้วยการปรับอัตราส่วนระหว่าง R_2 และ R_1

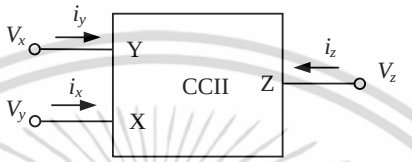
3.2.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง [6]

การพัฒนาวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง CCII ทำให้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองถูกนำมาใช้ในการออกแบบวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบความต้านทาน [19] ซึ่งส่วนแรกขอกล่าวถึงหลักการของวงจร CCII ที่ใช้ในบทความนี้โดยสัญลักษณ์ของวงจร CCII แสดงในรูปที่ 3.3 สมการคุณลักษณะของวงจร CCII สามารถเขียนเป็นสมการเชิงเมตริกซ์ได้ว่า

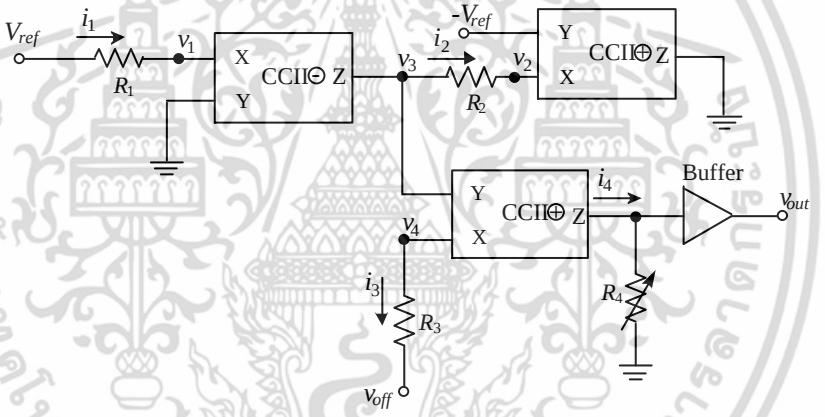
$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.3) เครื่องหมายบวก + และลบ - แสดงถึงทิศทางการไหลของกระแสที่พอร์ต Z และพอร์ต X ว่ามีทิศทางเดียวกันหรือตรงกันข้าม ตามลำดับ สำหรับวงจรสายพานกระแสที่มีทิศทางการไหลของกระแสที่พอร์ต Z และพอร์ต X ทิศทางเดียวกัน เช่น ถ้ากระแส i_x ไหลเข้าที่พอร์ต X และกระแส i_z ไหลเข้าที่พอร์ต Z จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก CCII+ และวงจรสายพานกระแสที่มีทิศทางการไหลของกระแสที่พอร์ต Z และพอร์ต X ทิศทางตรงข้ามกัน เช่น ถ้ากระแส i_x ไหลเข้าที่พอร์ต X แต่กระแส i_z ไหลออกจากพอร์ต Z จะเรียกว่า วงจรสายพานกระแสชนิดลบ CCII-



รูปที่ 3.3 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง



รูปที่ 3.4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

จากรูปที่ 3.4 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอประกอบไปด้วย วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบลบ จากสมการคุณลักษณะของวงจร CCII กระแส i_1 และ i_2 จะสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$i_1 = \frac{v_{ref} - v_1}{R_1} - \frac{V_{ref}}{R_1} \tag{3.4}$$

$$i_2 = \frac{v_3 - v_2}{R_2} = \frac{v_3 + V_{ref}}{R_2} \tag{3.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_{ref} คือแรงดันอ้างอิง และกระแส i_1 มีค่าเท่ากับกระแส i_2 จะได้ว่า

$$v_3 = \left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right) V_{ref} \tag{3.6}$$

สามารถหาค่ากระแส i_4 ได้ดังนี้

$$i_4 = i_3 = \frac{v_4 - v_{off}}{R_3} \tag{3.7}$$

เมื่อ v_{off} คือ แรงดันไฟตรงที่ช่วยในการลดผลของค่าความผิดพลาดที่เกิดจากแรงดันออฟเซต ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ แทนสมการ (3.6) ลงในสมการ (3.7) จะได้

$$i_4 = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)}{R_3} V_{ref} \tag{3.8}$$

สามารถพิจารณาแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$v_{out} = i_4 R_4 \tag{3.9}$$

แทนสมการ (3.8) ลงใน (3.9) จะได้ว่า

$$v_{out} = \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right) V_{ref} \tag{3.10}$$

แทนค่า R_1 เท่ากับ R_0 และแทนค่า R_2 เท่ากับ R_{sens} จะได้

$$v_{out} = \left(\pm \frac{\Delta R}{R_0}\right) A_V V_{ref} \tag{3.11}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.11) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต v_{out} ของวงจรมีความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไป ΔR โดยที่ A_V คืออัตราขยายของวงจร ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างตัวต้านทาน R_4 และ R_3

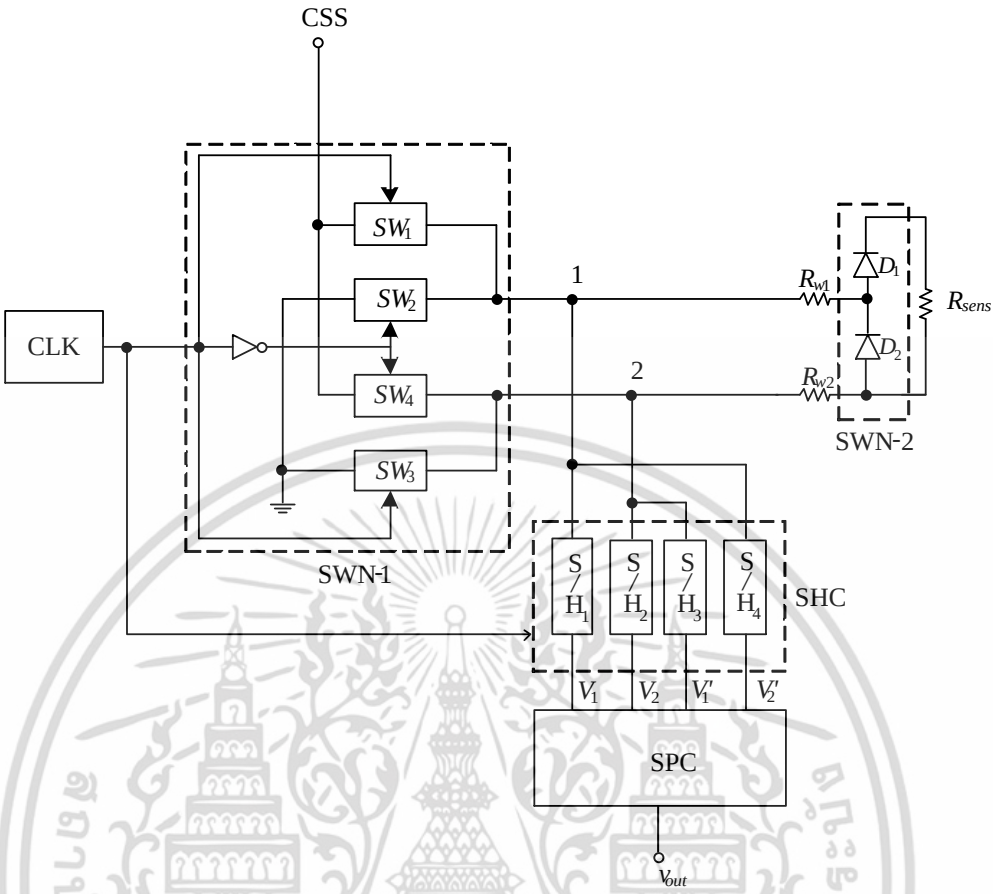
3.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการวัดระยะไกล

จากที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 เชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการวัดระยะไกลจำเป็นต้องใช้สายสัญญาณในกรณีที่เชื่อมต่อโดยใช้สายสัญญาณ 3 และ 4 สาย มีการชดเชยค่าความต้านทานสายสัญญาณ ทำให้เอาต์พุตของเซนเซอร์มีความแม่นยำสูง แต่มีการสิ้นเปลืองราคาสายสัญญาณที่เพิ่มเข้ามา จึงได้มีการพัฒนาวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบตัวต้านทานสำหรับการวัดระยะไกลที่ใช้การเชื่อมต่อสายสัญญาณ 2 สายที่มีการชดเชยค่าความต้านทานของสายสัญญาณ

3.3.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ [7]

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายกระแสคงที่ CSS ทำหน้าที่จ่ายกระแสขนาด 1mA เพื่อกระตุ้นการทำงานของเซนเซอร์แบบความต้านทานที่เชื่อมต่อด้วยสายสัญญาณ 2 สาย แหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกา CLK ขนาด 1kHz สำหรับควบคุมการทำงานสวิตช์เครือข่าย SWN-1 ซึ่งสวิตช์ทั้ง 4 ตัวจะควบคุมทิศทางการไหลของกระแสจาก CSS ที่ไหลออกจาก SWN-1 วงจรสุ่มและคงค่า SHC ทำหน้าที่กำหนดค่าแรงดัน V_1 V'_1 V_2 และ V'_2 และสวิตช์เครือข่าย SWN-2 ซึ่งประกอบไปด้วยไดโอด D_1 D_2 และเซนเซอร์แบบความต้านทาน R_{sens}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่

จากรูปที่ 3.5 สามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจรได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณนาฬิกาอยู่ในสถานะ High สวิตช์ SW_1 จะกำหนดการไหลของกระแส I ผ่านสายสัญญาณ R_{w1} ไดโอด D_1 เซนเซอร์แบบความต้าน R_{sens} และสายสัญญาณ R_{w2} จากนั้นสวิตช์ SW_3 จะกำหนดทิศทางกระแสไหลลงสู่กราวด์ แรงดัน V_1 ที่ S/H_1 และ V'_1 ที่ S/H_3 คือแรงดันที่โนด 1 และ 2 ตามลำดับ สามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$V_1 = R_{w1}I + v_{D1} + R_{sens}I + R_{w2}I + v_{SW3} \tag{3.12}$$

เมื่อ v_{sw3} และ v_{D1} คือแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ SW_3 และไดโอด D_1 ตามลำดับ

$$V_1^{'} = v_{SW3} \tag{3.13}$$

เมื่อสัญญาณนาฬิกาอยู่ในสถานะ Low สวิตช์ SW_4 จะกำหนดทิศการไหลของกระแส I ในทิศทางตรงกันข้ามผ่านสายสัญญาณ R_{w2} ไดโอด D_2 และสายสัญญาณ R_{w1} จากนั้นสวิตช์ SW_2 จะกำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทิศทางกระแสไหลลงสู่กราวด์ แรงดัน V_2 ที่ S/H_2 และ V'_2 ที่ S/H_4 คือแรงดันที่โนด 2 และ 1 ตามลำดับ สามารถพิจารณาได้ดังนี้สามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$V_2 = R_{w2}I + v_{D2} + R_{w1}I + v_{SW2} \tag{3.14}$$

เมื่อ v_{sw2} และ v_{D2} คือแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ SW_2 และไดโอด D_2 ตามลำดับ

$$V_2^{'} = v_{sw2} \tag{3.15}$$

แรงดัน V_1 V'_1 V_2 และ V'_2 ที่วงจรสุ่มและคงค่า SHC ต่อเข้ากับวงจรขยายสัญญาณบวกและลบ (adder-subtracter amplifier) SPC แรงดันเอาต์พุตของวงจร v_{out} จะสามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$v_{out} = \left(V_1 + V_2^{'}\right) - \left(V_2 + V_1^{'}\right) = R_{sens}I + v_{D1} - v_{D2} \tag{3.16}$$

กำหนดให้ D_1 และ D_2 มีความสมพงษ์กันจะได้

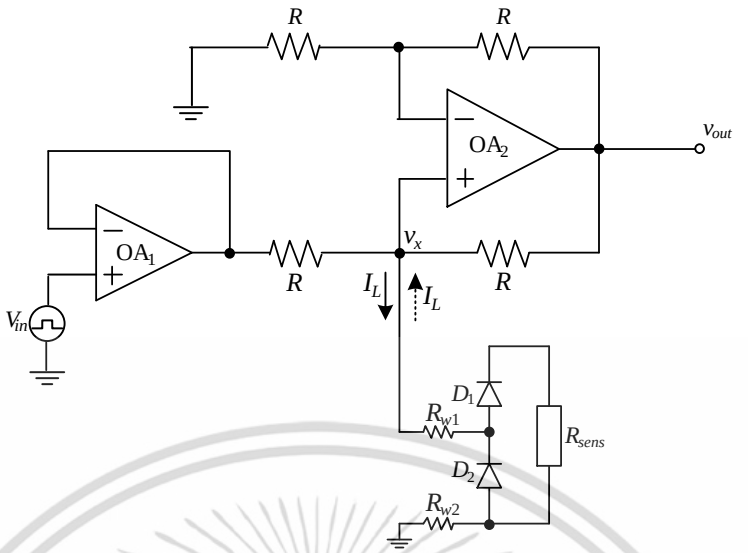
$$v_{out} = R_{sens}I \tag{3.17}$$

จากสมการที่ (3.17) จะเห็นได้ความต้านทานสาย R_{w1} และ R_{w2} ไม่มีผลต่อค่าแรงดันเอาต์พุตซึ่งมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด

3.3.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แรงดันกระแสสลับ [8]

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่มีการชดเชยค่าความต้านทานสายสำหรับการต่อสายสัญญาณ 2 เส้น โดยเซนเซอร์แบบความต้านทานจะเชื่อมต่อกับวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส ซึ่งทิศทางการไหลของกระแสจะถูกควบคุมด้วยแรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แรงดันกระแสสลับ

จากรูปที่ 3.6 สามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณอินพุตให้เป็นกระแสซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$I_L = \frac{V_{in}}{R} \tag{3.18}$$

เมื่อ V_i คือสัญญาณสี่เหลี่ยม ทำให้ I_L มีผลเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมเช่นกัน ในกรณีที่ V_{in} อยู่ในช่วงบวก ทิศทางการไหลของกระแสจะไหลลงกราวด์ผ่านค่าความต้านทานสายสัญญาณ R_{w1}, R_{w2} ไดโอด D_1 และตัวต้านทาน R_{sens} สามารถหาแรงดัน v_{x1} ได้ดังสมการ

$$v_{x1} = (R_{w1} + R_{sens} + R_{w2})I_L + v_{D1} \tag{3.19}$$

เมื่อ v_{D1} คือแรงดันตกคร่อมไดโอด D_1

เช่นเดียวกันเมื่อ V_{in} อยู่ในช่วงลบ กระแสจะไหลจากกราวด์ผ่านค่าความต้านทานสายสัญญาณ R_{w1},R_{w2} และไดโอด D_2 สามารถหาแรงดัน v_{x2} ได้ดังสมการ

$$v_{x2} = -(R_{w1} + R_{w2})I - v_{D2} \tag{3.20}$$

เมื่อ v_{D2} คือแรงดันตกคร่อมไดโอด D_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.19) และ (3.20) สามารถหาแรงดันเอาต์พุต v_{out} ได้ดังสมการ

$$v_{out} = 2(v_{x1} + v_{x2}) \tag{3.21}$$

จากสมการที่ (3.21) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต v_{out} จะเป็นแรงดันกระแสสลับ โดยสามารถหาค่าแรงดันเฉลี่ยรูปคลื่นสี่เหลี่ยม v_{OMEAN} ได้ดังนี้

$$v_{OMEAN} = 0.5v_{out} \tag{3.22}$$

แทนสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.22) จะได้

$$v_{OMEAN} = I_L R_{sens} + (V_{D1} - V_{D2}) \tag{3.23}$$

กำหนดให้ D_1 และ D_2 มีความสมพงษ์กันจะได้

$$v_{OMEAN} = I_L R_{sens} \tag{3.24}$$

จากสมการที่ (3.24) จะเห็นได้ความต้านทานสาย R_{w1} และ R_{w2} ไม่มีผลต่อค่าแรงดันเอาต์พุตซึ่งมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด

3.4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลาหรือความถี่

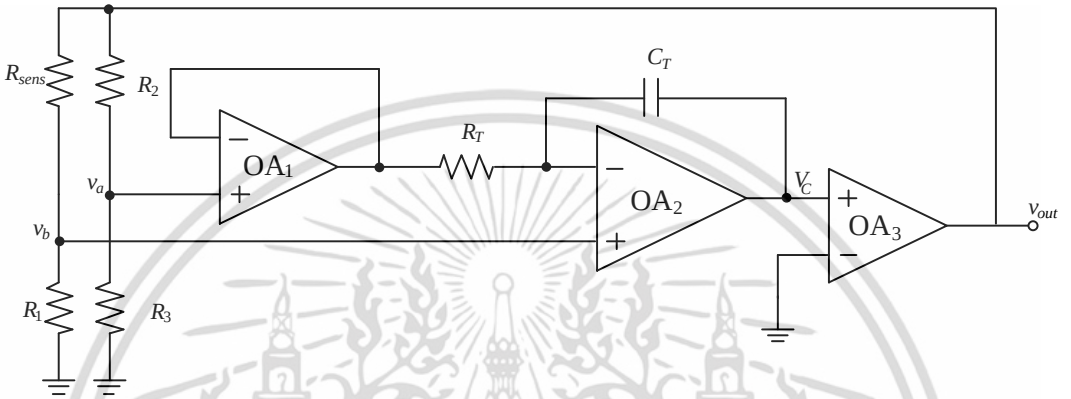
อีกแนวทางในการเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน คือ การปรับสภาพสัญญาณเอาต์พุตของเซนเซอร์อยู่ในรูปสัญญาณคาบเวลา ค่าความต้านทานจะถูกแปลงเป็นคาบเวลาหรือความถี่ ซึ่งเป็นรูปแบบที่นำไปใช้งานโดยตัวนับแบบดิจิตอล

3.4.1 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความถี่ [10]

จากที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ ในอดีตจะใช้วิธีการเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์เพื่อแปลงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์เป็นแรงดัน งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความถี่ โดยอาศัยการกำเนิดสัญญาณแบบผ่อนคลาย (relaxation oscillator) ซึ่งอุปกรณ์ขยายที่ใช้ในวงจรจะทำงานอยู่ในย่าน cut-off หรืออิ่มตัว (saturation) เท่านั้น วงจรแปลงค่าความต้านทานเป็นความถี่ที่นำเสนอประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปด้วยการทำงาน 3 ส่วน คือวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์โดยใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ วงจรอินทิเกรต และวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (zero-cross detector) การทำงานของวงจรที่นำเสนอสามารถอธิบายได้ดังนี้ สภาวะบริดจ์ไม่สมดุลย์เกิดจากการแปรค่าของเซนเซอร์แบบความต้านทาน ควบคุมการอินทิเกรตและกำหนดการป้อนกลับไปยังวงจรวีตสโตนบริดจ์ ทำให้เกิดการออสซิลเลตของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอ



รูปที่ 3.7 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความถี่

จากรูปที่ 3.7 พิจารณาแรงดันที่โนดได้ดังนี้

$$v_a = \alpha v_{out} \tag{3.25}$$

$$v_b = \beta v_{out} \tag{3.26}$$

$$v_c = v_b - \frac{1}{\tau}\int (v_a - v_b)dt \tag{3.27}$$

เมื่อ

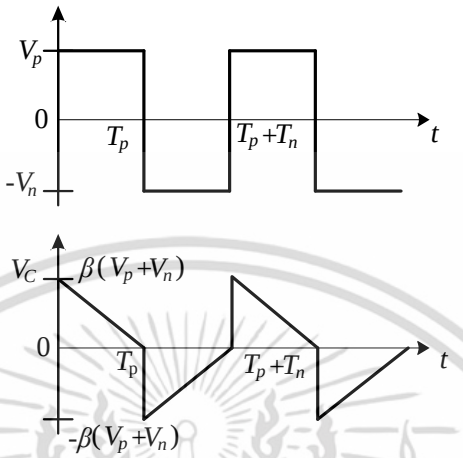
$$\alpha = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \tag{3.28}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{sens}} \tag{3.29}$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau = C_T R_T \tag{3.30}$$



รูปที่ 3.8 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความถี่

จากรูปที่ 3.8 วงจรตรวจจับผ่านศูนย์และวงจรอินทิเกรต สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$v_{out} = \begin{cases} V_p & \text{เมื่อ } V_C>0 \\ -V_n & \text{เมื่อ } V_C<0 \end{cases} \tag{3.31}$$

โดยที่ T_p และ T_n คือช่วงเวลาที่แรงดันเอาต์พุต v_{out} มีค่าเท่ากับ V_p และ V_n ตามลำดับ จากกราฟสัญญาณการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$T_p = \frac{\alpha}{\alpha - \beta}(1+\gamma)\tau \tag{3.32}$$

$$T_p = \frac{\alpha}{\alpha - \beta}\left(1+\frac{1}{\gamma}\right)\tau \tag{3.33}$$

เมื่อ

$$\gamma = \left|V_n / V_p\right| \tag{3.34}$$

ดังนั้นจะได้ความถี่เอาต์พุตดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{\alpha - \beta}{\beta} f_\tau \tag{3.35}$$

เมื่อ

$$f_\tau = \frac{\gamma}{(1+\gamma)^2} \frac{1}{\tau} \tag{3.36}$$

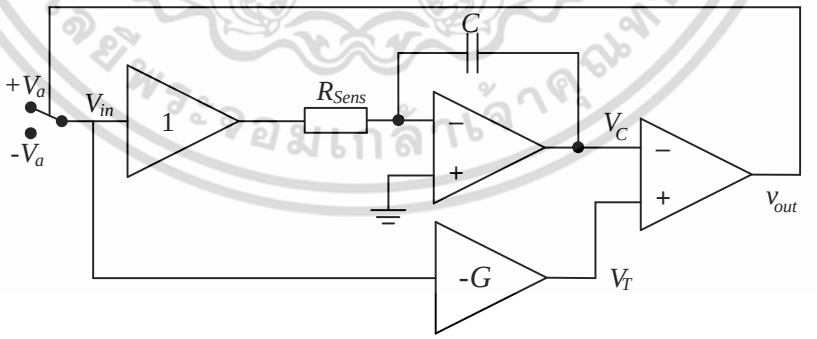
เมื่อเซนเซอร์แบบความต้านทานคือ $R_{sens} = R_0(1+x)$ จะได้ว่า

$$f = \frac{R_0 R_3 - R_1 R_2}{R_1(R_2 - R_3)} f_\tau + \frac{R_3 x}{R_1(R_2 + R_3)} f_\tau \tag{3.37}$$

จากสมการที่ (3.37) ความถี่เอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นต่อค่าความต้านทานที่เปลี่ยนไป

3.4.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์ [11]

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลา โดยอาศัยหลักการออสซิลเลต ซึ่งใช้เทคนิคการต่อเชื่อมโดยใช้เซนเซอร์แบบความต้านทานเพียงตัวเดียว



รูปที่ 3.9 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลา

รูปที่ 3.9 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ แรงดันเทรสโฮลด์ (threshold voltage) V_T จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันอ้างอิง V_{in} โดยมีค่าเท่ากับ $V_T = -V_{in}G$ เมื่อ V_{in} เชื่อมต่อกับ $+V_a$ แรงดันของวงจรอินทิเกรต $V_C(t)$ จะมีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นไปถึงแรงดันเทรสโฮลด์ V_T มีค่าเท่ากับ $-V_aG$ ที่เวลา $t = 0$ แรงดันเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{in} ให้เท่ากับ -V_a ทำให้แรงดันเทรสโฮลด์ V_T มีค่าเท่ากับ V_aG แรงดันของวงจรอินทิเกรต $V_C(t)$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นจาก $V_C(0)$ มีค่าเท่ากับ $-V_aG$ ไปจนถึง V_T มีค่าเท่า V_aG โดยสามารถเขียนได้ดังสมการ

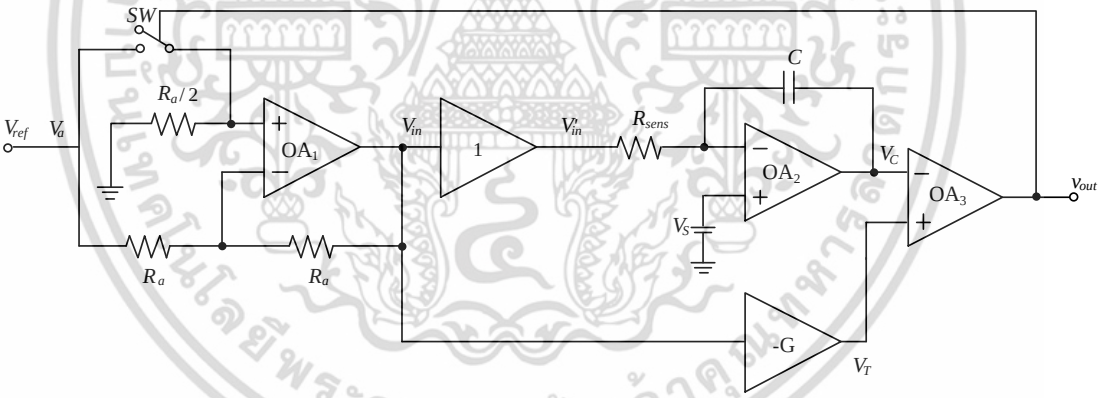
$$V_C(t) = v_C(0) - \int_0^t \frac{V_{in}}{R_{sens}C} dt \tag{3.38}$$

ช่วงเวลา T_C สามารถพิจารณาได้ดังสมการ

$$V_C(T_C) = -v_a\left(G - \frac{T_C}{R_{sens}C}\right) = Gv_a \tag{3.39}$$

คาบเวลา T ของวงจรเชื่อมต่อจะได้ดังสมการ

$$T = 2T_C = 4GR_{sens}C \tag{3.40}$$



รูปที่ 3.10 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์

จากรูปที่ 3.10 พิจารณาความไม่เป็นอุดมคติของออปแอมป์แรงดัน V_{in} ที่เกิดจากทำงานของสวิตช์จะมีค่าไม่สมมาตรกันโดยที่ V_1 มีค่าเท่ากับ $+V_a$ แล้ว V_2 มีค่าเท่ากับ $-V_a+\delta$ และ V'_{in} มีค่าเท่ากับ $V_{in}+\beta$ สามารถอธิบายสมการ (3.38) ใหม่ได้ดังนี้

$$V_C(t) = V_C(t_0) + \int_{t_0}^{t_1} \frac{i_n R_{sens} + V_S - V_{in} - \beta}{R_{sens}C} dt \tag{3.41}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสวิตช์ปิด แรงดัน V_{in} จะมีค่าเท่ากับ $V_1=V_a$ แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรต $V_C(t)$ จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นจาก $V_C(t_0+T_d)$ ไปถึง $V_C(t_1+T_d)$ เมื่อ t_0 คือช่วงเวลาที่วงจรเปรียบเทียบแรงดันทำงานในช่วงก่อนหน้านี้ และ t_1 คือช่วงเวลาที่วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำงานถัดไป โดยที่ $V_C(t_0)$ จะมีค่าเท่ากับ $V_{T2}=-GV_2+\alpha+V_{sc}$ และ $V_C(t_1)$ จะมีค่าเท่ากับ $V_{T1}=-GV_1+\alpha+V_{sc}$ โดยคาบเวลา t_1 และ t_2 แสดงได้ดังสมการที่ (3.42) และ (3.43) ตามลำดับ

$$t_1 = R_{sens}C\frac{V_{T2}-V_{T1}}{V_1+\beta-i_nR_{sens}-V_S}+\frac{T_d(V_1-V_2)}{V_1+\beta-i_nR_{sens}-V_S} \tag{3.42}$$

$$t_2 = R_{sens}C\frac{V_{T1}-V_{T2}}{V_2+\beta-i_nR_{sens}-V_S}+\frac{T_d(V_2-V_1)}{V_2+\beta-i_nR_{sens}-V_S} \tag{3.43}$$

จากสมการที่ (3.42) และ (3.43) คาบเวลาของการแปลงสามารถหาได้ดังนี้

$$T = t_1+t_2 = 4(GR_{sens}C+T_d)\gamma \tag{3.44}$$

พิจารณาที่คุณสมบัติของระบบอันดับหนึ่ง กำหนดให้ γ มีค่าเท่ากับ 1 จะได้

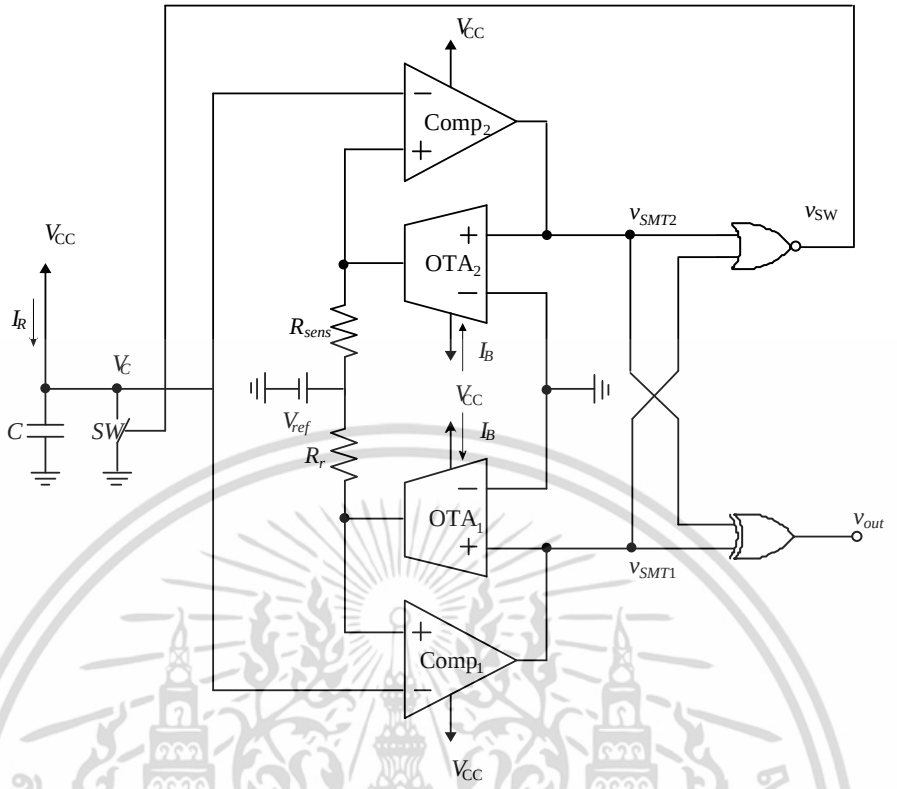
$$T \cong 4GR_{sens}C+4T_d \tag{3.45}$$

จากสมการที่ (3.45) จะเห็นได้ว่าคาบเวลาเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับค่าความต้านทานของเซนเซอร์แบบตัวต้านทาน โดยที่ T_d คือ คาบเวลาที่เกิดจากทำงานไม่เป็นอุดมคติของสวิตช์

3.4.3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์ [12]

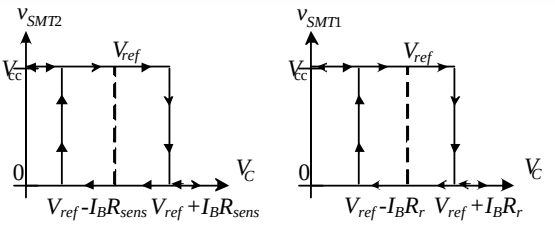
งานวิจัยนี้นำเสนอการแปลงค่าความต้านทานเป็นความกว้างของพัลส์ โดยอาศัยการตรวจวัดค่าความกว้างของพัลส์ ใช้เทคนิคการต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบความต้านทานเปรียบเทียบกับตัวต้านทานอ้างอิง วงจรที่นำเสนอประกอบไปด้วยการทำงาน 3 ส่วน วงจรอินทิเกรตสร้างสัญญาณลาดเอียง (ramp integrator) วงจรชมิตต์ทริกเกอร์ และวงจรลอจิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



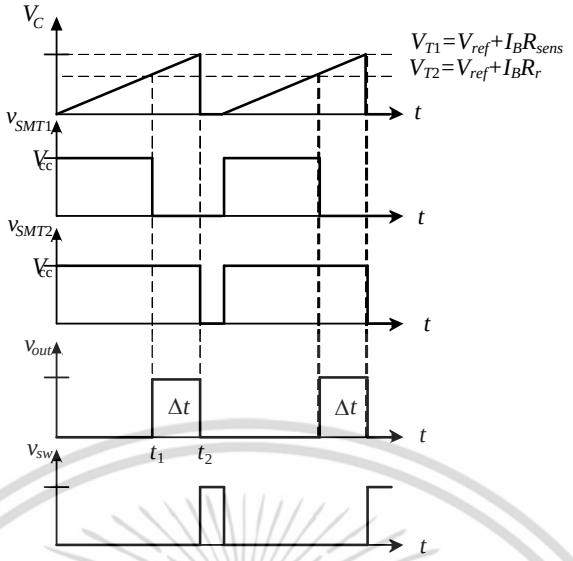
รูปที่ 3.11 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์

ลักษณะสมบัติการส่งถ่ายของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 วงจรชมิตต์ทริกเกอร์ SMT_2 ประกอบไปด้วย วงจรเปรียบเทียบแรงดัน Comp$_2$ วงจรขยายค่าความนำ OTA$_2$ แรงดันอ้างอิง V_{ref} และตัวต้านทาน R_{sens} แทนเซนเซอร์แบบความต้านทาน วงจรชมิตต์ทริกเกอร์ SMT_1 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน Comp$_1$ วงจรขยายค่าความนำ OTA$_1$ แรงดันอ้างอิง V_R และตัวต้านทานอ้างอิง R_r ซึ่งกำหนดค่าความต้านทานเท่ากับค่าความต้านทานเริ่มต้นของเซนเซอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันเทรสโฮลด์ v_{SMT1} มีความสัมพันธ์อย่างเป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทาน R_{sens} ในขณะที่แรงดันเทรสโฮลด์ v_{SMT2} มีค่าความสัมพันธ์อย่างเป็นสัดส่วนกับค่าความต้านทานอ้างอิง R_r



รูปที่ 3.12 ลักษณะสมบัติการส่งถ่ายของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์

จากรูปที่ 3.13 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ เมื่อค่าความต้านทาน R_{sens} มีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าค่าความต้านทาน R_r สมมติให้วงจรชมิตต์ทริกเกอร์ SMT_1 และ SMT_2 ทำงานที่ช่วงอิ่มตัวด้านบวก V_{CC} สวิตช์ SW อยู่ในตำแหน่งปิด วงจรจะทำการคายค่าเก็บประจุของตัวเก็บประจุ C กำหนดค่าแรงดันอินพุตของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ V_C มีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อสวิตช์ SW อยู่ในตำแหน่งเปิด กระแส I_R จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ แรงดัน V_C จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นด้วย I_R/C เมื่อแรงดัน V_C เพิ่มขึ้นถึงค่าแรงดันเทรสโฮลด์ของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ SMT_1 ซึ่งมีค่าแรงดันเท่ากับ V_{T1} เอาต์พุตของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ v_{SMT1} จะลดลงมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้เอาต์พุต v_{out} ของ XOR อยู่ในสถานะ High โดยช่วงเวลา t_1 ที่ v_{SMT1} คงค่า V_{CC} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$t_1 = \frac{C}{I_R}\left(V_{ref} + I_B R_r\right) \tag{3.46}$$

เมื่อ V_C มีค่าเท่ากับแรงดันเทรสโฮลด์ของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ v_{SMT2} มีค่าเท่ากับศูนย์ แรงดัน v_{out} จะเปลี่ยนสถานะ Low เอาต์พุต v_{SW} ของ NOR มีสถานะเป็น High สวิตช์ SW จะอยู่ในตำแหน่งปิด แรงดัน V_C จะเชื่อมลงกราวด์ทำให้เอาต์พุตของวงจรชมิตต์ทริกเกอร์มีค่าเท่ากับ V_{CC} และ v_{SW} จะอยู่ในสถานะ Low สวิตช์ SW จะอยู่ในตำแหน่งเปิด โดยใช้เวลา t_2 ที่ v_{SMT2} คงค่า V_{CC} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$t_2 = \frac{C}{I_R}\left(V_{ref} + I_B R_{sens}\right) \tag{3.47}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่าความกว้างของเวลาของแรงดัน v_{out} สามารถหาได้โดย

$$\Delta t = t_2 - t_1 \tag{3.48}$$

แทนสมการ (3.46) และ (3.47) ลงในสมการที่ (3.48) จะได้

$$\Delta t = C\frac{I_B}{I_R}\left(R_{sens} - R_r\right) \tag{3.49}$$

$$\Delta t = C\frac{I_B}{I_R}\Delta R \tag{3.50}$$

จากสมการที่ (3.50) จะเห็นได้ว่าความกว้างของพัลส์มีความสัมพันธ์แปรผันตรงกับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน โดยค่าอัตราขยายการแปลงสามารถกำหนดได้ด้วยการกำหนดสัดส่วนของกระแส I_B และ I_R

3.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้เสนอวงจรต่อเชื่อมที่มีการจัดการสัญญาณเชิงเส้นสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทานเชิงเดี่ยวให้มีสัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้นต่อค่าความต้านทานที่แปรค่าไป อีกทั้งทำเสนองานวิจัยมีการชดเชยสายสัญญาณสำหรับการเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 2 สายในอดีต 2 งานวิจัย โดยงานวิจัยที่ 1 นำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ควบคุมด้วยสวิตช์เครือค่าย และงานวิจัยที่ 2 นำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้แรงดันกระแสสลับ ทั้งสองวงจรที่กล่าวไปข้างต้นอัตราขยายสามารถปรับค่าด้วยการปรับสัญญาณกระแสซึ่งยุ่งยาก และงานที่กล่าวไปข้างต้นจำเป็นใช้ไอโดดที่มีความสมพงษ์กัน

นอกจากนี้ยังมีการนำเสนอในอดีตที่แปลงค่าความต้านทานเป็นคาบเวลา 3 งานวิจัย ซึ่งแต่ละวงจรมีคุณสมบัติการทำงานที่แตกต่างกัน โดยงานวิจัยที่ 1 เป็นวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความถี่โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรบริดจ์ ส่วนงานวิจัยที่ 2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์ งานวิจัยที่ 3 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์ จากที่กล่าวมาข้างต้นงานวิจัยที่ 2 สามารถใช้ได้กับเซนเซอร์ที่มีความต้านทานสูงเนื่องจากคุณสมบัติที่ไม่เป็นอุดมคติและช่วงการทำงานของออปแอมป์ ทั้งสามวงจรต้องอาศัยการปรับแต่งค่าที่มากและมีความซับซ้อน อีกทั้งไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ จึงทำให้ไม่สะดวกเมื่อนำไปใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

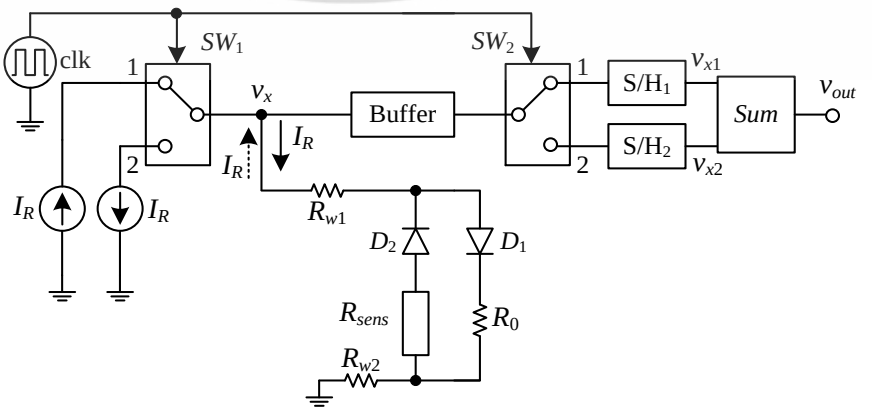
วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอ

4.1 กล่าวนำ

การวัดระยะไกลถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาในกรณีที่ภาคสนามมีสภาพแวดล้อมไม่เหมาะกับเครื่องมือวัดและผู้ปฏิบัติงาน โดยในการวัดระยะไกลสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน ค่าความต้านทานของสายสัญญาณ มีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตของเซนเซอร์ทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อน จำเป็นต้องชดเชยค่าความต้านทานของสายสัญญาณโดยใช้วิธีการเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณแบบ 3 สายและ 4 สาย ทำให้สิ้นเปลืองงบประมาณ มีการพัฒนาวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการวัดระยะไกลโดยใช้สายสัญญาณ 2 สายที่มีการชดเชยค่าความต้านทานในสาย จากการศึกษางานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอในอดีตพบว่า ได้มีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับการวัดระยะไกลที่มีการชดเชยค่าความต้านทานของสายสัญญาณโดยใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ [7] โดยอาศัยหลักการทำงานของสวิตช์ที่ควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา และวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์สำหรับการวัดระยะไกลโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับ [8] ทั้ง 2 งานวิจัยที่นำเสนอจำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพงษ์กัน

ในบทนี้จะนำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่มีการชดเชยค่าความต้านทานของสายสัญญาณสำหรับการเชื่อมต่อโดยใช้สายสัญญาณ 2 สาย โดยที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นต่อค่าความต้านทานที่แปรค่าไป และอัตราขยายของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่ใช้

4.2 แนวคิดในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ

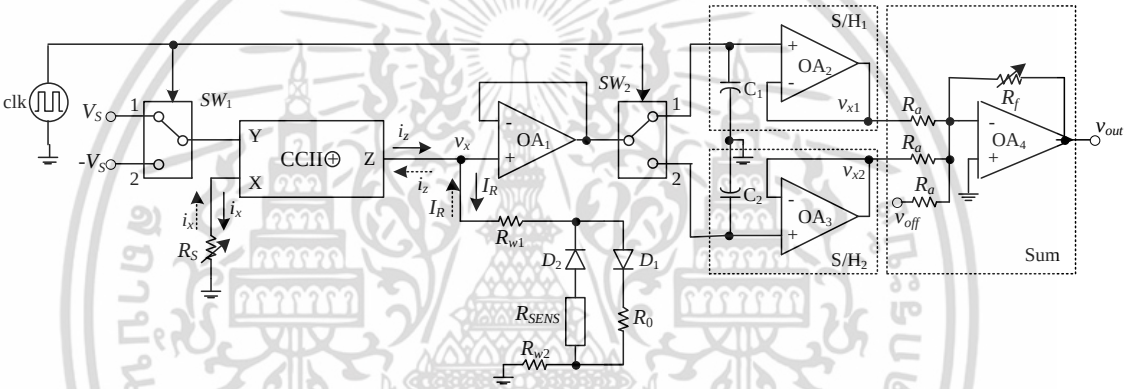


รูปที่ 4.1 หลักการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 สวิตช์ SW_1 และ SW_2 จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา โดย SW_1 จะทำหน้าที่ควบคุมทิศทางการไหลของกระแส I_R ซึ่งไหลผ่านส่วนตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทานซึ่งประกอบไปด้วยสายสัญญาณ R_{w1} และ R_{w2} ไดโอด D_1 และ D_2 ตัวต้านทานอ้างอิง R_0 และเซนเซอร์แบบตัวต้านทาน R_{sens} ทำให้เกิดแรงดัน v_x ตกคร่อมส่วนตรวจวัด ส่วนบัฟเฟอร์ถูกควบคุมด้วยสวิตช์ SW_2 ซึ่งควบคุมการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า (sample and hold) S/H_1 และ S/H_2 โดยสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอเกิดจากรวมสัญญาณแรงดัน v_{x1} และ v_{x2} ของวงจรสุ่มและคงค่า S/H_1 และ S/H_2 ตามลำดับ

4.3 รายละเอียดในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 4.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบระยะไกลที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.2 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบระยะไกลที่นำเสนอประกอบไปด้วยการทำงานย่อยทั้งหมดสามส่วน คือ ส่วนแรกวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมทิศทางการไหลของกระแส I_R ด้วย SW_1 ส่วนที่สองวงจรสุ่มและคงค่า ซึ่งทำหน้าที่คงค่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรบัฟเฟอร์ และส่วนที่สามวงจรรวมสัญญาณ (summing amplifier) ซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสุ่มและคงค่า โดยรายละเอียดในการออกแบบวงจรในแต่ล่ะส่วนจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

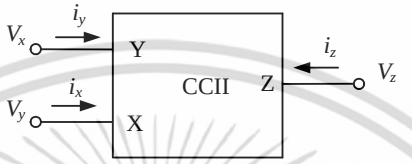
4.3.1 ส่วนวงจรย่อยที่ 1

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง เป็นอุปกรณ์ที่ถูกออกแบบให้สามารถรับอินพุตที่เป็นทั้งแรงดันและกระแส โดยโครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 4.3 โดยที่พอร์ต Y มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง เหมาะสำหรับอินพุตที่เป็นสัญญาณแรงดัน ส่วนพอร์ต X มีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เหมาะสำหรับอินพุตที่เป็นสัญญาณกระแส และที่พอร์ต Z มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งให้เอาต์พุตที่เป็นสัญญาณกระแส คุณสมบัติทางอุดมคติของวงจรสายพานกระแสกระแสรุ่นที่สองชนิดบวก สามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{4.1}$$



รูปที่ 4.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

จากสมการที่ (4.1) แรงดันอินพุต V_S ซึ่งถูกควบคุมด้วยสวิตช์ SW_1 ที่พอร์ต Y ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งแรงดันอินพุต V_S ที่พอร์ต Y จะถูกส่งผ่านแรงดันมายังแรงดัน V_x ที่พอร์ต X โดยแรงดันอินพุต V_S จะถูกแปลงเป็นกระแส i_x ด้วยตัวต้านทาน R_S โดยสัญญาณกระแส i_x จะถูกส่งผ่านกระแสมายังพอร์ต Z ซึ่งทิศทางการไหลของกระแสของพอร์ต Z และพอร์ต X มีทิศทางเดียวกัน สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$i_z = i_x = \pm \frac{V_S}{R_S} \tag{4.2}$$

เมื่อกระแส I_R คือกระแส i_z ที่พอร์ต Z ที่ไหลผ่านส่วนตรวจจับเซนเซอร์แบบความต้านทาน สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$I_R = \begin{cases} \dfrac{V_S}{R_S} & \text{เมื่อ } SW_1=1 \\ -\dfrac{V_S}{R_S} & \text{เมื่อ } SW_1=2 \end{cases} \tag{4.3}$$

จากสมการที่ (4.3) ในกรณีที่สวิตช์ SW_1 อยู่ในตำแหน่งที่ 1 แรงดัน V_S จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตขา Y ของวงจรสายพานรุ่นที่สอง ทิศทางการไหลของกระแส I_R จะไหลออกจากพอร์ต Z ผ่านสายสัญญาณ R_{w1} ไดโอด D_1 อยู่ในสภาวะนำกระแสทำให้กระแส I_R ไหลผ่านตัวต้านอ้างอิง R_0 และสายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_{w2} ไหลลงกราวด์ สามารถพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมส่วนตรวจจับเซนเซอร์แบบความต้านทานได้ดังนี้

$$v_{x1} = I_R \left(R_{w1} + R_0 + R_{w2} \right) + v_{D1} \tag{4.4}$$

เมื่อ v_{D1} คือค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด D_1

จากสมการที่ (4.3) ในกรณีที่สวิตช์ SW_1 อยู่ในตำแหน่งที่ 2 แรงดัน $-V_S$ จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตขา Y ของวงจรสายพานรุ่นที่สอง ทิศทางการไหลของกระแส I_R จะไหลจากกราวด์ผ่านสายสัญญาณ R_{w2} เซนเซอร์แบบความต้านทาน R_{sens} ไดโอด D_2 อยู่ในสภาวะนำกระแสทำให้กระแสผ่านสายสัญญาณ R_{w1} ไหลเข้าพอร์ต Z สามารถพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมส่วนตรวจจับเซนเซอร์แบบความต้านทานได้ดังนี้

$$v_{x2} = -I_R \left(R_{w1} + R_{SENS} + R_{w2} \right) - v_{D2} \tag{4.5}$$

เมื่อ v_{D2} คือค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด D_2

4.3.1 ส่วนวงจรย่อยที่ 2

ส่วนการทำงานที่สองจะประกอบไปด้วย วงจรบัฟเฟอร์ OA_1 ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์ซึ่งมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงเหมาะสำหรับอินพุตที่เป็นสัญญาณแรงดัน โดยแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัฟเฟอร์จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต v_x ที่ตกคร่อมส่วนตรวจจับ และวงจรสุ่มและคงค่า S/H_1 และ S/H_2 ประกอบด้วยออปแอมป์ OA_2 ตัวเก็บประจุ C_1 และ ออปแอมป์ OA_3 ตัวเก็บประจุ C_2 ตามลำดับ เมื่อสวิตช์ SW_2 อยู่ในตำแหน่งที่ 1 แรงดันเอาต์พุตของวงจรบัฟเฟอร์ v_{x1} จะถูกส่งไปยังวงจรสุ่มและคงค่า S/H_1 และเมื่อ SW_2 อยู่ในตำแหน่งที่ 2 แรงดันเอาต์พุตของวงจรบัฟเฟอร์ v_{x2} จะถูกส่งไปยังวงจรสุ่มและคงค่า S/H_2

4.3.1 ส่วนวงจรย่อยที่ 3

วงจรรวมสัญญาณ OA_4 ซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสุ่มและคงค่า โดยแรงดัน v_{x1} และ v_{x2} คือแรงดันเอาต์พุตของวงจรสุ่มและคงค่า S/H_1 และ S/H_2 ตามลำดับ สามารถเขียนอธิบายสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอได้ดังนี้

$$v_{out} = -A_V \left(v_{x1} + v_{x2} + v_{off} \right) \tag{4.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ v_{off} คือแรงดันไฟตรงที่ช่วยในการลดผลของค่าความผิดพลาดที่เกิดจากแรงดันออฟเซต และอัตราขยาย A_V ของวงจรรวมสัญญาณ คืออัตราส่วนระหว่างตัวต้านทาน R_f และ R_a จะได้

$$v_{out} = -\frac{R_f}{R_a}\left(v_{x1} + v_{x2} + v_{off}\right) \tag{4.7}$$

แทนสมการ (4.4) และ (4.5) ลงในสมการ (4.7) จะได้

$$v_{out} = \frac{R_f}{R_a}\left[\left(R_{sens} - R_0\right)I_R + \left(v_{D2} - v_{D1} - v_{off}\right)\right] \tag{4.8}$$

จากสมการที่ (4.8) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานของสายสัญญาณ R_{w1} และ R_{w2} จะถูกชดเชยไป ในกรณีที่ไดโอด D_1 และ D_2 มีค่าสมพงษ์กัน แรงดันที่ตกคร่อม v_{D1} และ v_{D2} จะมีค่าเท่ากัน ทำให้ผลต่างระหว่าง v_{D1} และ v_{D2} จะมีค่าเท่ากับศูนย์ แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะได้ว่า

$$v_{out} = \pm(\Delta R)A_V I_R \tag{4.9}$$

จากสมการที่ (4.9) แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานของสายสัญญาณ R_{w1} และ R_{w2} ไม่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ที่นำเสนอซึ่งความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไป นอกจากนั้นอัตราขยาย A_V ยังสามารถปรับเปลี่ยนค่าให้เหมาะสมกับช่วงแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการได้ โดยการปรับอัตราส่วนระหว่างตัวต้านทาน R_f และ R_a

4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

จากการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดจากการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอในรูปที่ 4.2 ในส่วนวงจรย่อยที่ 1 โดยพิจารณาความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่นำมาใช้งานอันเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต Y ไปยังพอร์ต X (ε_1) และความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต X มายังพอร์ต Z (ε_2) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$V_x = (1 - \varepsilon_1)V_y \tag{4.10}$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_z = (1-\varepsilon_2) i_x \tag{4.11}$$

จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจะได้

$$i_x = \frac{V_x}{R_S} \tag{4.12}$$

จากสมการที่ (4.10) ถึง (4.12) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ใหม่เป็น

$$i_z = (1-\varepsilon_2)(1-\varepsilon_1)\frac{V_S}{R_S} \tag{4.13}$$

เมื่อกระแส I_R คือกระแส i_z ที่พอร์ต Z จะได้ว่า

$$I_R = i_z = (1-\varepsilon_1-\varepsilon_2+\varepsilon_1\varepsilon_2)\frac{V_S}{R_S} \tag{4.14}$$

แทนสมการที่ (4.14) ลงในสมการที่ (4.9) สามารถเขียนในอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อระยะไกลที่นำเสนอได้เป็น

$$E = (\varepsilon_1+\varepsilon_2-\varepsilon_1\varepsilon_2)\times 100\% \tag{4.15}$$

4.5 การทดสอบและผลการทดสอบของวงจรเชื่อมต่อแบบระยะไกลที่นำเสนอ

เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเชื่อมต่อแบบระยะไกลที่นำเสนอ ได้ทำการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริงตามหลักการในรูปที่ 4.1 โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบแสดงดังตารางที่ 4.1 และตั้งค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

อุปกรณ์	เบอร์
สวิตช์ SW_1,SW_2	CD4053
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง	AD844/AD
ไดโอด D_1,D_2	1N4148
ออปแอมป์ OA_1-OA_4	LF351

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้ในการทดสอบ
V_S	±5V
R_0	500Ω
I_R	1mA
C_1, C_2	10nF
clk	1kHz
A_V	8
v_{off}	0

4.5.1 ผลการทำงานของวงจร

ในการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อแบบระยะไกลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทำการเลียนแบบค่าความต้านทานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน R_{sens} เบอร์ PT1000 ซึ่งมีการแปรค่าอุณหภูมิที่ตรวจวัดได้ โดยการใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ โดยแปรค่าในช่วง 100Ω ถึง 1kΩ โดยค่าความต้านทานเริ่มต้น R_0 กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 500Ω โดยการเชื่อมต่อด้วยสายสัญญาณ 2 เส้น กำหนดค่าความต้านทานสาย R_{w1} + R_{w2} ให้มีค่าต่างๆ จำนวน 4 กรณีด้วยกัน ผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.3

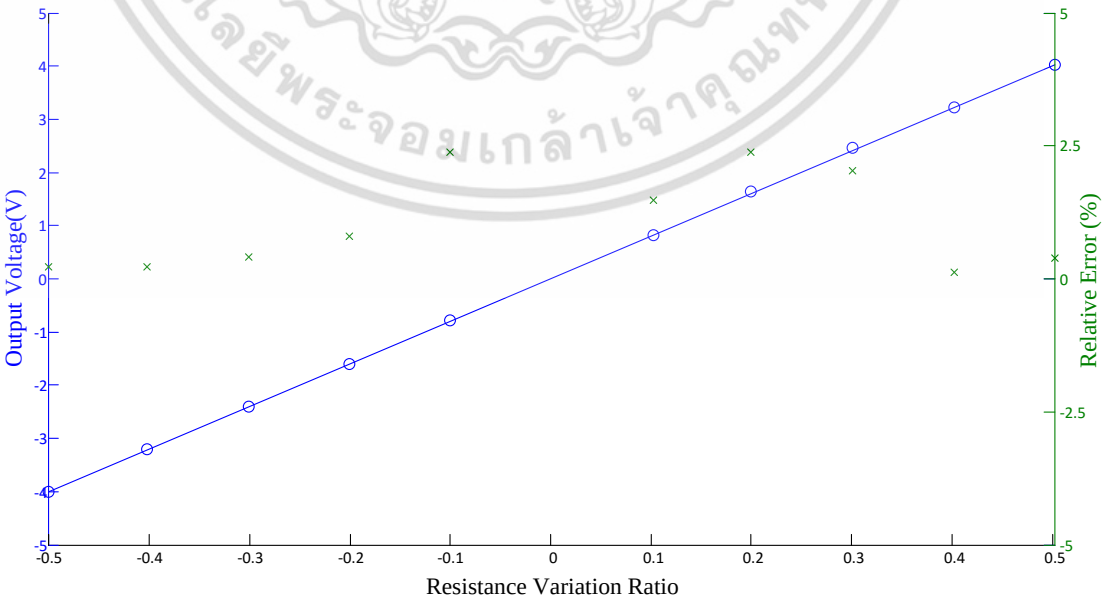
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ตารางผลที่ได้จากการทดลอง

ΔR	v_{out} ที่คำนวณได้ (mV)	v_{out} ที่วัดได้ (mV)				ค่าความผิดพลาดที่สูงที่สุด (%)
		กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3	กรณีที่ 4	
-501	-4008	-3999	-3995	-4023	-4021	-0.37
-402	-3216	-3209	-3203	-3232	-3239	-0.71
-301	-2408	-2398	-2398	-2432	-2431	-0.99
-201	-1608	-1595	-1594	-1622	-1625	-1.05
-100	-800	-781	-774	-813	-815	3.25
102	816	828	795	807	802	2.57
200	1600	1638	1639	1623	1606	2.43
301	2408	2457	2445	2428	2418	2.03
402	3216	3220	3256	3234	3230	1.24
502	4016	4032	4047	4034	4034	0.77

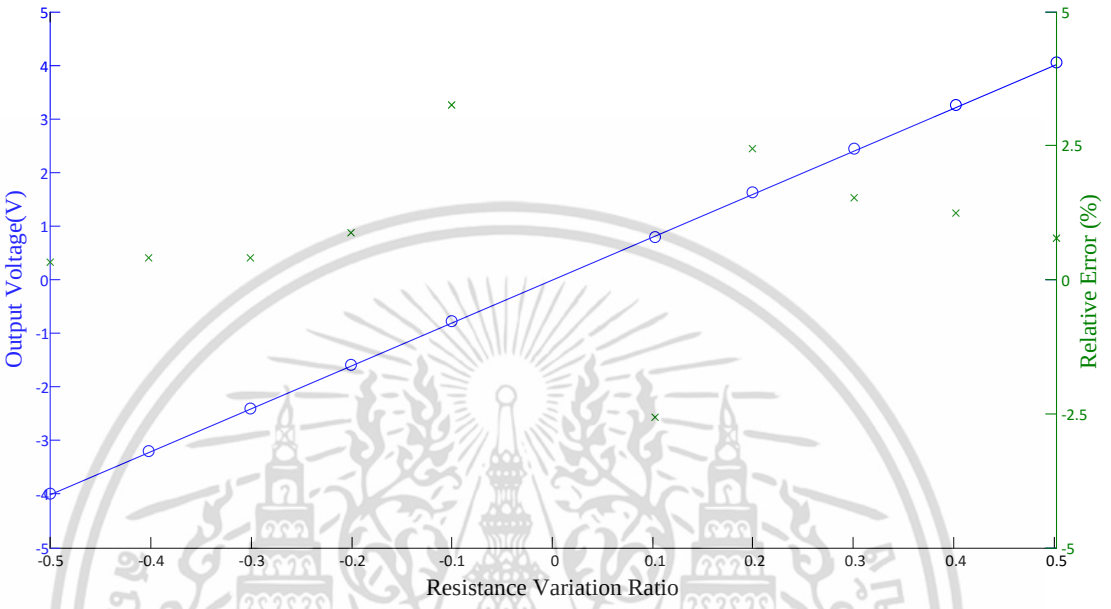
หมายเหตุ กรณีที่ 1 : $R_{w1}+R_{w2} = 0\Omega$ กรณีที่ 2 : $R_{w1}+R_{w2} = 5.134\Omega$

กรณีที่ 3 : $R_{w1}+R_{w2} = 25.67\Omega$ กรณีที่ 4 : $R_{w1}+R_{w2} = 51.34\Omega$

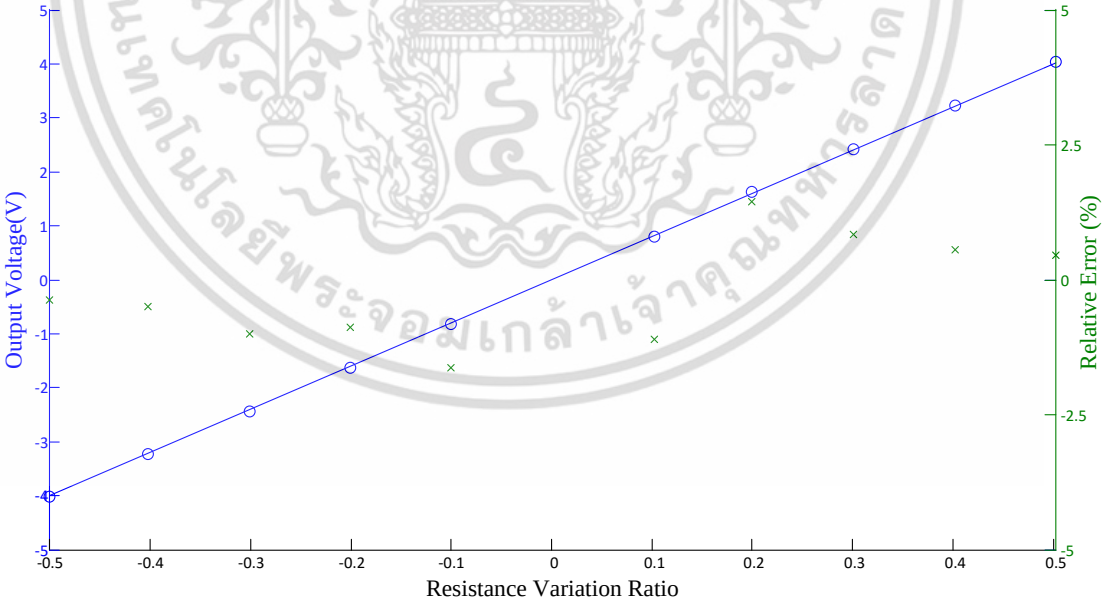


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

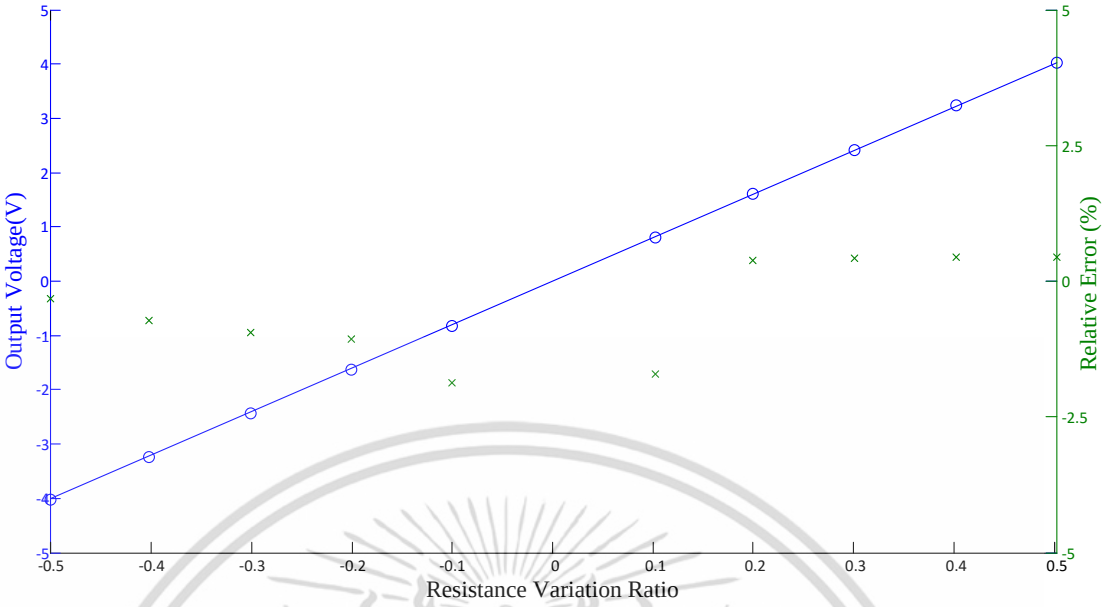


(ข)



(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง)

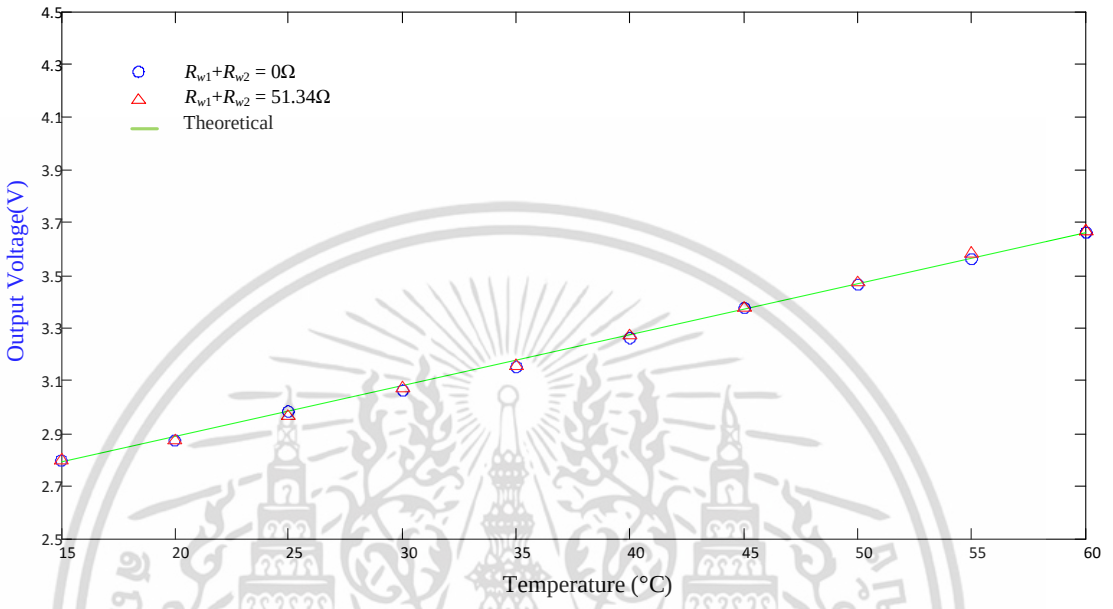
รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง v_{out} ที่วัดได้กับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไป
(ก) ค่าความต้านทานสาย R_{w1}+R_{w2} มีค่าเท่ากับ 0Ω
(ข) ค่าความต้านทานสาย R_{w1}+R_{w2} มีค่าเท่ากับ 5.134Ω
(ค) ค่าความต้านทานสาย R_{w1}+R_{w2} มีค่าเท่ากับ 25.67Ω
(ง) ค่าความต้านทานสาย R_{w1}+R_{w2} มีค่าเท่ากับ 51.34Ω

รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้กับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปที่ ΔR มีค่าตั้งแต่ -500Ω ถึง 500Ω และค่าความต้านทานของสายสัญญาณ R_{w1}+R_{w2} ที่ต่างกันจำนวน 4 ค่าคือ 0Ω, 5.134Ω, 25.67Ω และ 51.34Ω จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จากการทดลองมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดไม่เกิน 3.5% แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานของสายสัญญาณไม่มีผลต่อค่าความต้านทานที่ตรวจวัด

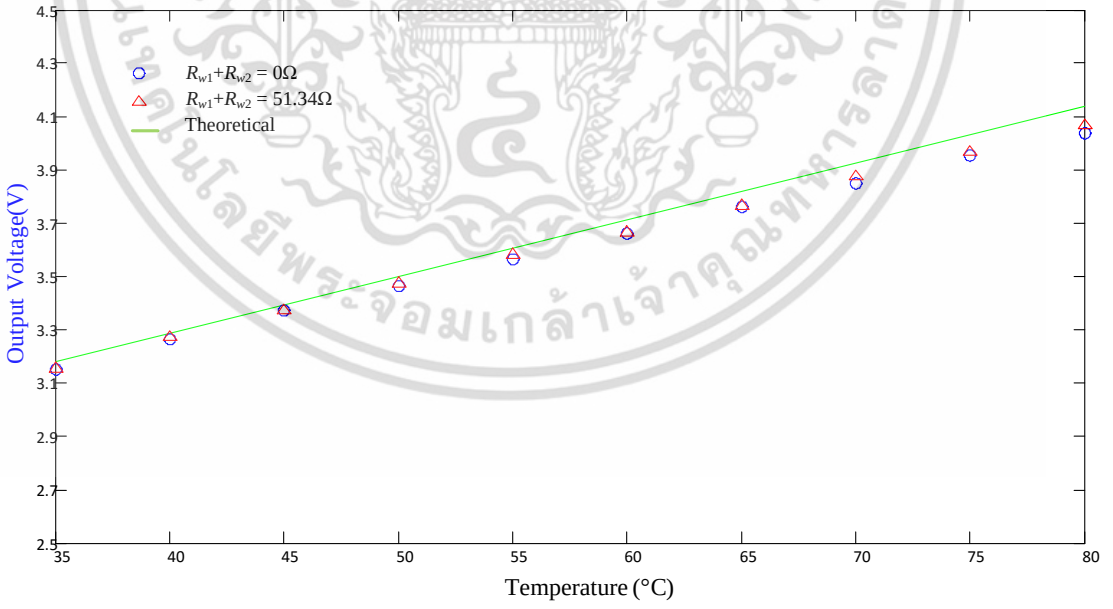
4.5.2 ผลการประยุกต์ใช้งานจริงของวงจรกับเซนเซอร์ RTD

ในการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทำการทดสอบโดยเชื่อมต่อเซนเซอร์ RTD เบอร์ PT1000 ทำการตรวจวัดอุณหภูมิของน้ำในช่วง 15°C ถึง 100°C โดยกำหนดให้ค่าความต้านทานของสายสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0Ω และ 51.34Ω และกำหนดอัตราขยายของวงจร A_V มีค่าเท่ากับ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

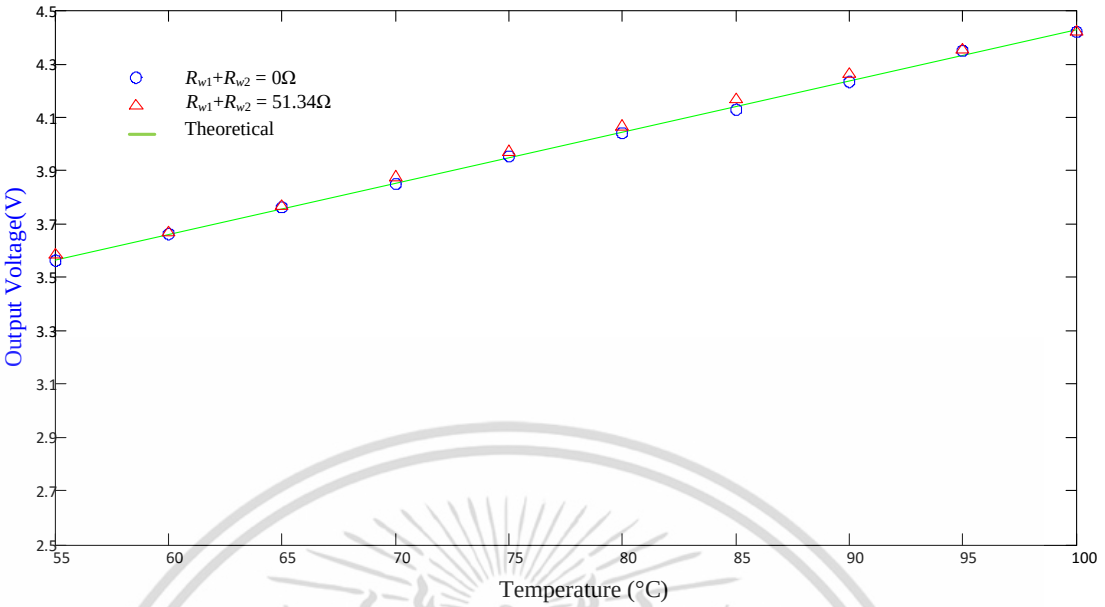


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง v_{out} และอุณหภูมิที่ตรวจวัดในช่วง 15°C ถึง100°C
(ก) อุณหภูมิ 15°C ถึง 60°C
(ข) อุณหภูมิ 35°C ถึง 80°C
(ค) อุณหภูมิ 55°C ถึง 100°C

จากรูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้กับอุณหภูมิที่ตรวจวัดในช่วง 15°C ถึง 100°C และค่าความต้านทานของสายสัญญาณ $R_{w1}+R_{w2}$ ที่ต่างกันจำนวน 2 ค่าคือ 0Ω และ 51.34Ω จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จากการทดลองมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานของสายสัญญาณไม่มีผลต่อค่าความต้านทานที่ตรวจวัด

4.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกล โดยใช้การเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยใช้สายสัญญาณ 2 สาย ค่าความต้านทานของสายสัญญาณสามารถชดเชยได้ด้วยเทคนิคที่นำเสนอ ทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริงและการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์ RTD ซึ่งผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ระยะไกล มีค่าเป็นเชิงเส้นและไม่มีผลต่อค่าความต้านทานของสายสัญญาณ ซึ่งเป็นไปในทางเดียวกันกับค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ

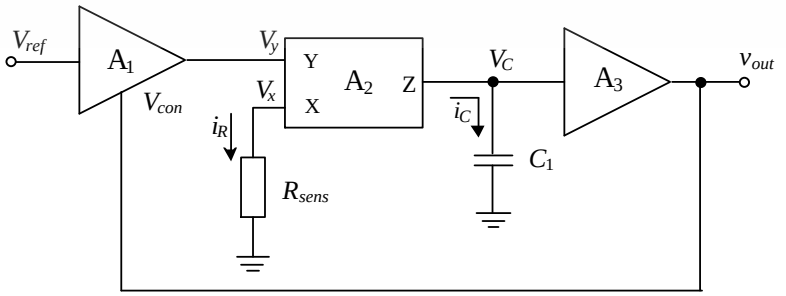
5.1 กล่าวนำ

จากศึกษางานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอในอดีต พบว่าการออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาในอดีตที่ผ่านมาอาศัยการออกโดยออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลักทำงานในโหมดแรงดัน โดยเชื่อมต่อเซนเซอร์ด้วยวงจรวีตสโตนบริดจ์ [10] ทำให้มีผลของแรงดันออฟเซต และมีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้ออบแอมป์ [11] เชื่อมต่อโดยใช้เซนเซอร์เพียงตัวเดียว ซึ่งไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และได้มีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นความกว้างของพัลส์ [12] โดยอาศัยวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยการปรับสัญญาณกระแส

ในบทที่ 4 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานระยะไกลที่นำเสนอ ซึ่งวงจรที่นำเสนออาศัยหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง [17] ที่ควบคุมทิศทางการไหลของกระแสด้วยแรงดันอินพุต นำหลักการดังกล่าวมาพัฒนาวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา คาบเวลาเอาต์พุตของวงจรจะมีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่วัดได้ และสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยแรงดันอ้างอิง

5.2 แนวคิดในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ

หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 หลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

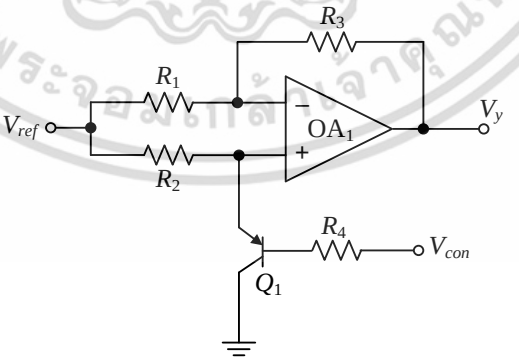
จากรูปที่ 5.1 ส่วนการทำงาน A_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส (inverting/noninverting amplifier) ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ถูกควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณควบคุม V_{con} ส่วนการทำงาน A_2 ทำหน้าที่ปรับพันธ์สัญญาณเอาต์พุตจากส่วนการทำงาน A_1 โดยแรงดันจะถูกแปลงเป็นสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ และส่วนการทำงาน A_3 จะทำหน้าที่เปรียบแรงดัน V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งแรงดันเทรสโฮลด์ของส่วนการทำงาน A_3 ถูกควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณเอาต์พุตของส่วนการทำงาน A_3 โดยรายละเอียดในการออกแบบวงจรในแต่ละส่วนจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

5.3 รายละเอียดในการออกแบบวงจร

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอประกอบไปด้วยการทำงานย่อยทั้งหมดสามส่วน คือ วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส วงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง (window comparator) โดยการทำงานของวงจรในแต่ละส่วนจะอธิบายในหัวข้อถัดไปดังนี้

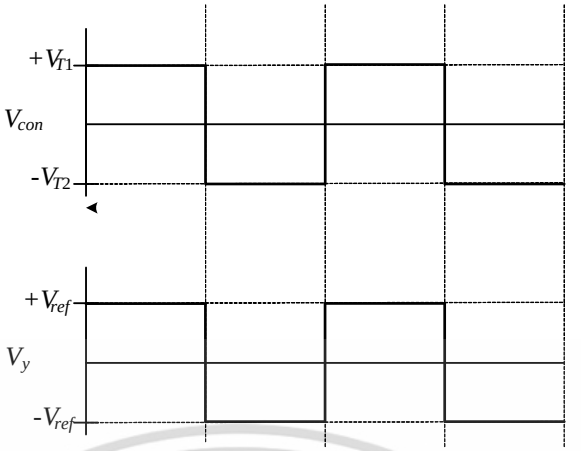
5.3.1 ส่วนวงจรย่อยที่ 1

ส่วนการทำงาน A_1 คือ วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟสสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 5.2 โดยวงจรประกอบไปด้วย ออปแอมป์ OA_1 ตัวต้านทาน R_1-R_3 ซึ่งกำหนดให้มีขนาดเท่ากัน ทำให้วงจรมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง และทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งควบคุมการทำงานของวงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟสโดยสัญญาณควบคุม V_{con}



รูปที่ 5.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



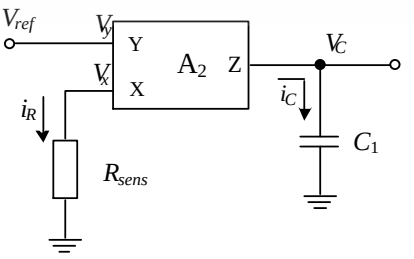
รูปที่ 5.3 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายกลับเฟส/ไม่กลับเฟส

การทำงานของวงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟสในหลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อสัญญาณควบคุม V_{con} มีค่าเท่ากับ $+V_{T1}$ ทรานซิสเตอร์ Q_1 ไม่ทำงาน วงจรจะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_y มีค่าเท่ากับแรงดัน $+V_{ref}$ และเมื่อสัญญาณควบคุม V_{con} มีค่าเท่ากับ $-V_{T2}$ ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงาน วงจรจะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_y มีค่าเท่ากับแรงดัน $-V_{ref}$ สัญญาณเอาต์พุต V_y ของจะถูกส่งต่อไปยังวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองเพื่อทำการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานในส่วนต่อไป

5.3.2 ส่วนวงจรย่อยที่ 2

จากหัวข้อที่ 4.3.1 ซึ่งได้กล่าวถึงหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง โดยมีสมการความสัมพันธ์ในรูปเมตริกซ์ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{5.1}$$



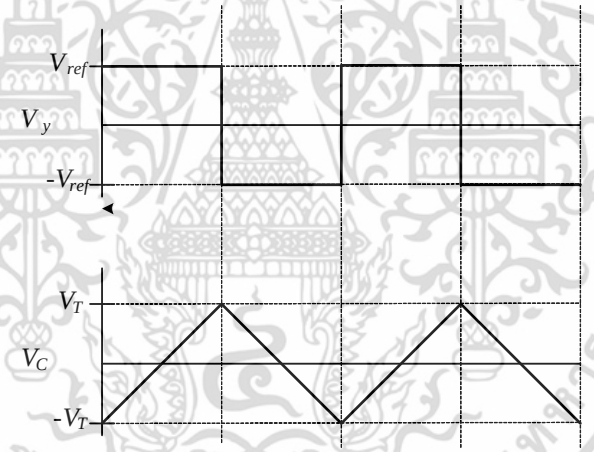
รูปที่ 5.4 วงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการทำงาน A_2 คือ วงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวก เซนเซอร์แบบความต้านทาน R_{sens} และตัวเก็บประจุ C_1 โดยเอาต์พุตของวงจรจะเป็นสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ สัญญาณแรงดัน V_y จะถูกส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต Y มายังพอร์ต X ทำให้แรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ V_y แรงดัน V_x จะถูกแปลงเป็นกระแส i_R ที่มีทิศทางการไหลของกระแสที่เข้าหรือออกจากพอร์ต X ด้วยค่าความต้านทาน R_{sens} ซึ่งเป็นค่าความต้านทานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$i_R = \frac{V_x}{R_{sens}} \tag{5.2}$$

จากสมการที่ (5.2) กระแส i_R จากพอร์ต X จะถูกส่งผ่านไปยังกระแส i_C ที่พอร์ต Z โดยมีทิศทางการไหลของกระแสที่เข้าหรือออกจากพอร์ต Z เป็นทิศทางเดียวกัน



รูปที่ 5.5 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

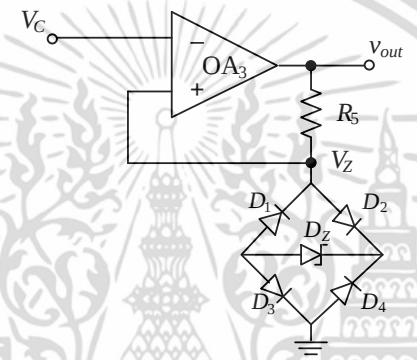
การทำงานของวงจรอินทิเกรตโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองในหลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อแรงดัน V_y ที่พอร์ต Y มีค่าเท่ากับ V_{ref} จะมีการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต Y ไปยังพอร์ต X ทำให้แรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ V_{ref} แรงดันที่พอร์ต X จะถูกแปลงเป็นกระแส i_R ที่มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากพอร์ต X กระแส i_R จากพอร์ต X จะถูกส่งผ่านกระแส i_C ที่พอร์ต Z โดยกระแส i_C จะมีทิศทางการไหลออกจากพอร์ต Z ผ่านตัวเก็บประจุ C_1 ทำให้แรงดัน V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อแรงดัน V_y ที่พอร์ต Y มีค่าเท่ากับ $-V_{ref}$ จะมีการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต Y ไปยังพอร์ต X ทำให้แรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ $-V_{ref}$ แรงดันที่พอร์ต X จะถูกแปลงเป็นกระแส i_R ที่มีทิศทางการไหลของกระแสเข้าพอร์ต X กระแส i_R จากพอร์ต X จะถูกส่งผ่านกระแส i_C ที่พอร์ท Z โดยกระแส i_C จะมีทิศทางการไหลเข้าพอร์ต Z ตัวเก็บประจุ C_1 จะเกิดการคายประจุ ทำให้แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

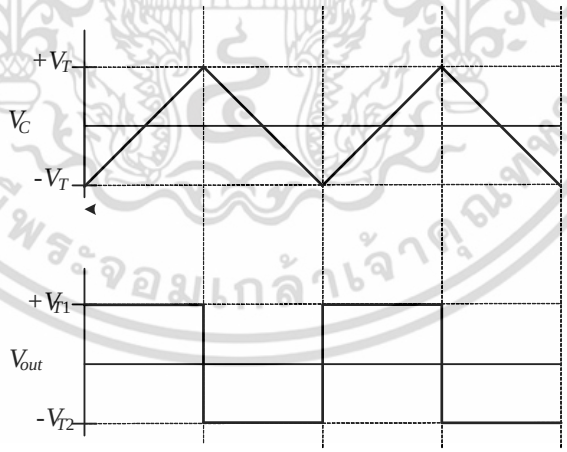
V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าลดลง โดยกราฟสัญญาณของแรงดัน V_y และแรงดัน V_C แสดงได้ดังรูปที่ 5.5

5.3.3 ส่วนวงจรย่อยที่ 3

ส่วนการทำงาน A_3 คือ วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่างสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 5.6 วงจรจะประกอบด้วยออปแอมป์ OA_3 ไดโอด D_1-D_4 และซีเนอร์ไดโอด D_Z ทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C ของวงจรอินทิเกรตกับแรงดันเทรสโฮลด์ โดยเอาต์พุตของวงจรจะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ



รูปที่ 5.6 วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง



รูปที่ 5.7 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง

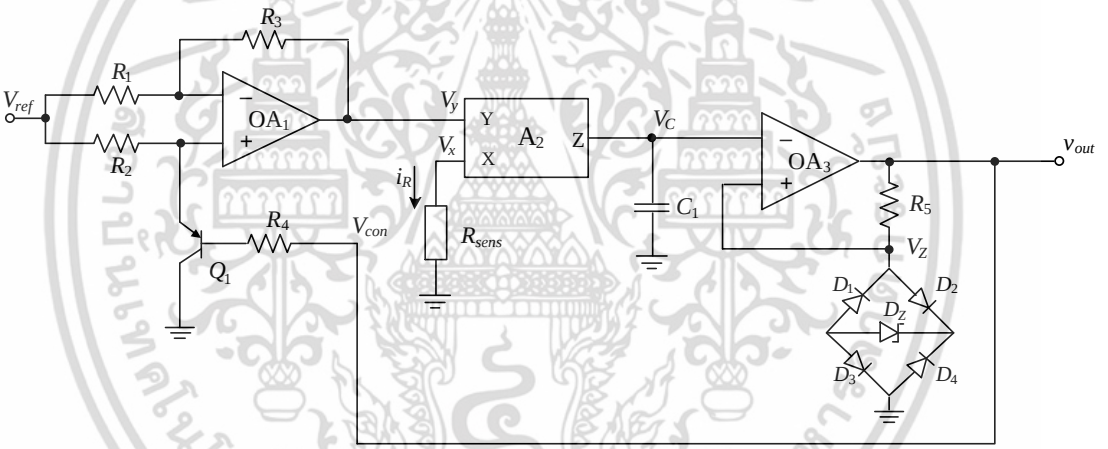
การทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่างในหลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำหน้าที่รับสัญญาณแรงดัน V_C มาทำการเปรียบเทียบกับแรงดันเทรสโฮลด์ V_T ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดัน V_Z ซึ่งถูกกำหนดด้วยแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดมีค่าเท่ากับ V_{DZ}+2V_D เมื่อ V_{DZ} และ V_D คือแรงดันซีเนอร์ของซีเนอร์ไดโอด D_Z และแรงดันตกคร่อมไดโอด ตามลำดับ เมื่อแรงดัน v_{out}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรเป็นสภาวะ “High” แรงดัน V_Z จะมีค่าเท่ากับ $+V_T$ เมื่อแรงดัน V_C มีค่ามากกว่าแรงดัน $+V_T$ แรงดันเอาต์พุต v_{out} จะเปลี่ยนสภาวะเป็น “Low” แรงดัน V_Z จะเท่ากับ $-V_T$ เมื่อแรงดัน V_C มีค่าน้อยกว่าแรงดัน $-V_T$ แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนสภาวะเป็น “High”

5.3.4 การทำงานของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอ

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยหลักการพฤติกรรมของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่ออกแบบแบ่งส่วนการทำงานออกเป็น 3 ส่วน คือ วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง ดังที่ได้อธิบายการทำงานทั้งสามส่วนไปแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา การทำงานของวงจรที่นำเสนอสามารถอธิบายได้ดังนี้

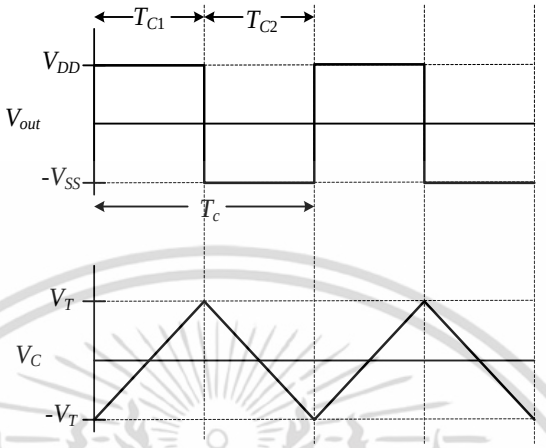


รูปที่ 5.8 วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ

วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส OA_1 จะควบคุมอัตราขยายให้เป็น 1 และ -1 เมื่อสัญญาณควบคุม V_{con} มีสภาวะ “High” และ “Low” ตามลำดับ เมื่อสัญญาณควบคุม V_{con} เป็นสภาวะ “High” OA_1 จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส ทำให้แรงดัน V_y มีค่าเท่ากับ V_{ref} จากนั้นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง A_2 จะส่งผ่านแรงดัน V_y ที่พอร์ต Y ทำให้แรงดัน V_x มีค่าเท่ากับ V_{ref} แรงดันที่พอร์ต X จะถูกแปลงเป็นกระแส i_R ด้วยเซนเซอร์แบบความต้านทาน R_{sens} ที่มีทิศทางการไหลของกระแสออกจากพอร์ต X กระแส i_R จากพอร์ต X จะถูกส่งผ่านกระแส i_C ที่พอร์ท Z โดยกระแส i_C จะมีทิศทางการไหลออกจากพอร์ต Z ผ่านตัวเก็บประจุ C_1 ทำให้แรงดัน V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_C = \int_0^{t_1} \frac{i_R}{C_1} d\tau + V_C(0) = \int_0^{t_1} \frac{V_{ref}}{C_1 R_{sens}} d\tau + V_C(0) \tag{5.3}$$



รูปที่ 5. 9 กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา

เมื่อ $V_C(0)$ คือแรงดันเริ่มต้น OA_3 ทำหน้าที่เปรียบเทียบระหว่างแรงดัน V_C กับแรงดันเทรสโฮลด์V_T ถ้าแรงดัน V_C มากกว่าแรงดัน V_{T1} จะทำให้แรงดันเอาต์พุต v_{out} เปลี่ยนจากสภาวะ “High” เป็นสภาวะ “Low” ในขณะเดียวกัน OA_1 ก็จะเปลี่ยนหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟสอัตราขยายหนึ่งหน่วย ทำให้แรงดัน V_y เท่ากับ $-V_{ref}$ และกระแส i_C ที่พอร์ต Z ของ A_2 เปลี่ยนเป็นทิศทางตรงกันข้าม ทำให้แรงดัน V_C ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ลดลง และเมื่อแรงดัน V_C ลดลงไปถึงแรงดันเทรสโฮลด์ $-V_{T2}$ แรงดันเอาต์พุตของ OA_3 จะเปลี่ยนจากสภาวะ “Low” เป็นสภาวะ “High” เกิดการทำงานสับเปลี่ยน เมื่อขนาดแรงดันเทรสโฮลด์ V_{T1} และ V_{T2} ของ OA_3 ถูกกำหนดให้เท่ากับ $|V_{T1}| = |V_{T2}| = |V_T|$ ทำให้ช่วงเวลาขึ้นและช่วงเวลาลงสมมาตร กราฟสัญญาณที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาแสดงในรูปที่ 5.9 ช่วงเวลาขึ้น (rising time) T_{C1} และช่วงเวลาลง (falling time) T_{C2} สามารถพิจารณาได้จากสมการดังนี้

$$V_C(T_i) = \frac{V_{ref}}{C_1 R_{sens}} T_i - V_C(0) \tag{5.4}$$

ณ จุดที่ $V_C(T_{C1})$ เท่ากับ V_T ช่วงเวลาขึ้น T_{C1} สามารถเขียนสมการได้เป็นดังนี้

$$T_{C1} = \frac{2V_T}{V_{ref}} C_1 R_{sens} \tag{5.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกันช่วงเวลาลง T_{C2} จะได้สมการดังนี้

$$T_{C2} = \left|\frac{2V_T}{V_{ref}}\right| C_1 R_{sens} \tag{5.6}$$

ดังนั้นคาบของการออสซิลเลต T_C จะได้ว่า

$$T_C = T_{C1} + T_{C2} = \frac{4V_T}{V_{ref}} C_1 R_{sens} \tag{5.7}$$

จากสมการที่ (5.7) สามารถพิจารณาเป็นความถี่ได้และความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานที่วัดได้สามารถเขียนได้ดังนี้

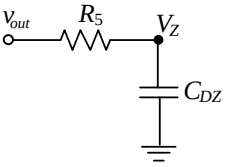
$$R_{sens} = \frac{V_{ref} T_C}{4V_T C_1} = G_S T_C \tag{5.8}$$

จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทาน R_{sens} เป็นสัดส่วนกับคาบเวลา T_C และอัตราขยายการแปลง G_S สามารถปรับค่าได้โดยการเปลี่ยนค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref}

5.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

จากหลักการของวงจรที่นำเสนอในหัวข้อที่ 5.2 เป็นการทำงานที่กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวทำงานในอุดมคติ ซึ่งในการใช้งานจริง อุปกรณ์ที่นำมาใช้งานมีความไม่เป็นอุดมคติเกิดขึ้น อีกทั้งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ยังอยู่ในรูปของคาบเวลาซึ่งเป็นส่วนกลับของความถี่ ดังนั้นในการหาช่วงปฏิบัติงานของวงจรจึงวิเคราะห์จากประสิทธิภาพของอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานเป็นหลัก โดยได้เลือกใช้ออปแอมป์ LF351 สำหรับวงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส แบะวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง ซึ่งมีอัตราขยายแบนด์วิดท์ (gain bandwidth) อยู่ที่ 4MHz และใช้ออปแอมป์ AD844 สำหรับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งมีอัตราขยายแบนด์วิดท์อยู่ที่ 60MHz ในส่วนของวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่างได้ใช้ไดโอดและซีเนอร์ไดโอดในการสร้างแรงดันเทรสโฮลด์ จากรูปที่ 5.6 สามารถเขียนเป็นวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ 5.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 วงจรเสมือนของวงจรเปรียบเทียบแรงดันในรูปที่ 5.6

จากรูปที่ 5.10 ค่าความต้านทาน R_{sens} กำหนดให้เป็น 10kΩ ส่วน C_{DZ} คือ ค่าความจุไฟฟ้าของซีเนอร์ไดโอด D_Z มีค่า 150μF ที่แรงดันย้อนกลับ (reverse voltage) อยู่ที่ 5V ดังนั้นช่วงเวลาอยู่ตัว (settling time) ของวงจรเสมือนอยู่ที่ 1.5μs หรือประมาณ 666kHz ดังนั้นช่วงปฏิบัติงานของวงจรจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่ความถี่ประมาณ 666kHz

5.5 การทดสอบและผลการทดสอบของตัวแปลงค่าความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ

เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเชื่อมต่อชนิดแปลงเป็นคาบเวลา ได้ทำการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริงตามหลักการในรูปที่ 5.1 โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.1 และตั้งค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

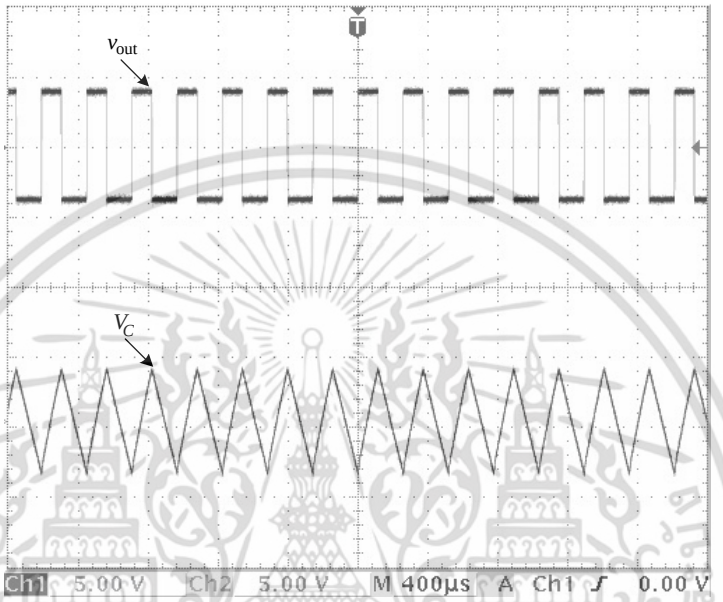
อุปกรณ์	เบอร์
ออปแอมป์ OA_1,OA_2	LF351
ทรานซิสเตอร์ Q_1	C9012
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง A_2	AD844/AD
ซีเนอร์ไดโอด D_Z	1N5223B
ไดโอด D_1-D_4	1N4148

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

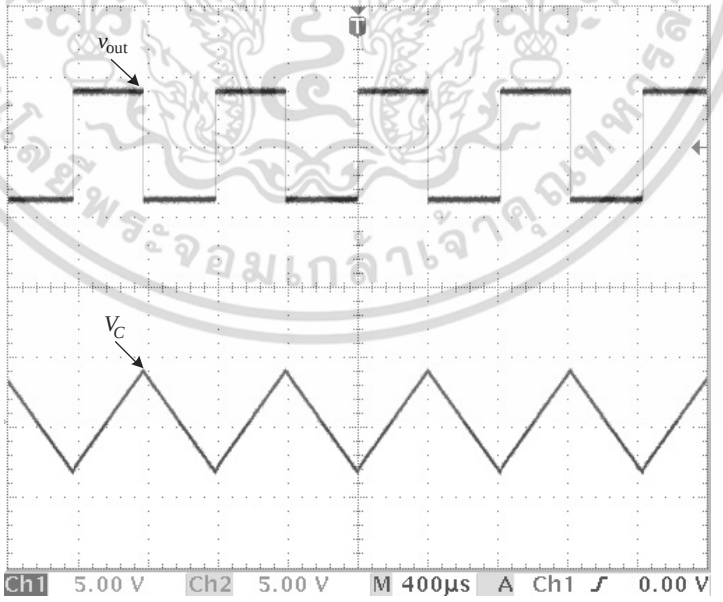
พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้ในการทดสอบ
V_{DD},V_{SS}	±5V
R_1-R_5	10kΩ
V_{ref}	1V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการทดลองวงจรในรูปที่ 5.8 โดยเลือกแรงดันซีเนอร์ (zener voltage) ของซีเนอร์ไดโอด D_Z เท่ากับ 2.7V ซึ่งทำให้แรงดันเทรสโฮลด์ V_T มีค่าประมาณ 4V ค่าความต้านทานที่ตรวจวัดซึ่งแปรค่าจาก 100Ω ถึง 1kΩ ที่ค่าความจุไฟฟ้าที่แตกต่างกัน 3 ค่า C_1 เป็น 100nF, 200nF และ 300nF ตามลำดับ

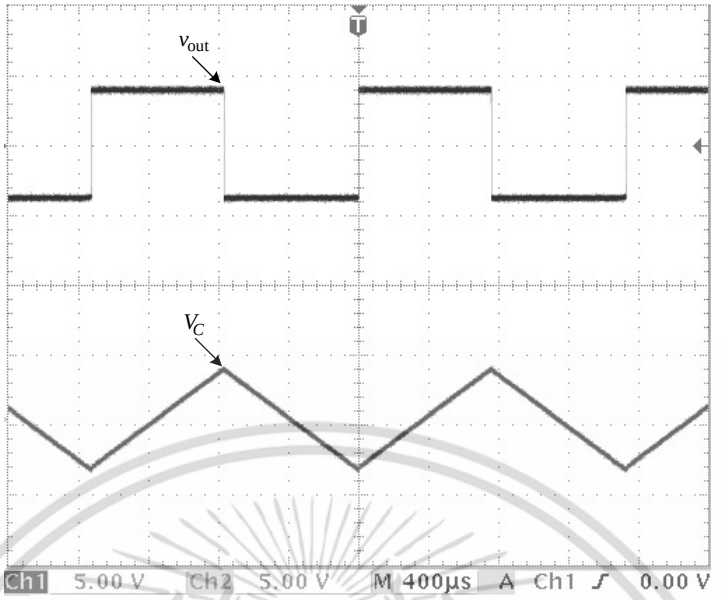


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



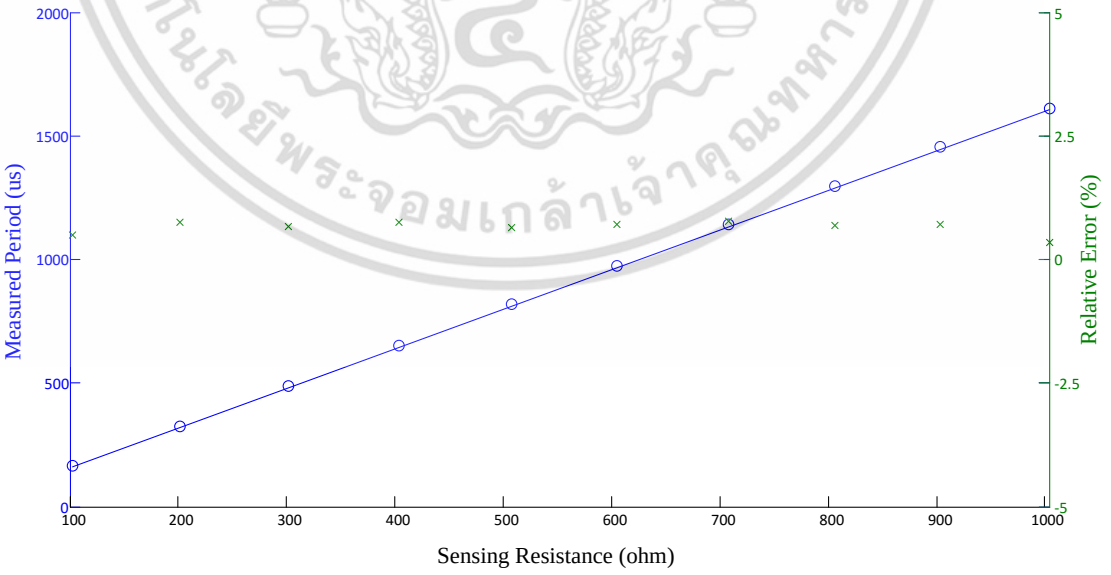
(ค)

รูปที่ 5.11 รูปสัญญาณของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ชนิดแปลงเป็นคาบเวลาเมื่อตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 100nF

(ก) ค่าความต้านทาน R_{sens} มีค่าเท่ากับ 100Ω

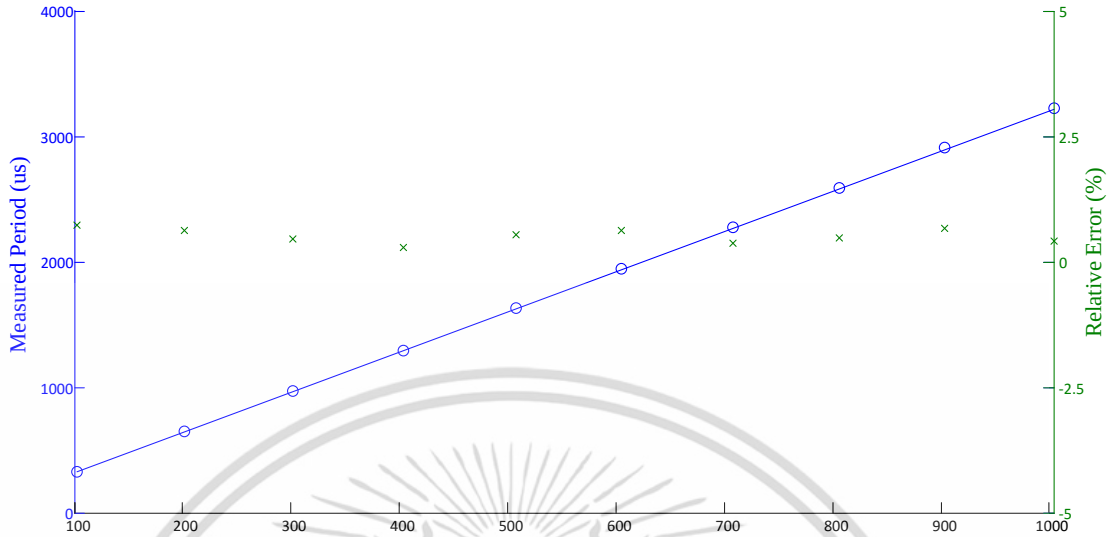
(ข) ค่าความต้านทาน R_{sens} มีค่าเท่ากับ 500Ω

(ค) ค่าความต้านทาน R_{sens} มีค่าเท่ากับ 1kΩ

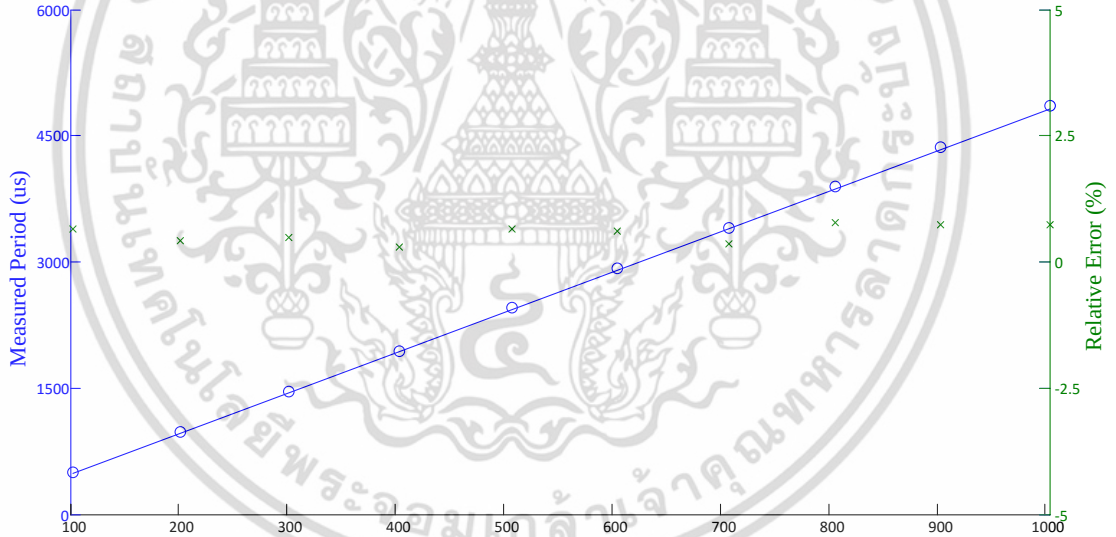


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

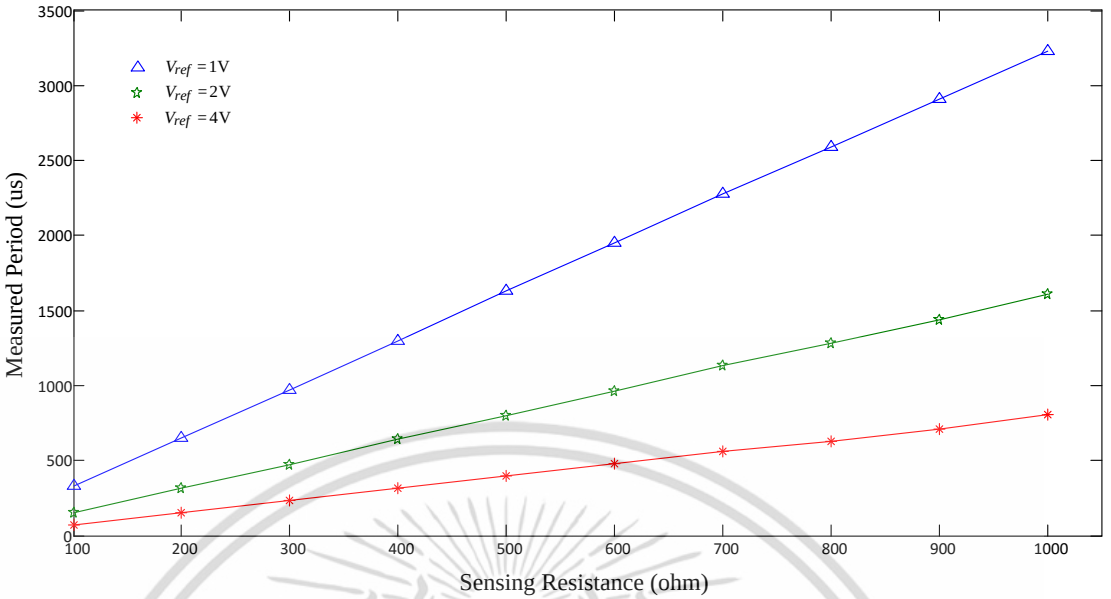
รูปที่ 5.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างคาบเวลาเอาต์พุตกับค่าความต้านที่ตรวจวัด

(ก) ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 100nF

(ข) ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 200nF

(ค) ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 300nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างคาบเวลาเอาต์พุตและค่าความต้านทานที่ตรวจวัดที่แรงดัน V_{ref} เท่ากับ 1V, 2V และ 4V ตามลำดับ เมื่อตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 200nF

ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าในแต่ละโนดที่ค่า C_1 มีค่าเท่ากับ 100 nF แสดงในรูปที่ 5.11 และผลจากการทดสอบการแปรค่าความต้านทานที่ตรวจวัด ทำให้ได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างคาบเวลาเอาต์พุตกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัดแสดงในรูปที่ 5.12 ที่ค่า C_1 เป็น 100 nF, 200 nF และ 300nF ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าคาบเวลาที่ได้มีลักษณะเป็นเชิงเส้น รูปที่ 5.13 ผลจากการทดสอบด้วยการแปรค่าความต้านทานที่ตรวจวัดและกำหนดค่า C_1 มีค่าเท่ากับ 200 nF โดยแปรค่าแรงดันอ้างอิงที่ 1V, 2V และ 4V ตามลำดับ ทำให้พิสูจน์ได้ว่าวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา มีคุณสมบัติการปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่าแรงดันอ้างอิง

5.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาโดยใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ คาบเวลาเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอมีค่าเป็นเชิงเส้นและสามารถปรับขยายของวงจรได้ด้วยการปรับค่าแรงดันอ้างอิง อีกทั้งได้กล่าวถึงช่วงปฏิบัติงานของวงจรที่นำเสนอ การทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้จริง และมีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอีกแนวทางที่ได้ทำการวิจัยและพัฒนาวงจรต่อเชื่อมเซนเซอร์แบบความต้านทาน ซึ่งใช้ไอซีสำเร็จรูปในการออกแบบ โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็นสองแนวทาง แนวทางแรก คือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานสำหรับการวัดระยะไกลที่มีการชดเชยสายสัญญาณ ซึ่งโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วย สวิตช์ควบคุมการทำงานวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ไดโอดจำกัดการไหลของกระแส วงจรบัฟเฟอร์ วงจรสุ่มและคงค่าและวงจรรวมสัญญาณ แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัดและสามารถปรับอัตราขยายได้โดยเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ แนวทางที่สอง คือ วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลา ซึ่งโครงสร้างประกอบไปด้วย วงจรขยายแบบกลับเฟส/ไม่กลับเฟส วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบหน้าต่าง คาบเวลาเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัดและสามารถปรับอัตราขยายได้โดยการปรับค่าแรงดันอ้างอิง

สมรรถนะการทำงานของวงจรยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีและผลทดสอบการทางานด้วยการต่อวงจรจริง ซึ่งผลการทำงานของวงจรมีความสอดคล้องและเป็นไปในทางเดียวกันกับทฤษฎี

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดแปลงเป็นคาบเวลาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ออกแบบสำหรับการวัดระยะใกล้เนื่องจากไม่มีการชดเชยสายสัญญาณ ดังนั้นแนวทางในการวิจัยต่อที่น่าสนใจคือ การพัฒนาวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิดเปลี่ยนเป็นคาบเวลาที่มีการชดเชยความต้านทานในสายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] Daniel H. Sheingold. 1980. **Transducer Interfacing Handbook: A Guide to Analog Signal Conditioning (Analog Devices technical handbooks).** Analog Devices, Inc

[2] A.D Helfrick and W.D. Cooper. 1994. **Modern Electronic Instrumentation and Measurement Techniques**. Prentice Hall

[3] A. De Marcellis and G. Ferri. 2011. **Analog Circuits and Systems for Voltage-Mode and Current-Mode Sensor Interfacing Applications**. Springer

[4] C. Falconi, C. Di Natale, A. D'Amico and M. Faccio, "Electronic interface for the accurate read-out of resistive sensors in low voltage–low power Integrated systems", **Sensors and Actuators A: Physical**, vol 117, issue 1, pp. 121–126, January 2005

[5] Walt Kester. 1999. **Practical Analog Design Techniques For Sensor Signal Conditioning**. Analog Devices, Inc

[6] P. Julsereewong, A. Julsereewong and J. Waeophet, "Operational Conveyor-based Interface Circuit for Single Resistive Sensors", **International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**, Khon Kaen, Thailand, May 17-19, 2011

[7] T. K. Maiti, "A Novel Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using Two-Wire Resistance Temperature Detector", **IEEE SENSORS JOURNAL**, vol. 6, no. 6, pp.1454-1458, December 2006

[8] T. K. Maiti and A. Kar, "Novel Remote Measurement Technique Using Resistive Sensor as Grounded Load in an Opamp Based V-to-I Converter", **IEEE SENSORS JOURNAL**, vol. 9, no. 3, pp. 244-245, March 2009

[9] Richard Bonert, "Design of a high performance digital tachometer with a microcontroller", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol 38, issue 6, pp. 1104-1108, December 1989

[10] K. Mochizuki and K. Watanabe, "A linear resistance-to-frequency converter", **Proceedings of 1995 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC '95)**, MA, USA, April 24-26, 1995

[11] A. Flammini, D. Marioli, and A. Taroni, "A Low-Cost Interface to High-Value Resistive Sensors Varying Over a Wide Range", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 53, no. 4, pp. 1052-1056, August 2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[12] H. Kim, W. Chung, H. Kim and S. Son “A Resistance Deviation-to-Pulsewidth Converter for Resistive Sensors”, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 53, no. 4, pp. 397-400, February 2009

[13] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. 2537. **เซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์ : ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้ในระบบการวัดและควบคุม**. สำนักพิมพ์สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น)

[14] Sergio Franco. 2015. **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**. McGraw-Hill

[15] R. Pallàs-Areny and J.G. Webster. 2001. **Sensors and Signal Conditioning**. John Wiley & Sons

[16] Bela G. Liptak. 2003. **Instrument Engineers' Handbook.** CRC Press.

[17] P. Julsereewong, A. Julsereewong, and W. Nokkrathok, “Simple Linearization Circuit for Single Resistive Sensors”, **International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC)**, Gyeongju, Korea, June 19-22, 2011

[18] C. Falconi, E. Martinelli, C. Di Natale, A. D’Amico, F. Maloberti, P. Malcovati, A. Baschirotto, V. Stornelli, and G. Ferri, “Electronic interfaces”, **Sensors and Actuators B**: **Chemical**, vol.121, issue 1, pp. 295–329**,** January 2007

[19] G. Ferri, V. Stornelli, and M. Fragnoli, “An integrated improved CCII topology for resistive sensor application”, **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, vol 48, issue 3, pp. 247-250, September 2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

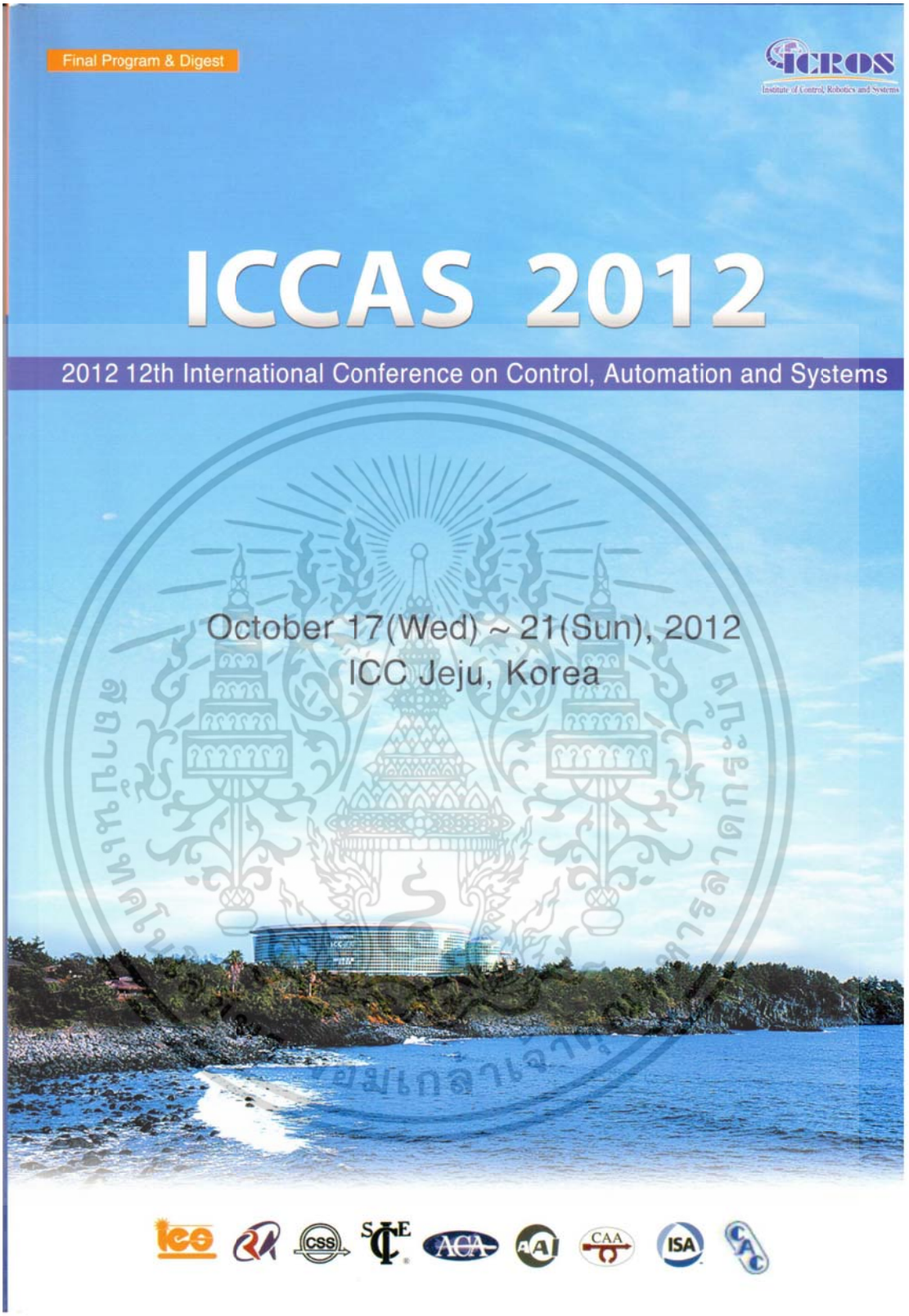
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับ นานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

[1] W. Petchmaneelumka, P. Julsereewong, A. Julsereewong and J. Tongpakpanang, “Simple Interface Circuit with Lead-Wire-Resistance Compensation For Single Resistive Sensors” **12th International Conference on Control, Automation and Systems(ICCAS)**, pp. 1076-1079, in ICC, Jeju Island, Korea,October 17-21, 2012.

[2] J. Tongpakpanang, A. Rerkratn, A. Kaewpoonsuk, V. Riewruja and W. Petchmaneelumka, “Simple Resistance-to-Period Converter For Resistive Sensors” **12th International Conference on Control, Automation and Systems(ICCAS)**, pp. 1071-1075, in ICC, Jeju Island, Korea,October 17-21, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TD08-4 Gait Analysis based on a Hidden Markov Model 1025
Joonbum Bae

TD08-5 Back-Drivability Recovery of a Full Lower Extremity Assistive Robot 1030
Byeonghun Na, Joonbum Bae and Kyoungchul Kong

TD08-6 Multi-Class Stationary CSP for Optimal Feature Separation of Brain Source in BCI System 1035
Thanh Ha Nguyen , Seung-Min Park, Kwang-Eun Ko and Kwee-Bo Sim

TD09 : Industrial Applications of Control Ⅲ

TD09-1 The Verification Method for Control Logic Diagram of APR 1400 using Logic Translator 1040
Sunmi Choi and Heetaek Lim

TD09-2 Quality Measurement Of Template Models And Automatic Template Model Selection 1044
HYOHOON CHOI, Ram Mohan Gupta and SUNGHO SUH

TD09-3 Decoupling Control of 2-link Manipulator with Model Following Control and Proposed Control Gains Design 1049
linfeng lan

TD09-4 Low-Cost Automatic Screw Machine Using a Commercial Electric Screwdriver 1055
Jooyeon Hwang, Doohee Jung, Youngjun Roh, Keejun Nam and Dalyeon Hwang

TD09-5 Development of 4 Degree-of-Freedom ultra-precision Stage with milimeter motion range 1061
Dahoon Ahn, Youngman Choi, Siwoong Woo and Jaehwa Jeong

TD09-6 How to Diagram a Production Control System 1065
Sabah Al-Fedaghi and Faisal Al-Shahin

TD10 : Sensors and Instrumentation

TD10-1 Simple Resistance-to-Period Converter for Resistive Sensors 1071
Apinai Rerkratn, Jaturon Tongpakpanang, Anucha Kaewpoonsuk, Wandee Petchmaneelumka and Vanchai Riewruja

TD10-2 Simple Interface Circuit with Lead-Wire-Resistance Compensation for Single Resistive Sensors 1076
Wandee Petchmaneelumka, Prasit Julsereewong, Amphawan Julsereewong and Jaturon Tongpakpanang

TD10-3 Auto Gain Tuning Algorithm for Automation of Atomic Force Microscope 1080
Jiseong Jeong, Jisoo Kim, Kyihwan Park and Jong-kyu Jung

TD10-4 Development of a Knee Brace with a Locking Mechanism and its Locking Control to Reduce Applied Load to the Knee 1083
carlos reyes, Soon Geul Lee and Chae hyeuk Lee

TD10-5 On-line Drft Reduction for Portable Electronic Nose Instrument in Monitoring Indoor Formaldehyde 1088
Jingwei Feng, Fengchun Tian, Bo Hu, Qi Ye, Bo Xiao and Jielian Guo

TD10-6 Energy Efficient Distributed Interacting Multiple Model Filter in UWSNs 1093
Changho Yu, JeongCheor Lee, JaeWeon Choi, Myeong-Kwan Park and DongJoong Kang

TCI : Interactive Session Ⅰ

TCI-1 A High Performance CMOS Reference Current Generator with Negative Feedback Loop for Biomedical Neural Stimulator 1099
Ko Hyoungho, Kyomuk Lim and Jindeok Seo

TCI-2 Parallel Compressed Sensing Method to Accelerate MRI 1103
Intaek Kim and Nguyet-Lan Vu

TCI-3 Fast Thresholding Based on Improved Minimum Cross Entropy 1108
Yongliang Zhang, Wen Zhang, Gang Xiao, Jiafa Mao, shanshan huang and Xiaowei Zheng

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems
Oct. 17-21, 2012 in ICC, Jeju Island, Korea

Simple Interface Circuit with Lead-Wire-Resistance Compensation for Single Resistive Sensors

Wandee Petchmaneelumka*, Prasit Julsereewong,
Amphawan Julsereewong, and Jaturon Tongpakpanang

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand
(Tel : +66-2-329-8347; E-mail: kpwandee@ kmitl.ac.th)* Corresponding author

Abstract: A simple interface circuit for single resistive sensor-based remote measurements is presented. The realization method using commercially available devices provides not only the output signal linearly related to resistive sensor changes but also the compensation of effect due to lead-wire resistances. Performance of the proposed circuit is confirmed through experimental results.

Keywords: Interface circuit, Resistive sensor, Remote measurement, Lead-wire-resistance compensation.

1. INTRODUCTION

Resistive sensors widely applied in industrial process instrumentations and control systems could be classified into two types; differential type and single type. Differential resistive sensors, such as potentiometric sensors, have two sensing elements. The value of one of sensing elements increases whereas the value of another sensing element decreases with respect to parameter being measured. Single resistive sensors, such as strain gages and resistive temperature detectors (RTDs), have only one sensing element whose value is varied to parameter being sensed. Usually, resistive interface circuits are implemented as bridge configurations that are balanced at a nominal value (R_0). The amount of change in the parameter being measured is determined by the amount of deviation from the balanced condition (ΔR). Interface systems for single resistive sensors used in remote measurements may suffer from two major limitations. Firstly, the bridge output is nonlinear function of the $\Delta R/R_0$. It is shown that the interface output is nonlinearly related to the variation of parameter being measured. A linearization technique is then required to solve this problem [1]. Secondly, the lead-wire resistance adding to the sensing resistance causes a measurement error. This means that a lead-wire-resistance compensation technique is required to achieve accurate measurements [2].

Recently, a simple remote technique for interfacing single-type resistive sensors has been introduced [3]. This approach provides the output linearly proportional to sensing resistance (R_{SENS}) and the effective technique for lead-wire-resistance compensation. Alternatively, a linearization technique for remotely measuring sensing resistance changes has been proposed [4]. This method offers the output whose value is linearly proportional to the ΔR and is independent of the lead-wire resistances. However, an inconvenience of this technique is a complicated hardware implementation due to using operational conveyors, hybrid structure of opamp and second generation current conveyor (CCII).

The purpose of this paper is to present a resistive interface circuit suitable for remote measurements as same as the technique proposed in [4]. However, we develop this idea in the different way to improve the circuit configuration by reducing the number of devices used in practical realization. The new resistive interface circuit with simpler structure, fewer components, and lower costs is obtained. Experimental results are included to verify performances of the proposed circuit.

2. CIRCUIT DESCRIPTIONS

2.1 Basic scheme of the proposed circuit

Fig. 1 shows a basic scheme of the proposed circuit, which is based on the technique suggested in literature [5] for compensating lead-wire resistance. The switches SW_1-SW_2 are simultaneously controlled by the clock signal clk. If the SW_1 and SW_2 are kept to the position 1, the reference current I_R (direction shown by the solid line) flows through the lead-wire resistance (R_w), diode D_1, and resistance with nominal value (R_0). Based on the buffer and sample-and-hold circuit S/H_1, the voltage v_{x1} can be stated as

$$v_{x1} = I_R\left(R_{w1} + R_0 + R_{w2}\right) + v_{D1} \qquad (1)$$

where v_{D1} denotes the voltage drop across the diode D_1. If the SW_1 and SW_2 are kept to the position 2, the reference current I_R (direction shown by the dashed line) flows through the lead-wire resistances (R_{w1} and R_{w2}), diode D_2, and sensing resistance (R_{SENS}). Based on the buffer and sample-and hold circuit S/H_2, the voltage v_{x2} can be given by

$$v_{x2} = -I_R\left(R_{w1} + R_{SENS} + R_{w2}\right) - v_{D2} \qquad (2)$$

where v_{D2} is the voltage drop across the diode D_2. The signals v_{x1} and v_{x2} are applied to the summing amplifier.

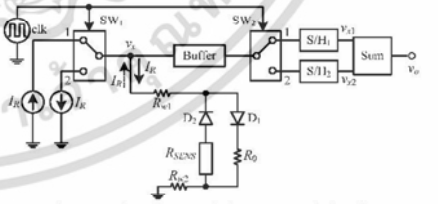


Fig. 1 Basic scheme of the proposed circuit.

978-89-93215-04-5 95560/12/$15 ©ICROS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

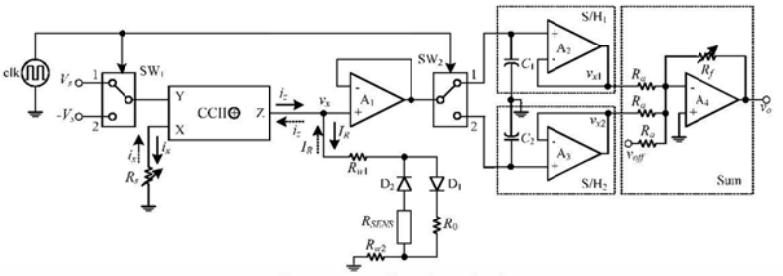


Fig. 2 Proposed interface circuit.

2.2 Proposed interface circuit

Based on the basic scheme of Fig. 1, the circuit configuration of the proposed interface circuit is shown in Fig. 2. The CCII⊕ functions as a voltage-to-current converter to provide the current i_z, which can be written as

$$i_z = \pm i_x = \pm \frac{V_s}{R_g} \tag{3}$$

Based on the operation of the buffer A_1, the reference current I_R is equal to the i_z, which can be expressed as

$$I_R = \begin{cases} \dfrac{V_s}{R_g} & ;SW_1 = 1 \\ -\dfrac{V_s}{R_g} & ;SW_1 = 2 \end{cases} \tag{4}$$

The simple S/H_1 and S/H_2 are formed by the opamp A_2-the capacitor C_1 and the opamp A_3-the capacitor C_2, respectively. The opamp A_4 and the resistors R_a and R_f function as the inverting summer. The output voltage v_o can be given by

$$v_o = -\frac{R_f}{R_a}\left(v_{x1} + v_{x2} + v_{off}\right) \tag{5}$$

where v_{off} is an external voltage applied to eliminate offset error. Substituting (1) and (2) into (5), thus results in

$$v_o = \frac{R_f}{R_a}\left[\left(R_{SENS} - R_0\right)I_R + \left(v_{D2} - v_{D1} - v_{off}\right)\right] \tag{6}$$

For perfectly matched D_1 and D_2, the voltage v_{D1} and v_{D2} are equal or $v_{D2} - v_{D1} = 0$. However, if two diodes D_1 and D_2 are not identical, the appropriate v_{off} can be supplied to minimize the diode mismatch error. After reducing the diode mismatch error and defining $R_{SENS} = R_0 \pm \Delta R$, the output v_o can be rewritten as

$$v_o = \pm\left(\Delta R\right)A_v I_R \tag{7}$$

where $A_v = R_f/R_a$ is a voltage gain of the proposed circuit. From (7), it is clearly seen that vo is linearly related to ΔR and is independent of the lead-wire resistances R_{w1} and R_{w2}.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performance of the proposed interface circuit, the configuration shown in Fig. 2 was experimentally tested by using commercially available devices and circuit parameters as summarized in Table 1 and Table 2, respectively.

Table 1 Devices used in practical realization of Fig.2.

Device	Part Number
CCII⊕	AD844
Opamp	LF351
Switch	CD4053
Diode	1N4148

Table 2 Parameters set in practical realization of Fig.2.

Parameter	Value
V_s	±5V
R_a	5 kΩ
I_R	±1mA
C_1, C_2	10 nF
clk	1 kHz
A_v	8
v_{off}	0

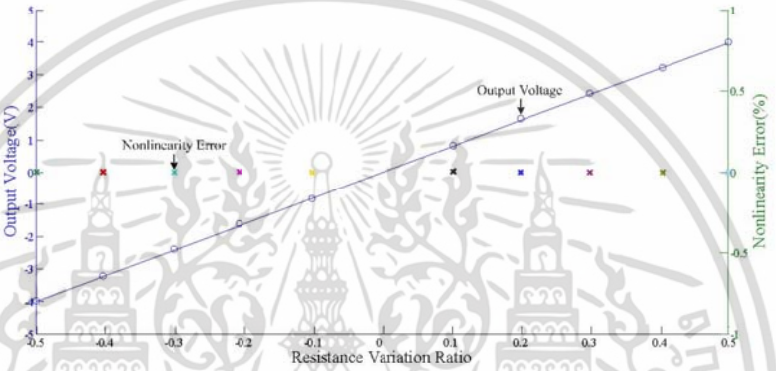
In order to simulate remotely measuring temperature using two-wire RTD, the lead resistances (R_{w1}, R_{w2}) and the sensing resistance R_{SENS} were set in different values. To mimic the action of the Pt1000 RTD producing positive changes in resistance for positive changes in temperature, the nominal value of 1 kΩ was assumed for R_0. The measured results of the interface circuit output for five different values of total lead resistance ($R_{W1} + R_{W2}$) are shown in Table 3. From Table 3, it can be observed that the results of the proposed circuit agree well with the ideal values with a maximum worst-case error less than 2%. Additionally, the minimization of lead-resistance effects can be obtained. From the Case I and Case V, plots of the output voltage and nonlinearity error versus the sensing resistance change are displayed in Fig. 3. It is apparent that the relations of v_o and ΔR are linear, and the nonlinearity errors are approximately equal to zero for both no lead resistance and 98.7-Ω lead resistance cases.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

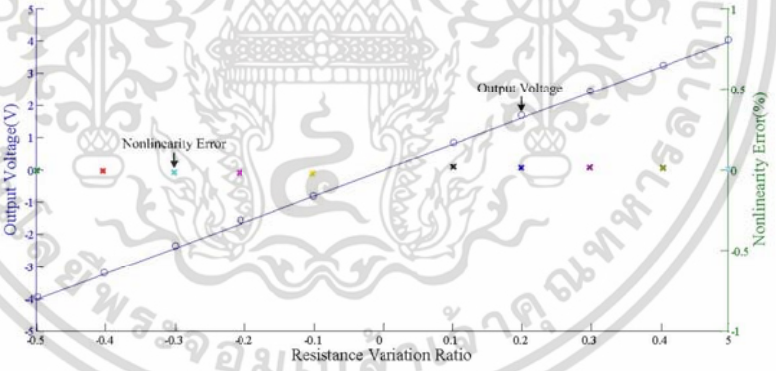
Table 3 Experimental results of the proposed circuit of Fig. 2 for different lead resistances.

ΔR	Ideal v_o (V)	Measured v_o (mV)					Worst-case error (%)
		Case I	Case II	Case III	Case IV	Case V	
-501	-4008	-3981	-3979	-3968	-3963	-3955	-0.69
-403	-3224	-3219	-3217	-3214	-3209	-3191	-0.98
-302	-2416	-2387	-2377	-2374	-2366	-2354	-1.42
-208	-1664	-1589	-1584	-1584	-1576	-1563	-1.58
-103	-824	-814	-811	-806	-798	-792	-1.95
101	808	827	832	835	839	840	1.96
198	1584	1656	1661	1667	1682	1690	1.33
298	2384	2424	2429	2434	2439	2450	1.28
402	3216	3219	3224	3232	3237	3256	0.79
497	3976	3999	4002	4010	4020	4036	0.52

Note Case I: $R_{W1} + R_{W2} = 0\ \Omega$, Case II: $R_{W1} + R_{W2} = 10\ \Omega$ Case III: $R_{W1} + R_{W2} = 20.4\ \Omega$
Case IV: $R_{W1} + R_{W2} = 50.4\ \Omega$ Case V: $R_{W1} + R_{W2} = 98.7\ \Omega$



(a) Measured results from Case I (no lead resistance)



(b) Measured results from Case V (98.7 Ω lead resistance)

Fig. 3 Output voltage and nonlinearity error versus sensing resistance change.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. CONCLUSION

In this paper, the realization method of interface circuit for remotely measuring sensing resistance changes has been introduced. The proposed circuit suitable for use with single resistive sensors offers both linear characteristic and the lead-wire-resistance compensation. Moreover, the correction of offset and diode mismatch errors can be done easily by applying the external voltage v_{off}. Experimental results verifying the circuit performance shows that measured errors well below ±2% observed.

REFERENCES

[1] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Interface circuit for single active element resistive sensors," *ICIC Express Letters*, Vol. 4, No. 5(B), pp. 1985-1990, 2010.

[2] T. K. Maiti, "A novel lead-wire-resistance compensation technique using two-wire resistance temperature detector, " *IEEE Sensor Journal*, Vol. 6, No. 6, pp. 1454-1458, 2006.

[3] P. Julsereewong, A. Julsereewong, A. Rerkratn, and N. Suwannamongkol, "Simple remote measurement technique for interfacing resistive sensors," *The 9th PSU-Engineering Conference*, pp. 350-353, 2011.

[4] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Simple linearization technique for remotely measuring resistance changes," *ICIC Express Letters*, Vol. 5, No. 8(A), pp. 2539-2544, 2011.

[5] T. K. Maiti and A. Kar, "Novel remote measurement technique using resistive sensors as grounded load in an opamp based V-to-I converter, " IEEE Sensor Journal, Vol. 9, No. 3, pp. 244-245, 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems
Oct. 17-21, 2012 in ICC, Jeju Island, Korea

Simple Resistance-to-Period Converter for Resistive Sensors

Jaturon Tongpakpanang[1], Apinai Rerkratn[1*], Anucha Kaewpoonsuk[2],
Vanchai Riewruja[1], and Wandee Petchmaneelumka[1]

[1] Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand
(Tel : +66-2-326-4778; E-mail: apinai@yahoo.com)* Corresponding author
[2] Department of Physics, Faculty of Science, Naresuan University, Phitsanulok 65000, Thailand

Abstract: A method for realization of resistance-to-period converter is introduced in this article. The principle of converter utilizes the behavior of designed astable multivibrator, which is implemented using commercial available and low cost devices. The operation of proposed converter circuit is in current mode. Therefore, the resistance is linearly converted to period and also converted to frequency with invert proportional relationship. The conversion gain of the proposed converter can be adjusted by electronic means. The configuration of the proposed converter is simple and small in size. Experimental results verifying the proposed converter performance are included in detail. The relative error of about 0.8 % is observed.

Keywords: Resistive sensor, Resistance-to-period converter, Interface circuit

1. INTRODUCTION

Most of resistive sensors provide the result in small of change of the resistance. Resistive sensor is widely used in industrial process control, measurement and instrumentation systems [1] - [3]. The resistance of resistive sensor is depended on the physical quantities such as force, flow, pressure, weight, temperature and light [1]. Usually, direct measure of the small change of the resistance requires high performance instrument that causes large scale of measurement system and lost cost. To overcome previously disadvantage, the resistance is converted to time interval or frequency and measured the resistance in relative form using simple digital counting device. Measuring of resistance in term of time interval or frequency is an importance role for transducer interfacing circuit building block. Traditional approach to measure the resistance is based on Wheatstone bridge [1]. This approach produces an offset voltage and requires precision differential amplifier with very high input resistance to avoid the loading effect. The voltage compensation scheme is need to eliminate an offset voltage that causes the large and complex configuration of the converter circuitry. There are many approaches to achieve the resistance using resistor-capacitor property of oscillator for result in frequency [2] or pulsewidth modulator for result in time interval of pulse [3] - [5]. These approaches require reference frequency [6] and provide invariable conversion gain [2] - [6]. Therefore, an inconvenient will occur during implementing of these approaches. There is an approach to convert resistance to time interval as proposed in literature [7]. The approach employs the large signal behavior of an opamp integrator. However, only high value of resistance is suitable for this approach. This is due to the nonideal characteristic of opamp used for integrator. In addition, the conversion gain of most approaches mentioned above is unadjustable and the approach in literature [5] is strongly dependent on its supply voltage. If the conversion gain can be varied by electronic means and self-generated time interval and frequency, then the advantage will be gained. In this article, resistance-to-period converter is proposed, where the period of time is proportional to the measured resistance. The realization technique is based on the use of astable multivibrator formed by three subcircuits i.e. a controllable unity-gain inverting/noninverting amplifier, a second generation current conveyor and a window comparator. The resistance is directly converted to period of time with linear and high accuracy. The result of frequency can also be achieved with invert property of time period. Moreover, the conversion gain can be controlled by an appreciated dc voltage. Experimental results confirmed the operation of proposed converter are agreed with the theoretical principle.

2. CIRCUIT DISCRIPTION

The principle of the proposed resistance-to-period converter based on astable multivibrator is shown in Fig 1. The principle in Fig 1 is implemented using controllable unity-gain inverting/noninverting amplifier A_1, second generation current conveyor A_2 and window comparator A_3. The voltage gain of amplifier A_1 can be controlled to +1 and -1 for the control signal V_{con} equal to $+V_{T1}$ and $-V_{T2}$, respectively.

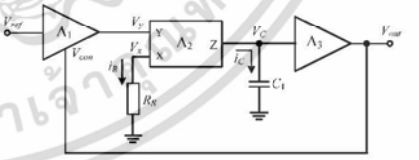


Fig. 1 Principle of proposed resistance-to-period converter.

978-89-93215-04-5 95560/12/$15 ©ICROS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The second generation current conveyor A_2 forms a voltage-to-current converter. Window comparator A_3 provides the output voltage V_{out} in the form of "1" and "0" for positive supply voltage and negative supply voltage, respectively. The operation of the principle in Fig. 1 can be expanded as follow. The reference voltage V_{ref} is applied. For the assumption, the output V_{out} is in the state "1". A_1 is acted as unity-gain noninverting amplifier. The voltage V_y is equal to V_{ref}. A_2 will transfer the voltage V_y at port y to the voltage V_x at port x with unity voltage gain, $V_x = V_y = V_{ref}$. The voltage V_x is converted to current i_R by the resistance R_S where the resistance R_S is resistance of resistive sensor. Then the current i_R can be expressed as

$$i_R = \frac{V_x}{R_S} = \frac{V_{ref}}{R_S} \tag{1}$$

The current i_R is copied to the current i_C at port z. The current i_C flowing through capacitor C_1 causes the voltage V_C across capacitor C_1 is rising up as

$$V_C = \int_0^{t_1} \frac{i_R}{C_1} d\tau + V_C(0) = \int_0^{t_1} \frac{V_{ref}}{C_1 R_S} d\tau + V_C(0) \tag{2}$$

where $V_C(0)$ is initial voltage. A_3 compares the voltage V_C with the threshold voltage V_{T1}. If voltage V_C is greater than V_{T1}, then the output voltage V_{out} is changed the state "1" to "0". At the same time, A_1 is changed to unity-gain inverting amplifier. Then the voltage V_y is equal to $-V_{ref}$ and the current i_C at port z of A_2 is changed to opposite direction. The voltage V_C across capacitor C_1 is caused to reduce. When the voltage V_C falls down to the threshold voltage $-V_{T2}$, the output voltage of A_3 is changed from the state "0" to "1". The commutated operation is occurred. If the magnitude of threshold voltages V_{T1} and V_{T2} of A_3 are set to equal as $|V_{T1}| = |V_{T2}| = |V_T|$, then the rising and falling time of the voltage V_C are symmetrical. The operating waveforms of Fig. 1 are shown in Fig. 2. From Fig. 2, rising time T_{C1} and falling time T_{C2} can be determined from Eq. (2) as

$$V_C(T_{C1}) = \frac{V_{ref}}{C_1 R_S} T_{C1} - V_T \tag{3}$$

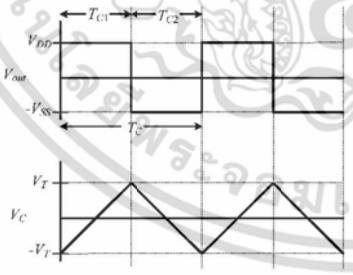


Fig. 2 Operating waveforms of Fig. 1.

At the point of $V_C(T_{C1}) = V_T$, the rising time T_{C1} can be written as

$$T_{C1} = \frac{2V_T}{V_{ref}} C_1 R_S \tag{4}$$

Also the falling time T_{C2} can be stated as

$$T_{C2} = \left|\frac{2V_T}{V_{ref}}\right| C_1 R_S \tag{5}$$

Then period of oscillation T_C can be given by

$$T_C = T_{C1} + T_{C2} = \frac{4V_T}{V_{ref}} C_1 R_S \tag{6}$$

Period T_C can be simply measured using constant elapsed time method [8]. It should be noted that the frequency can also be considered from Eq. (6). From Eq. (6), the measured resistance can be shown as

$$R_S = \frac{V_{ref} T_C}{4V_T C_1} = G_s T_C \tag{7}$$

It can be seen that the resistance R_S is proportional converted to period T_C and conversion gain G_s can be adjusted by varying the reference voltage V_{ref}.

Circuit of unity-gain inverting/noninverting amplifier is shown in Fig. 3. From Fig. 3, resistances R_1 - R_3 are equally assigned. For the voltage V_{con} = "0", transistor Q_1 is going to "on" state. The voltage V_y = $-V_{ref}$ is forced. For the voltage V_{con} = "1", transistor Q_1 is "off". Then the voltage V_y is equal to V_{ref}.

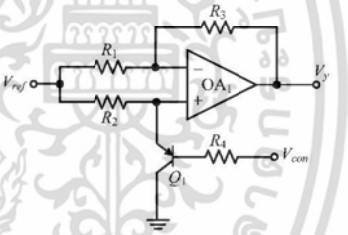


Fig. 3 Unity-gain inverting/noninverting amplifier circuit.

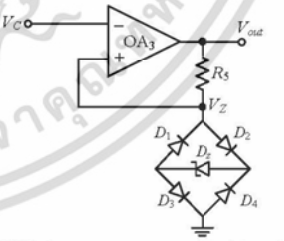


Fig. 4 Window comparator used in this article.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

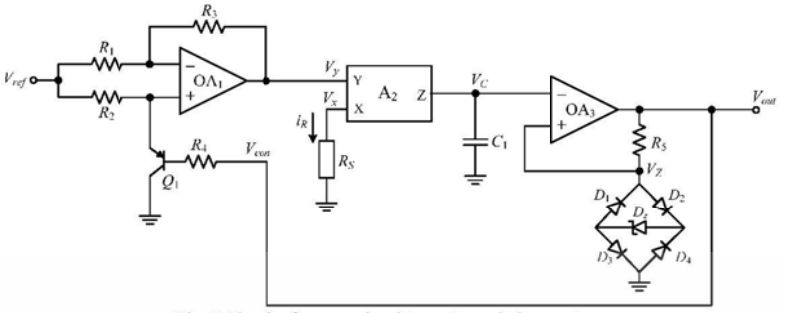


Fig. 5 Circuit of proposed resistance-to-period converter.

Fig. 4 shows the circuit of window comparator, where the voltage V_Z is the threshold voltage V_T. The voltage V_Z is chosen equal to $V_{DZ} + 2V_D$, where V_{DZ} and V_D defire the zener voltage of zener diode D_Z and diode voltage, respectively. From circuit in Fig. 4, if the output voltage V_{out} is in level "1", then the voltage V_Z is equal to V_T. For the voltage V_C is greater than voltage V_T, the cutput voltage V_{out} will change to state "0". Then the voltage V_Z is equal to $-V_T$. Similarly, if the voltage V_C is less than voltage $-V_T$, then the output voltage V_{out} will change to state "1".

3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performance of the proposed converter, the circuit in Fig. 5 was experimentally implemented. Zener voltage of diode D_Z is chosen to equal 2.7V that the threshold voltage V_T of about 4V is provided. Opamps LF351 and second generation current conveyor AD844 are used for OA_1 and OA_3, and A_2, respectively. Figs. 6(a) – 6(c) demonstrate the measured period and relative error of the proposed converter in Fig. 5 versus the sensing resistance R_S varied from 100Ω to 1kΩ with three different capacitances C_1 of 100nF, 200nF and 300nF, respectively. It should be noted that the sensing resistance can be accurately converted to the obtained period of time with the worst-case error of about 0.8%. Figs. 7(a) – 7(c) illustrate time response of the proposed circuit with the capacitance C_1 = 100nF, where the resistance R_S is set to 100Ω, 500Ω and 1kΩ, respectively. Fig. 8 shows the plots of the period against the sensing resistance varied from 100Ω to 1kΩ with the capacitance C_1 = 200nF, where the reference voltage V_{ref} is set to 1V, 2V and 4V. It is clearly seen that the conversion gain of the proposed converter can be adjusted by varying the voltage V_{ref}.

4. CONCLUSION

Simple technique to realize resistance-to-period converter is presented. The proposed converter requires only commercial available device that causes the convenience for implementation. The conversion gain can be varied to appreciate value by adjusting the reference voltage V_{ref}. Performance of the proposed resistance-to-period converter is confirmed by experimental implementation. The worst-case error of about 0.8% is observed.

REFERENCES

[1] A. D. Helfrick, and W. D. Cooper, *Modern electronic instrumentation and measurement techniques*, Prentice-Hall, 1990.

[2] W. S. Chung, and K. Watanabe, "A temperature difference-to-frequency converter using resistance temperature detectors," *IEEE Trans. Instrum.Meas.*, vol. 39, no. 4, pp. 676-677, 1990.

[3] V. Ferari, D. Marioli, and A. Taroni, "Oscillator-based interface for measurand-plus-temperature readout from resistive bridge sensors," *IEEE Trans. Instrum.Meas.*, vol. 49, no. 3, pp. 585-590, 2000.

[4] H. Kim, W. S. Chung, H. J. Kim, and S. H. Son, "A resistance deviation-to-pulsewidth converter for resistive sensors," *IEEE Trans. Instrum.Meas.*, vol. 58, no. 2, pp. 397-400, 2009.

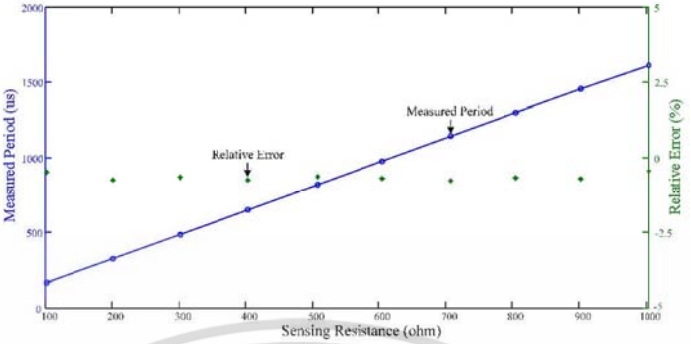
[5] T. K. Maiti, and A. Kar, "A new and low cost lead resistance compensation technique for resistive sensors," *Measurement*, vol. 43, pp. 735-738, 2010.

[6] X. Li, and G. C. M. Meijer, "A smart and accurate interface for resistive sensors," *IEEE Trans. Instrum.Meas.*, vol. 50, no. 6, pp. 1648-1651, 2001.

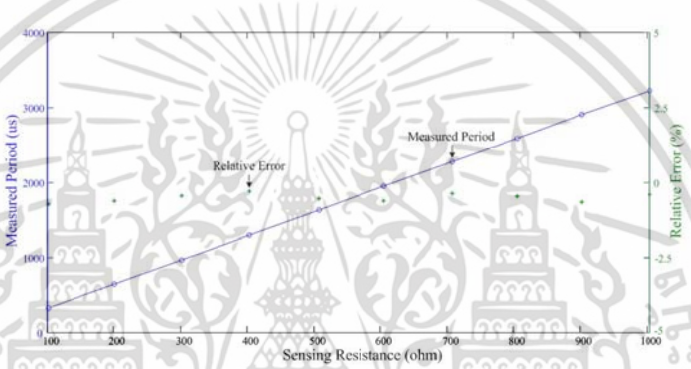
[7] A. Flammini, D. Marioli, and A. Taroni, "A low-cost interface to high-value resistive sensors varying over a wide range," *IEEE Trans. Instrum.Meas.*, vol. 53, no. 4, pp. 1052-1056, 2004.

[8] R. Bonert, "Design of a high performance digital tachometer with a microcontroller," *IEEE Trans. Instrum.Meas.*, vol. 38, no. 6, pp. 1104-1108, 1989.

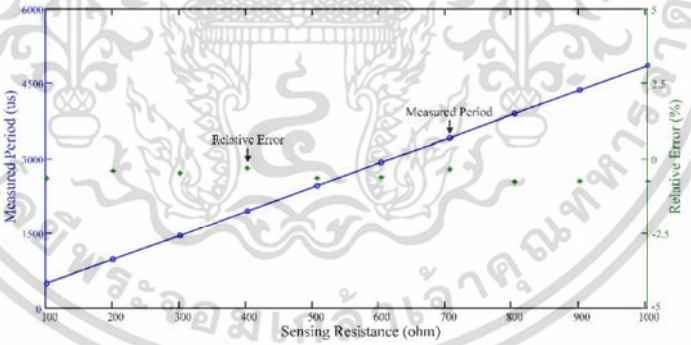
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) measured results for C_1 = 100nF



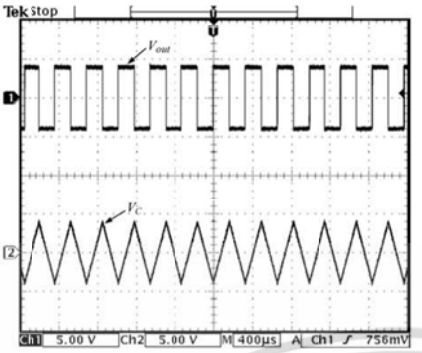
(b) measured results for C_1 = 200nF



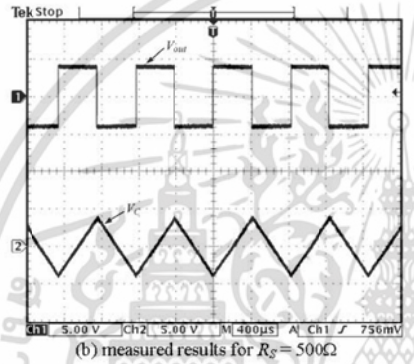
(c) measured results for C_1 = 300nF

Fig. 6 Measured period and relative error versus the varied sensing resistance R_S.

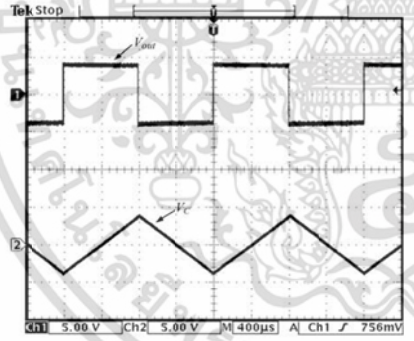
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) measured results for $R_S = 100\Omega$



(b) measured results for $R_S = 500\Omega$



(c) measured results for $R_S = 1\text{k}\Omega$

Fig. 7 The obtained time response for $C_1 = 100\text{nF}$.

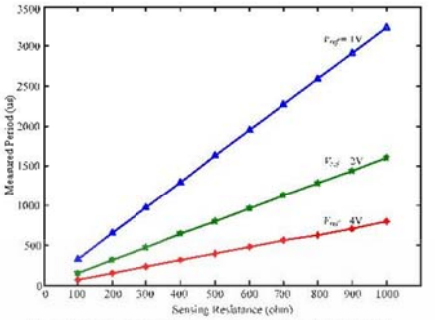


Fig. 8 Plots of the time period versus the sensing resistance R_S with three different values of voltage V_{ref}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายจาตุรนต์ ทองปากพนัง
วัน เดือน ปีเกิด	20 ธันวาคม 2531
ที่อยู่	11 หมู่ 2 ตำบลท่าโสม อำเภอเขาสมิง
	จังหวัดตราด โทร.089-093-8475
ประวัติการศึกษา	2554 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้