

การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์วัด
อุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย

DESIGN OF LEAD-WIRE RESISTANCE COMPENSATION FOR TWO-WIRE
RESISTANCE TEMPERATURE DETECTOR



สุภัทสร พรหมบุตร
SUPATSORN PROMBUT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2566

KMITL-2023-EN-M-027-034

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF LEAD-WIRE RESISTANCE COMPENSATION FOR TWO-WIRE
RESISTANCE TEMPERATURE DETECTOR



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2023

KMITL-2023-EN-M-027-034

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2023

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับ เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย
นักศึกษา	นางสาวสุภัทสร พรหมบุตร
รหัสประจำตัว	63601068
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
พ.ศ.	2566
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วรณดี เพชรมณีล้ำค่า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ศ.ดร. วันชัย รุ่งรุจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายของเซนเซอร์แบบความต้านทาน เทคนิคที่นำเสนอเหมาะสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทานชนิด 2 สาย เช่น เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน สำหรับระบบการวัดระยะไกลจำเป็นต้องใช้สายไฟยาวในการเชื่อมต่อ เป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดค่าความผิดพลาดในการวัด เนื่องจากความต้านทานภายในสายขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแวดล้อม เทคนิคที่นำเสนอจะใช้สัญญาณพัลส์ 3 ระดับ เพื่อกระตุ้นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานผ่านทางสายไฟ เทคนิคนี้สามารถชดเชยค่าความต้านทานภายในสายได้ การหาค่าความต้านทานภายในสายใช้วิธีการคำนวณอย่างง่ายในการดำเนินการโดยใช้หน่วยประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัล ดังนั้นการคำนวณค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานและค่าความต้านทานภายในสายสามารถทำได้โดยไม่ต้องใช้หน่วยประมวลผลสัญญาณที่มีความเร็วสูง ซึ่งขั้นตอนการออกแบบวงจรที่นำเสนอได้นำโปรแกรม LabVIEW และบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์มาเพื่อใช้ยืนยันประสิทธิภาพการทำงานของวงจร จากการทดลองพบว่าค่าความต้านทานที่คำนวณได้จากโปรแกรมมีความแม่นยำ กำลังไฟฟ้าสูญเสียเฉลี่ยไปยังเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานมีค่าต่ำมาก และความร้อนภายในของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานน้อยมาก เทคนิควงจรที่นำเสนอมีต้นทุนต่ำและมีโครงสร้างขนาดเล็ก อีกทั้งยังไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความสมพงษ์กันอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Design of Lead-Wire Resistance Compensation for Two-Wire Resistance Temperature Detector
Student	Miss Supatsorn Prombut
Student ID.	63601068
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical and Computer Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Wandee Petchmaneelumka
Co-Advisor	Prof.Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

The design of a lead-wire resistance compensation of a resistance sensor is presented in this thesis. The proposed technique is suitable for a two-wire resistance sensor, such as the resistance temperature detector (RTD). For a remote measurement system, the requirement of the long lead wire brings about an error in the measurement due to lead-wire resistance depending on the ambient temperature. The proposed technique provides the compensation of lead-wire resistance by using a three-step pulse signal to excite the RTD via the long lead wire. The determination of lead-wire resistance from the proposed procedure needs a simple computation method carried out by a digital signal processing unit. Hence, the calculation of RTD resistance and lead-wire resistance can be accomplished without a high-speed digital signal processing unit. The proposed procedure is executed on LabVIEW computer programming and microcontroller board to confirm its efficiency. Experimental results show that the RTD resistance was exactly acquired. The average power dissipation to the RTD was very low and self-heating of the RTD was minimized. The proposed circuit technique is low-cost and small in size. Moreover, well-matched devices are unrequired.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และคุ้มครองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จด้วยดี ข้าพเจ้าขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.วรรณดี เพชรณิล้ำค่า ที่ได้ให้ความรู้และแนะนำแนวทางการวิเคราะห์เนื้อหาสาระของงานวิจัยที่เคยนำเสนอในอดีตเพื่อให้เกิดความเข้าใจในการทำงานและศึกษางานวิจัย ตลอดจนให้คำปรึกษาและแก้ปัญหาต่างๆ เพื่อนำความรู้และทฤษฎีต่างๆ มาประยุกต์ให้เกิดประโยชน์เพื่อนำมาใช้ในงานวิจัยฉบับนี้

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ศ.ดร.วันชัย ธีรรัฐจา ที่คอยให้คำปรึกษา ให้คำชี้แนะ และช่วยเหลือตลอดการทำวิจัย รวมถึงฝึกฝนทักษะต่างๆ ในการทำวิจัย เพื่อที่จะสามารถทำงานวิจัยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.อนุชา แก้วพลูสุข หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ในการแนะนำแนวทางหลักคิดทฤษฎีต่างๆ เพื่อนำมาปรับปรุงแก้ไขการศึกษาพัฒนางานวิจัยฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.อภินิย ฤกษ์รัตน์ และ ผศ.ดร.สิริชัย ธรรมรักษ์วัฒน์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม และพี่ๆน้องๆ ห้องปฏิบัติการทุกท่าน ที่ได้ให้กำลังใจและช่วยเหลือสำหรับการทดลองพัฒนาแก้ปัญหาร่วมกัน ตลอดจนน้ำใจเอื้อเฟื้อที่มีให้ในทุกๆ ด้าน และคอยเป็นกำลังใจ ให้คำแนะนำที่ดีในหลายๆ ด้าน จนผ่านอุปสรรคได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้ให้โอกาสและมอบสถานที่ในการศึกษาวิจัย

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และบุคคลสำคัญในครอบครัวอีกหลายท่าน รวมทั้งเพื่อนๆ ที่คอยเป็นกำลังใจ เป็นแรงผลักดันให้ข้าพเจ้าด้วยดีเสมอมา ด้วยความซาบซึ้งและยินดียิ่ง

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดาซึ่งเป็นที่ยรักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

สุภัทสร พรหมบุตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และก๊อปปี้หรืออ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	4
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	4
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	5
บทที่ 2 เซนเซอร์แบบความต้านทานและการตรวจวัด.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 หลักการพื้นฐานของตัวต้านทานและเซนเซอร์แบบความต้านทาน.....	6
2.2.1 เซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่าง.....	7
2.2.2 เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว.....	8
2.3 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน.....	9
2.3.1 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย.....	10
2.3.2 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย.....	11
2.3.3 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย.....	13
2.4 การตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทาน.....	14
2.4.1 การใช้วงจรแบ่งแรงดัน.....	14
2.4.2 การใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์.....	16
2.5 สรุป.....	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบวงจรการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอในอดีต.....	20
3.1 กล่าวนำ	20
3.2 เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายอย่างง่ายและราคาถูกลำดับสำหรับเซนเซอร์แบบ ความต้านทานที่นำเสนอโดย Tapan Kr. Maiti และ K. Asim.....	20
3.3 การพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยวเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ นำเสนอโดย N. Ponnalagu Ramanathan และคณะ.....	23
3.3.1 กระบวนการคายประจุ ครั้งที่ 1.....	25
3.3.2 กระบวนการคายประจุ ครั้งที่ 2.....	27
3.3.3 กระบวนการคายประจุ ครั้งที่ 3.....	27
3.4 เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยใช้เซ็นเซอร์ไดโอดเพียง 1 ตัว สำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย ที่นำเสนอโดย L. Wie และคณะ.....	30
3.4.1 การวัดค่าความต้านทานภายในสาย.....	31
3.4.2 การวัดค่ากระแสที่ใช้งาน.....	31
3.4.3 การวัดค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน.....	32
3.5 สรุป	33
บทที่ 4 การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอ.....	35
4.1 กล่าวนำ	35
4.2 หลักการและการออกแบบวงจรที่นำเสนอ	35
4.2.1 หลักการพื้นฐาน.....	36
4.2.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรที่นำเสนอ.....	38
4.2.3 การออกแบบวงจรที่นำเสนอ.....	44
4.3 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอ	48
4.4 การทดลองและผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอ.....	49
4.5 สรุป	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ	63
5.1 บทสรุป	63
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการทำวิจัยต่อ	63
เอกสารอ้างอิง	65
ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์.....	68
ภาคผนวก ข การอธิบายวงจรที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์เพิ่มเติม.....	91
ข.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส.....	92
ข.2 วงจรขยายวัตต์.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ข้อดีข้อเสียของเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอนในอดีต	34
4.1 อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในการทดสอบวงจร	50
4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจร	50
4.3 ผลการวัดค่าสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt100) ด้วยความต้านทาน ภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้บอร์ด AIO.....	55
4.4 ผลการวัดค่าสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt1000) ด้วยความต้านทาน ภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้บอร์ด AIO.....	56
4.5 ผลการวัดค่าสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt100) ด้วยความต้านทาน ภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์	58
4.6 ผลการวัดค่าสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt1000) ด้วยความต้านทาน ภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์	59
4.7 ผลการวัดค่าสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt100) สำหรับ สายยาว 30 เมตรด้วยอุณหภูมิแวดล้อมที่แตกต่างกันโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ตัวต้านทาน.....	6
2.2 เซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่าง	8
2.3 เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว.....	8
2.4 สัญลักษณ์การเชื่อมต่อของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน	9
2.5 ลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย.....	10
2.6 โครงสร้างเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย และความต้านทานภายในสาย	10
2.7 ลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย.....	11
2.8 โครงสร้างเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย และความต้านทานภายในสาย	12
2.9 ลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย.....	13
2.10 โครงสร้างเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย และความต้านทานภายในสาย	13
2.11 วงจรแบ่งแรงดัน.....	14
2.12 การไหลของกระแสในวงจรแบ่งแรงดัน กรณีไม่มีความต้านทานไหล.....	14
2.13 การเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน	15
2.14 วงจรวีตสโตนบริดจ์.....	16
2.15 วงจรตรวจวัดเซนเซอร์ด้วยวีตสโตนบริดจ์.....	18
3.1 วงจรการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานที่นำเสนอโดย Tapan Kr. Maiti และ K. Asim.....	21
3.2 สัญลักษณ์รูปคลื่นเอาต์พุตที่ได้จากดิฟเฟอเรนเชียลโอสซิลโลสโคป.....	23
3.3 วงจรที่ของเทคนิคที่นำเสนอโดย N. Ponnalagu Ramanathan และคณะ.....	24
3.4 กระบวนการเก็บประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุ C ที่เกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง.....	25
3.5 วงจรสำหรับเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอโดย L. Wie และคณะ.....	30
4.1 วงจรพื้นฐานของเทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายโดยใช้ไดโอด 2 ตัว.....	36
4.2 วงจรสมมูลของเทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายโดยใช้ไดโอด 2 ตัว	36
4.3 วงจรสมมูลสำหรับ $i_{ex} = I_1$	37
4.4 วงจรสมมูลสำหรับ $i_{ex} = -I_1$	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และก๊อปปี้หรืออ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5	สัญญาณกระแสแบบ 3 ระดับ.....39
4.6	วงจรการทำงานของขั้นตอนที่นำเสนอ.....39
4.7	วงจรแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.6 ในช่วงที่ 1 (สัญญาณกระแสเป็นบวก).....40
4.8	วงจรแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.6 ในช่วงที่ 2 (สัญญาณกระแสเป็นลบ).....42
4.9	บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคที่นำเสนอ.....44
4.10	แหล่งจ่ายกระแส 3 ระดับ.....45
4.11	วงจรของเทคนิคที่นำเสนอ.....46
4.12	วงจรขยายสัญญาณผลต่าง V_{diff}47
4.13	บอร์ดทดลองต้นแบบของวงจรที่นำเสนอ.....51
4.14	บล็อกไดอะแกรมการเชื่อมต่ออุปกรณ์ของเทคนิคที่นำเสนอ โดยใช้โปรแกรม LabVIEW เป็น MCU53
4.15	การติดตั้งการทดลองของเทคนิคที่นำเสนอ โดยใช้โปรแกรม LabVIEW เป็น MCU.....54
4.16	รูปแบบคลื่นสัญญาณพัลส์ 3 ระดับ v_{mi}54
4.17	ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt100 ที่ใช้โปรแกรม LabVIEW และ บอร์ด AIO55
4.18	ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt1000 ที่ใช้โปรแกรม LabVIEW และ บอร์ด AIO56
4.19	บล็อกไดอะแกรมการเชื่อมต่ออุปกรณ์ของเทคนิคที่นำเสนอ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็น MCU.....57
4.20	การติดตั้งการทดลอง โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็น MCU.....58
4.21	ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt100 ที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์.....59
4.22	ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt1000 ที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์.....60
4.23	ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิ ε_5 ของ pt100 สำหรับสายยาว 30 เมตร โดยอุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนจาก 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส.....61
ข.1.1	วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบขับตรง.....92
ข.1.2	วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวขับ.....94

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อใช้ประกอบการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

ข.2.1 วจรชยายวัตคุม.....96



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และส่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อุณหภูมิ (Temperature) เป็นตัวแปรสำคัญที่ถูกติดตามและถูกควบคุมมากที่สุดในระบบการทำงานในด้านอุตสาหกรรม เซนเซอร์วัดอุณหภูมิ (Temperature sensor) เป็นหนึ่งในทรานสดิวเซอร์ (Transducer) มีบทบาทสำคัญในการใช้งานในด้านอุตสาหกรรมเพื่อรักษาอุณหภูมิให้คงที่สำหรับกระบวนการที่ต้องการใช้อุณหภูมิแบบเฉพาะ ซึ่งเซนเซอร์วัดอุณหภูมิมียุ่หลายประเภทที่สามารถนำมาใช้ในกระบวนการทำงานทางด้านอุตสาหกรรม เช่น เทอร์มิสเตอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ออุณหภูมิเป็นลบ (Negative coefficient thermistor, NTC) เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (Resistance temperature detector, RTD) เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple) และเซนเซอร์แบบรอยต่อสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor junction-based sensor) [1-3] เทอร์มิสเตอร์แบบ NTC เทอร์โมคัปเปิล และเซนเซอร์แบบรอยต่อสารกึ่งตัวนำต้องการวงจรปรับสภาพสัญญาณ (Signal conditioning circuit) ในการวัดอุณหภูมิสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเป็นเซนเซอร์แบบพาสซีฟ (Passive sensor) และทำให้ความต้านทานภายในเซนเซอร์เกิดการเปลี่ยนแปลงเชิงบวก เช่นเดียวกับการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิแวดล้อม (Ambient temperature) เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานสร้างมาจากแพลทินัม (Platinum, Pt) ซึ่งมีพฤติกรรมเด่นในด้านของความแม่นยำ (Accuracy) ความเป็นเชิงเส้น (Linearity) และมีความเสถียร (Stability) สูง อีกทั้งยังมีผลกระทบจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis effect) ต่ำ [4-6] ในการประยุกต์ใช้ทางด้านอุตสาหกรรม เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานจึงเป็นที่นิยมมากที่สุดที่นำมาใช้สำหรับการวัดอุณหภูมิ เนื่องจากมีความแม่นยำ และมีความเป็นเชิงเส้นระยะทางจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานไปยังวงจรปรับสภาพสัญญาณต้องการสายที่มีความยาว ซึ่งจะทำให้เกิดความต้านทานแฝงในสายแต่ละเส้น ความต้านทานภายในสายที่ต่อจากเซนเซอร์ไปจนถึงส่วนควบคุม รวมทั้งความต้านทานเซนเซอร์ สิ่งเหล่านี้ทำให้เกิดค่าความผิดพลาดขนาดใหญ่สำหรับการวัดอุณหภูมิในกระบวนการทางด้านอุตสาหกรรม มากไปกว่านั้น การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแวดล้อมทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความต้านทานภายในสายที่เป็นโลหะ เนื่องจากสมบัติคุณสมบัติเชิงความร้อนของโลหะ (Thermal property of metal) ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดที่ไม่แน่นอนในการวัดคุณภาพอุณหภูมิ ตัวอย่างเช่น เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน $pt100$ ชนิด 2 สาย เชื่อมต่อกับสายสัญญาณที่มีค่าความต้านทานภายในสายรวม 1 โอห์ม ทำให้ค่าที่ได้จากวัดอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจากเดิมประมาณ 2.4 องศาเซลเซียส [7-11] นอกจากนี้ ความต้านทานหน้าสัมผัส (Contact resistance) ของปลายสายระหว่างส่วนควบคุมและเซนเซอร์ถูกรวมเข้าไปกับความต้านทานภายในสายซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเรียกรวมว่าความต้านทานภายในสาย ข้อเสียของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานคือความต้านทานภายในสาย ซึ่งสามารถชดเชยได้โดยใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 3 สาย หรือ 4 สาย [1-3,12,13] ช่วงระยะของสายไฟทั้งหมดถูกกำหนดให้เท่ากัน ทำให้ความต้านทานภายในสายเท่ากัน โดยปกติ การพิจารณาอุณหภูมิของกระบวนการใช้วงจรบริดจ์เป็นพื้นฐาน [1-3,11,13-15] แต่ข้อเสียของวงจรบริดจ์คือสัญญาณที่อ่านข้อมูลได้โดยตรงจากวงจรให้ค่าที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) สำหรับเทคนิคในการอ่านค่าข้อมูลแบบเชิงเส้น (Linear) ของสัญญาณจากวงจรบริดจ์ คือการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) และ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน (Relaxation oscillator) [10] เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 3 สาย หรือ 4 สาย ต้องใช้ตัวขยายสัญญาณหลายตัวต่อรวมกับแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความซับซ้อนให้กับวงจรปรับสภาพสัญญาณ อย่างไรก็ตาม เทคนิคนี้จะมีประสิทธิภาพก็ต่อเมื่อมีความต้านทานของแต่ละสายเท่ากันเท่านั้น นอกจากนี้ การใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 3 สาย หรือ 4 สาย เป็นการเพิ่มต้นทุนและความซับซ้อนให้กับระบบควบคุม โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการวัดระยะไกลและการวัดหลายตำแหน่ง ดังนั้น การใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย เป็นที่น่าสนใจเนื่องจากมีความเรียบง่ายและประหยัด มีอีกหลายเทคนิคเพื่อช่วยลดค่าความผิดพลาดจากความต้านทานภายในสาย ซึ่งรวมถึงความต้านทานหน้าสัมผัสของเซนเซอร์แบบความต้านทานด้วย [7-10,13,16] ได้มีการเสนอการชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดจากความต้านทานในสายของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย โดยใช้แรงดันอ้างอิงแบบชัณฑ์ที่มีความแม่นยำสูง (Precision shunt voltage reference) และแหล่งจ่ายกระแส [17] เทคนิคนี้เป็นการใช้สัญญาณกระตุ้น 2 ชนิด ให้กับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน นั่นคือ สัญญาณแรงดัน และสัญญาณกระแส สัญญาณแรงดันที่มาจากแรงดันอ้างอิงที่แม่นยำในเทคนิคนี้ ถูกใช้เพื่อวัดความต้านทานภายในสาย ขณะที่สัญญาณกระแสที่มาจากแหล่งจ่ายกระแสถูกใช้เพื่อหาความต้านทานทานของเซนเซอร์รวมทั้งความต้านทานภายในสาย ทว่าที่สัญญาณแรงดันขนาดใหญ่ไหลผ่านเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานระหว่างการวัดความต้านทานภายในสายเป็นเหตุทำให้เกิดความร้อนใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเซนเซอร์ ดังนั้น เทคนิคนี้จึงเหมาะสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่มีความต้านทานสูง เช่น เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt1000 โดยจะต้องลดกระแสที่ไหลผ่านตัวเซนเซอร์ อีกเทคนิคหนึ่งคือการใช้ไดโอด 2 ตัว ทำหน้าที่เป็นเหมือนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ที่เชื่อมต่อกับขั้วของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเพื่อวัดความต้านทานภายในสายซึ่งถูกนำเสนอเมื่อไม่นานมานี้ [7-10,17] การทำงานของเทคนิคนี้จะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันและไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเทคนิคนี้ต้องการสัญญาณกระแสแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional current signal) เพื่อหาความต้านทานของเซนเซอร์ อย่างไรก็ตาม แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) ของไดโอดต้องเท่ากันเพื่อทำให้ไม่เกิดความผิดพลาดกับตัวแปรที่วัด สำหรับไดโอดที่ไม่สมพ้องกัน (Mismatched diode) ที่แรงดันขีดเริ่มต่างกัน 1 มิลลิโวลต์ ค่าความผิดพลาดวัดได้ประมาณ 2.5 องศาเซลเซียส ที่เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt100 เมื่อใช้กระแสกระตุ้น 1 มิลลิแอมแปร์ [11] ยิ่งไปกว่านั้น แรงดันขีดเริ่มของไดโอดจะเปลี่ยนไปตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแวดล้อม เนื่องจากแรงดันที่เกิดจากอุณหภูมิ (Thermal voltage) เป็นลักษณะเฉพาะของไดโอด ความผิดพลาดนี้จึงกลายเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญเช่นเดียวกับความต้านทานภายในสาย เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดดังกล่าวจำเป็นต้องใช้ไดโอดที่ใกล้เคียงหรือสมพ้องกัน (Matched diode) แต่ไดโอดที่เหมือนกันทุกประการไม่สามารถหาได้จากอุปกรณ์ทั่วไป ดังนั้นถ้ามีเทคนิคที่ใช้ไดโอด 2 ตัว มีราคาถูกและเรียบง่ายไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์เฉพาะ อีกทั้งแรงดันขีดเริ่มของไดโอดสามารถชดเชยได้ จะเป็นประโยชน์อย่างมาก

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอขั้นตอนการหาค่าความต้านทานภายในสายและความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน โดยเทคนิคการใช้ไดโอด 2 ตัว ซึ่งขั้นตอนที่นำเสนอได้ใช้สัญญาณกระแสแบบ 2 ทิศทางเพื่อไปกระตุ้นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานและใช้หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการหาค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ค่าความต้านทานภายในสาย รวมถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เทคนิคที่นำเสนอมีการทำงานที่รวดเร็วและแม่นยำ ประสิทธิภาพของวงจรที่อุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนจาก 30 – 70 องศาเซลเซียส มีค่าความผิดพลาดน้อยกว่า 0.27 องศาเซลเซียส

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอขั้นตอนการหาค่าความต้านทานภายในสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานและค่าแรงดันขีดเริ่มของไดโอดได้อย่างแม่นยำ รวมถึงการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยการออกแบบวงจรใช้อุปกรณ์ที่สามารถหาซื้อได้ง่ายในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความสมพงษ์กัน โดยนำเทคนิคที่เคยนำเสนอในอดีตมาประยุกต์ใช้ [9,17,18] เน้นให้มีการใช้งานง่าย ราคาต่ำ มีขนาดกะทัดรัด และสามารถใช้งานได้ในทุกสภาพแวดล้อม

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

จากเทคนิคแนวทางการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยใช้เซนเซอร์แบบความต้านทานที่เคยนำเสนอมาในอดีต [9,17,18] จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพงษ์กันเพื่อชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในวงจร แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการนำเสนอเทคนิคที่ไม่จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพงษ์กัน เนื่องจากการหาไดโอดที่มีความสมพงษ์กันกับอุปกรณ์ที่ไม่ได้อยู่ในวงจรเป็นเรื่องที่ทำได้ยาก จึงนำหลักการแรงดันที่มีผลมาจากอุณหภูมิที่เกิดขึ้นบริเวณรอยต่อ p-n ของไดโอด หรือกล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิแวดล้อมไดโอดเปลี่ยนไปจะส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของไดโอด ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากแรงดันไดโอดที่มีอุณหภูมิมาเกี่ยวข้อง ความไม่สมพงษ์ของไดโอดจะแสดงในรูปของกระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (Reverse saturated current) ซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพงษ์กันเพื่อลดค่าความผิดพลาดที่จะเกิดขึ้น และยังสามารถชดเชยความต้านทานภายในสายได้เช่นเดียวกับแนวทางที่เคยกล่าวมาในอดีต นอกจากนี้ยังสามารถหาซื้ออุปกรณ์ได้ง่ายและมีราคาถูก

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทำการศึกษาเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่เคยมีการนำเสนอมาในอดีต และนำมาพัฒนาการออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายให้สามารถใช้งานได้ง่าย อุปกรณ์สามารถหาซื้อได้ง่ายในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ และมีวงจรมีขนาดเล็ก โดยได้อธิบายหลักการพื้นฐาน ขั้นตอนการทำงานของเทคนิคและการออกแบบวงจรที่นำเสนอ ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่ออกแบบ อีกทั้งทำการทดสอบการทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วยการต่อวงจรจริง เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการนำวงจรที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานจริงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดแบ่งเนื้อหาทั้งหมด 5 บท และภาคผนวกอีก 3 ภาค โดยจะมีเนื้อหาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ มีเนื้อหาเกี่ยวกับความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ที่น่าสนใจ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมถึงรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 เซนเซอร์แบบความต้านทานและการตรวจวัด กล่าวถึง หลักการพื้นฐานของตัวต้านทานและเซนเซอร์แบบความต้านทาน เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน รวมถึงการตรวจวัดเซนเซอร์โดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน และ วงจรวีตัสโตนบริดจ์

บทที่ 3 การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่ได้มีการนำเสนอในอดีต กล่าวถึง เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายแบบใหม่และราคาถูกโดยใช้เซนเซอร์แบบความต้านทาน การพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์ และ เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดเพียงตัวเดียวสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย

บทที่ 4 การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานในสาย กล่าวถึง รายละเอียดหลักการพื้นฐาน ขั้นตอนการทำงานและการออกแบบวงจรที่น่าสนใจ รวมถึงการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานของการทำงานของการออกแบบวงจร และได้ทำการทดลองด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัย เป็นการสรุปงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ และข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยในอนาคตเพื่อให้การทำของวงจรมีประสิทธิภาพมากขึ้น

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์นี้ คือ ภาคผนวก ซึ่งกล่าวถึงบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ และการอธิบายวงจรที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์เพิ่มเติม ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

ภาคผนวก ข การอธิบายวงจรที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์เพิ่มเติม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เซนเซอร์แบบความต้านทานและการตรวจวัด

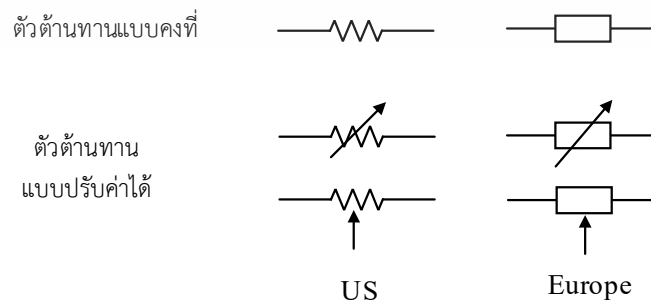
2.1 กล่าวนำ

ทรานสดิวเซอร์ คือ อุปกรณ์หรือเครื่องมือที่เปลี่ยนแปลงพลังงานรูปแบบหนึ่งให้อยู่ในพลังงานอีกรูปแบบหนึ่ง เซนเซอร์เป็นหนึ่งในทรานสดิวเซอร์ ที่สามารถเปลี่ยนตัวแปรทางกายภาพทางเคมี หรือทางชีวภาพ ให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยเซนเซอร์แบบความต้านทาน (Resistive sensor) เป็นเซนเซอร์ที่นำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบการวัดและควบคุม อีกทั้งประยุกต์ในงานทางด้านอุตสาหกรรม โดยเซนเซอร์แบบความต้านทานจะทำหน้าที่ในการตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงความต้านทานภายในของวัสดุตามตัวแปรที่ต้องการตรวจวัด สัญญาณเอาต์พุตจะได้รับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน

ในบทนี้จะนำเสนอหลักการพื้นฐานของตัวต้านทาน เซนเซอร์แบบความต้านทาน และเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน รวมทั้งการตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทานเชิงเดียว ซึ่งเป็นพื้นฐานในการนำไปใช้งานทางด้านระบบการวัดและควบคุม

2.2 หลักการพื้นฐานของตัวต้านทานและเซนเซอร์แบบความต้านทาน [18,19]

ตัวต้านทานเป็นองค์ประกอบทางไฟฟ้าหรืออิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีคุณสมบัติในการต้านการไหลของกระแสและมีค่าความต้านทานระบุไว้ ตัวต้านทานแบ่งตามลักษณะการใช้ได้เป็น 2 ชนิด คือ ตัวต้านทานแบบคงที่ (Fixed resistor) และ ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ (Variable resistor) โดยจะมีโครงสร้างและการใช้งานที่แตกต่างกัน แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทาน (Resistance, R) ของวัตถุ จะขึ้นอยู่กับรูปร่างและวัสดุที่นำมาใช้ต้านทานทางไฟฟ้ามีความเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความยาวของวัตถุ (Length, L) ยิ่งวัตถุนั้นมีความยาวมาก ความต้านทานของวัตถุนั้นก็ยิ่งมากเช่นกัน และความต้านทานแปรผกผันกับพื้นที่ (Area, A) ของวัตถุ กรณีที่ใช้วัสดุต่างกัน ความต้านทานของประจุที่ไหลก็ต่างกัน ซึ่งได้มีการกำหนดสภาพความต้านทาน (Resistivity, ρ) ของสารเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความต้านทาน สภาพความต้านทานเป็นคุณสมบัติภายในของวัสดุนั้นๆ ไม่ขึ้นอยู่กับรูปร่างหรือขนาด ความต้านทานสามารถหาได้จากสมการที่ (2.1)

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (2.1)$$

เซนเซอร์แบบความต้านทานมีการประยุกต์ใช้ในกระบวนการอุตสาหกรรมและระบบควบคุม โดยจำแนกได้เป็น 2 ประเภทหลัก คือ เซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่าง (Differential resistive sensor) และเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว (Single resistive sensor) โดยเซนเซอร์แบบความต้านทานจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปตามปริมาณกายภาพที่ตรวจวัด โดยจะมีความสัมพันธ์ $R_{sens} = R_0 f(x)$ เมื่อกำหนดให้ $f(0) = 1$ สำหรับเซนเซอร์แบบเชิงเส้น ซึ่งสามารถพิจารณาค่าความต้านทานของเซนเซอร์แบบความต้านทานได้จากสมการที่ (2.2)

$$R_{sens} = R_0 (1 + x) \quad (2.2)$$

เมื่อ R_{sens} คือ ความต้านทานเอาต์พุตของเซนเซอร์แบบความต้านทาน

R_0 คือ ความต้านทานเริ่มต้นของเซนเซอร์แบบความต้านทาน

x คือ ค่าคงที่ เปลี่ยนแปลงตามปริมาณที่ตรวจวัด

ช่วงการเปลี่ยนแปลงปริมาณที่ตรวจวัด x ของเซนเซอร์แบบความต้านทาน จะขึ้นอยู่กับชนิดของเซนเซอร์

2.2.1 เซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่าง

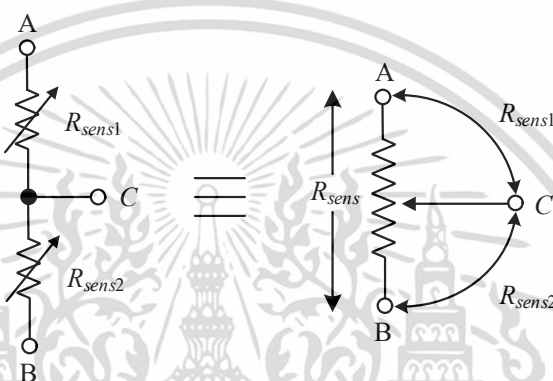
เซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่างจะมีองค์ประกอบในการตรวจวัด 2 ส่วน โดยส่วน

ใดส่วนหนึ่งของการตรวจวัดมีค่าเพิ่มขึ้น อีกส่วนของการตรวจวัดจะมีค่าลดลงตามตัวแปรที่ต้องการวัด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพเทนชิโอมิเตอร์ (Potentiometer) คือหนึ่งในเซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่างที่นิยมนำมาใช้งาน วงจรของเซนเซอร์แบบความแตกต่างแสดงในรูป 2.2 โดยสามารถหาความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานเซนเซอร์ได้จากสมการที่ (2.3)

$$R_{sens} = R_{sens1} + R_{sens2} \quad (2.3)$$

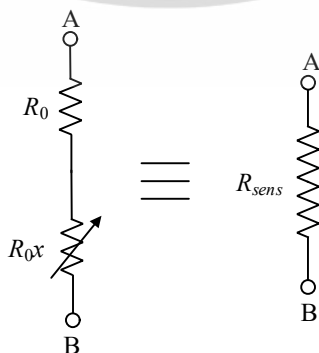
โดยที่ $R_{sens1} = R_0(1-x)$ และ $R_{sens2} = R_0(1+x)$



รูปที่ 2.2 เซนเซอร์ความต้านทานแบบความแตกต่าง

2.2.2 เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดียว

เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวมักประกอบในการตรวจวัดเพียงส่วนเดียวเท่านั้น ซึ่งค่าที่วัดได้เปลี่ยนแปลงตามตัวแปรที่ต้องการวัด เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดียวที่นิยมนำมาใช้ในงานระบบการวัดและควบคุม เช่น สเตรนเกจ (Strain gauge) และเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (Resistance Temperature Detectors, RTDs) วงจรเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 โดยค่าความต้านทานของเซนเซอร์จะมีความสัมพันธ์เป็น $R_{sens} = R_0(1+x)$



รูปที่ 2.3 เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว ที่ใช้สำหรับการตรวจวัดอุณหภูมิ โดยรายละเอียดจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

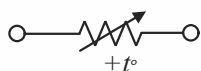
2.3 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน [19]

เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน เป็นเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว ใช้ตรวจวัดอุณหภูมิตามการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานไฟฟ้า วัสดุที่นำมาใช้งานที่พบมากที่สุดคือ แพลตินัม (Platinum, Pt) ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงความต้านทานต่ออุณหภูมิ สามารถอธิบายได้ตามสมการที่ (2.4)

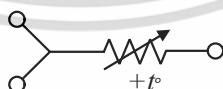
$$R_{sens} = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (2.4)$$

เมื่อ R_{sens} คือ ความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน
 R_0 คือ ความต้านทานของเซนเซอร์ที่อุณหภูมิอ้างอิง (0 องศาเซลเซียส)
 T คือ อุณหภูมิของเซนเซอร์ในหน่วยขององศาเซลเซียส
 T_0 คือ อุณหภูมิของเซนเซอร์ที่ 0 องศาเซลเซียส
 α คือ ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทาน

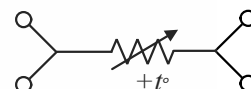
เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน นิยมใช้กับการวัดระยะไกล โดยมีการเชื่อมต่อสายสัญญาณ 3 แบบ ดังรูปที่ 2.4 คือ สายสัญญาณมาตรฐาน (2 สาย) สายสัญญาณ 3 สาย และสายสัญญาณ 4 สาย เพื่อใช้ในการอ่านข้อมูลหรือส่งสัญญาณ รายละเอียดของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานแต่ละแบบจะอธิบายในหัวข้อย่อยต่อไป



(ก) เซนเซอร์แบบ 2 สาย



(ข) เซนเซอร์แบบ 3 สาย



(ค) เซนเซอร์แบบ 4 สาย

รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์การเชื่อมต่อของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

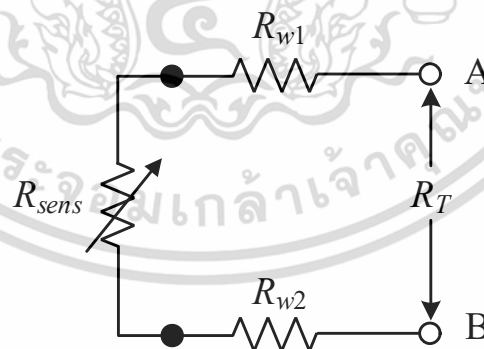
2.3.1 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย

เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย มีการใช้งานที่น้อยมาก เนื่องจากเป็นเซนเซอร์ที่เหมาะสมกับงานที่ไม่ต้องการความละเอียดและแม่นยำมากนัก อีกทั้งยังวัดระยะทางได้ไม่ไกลมาก เพราะอาจเกิดค่าผิดพลาดได้จากความต้านทานภายในสาย ซึ่งลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย แสดงดังรูปที่ 2.5 และโครงสร้างของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สายและความต้านทานภายในสาย แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.5 ลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย

(อ้างอิง: <https://learn.adafruit.com/adafruit-max31865-rtd-pt100-amplifier/rtd-wiring-config>)



รูปที่ 2.6 โครงสร้างเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย และความต้านทานภายในสาย

กำหนดให้ R_{w1} และ R_{w2} เป็นค่าความต้านทานภายในสาย A และ B ตามลำดับ R_{sens} คือ ความต้านทานจากเซนเซอร์ที่ต้องการตรวจวัด จะได้ค่าความต้านทานรวม R_T ระหว่างจุด A และ B เป็นไปตามสมการที่ (2.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_T = R_{w1} + R_{w2} + R_{sens} \quad (2.5)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าเมื่อต่อใช้งานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 2 สาย จะมีค่าความต้านทานภายในสาย (R_{w1} และ R_{w2}) ติดมากับค่าความต้านทานจากเซนเซอร์ (R_{sens}) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สายสำหรับเทคนิคที่น่าเสนอ เนื่องจากเป็นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่มีความเรียบง่ายและมีราคาถูก

2.3.2 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย

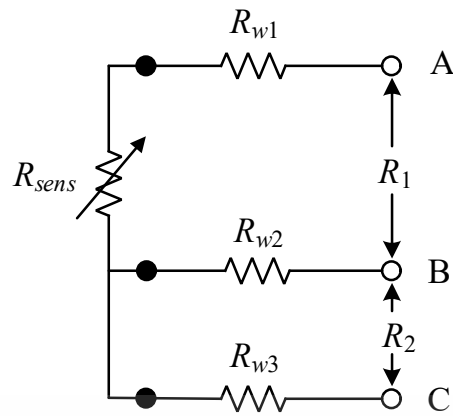
เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย เป็นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่นิยมนำไปใช้ในงานอุตสาหกรรมมากที่สุด ความต้านทานภายในสายหรือระยะทางในการตรวจวัดมีผลต่อการตรวจวัดของเซนเซอร์เพียงเล็กน้อย เนื่องจากมีการเชื่อมต่อสาย 1 สายแบบขนาน เพื่อชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากความต้านทานภายในสาย จึงเป็นเซนเซอร์ที่เหมาะสมกับการงานที่ต้องการตรวจวัดในระยะไกลอีกทั้งมีความละเอียดและแม่นยำ ซึ่งลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 และโครงสร้างของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สายและความต้านทานภายในสาย แสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.7 ลักษณะเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สาย

(อ้างอิง: <https://learn.adafruit.com/adafruit-max31865-rtd-pt100-amplifier/rtd-wiring-config>)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 โครงสร้างเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 3 สายและความต้านทานภายในสาย

จากรูปที่ 2.8 ให้ R_{w1} , R_{w2} และ R_{w3} เป็นความต้านทานภายในสาย A, B และ C ตามลำดับ R_{sens} คือความต้านทานเซนเซอร์ที่ต้องการตรวจวัด ในการคำนวณค่าความต้านทานรวม R_T จะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนแรกเป็นการวัดความต้านทานระหว่างจุด A และ B (เปิดวงจรจุด C) ความต้านทาน R_1 เขียนสมการได้เป็น

$$R_1 = R_{w1} + R_{w2} + R_{sens} \quad (2.6)$$

ขั้นตอนที่สอง ทำการวัดความต้านทานระหว่างจุด B และ C (เปิดวงจรจุด A) ความต้านทาน R_2 หาได้จาก

$$R_2 = R_{w2} + R_{w3} \quad (2.7)$$

จะหาความต้านทานรวม R_T ได้โดยการนำค่าความต้านทาน R_1 ลบด้วย R_2 ถ้ากำหนดให้ความยาวสายสัญญาณเท่ากันทุกเส้น ($R_{w1} = R_{w2} = R_{w3}$) สามารถหาค่าความต้านทานรวม R_T ในรูปที่ 2.8 ได้ดังสมการ

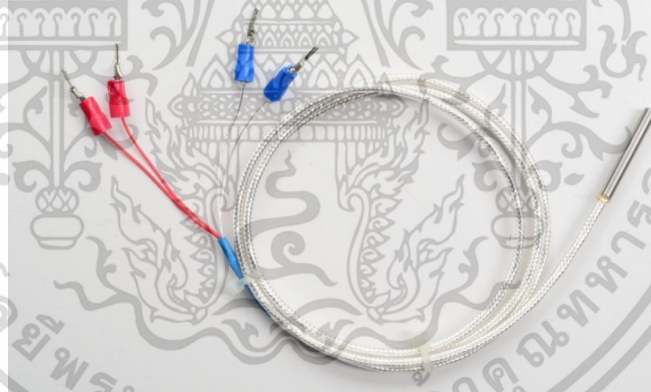
$$R_T = R_1 - R_2 = (R_{w1} + R_{w2} + R_{sens}) - (R_{w2} + R_{w3}) \approx R_{sens} \quad (2.8)$$

เนื่องจากความยาวของสายสัญญาณเท่ากัน ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากความต้านทานภายในสายได้รับการชดเชย ทำให้ความต้านทานรวม R_T ขึ้นอยู่กับความต้านทานของเซนเซอร์ที่ต้องการตรวจวัดเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

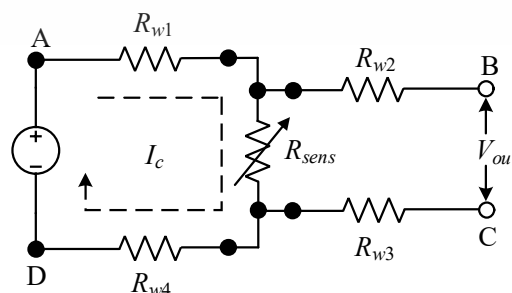
2.3.3 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย

เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย เป็นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่เหมาะสมกับงานที่ต้องการความละเอียดและแม่นยำมากที่สุด สามารถชดเชยความต้านทานภายในสายได้ทั้งหมด ไม่มีค่าความผิดพลาดเนื่องมาจากความต้านทานภายในสาย ซึ่งลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 และโครงสร้างของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สายและความต้านทานภายในสาย แสดงในรูปที่ 2.10 และจากรูปที่ 2.10 ให้ R_{w1} , R_{w2} , R_{w3} และ R_{w4} เป็นความต้านทานภายในสาย A B C และ D ตามลำดับ R_{sens} คือ ความต้านทานเซนเซอร์ที่ต้องการตรวจวัด เมื่อนำแหล่งจ่ายแรงดันต่อเข้ากับวงจรที่สาย A และ D เพื่อกระตุ้นให้เกิดกระแส I_c ไหลผ่านเซนเซอร์ R_{sens} ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเซนเซอร์เป็น $I_c R_{sens}$ เมื่อวัดแรงดันผ่านสายสัญญาณ B และ C โดยอิมพีแดนซ์ของโวลต์มิเตอร์ต้องมีค่าสูงมากจึงจะสามารถวัดค่าความต้านทานเซนเซอร์ได้ โดยความต้านทานภายในสายไม่มีผลกระทบต่อวงจร แรงดันเอาต์พุต V_{out} มีค่าประมาณ $I_c R_{sens}$



รูปที่ 2.9 ลักษณะของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สาย

(อ้างอิง: <https://learn.adafruit.com/adafruit-max31865-rtd-pt100-amplifier/rtd-wiring-config>)



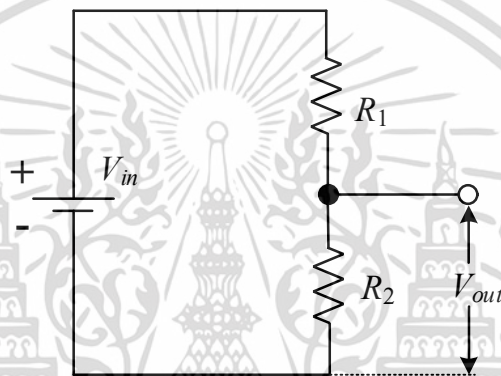
รูปที่ 2.10 โครงสร้างเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สายและความต้านทานภายในสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การตรวจวัดเซนเซอร์แบบความต้านทาน

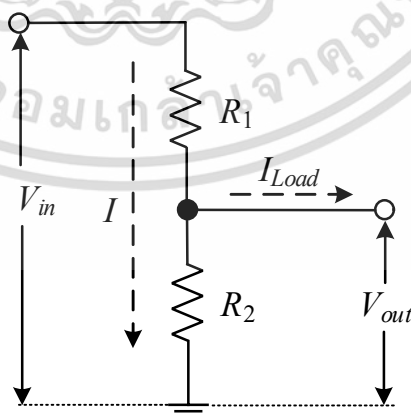
2.4.1 การใช้วงจรแบ่งแรงดัน [20]

วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage divider circuit) เป็นส่วนประกอบของวงจรแบบแพสซีฟ เป็นวงจรพื้นฐานอย่างง่ายและนำมาใช้กับเซนเซอร์แบบความต้านทาน ซึ่งเป็นวงจรที่เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่งที่ต่ำกว่า วงจรประกอบด้วยตัวต้านทาน 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน จ่ายแรงดันเข้าที่ขั้วของตัวต้านทานทั้ง 2 ตัว โดยตัวต้านทานตัวใดตัวหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นเซนเซอร์แบบความต้านทาน แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรแบ่งแรงดัน

จากรูปที่ 2.11 แรงดันเอาต์พุตที่ได้ คือแรงดันตกคร่อม R_2 โดยแรงดันเอาต์พุตจะน้อยกว่าแรงดันอินพุต เพราะแรงดันรวมที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะต้องรวมกันแล้วได้เป็นแรงดันอินพุต



รูปที่ 2.12 การไหลของกระแสในวงจรแบ่งแรงดัน กรณีที่ไม่มีความต้านทานโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 2.12 เมื่อไม่มีความต้านทานโหลด R_L หรือความต้านทานโหลดเป็นอนันต์ กระแสไหลมีค่าน้อยมากประมาณ 0 แอมแปร์ กระแสทั้งหมดมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน V_{in} ไหลลงกราวด์ผ่านตัวต้านทานที่ต่ออนุกรม R_1 และ R_2 กระแสนั้นคือกระแส I จากกฎของโอห์ม จะได้ว่า

$$V_{in} = I(R_1 + R_2) \quad (2.9)$$

หรือ

$$I = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \quad (2.10)$$

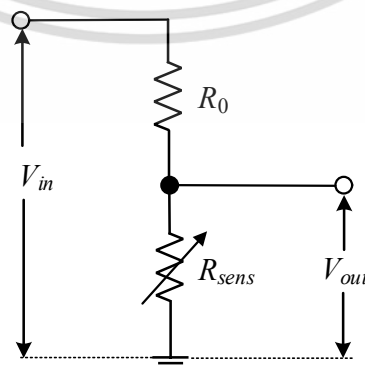
กระแสที่ไหลในวงจรหาได้จากสมการที่ (2.10) และสามารถหาแรงดันเอาต์พุตได้จาก

$$V_{out} = IR_2 \quad (2.11)$$

แทนสมการ (2.10) ลงในสมการ (2.11) จะได้

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.12)$$

สมการ (2.12) เป็นสมการทั่วไปที่ใช้เพื่อหาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแบ่งแรงดัน ซึ่งกรณีที่ความต้านทานโหลด R_L สูงมาก กระแสไหลจะเป็น 0 แอมแปร์ เมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานกับการเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทาน วงจรการเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้วงจรแบ่งแรงดันแสดงดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การเชื่อมต่อเซนเซอร์แบบความต้านทานโดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.13 แทน R_{sens} ด้วย $R_0(1+x)$ ตามสมการที่ (2.2) โดยที่ x คือปริมาณที่ต้องการตรวจวัด และสามารถหาแรงดันเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

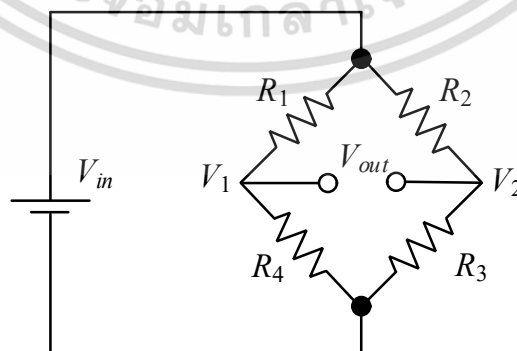
$$V_{out} = \left(\frac{R_0(1+x)}{R_0 + R_0(1+x)} \right) V_{in} \quad (2.13)$$

$$V_{out} = \left(\frac{1+x}{2+x} \right) V_{in} \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in} และปริมาณที่ต้องการตรวจวัด x โดยความต้านทานเริ่มต้นของเซนเซอร์ R_0 ไม่มีผลกับแรงดันเอาต์พุต V_{out}

2.4.2 การใช้วงจรวีตสโตนบริดจ์ [19]

วีตสโตนบริดจ์ (Wheatstone bridge) หรือบริดจ์กระแสตรง (DC bridge) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับหาค่าความต้านทานที่ไม่ทราบค่า โดยใช้หลักการเปรียบเทียบค่าความต้านทานที่ทราบค่า กับตัวต้านทานที่ต้องการทราบค่า และต้องใช้สภาวะสมดุลของวงจรในการหาค่าความต้านทานที่ต้องการทราบ ซึ่งวงจรวีตสโตนบริดจ์อย่างง่าย จะประกอบด้วยตัวต้านทาน 4 ตัว ต่ออนุกรมกันเป็นรูปสี่เหลี่ยม แหล่งจ่ายแรงดันจะเชื่อมต่อที่มุมสองด้านในแนวทแยงมุมหรือมุมตรงข้ามกัน และตัวตรวจวัดแรงดันหรือกระแสจะเชื่อมต่อกันในอีกแนวทแยงมุมหนึ่ง ซึ่งวงจรวีตสโตน บริดจ์ แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรวีตสโตนบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่า วงจรวีตสโตนบริดจ์ไม่ได้ซับซ้อนและง่ายต่อการสร้างวงจร ด้วยเหตุนี้ วงจรวีตสโตนบริดจ์จึงนำมาประยุกต์ใช้ได้หลากหลายในด้านของระบบการวัดและควบคุม สามารถหาแรงดันเอาต์พุตของวงจรได้จากความสัมพันธ์ของตัวต้านทานในวงจร โดยใช้การแบ่งแรงดัน เป็นดังสมการ

$$V_{out} = V_1 - V_2 \quad (2.15)$$

เมื่อให้ V_1 และ V_2 เป็นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_4 และ R_3 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาหาแรงดันตกคร่อม R_4 จะได้แรงดัน V_1 เป็นไปตามสมการที่ (2.16)

$$V_1 = \left(\frac{V_{in}}{R_1 + R_4} \right) R_4 = \left(\frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) V_{in} \quad (2.16)$$

และพิจารณาที่แรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_3 แรงดัน V_2 จะได้เป็น

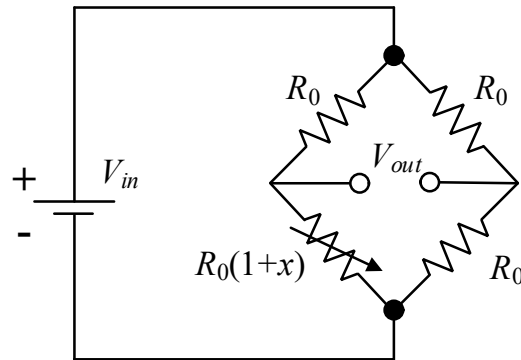
$$V_2 = \left(\frac{V_{in}}{R_2 + R_3} \right) R_3 = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) V_{in} \quad (2.17)$$

แรงดันเอาต์พุตหาได้โดยการแทนสมการที่ (2.16) และ (2.17) ลงในสมการที่ (2.15)

$$V_{out} = \left(\frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) V_{in} - \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) V_{in} = \left(\frac{R_4}{R_1 + R_4} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) V_{in} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.15) หากแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับศูนย์ จะทำให้ $V_1 = V_2$ กล่าวได้ว่า วงจรวีตสโตนบริดจ์นี้กำลังอยู่ในสภาวะสมดุล (Balance bridge) และจะเกิดได้ก็ต่อเมื่อ R_1/R_4 และ R_2/R_3 มีค่าเท่ากัน หากมีตัวต้านทานตัวใดตัวหนึ่งมีค่าเปลี่ยนไป จะทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตาม จึงให้วงจรบริดจ์สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่ไม่ทราบค่าได้ ใช้ได้ในกรณีที่ทราบค่าตัวต้านทานที่ใช้ทั้ง 3 ตัว ดังนั้นวงจรวีตสโตนบริดจ์จึงนิยมนำมาใช้กับเซนเซอร์แบบความต้านทาน เพื่อตรวจวัดปริมาณทางกายภาพ สามารถทำได้โดยกำหนดตัวต้านทานทั้ง 3 ตัวให้มีค่าเท่ากัน และนำตัวต้านทานแบบเซนเซอร์มาแทนตัวต้านทานที่เหลือหนึ่งตัว โดยกำหนดค่าเริ่มต้นความต้านทานของเซนเซอร์ให้มีค่าเป็น R_0 แสดงในรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 วงจรตรวจวัดเซนเซอร์ด้วยวีตสโตนบริดจ์

จากวงจรการตรวจวัดด้วยวีตสโตนบริดจ์ ดังรูปที่ 2.15 สามารถหาแรงดันเอาต์พุตได้โดยการแทนค่า R_1, R_2, R_3 ด้วย R_0 และแทนที่ R_4 ด้วย $R_0(1+x)$ ลงในสมการที่ (2.18) จะได้

$$V_{out} = \left(\frac{R_0(1+x)}{R_0 + R_0(1+x)} - \frac{R_0}{R_0 + R_0} \right) V_{in} \quad (2.19)$$

$$V_{out} = \left(\frac{x}{4+2x} \right) V_{in} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับปริมาณที่เปลี่ยนแปลงไป (x) ซึ่งสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานคืออุณหภูมิที่ทำการตรวจวัด

2.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอพื้นฐานและหลักการทำงานของเซนเซอร์แบบความต้านทาน โดยที่ค่าของเซนเซอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามปริมาณทางฟิสิกส์ที่ตรวจวัดจะขึ้นอยู่กับชนิดของเซนเซอร์ อีกทั้งยังนำเสนอเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานซึ่งเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเป็นเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว ที่นิยมนำมาใช้ในกิจการด้านการวัดและควบคุม โดยเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน 4 สายเป็นเซนเซอร์ที่มีความแม่นยำที่สุดและสามารถชดเชยค่าความต้านทานภายในสายได้ทั้งหมด เมื่อนำเซนเซอร์แบบความต้านทานมาประยุกต์ใช้กับวงจรแบ่งแรงดันและวงจรวีตสโตนบริดจ์ ในการตรวจวัดโดยใช้วงจรแบ่งแรงดัน แรงดันเอาต์พุตที่ได้ซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตและปริมาณที่ตรวจวัด โดยที่ความต้านทานเริ่มต้นของเซนเซอร์ไม่มีผลกระทบต่อวงจร เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในการตรวจวัดโดยใช้วงจรวีตส์โตนบริดจ์ แรงดันเอาต์พุตมีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปตามปริมาณทางกายภาพที่ทำการตรวจวัด สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีตส์โตนบริดจ์ยังไม่เหมาะที่นำไปใช้งาน จำเป็นต้องมีการปรับสภาพของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ้าก่อนนำไปใช้ ซึ่งจะมีการกล่าวถึงในบทถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสาย ที่นำเสนอในอดีต

3.1 กล่าวนำ

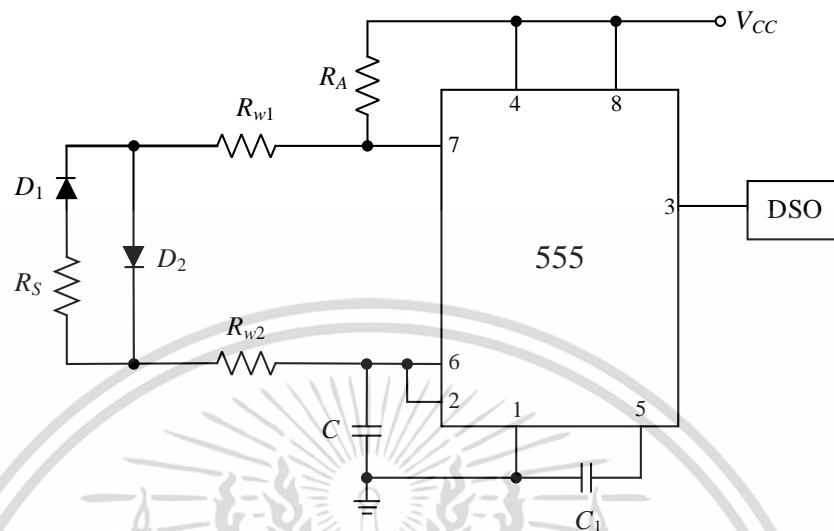
ปัจจุบันเซนเซอร์แบบความต้านทานได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในกระบวนการด้านอุตสาหกรรมกันอย่างกว้างขวาง เพื่อใช้วัดและควบคุมอุณหภูมิในระบบการทำงาน จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่ามีการนำเสนอเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายไว้จำนวนมาก

ในบทนี้จึงได้กล่าวถึงงานวิจัยที่ได้เคยมีการนำเสนอมาในอดีต 3 งานวิจัยด้วยกัน คือ เทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายอย่างง่ายและราคาถูกสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทานที่นำเสนอโดย Tapan Kr. Maiti และ K. Asim [17] การพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์ที่นำเสนอโดย N. Ponnalagu Ramanathan และคณะ [9] และ เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยการใช้ซีเนอร์ตไโอดเพียงตัวเดียวสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สายที่นำเสนอโดย L. Wei และคณะ [18] ซึ่งหลักการ
ทำงานของทั้ง 3 เทคนิคจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

3.2 เทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายอย่างง่ายและราคาถูกสำหรับเซนเซอร์ แบบความต้านทานที่นำเสนอโดย Tapan Kr. Maiti และ K. Asim [16]

เทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทานอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 3.1 ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ 555 (IC timer 555) และไดโอดที่มีความสมพียงกัน 2 ตัว (D_1 และ D_2) ที่มีบทบาทสำคัญมากกับเทคนิคนี้ถูกนำมาใช้ในโหมดที่มีความเสถียร (Astable mode) ไดโอด 2 ตัวที่เพิ่มเข้ามา สร้างมาจากทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น (NPN) 2 ตัวที่เหมือนกันในไอซีเบอร์ LM389 พร้อมกับเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานในวงจรนี้ ทำให้สามารถประมาณได้ว่าเซนเซอร์ความต้านทานและไดโอดทั้ง 2 ตัวถูกวางที่อุณหภูมิแวดล้อมเดียวกัน ดังนั้นการทำงานของ

วงจรที่นำเสนอไม่เพียงแต่กำจัดผลกระทบจากความต้านทานภายในสายแต่ยังคงชดเชยผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิแวดล้อมในการวัดระยะไกลได้อีกด้วย



รูปที่ 3.1 วงจรการชดเชยความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานที่นำเสนอโดย Tapan Kr. Maiti และ K. Asim [16]

เพื่อศึกษาเวลาการเก็บประจุ (Charging time) และเวลาการคายประจุ (Discharging time) ของตัวเก็บประจุ C ได้จำลองแรงดันของไดโอดให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ (Temperature dependent voltage source) ซึ่งต่ออนุกรมกับความต้านทานเมื่อเกิดแรงดันไบอัสตรงของไดโอด (Forward resistance) เนื่องจากการพิจารณา ตัวเก็บประจุ C ไม่ได้ชาร์จเกือบเท่า V_{CC} แต่เกือบเท่า $V_{CC} - V_D$ และ ความกว้างพัลส์บวก (Positive pulse width) หรือเวลาในการเก็บประจุ T_C ของสัญญาณคลื่นเอาต์พุต เขียนได้เป็น

$$T_C = K_C [R_A + R_{w1} + R_{D1} + R_S + R_{w2}] C \quad (3.1)$$

เมื่อ $K_C = \ln[(2V_{CC} - 3V_{D1}) / (V_{CC} - 3V_{D1})]$

R_S คือ ความต้านทานเซนเซอร์

R_{D1} คือ ความต้านทานเมื่อเกิดแรงดันไบอัสตรงของไดโอด D_1

V_{D1} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1

R_{w1} และ R_{w2} คือ ความต้านทานภายในสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกัน ตัวเก็บประจุขณะคายประจุ ไม่ได้คายประจุให้เป็น 0 หรือลงกราวด์ แต่คายประจุจนเกือบเท่า V_{D2} และความกว้างพัลส์ลบ (Negative pulse width) หรือ เวลาในการคายประจุ T_D สามารถเขียนได้เป็น

$$T_D = K_D [R_{w2} + R_{D2} + R_{w1} + R_{ONT}] C \quad (3.2)$$

เมื่อ $K_D = \ln[(2V_{CC} - 3V_{D2}) / (V_{CC} - 3V_{D2})] \approx K_C$

R_{D2} คือ ความต้านทานเมื่อเกิดแรงดันไบอัสตรงของไดโอด D_2

R_{ONT} คือ ความต้านทาน ON ของการคายประจุของทรานซิสเตอร์ของตัวตั้งเวลา (Timer)

ดังนั้น สมการที่ (3.1) และ (3.2) มีค่าความต่างของเวลา (τ) ระหว่างเวลาการเก็บประจุและเวลาการคายประจุ เป็นดังสมการ

$$\tau = K_C [R_S + R_A + \Delta R_D - R_{ONT}] C \quad (3.3ก)$$

หรือ

$$\tau = a [R_S + \Delta] \quad (3.3ข)$$

เมื่อ a คือ $K_C C$

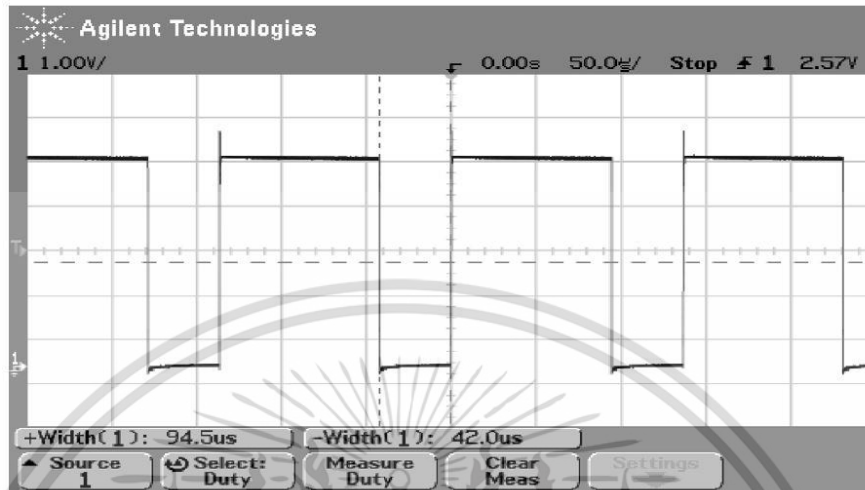
Δ คือ $R_A + \Delta R_D - R_{ONT}$

ΔR_D คือ $R_{D1} - R_{D2}$

ดังนั้นสมการที่ (3.1) ถึง สมการที่ (3.3) อธิบายได้ว่า T_C T_D และ τ ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิที่เกิดจากแรงดันไดโอดและความต้านทานเมื่อเกิดแรงดันไบอัสตรง เนื่องจากไดโอดนำมาจากทรานซิสเตอร์คูในไอซีเบอร์ LM389 ความต่างของความต้านทาน (ΔR_D) จึงมีค่าใกล้หรือเท่ากับ 0 ดังนั้น การเลือกความต้านทาน R_A ของวงจรถ่ายโหมด เพื่อให้ผลกระทบจากความต้านทานขณะทรานซิสเตอร์ ON (R_{ONT}) ให้มีค่าน้อยที่สุดในการวัด เทคนิคที่นำเสนอนี้ในการใช้ดิจิทัลออสซิลโลสโคป (Digital storage oscilloscope, DSO) ไม่ได้ใช้เพียงแค่แสดงสัญญาณรูปคลื่นเอาต์พุต (Output waveform) เท่านั้น แต่ยังคงใช้สำหรับการวัดความกว้างพัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.2 และจากสมการที่ (3.3) ความต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเวลา (τ) หาได้จากกราฟโดยวัดความกว้างพัลส์ทั้ง 2 แบบ ซึ่งจะมีความเป็นเชิงเส้นกับความต้านทานเซนเซอร์ (R_s) และไม่ขึ้นอยู่กับความต้านทานภายในสายทั้ง R_{w1} และ R_{w2}



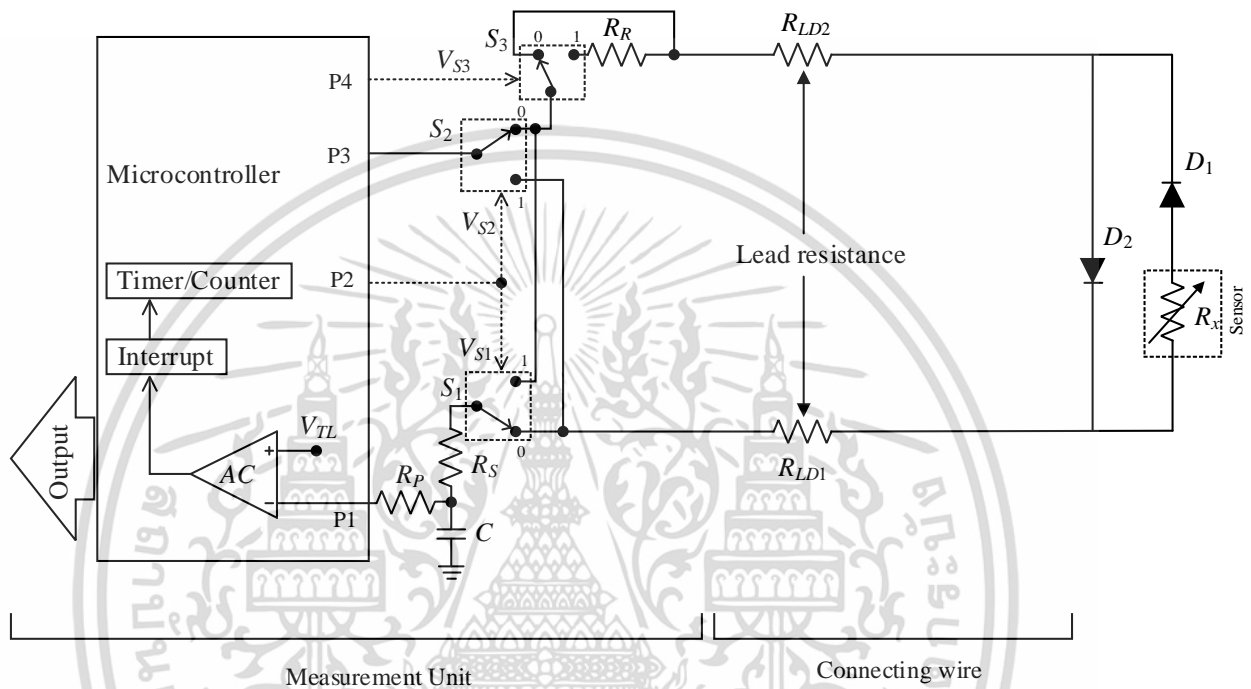
รูปที่ 3.2 สัญญาณรูปคลื่นเอาต์พุตที่ได้จากดิจิทัลลอจิสติกส์ [16]

3.3 การพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์ที่นำเสนอโดย N. Ponnalagu Ramanathan และคณะ [9]

วงจรที่นำเสนอเป็นการพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์โดยตรงกับไมโครคอนโทรลเลอร์ เหมาะสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว (Single-element resistive sensor) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.3 เซนเซอร์ R_x ที่วางห่างออกไปเชื่อมต่อกับชุดการวัดโดยใช้ไดโอด 2 ตัว (D_1 และ D_2) และการเชื่อมต่อสาย ซึ่งความต้านทานภายในสายแทนด้วย R_{LD1} และ R_{LD2} ชุดการวัดประกอบไปด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ สวิตช์แบบ 1 ขั้ว 2 ทาง (Single pole/double throw, SPDT) 3 ตัว (S_1 , S_2 และ S_3) ตัวต้านทาน 3 ตัว (R_P , R_S และ R_R) และตัวเก็บประจุ C ใช้พอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ 4 พอร์ต คือ P1, P2, P3 และ P4 ในกระบวนการวัด ตัวต้านทาน R_P เชื่อมต่อระหว่างพอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ P1 และตัวต้านทาน C เพื่อช่วยในการตัดสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟ [21] ตัวต้านทาน R_S ทำหน้าที่จำกัดกระแสการคายประจุ (Discharge current) ของตัวเก็บประจุ C ให้น้อยกว่ากระแสเอาต์พุตสูงสุดที่พอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถรับได้เมื่อความต้านทานเซนเซอร์ R_x เป็น 0 โอห์ม [21] ตัวต้านทาน R_R เชื่อมต่อระหว่างปลายทั้ง 2 ข้างของสวิตช์ S_3 ถูกกำหนดให้มีค่าความต้านทานน้อย (R_0) ของส่วนตรวจจับ พอร์ต P1 ถูกเขียนโปรแกรมให้ทำหน้าที่ 2 อย่างคือ 1) เพื่อให้ตัวเก็บประจุสามารถเก็บประจุระหว่างกระบวนการเก็บประจุ (Charge cycle) 2) เพื่อทำหน้าที่เป็นอินพุตแบบกลับเฟส (Inverting input) ของตัวเปรียบเทียบสัญญาณแอนะล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

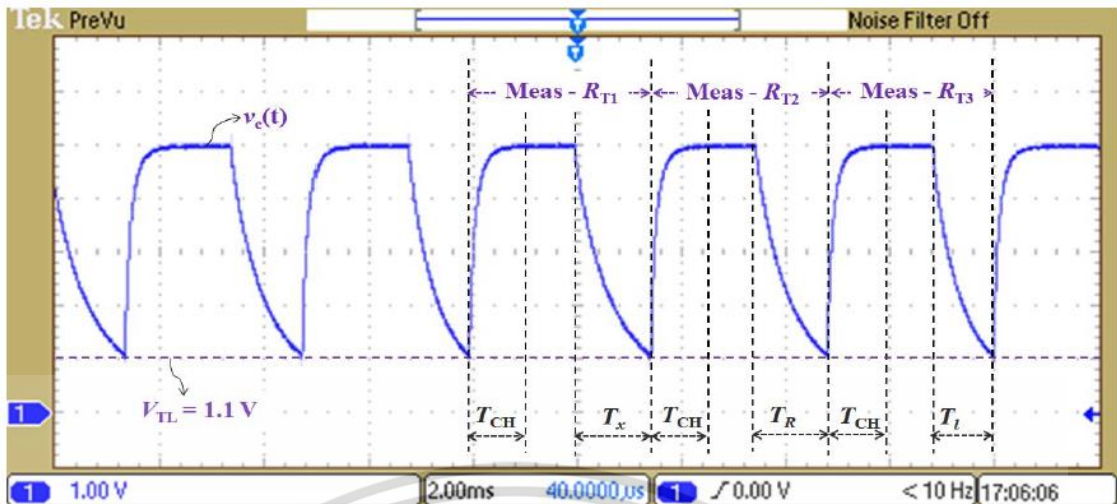
ภายใน (Internal analog comparator) ของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ในระหว่างกระบวนการคายประจุ พอร์ต P2 ใช้เพื่อส่งสัญญาณควบคุมไปยังสวิตช์ S_1 และ S_2 พร้อมกัน และพอร์ต P4 ทำหน้าที่ส่งสัญญาณไปควบคุมสวิตช์ S_3 พอร์ต P3 ทำหน้าที่เป็นขาการคายประจุและเป็นเส้นทางสำหรับกระแสไฟที่จ่ายออกไปของตัวเก็บประจุ C ให้ไหลลงกราวด์ ในช่วงการคายประจุ ระหว่างช่วงเวลานี้ พอร์ต P3 จะถูกกำหนดให้มีลอจิกต่ำ (Low)



รูปที่ 3.3 วงจรของเทคนิคที่นำเสนอโดย N. Ponnalagu Ramanathan และคณะ [9]

เทคนิคนี้ทำให้เกิดกระบวนการวัด 3 กระบวนการของการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุ C แสดงดังรูปที่ 3.4 เมื่อไหร่ก็ตามที่ตัวเก็บประจุ C ต้องการเก็บประจุ พอร์ต P1 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ถูกกำหนดให้สัญญาณดิจิทัลมีลอจิกสูง (High) หรือกล่าวได้ว่ามีค่าเท่ากับแรงดัน V_{DD} และ พอร์ต P3 ถูกกำหนดให้ทำงานในสถานะที่มีอิมพีแดนซ์สูง (High impedance) พอร์ต P2 และ P4 ควบคุมสวิตช์ สามารถกำหนดให้เป็นสถานะใดก็ได้ (สูง ต่ำ หรือ อิมพีแดนซ์สูง) สถานะของลอจิกไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของการทำงานของตัวเก็บประจุ ดังนั้นตัวเก็บประจุ C เมื่อเก็บประจุได้ถึงแรงดัน V_{DD} ผ่านตัวต้านทาน R_P และเวลาในการเก็บประจุ T_{CH} ถูกกำหนดให้มีค่ามากกว่า $5R_P C$ ดังนั้น ตัวเก็บประจุ C จะได้รับการชาร์จเต็มที่ กระบวนการการคายประจุจะตามหลังกระบวนการเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 กระบวนการเก็บประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุ C ที่เกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง [9]

3.3.1 กระบวนการคายประจุ ครั้งที่ 1

ในกระบวนการคายประจุในครั้งแรก พอร์ต P1 ถูกกำหนดให้มีสถานะเป็นอิมพีแดนซ์สูง พอร์ต P2 P3 และ P4 มีสถานะลอจิกต่ำ สำหรับเงื่อนไข สวิตช์ SPDT ทั้ง 3 ตัวคือ S_1 S_2 และ S_3 ถูกกำหนดให้อยู่ในตำแหน่ง "0" เพราะฉะนั้น ไดโอด D_1 นำกระแส และไดโอด D_2 ไม่นำกระแส ตัวเก็บประจุตอนนี้ คายประจุผ่านตัวต้านทาน $R_{T1} = R_x + R_{os}$ เมื่อ

$$R_{os} = R_S + R_{LD1} + R_{LD2} + R_{S1} + R_{S2} + R_{S3} + R_{pin} \quad (3.4)$$

เมื่อ R_{S1} , R_{S2} และ R_{S3} คือ ความต้านทานสถานะ ON ของสวิตช์ S_1 S_2 และ S_3 ตามลำดับ

R_{pin} คือ ความต้านทานภายในของพอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ P3

วงจรรับภายใน (Internal timer/counter unit) ของไมโครคอนโทรลเลอร์ ถูกตั้งค่าใหม่ (Reset) และเริ่มต้นทันทีที่ตัวเก็บประจุ C เริ่มทำการคายประจุ และหยุดเมื่อแรงดันของตัวเก็บประจุ $v_c(t)$ เท่ากับแรงดันขีดเริ่มของไดโอด V_{TL} ค่าการนับ (Count value) N_x ในขณะที่ยังจรรยาับหยุดทำงานจะ แสดงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ กล่าวคือ T_x ในระหว่างกระบวนการคายประจุครั้งที่ 1 $T_x = N_x T_c$ เมื่อ T_c เป็นระยะเวลาของสัญญาณนาฬิกา (Clock) ที่ป้อนให้กับวงจรรับภายในของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ ในช่วงเวลานี้ กระแสที่จ่ายออก $i_1(t)$ เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_1(t) = \frac{(V_{DD} - V_{D1})}{R_{T1}} e^{-\frac{t}{R_{T1}C}} \quad (3.5)$$

เมื่อ V_{D1} คือ แรงดันไบอัสตรงที่ตกคร่อมไดโอดที่มีสถานะ ON

แรงดัน $v_{RT1}(t)$ ที่ตกคร่อมความต้านทาน R_{T1} สามารถอธิบายได้ตามสมการ

$$v_{RT1}(t) = i_1(t)R_{T1} = (V_{DD} - V_{D1})e^{-\frac{t}{R_{T1}C}} \quad (3.6)$$

แรงดันตัวเก็บประจุ $v_c(t)$ สามารถเขียนได้เป็นตามสมการ

$$v_c(t) = V_{D1} + v_{RT1}(t) \quad (3.7)$$

โดยแทนที่แรงดัน $v_{RT1}(t)$ จากสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.7) จะได้ว่า

$$v_c(t) = V_{D1} + (V_{DD} - V_{D1})e^{-\frac{t}{R_{T1}C}} \quad (3.8)$$

แรงดันของตัวเก็บประจุ $v_c(t)$ ที่เวลาเริ่มต้นของการคายประจุ ($t=0$) จะได้เป็น

$$v_c(t) = V_{DD} \quad (3.9)$$

การคายประจุจะดำเนินต่อไปจนแรงดันของตัวเก็บประจุลดลงจนถึงแรงดันขีดเริ่ม V_{TL} ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$V_{TL} = V_{D1} + (V_{DD} - V_{D1})e^{-\frac{T_x}{R_{T1}C}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) สามารถจัดสมการใหม่ได้เป็น

$$T_x = N_x T_c = R_{T1}C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D1}}{V_{TL} - V_{D1}} \right] \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้นให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.11) ถ้าค่าของตัวเก็บประจุ C แรงดัน V_{DD} แรงดันขีดเริ่ม V_{TL} และ แรงดันตกคร่อม ไดโอด V_{D1} ถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ ดังนั้น เวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ T_x เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความต้านทานทั้งหมด R_{T1} ทันทีที่ค่า T_x ถูกวัด ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จจิกครั้งจนถึงค่า V_{DD} และกระบวนการชาร์จใหม่ครั้งที่ 2 จะเริ่มขึ้น

3.3.2 กระบวนการคายประจุ ครั้งที่ 2

ในกระบวนการคายประจุในครั้งที่ 2 พอร์ต P1 ถูกกำหนดให้มีสถานะเป็นอิมพีแดนซ์สูง พอร์ต P2 และ P4 มีสถานะลอจิกสูง และ พอร์ต P3 ถูกกำหนดให้มีสถานะลอจิกต่ำ สำหรับเงื่อนไขนี้ สวิตช์ SPDT ทั้ง 3 ตัวคือ S_1 S_2 และ S_3 ถูกกำหนดให้อยู่ในตำแหน่ง “1” เพราะฉะนั้น ไดโอด D_1 ไม่ทำงาน และไดโอด D_2 นำกระแส ตัวเก็บประจุ C ในตอนนี้คายประจุผ่านตัวต้านทาน $R_{T2} = R_R + R_{os}$ และเวลา T_R ใช้สำหรับตัวเก็บประจุ C ที่คายประจุจนถึงแรงดันขีดเริ่ม V_{TL} ที่วัดโดยใช้วงจรมัดภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ และเก็บค่าที่ตัวแปร N_R ตามรายละเอียดที่กล่าวในกระบวนการคายประจุครั้งที่ 1 ค่าเวลาที่ใช้สำหรับกระบวนการคายประจุครั้งที่ 2 T_R สามารถหาได้จากสมการ

$$T_R = N_R T_c = R_{T2} C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D2}}{V_{TL} - V_{D2}} \right] \quad (3.12)$$

เมื่อ V_{D2} คือ แรงดันคัตอิน (Cut-in voltage) ของไดโอด D_2

เมื่อกระบวนการคายประจุครั้งที่ 2 สิ้นสุดลง ตัวเก็บประจุ C จะเริ่มชาร์จจิกครั้งจนถึง V_{DD} และกระบวนการคายประจุครั้งที่ 3 จะเริ่มต้นขึ้นอีกครั้ง ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดต่อไป

3.3.3 กระบวนการคายประจุ ครั้งที่ 3

ในกระบวนการคายประจุในครั้งที่ 3 พอร์ต P1 ถูกกำหนดให้มีสถานะเป็นอิมพีแดนซ์สูง พอร์ต P2 มีสถานะลอจิกสูง พอร์ต P3 และ P4 ถูกกำหนดให้มีสถานะลอจิกต่ำ สำหรับเงื่อนไขนี้ สวิตช์ S_1 และ S_2 ถูกกำหนดให้อยู่ในตำแหน่ง “1” และ S_3 ถูกกำหนดให้อยู่ในตำแหน่ง “0” เพราะฉะนั้น ไดโอด D_1 ไม่ทำงาน และไดโอด D_2 นำกระแส ตัวเก็บประจุ C ในตอนนี้คายประจุผ่าน

ตัวต้านทาน $R_{T3} = R_{os}$ เวลา T_l ใช้สำหรับตัวเก็บประจุ C ที่คายประจุจนถึงแรงดันขีดเริ่ม V_{TL} ที่วัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้วงจรนับภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ และเก็บค่าที่ตัวแปร $N_l T_c$ ในทำนองเดียวกัน T_l สามารถหาได้จาก

$$T_l = N_l T_c = R_{T3} C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D2}}{V_{TL} - V_{D2}} \right] \quad (3.13)$$

จากที่ได้ทำการวัดไปก่อนหน้านี้ ค่า $T_x - T_l$ คำนวณได้จากสมการที่ (3.11) และ สมการที่ (3.13) จะได้เป็น

หรือ

$$T_x - T_l = (N_x - N_l) T_c$$

$$T_x - T_l = R_{T1} C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D1}}{V_{TL} - V_{D1}} \right] - R_{T3} C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D2}}{V_{TL} - V_{D2}} \right] \quad (3.14)$$

แทนค่าของ R_{T1} และ R_{T3} ลงในสมการที่ (3.14) และกำหนดให้ $V_{D1} = V_{D2}$ เนื่องจากไดโอด D_1 และ D_2 เป็นไดโอดที่เป็นออตมคติ จะได้เป็น

$$(N_x - N_l) T_c = C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D1}}{V_{TL} - V_{D1}} \right] [R_x + R_{os} - R_{os}] \quad (3.15)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าของ $T_R - T_l$ คำนวณโดยใช้สมการที่ (3.12) และ สมการที่ (3.13) จะได้เป็น

$$(N_R - N_l) T_c = C \ln \left[\frac{V_{DD} - V_{D1}}{V_{TL} - V_{D1}} \right] [R_R + R_{os} - R_{os}] \quad (3.16)$$

นำสมการที่ (3.15) หารด้วยสมการที่ (3.16) และจัดสมการใหม่ จะได้

$$R_x = R_R \left[\frac{N_x - N_l}{N_R - N_l} \right] \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากในสมการที่ (3.17) แสดงให้เห็นว่าค่าขององค์ประกอบของเซนเซอร์คำนวณได้ง่ายจากค่าการนับ 3 ค่า N_x N_R และ N_I ที่หาได้ระหว่างกระบวนการเก็บประจุและการคายประจุทั้ง 3 ครั้ง และผลกระทบจากค่าความต้านทานการเชื่อมต่ออื่นทั้งหมดสามารถตัดทิ้งได้ เทคนิคนี้ทำได้โดยไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายกระแส (Current source) หรือวงจรประมวลผลสัญญาณที่ซับซ้อน (Complex signal processing circuit) วงจรที่นำเสนอใช้กระบวนการเก็บประจุและการคายประจุเพียง 3 ครั้งเท่านั้น แต่ในอดีตเคยมีการใช้กระบวนการเดียวกันนี้ แต่ทำถึง 4 ครั้ง [22] วงจรนี้ไม่เพียงแต่สามารถอ่านค่าความต้านทานของเซนเซอร์ได้โดยตรง แต่ยังสามารถอ่านค่าตัวแปรที่เซนเซอร์ตรวจวัดได้โดยตรงอีกเช่นกัน ตัวอย่างเช่น ถ้าใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (RTD) เป็นเซนเซอร์ในการทดลอง ดังนั้นความต้านทานเซนเซอร์ $R_x = R_0(1+k\theta)$ เมื่อ θ คืออุณหภูมิที่ถูกวัด และ k คือ ความไวของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ในกรณีนี้ เลือกให้ค่าความต้านทาน R_R เท่ากับความต้านทาน R_0 จะได้เป็นดังสมการ

$$R_0(1+k\theta) = R_R \left[\frac{N_x - N_I}{N_R - N_I} \right] \quad (3.18)$$

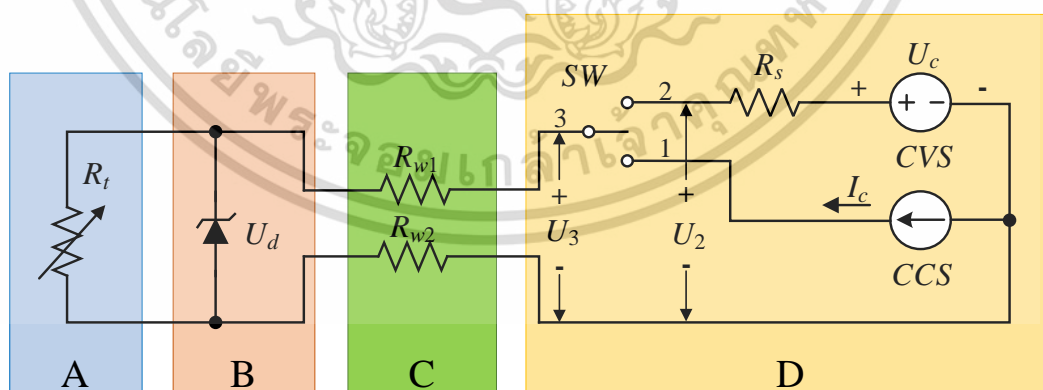
จัดเรียงสมการใหม่ได้เป็น

$$\theta = \frac{1}{k} \left[\frac{N_x - N_I}{N_R - N_I} \right] \quad (3.19)$$

ในสมการที่ (3.19) แสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิที่ถูกวัดนั้นคำนวณได้ง่ายจากค่าการนับ 3 ค่า N_x N_R และ N_I ที่หาได้ระหว่างกระบวนการเก็บประจุและการคายประจุทั้ง 3 ครั้ง และค่าคงที่การเปลี่ยนแปลง k ของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน จากสมการที่ (3.17) ได้มาจากการกำหนดให้องค์ประกอบทั้งหมดที่ใช้ในวงจรการเชื่อมต่อเป็นอุดมคติ

3.4 เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยการใช้อนุโอดีโอดเพียง 1 ตัว สำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สายที่นำเสนอโดย L. Wei และคณะ [17]

วงจรของเทคนิคที่นำเสนอในบทความนี้ [17] ได้แสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งประกอบไปด้วย 4 ส่วน ประกอบด้วยส่วน A เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t ส่วน B อนุโอดีโอด ซึ่งควรวางไว้ใกล้กับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานมากที่สุด และอุณหภูมิแวดล้อม (Ambient Temperature) ในส่วนนี้ไม่ควรเปลี่ยนแปลงมาก เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในส่วน A และส่วน B ถูกเชื่อมต่อกันโดยสายไฟ 2 สาย เนื่องจากวางอนุโอดีโอดและเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานไว้ใกล้กันจึงใช้สายไฟค่อนข้างสั้น ความต้านทานภายในสายจึงมีค่าน้อยมาก ส่วน C เป็นส่วนการเดินสายไฟในระบบการวัดระยะไกล จะเห็นได้ว่าสายไฟค่อนข้างยาว ซึ่งความยาวที่กำหนดขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการปฏิบัติงานทางด้านวิศวกรรมมักจะเปลี่ยนแปลงเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงทางด้านวิศวกรรมและเหตุผลอื่น ความต้านทาน R_{w1} และ R_{w2} แทนค่าความต้านทานภายในสาย และโดยทั่วไปเชื่อว่า $R_{w1} = R_{w2} = R_w$ และส่วน D แสดงถึงห้องควบคุมระยะไกล (Remote control room) หรือห้องอุปกรณ์ (Equipment room) ซึ่งเป็นที่ตั้งของวงจรการเชื่อมต่อ (Interface circuit) องค์ประกอบอื่น ในรูปที่ 3.5 จะอธิบายรวมกันกับขั้นตอนการวัดในหัวข้อย่อยถัดไป ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอมีขั้นตอนการวัดค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานทั้งหมด 3 ขั้นตอน



รูปที่ 3.5 วงจรสำหรับเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอโดย L. Wei และคณะ [17]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 การวัดค่าความต้านทานภายในสาย

ขั้นตอนการวัดค่าความต้านทานภายในสาย เริ่มจาก สวิตช์ SW ในส่วน D จากรูปที่ 3.5 ถูกเปลี่ยนไปยังตำแหน่ง “1” แหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant current source, CCS) ให้กระแส I_c ไหลผ่านความต้านทานภายในสาย R_{w1} และ R_{w2} ทำให้เกิดแรงดันพังทลายย้อนกลับ (Reverse breakdown) ของซีเนอร์ไดโอด และสร้างแรงดันคงที่ (Stable voltage, U_d) ให้ตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด เนื่องด้วยความต้านทานของซีเนอร์ไดโอดหลังจากเกิดแรงดันพังทลายย้อนกลับมีค่าน้อยมาก กระแสส่วนใหญ่จะไหลผ่านซีเนอร์ไดโอด ถึงแม้ว่ากระแสไหลผ่านเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t ค่อนข้างน้อย แต่ต้องพิจารณาอิทธิพลเชิงลบของผลกระทบจากความร้อนภายในตัวของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานในระหว่างการวัดอุณหภูมิ วัดแรงดัน U_3 ตำแหน่งที่ “3” ดังนั้นความต้านทานภายในสาย R_w สามารถคำนวณได้โดยการแทนค่าแรงดัน U_3 ลงในสมการที่ (3.20)

$$U_3 = 2I_c \cdot R_w + U_d \quad (3.20)$$

ทำการบันทึกค่าแรงดัน U_3 และความต้านทานภายในสาย R_w ซึ่งจะนำไปใช้ในขั้นตอนต่อไป

3.4.2 การวัดค่ากระแสที่ใช้งาน

การวัดค่ากระแสที่ใช้งาน เริ่มจากให้สวิตช์ SW ถูกเปลี่ยนไปยังตำแหน่ง “2” แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ (Constant voltage source, CVS) จ่ายแรงดัน U_c ให้กับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ซึ่งมีแรงดันไม่เกินแรงดัน U_d ในขณะนี้ ซีเนอร์ไดโอดจะทำงานในโหมดคัตออฟ (Reverse cut-off mode) และความต้านทานสมมูล (Equivalent resistance) มีค่าสูง กระแสที่ไหลผ่านเป็นกระแส I_d อยู่ในช่วงไมโครแอมแปร์ (Microamperes, μA) ซึ่งค่านี้ควรได้มาจากการวัดล่วงหน้า ในขั้นตอนนี้ วัดแรงดัน U_3' ที่ตำแหน่งที่ “3” ได้สมการเป็น

$$U_3' = 2I \cdot R_w + (I - I_d) R_t \quad (3.21)$$

ซึ่งกระแส I ในสมการที่ (3.21) คือกระแสเอาต์พุตที่มาจากแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ CVS ในขณะเดียวกัน วัดแรงดัน U_2 ที่ตำแหน่ง “2” ดังนั้น กระแส I สามารถหาได้จากสมการที่ (3.22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บันทึกค่าของแรงดัน U_2 และ U_3' เพื่อใช้สำหรับขั้นตอนที่ 3

$$I = (U_c - U_2) / R_s \quad (3.22)$$

เมื่อ R_s คือ ตัวต้านทานการปรับเทียบค่า (Calibration resistor)

3.4.3 การคำนวณค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน

ในการคำนวณค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน แทนค่าสมการที่ (3.20) และ สมการที่ (3.22) ลงในสมการที่ (3.21) ค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานสามารถหาได้ ดังสมการ

$$R_t = \frac{I_c \cdot R_s \cdot U_3' + (U_c - U_2)(U_d - U_3)}{I_c (U_c - U_2 - I_d \cdot R_s)} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) แสดงให้เห็นว่าเป็นสมการเชิงพีชคณิตอย่างง่าย ซึ่งสามารถแก้สมการได้โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อหาค่าความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน จากนั้นความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานสามารถแปลงเป็นอุณหภูมิได้ง่าย โดยใช้ตารางการค้นหา (Look-up table method) หรือการคำนวณสมการพหุนาม (Polynomial) โดยตรง และจากสมการที่ (3.23) จะเห็นได้ว่าปัจจัยที่มีผลต่อความแม่นยำในการวัดความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน มีดังนี้

- ความคงที่ของแรงดัน U_d และกระแส I_d
- ความคงที่ของแรงดัน U_c และกระแส I_c
- การวัดที่แม่นยำของแรงดัน U_2 U_3 และ U_3'
- ความแม่นยำและความคงที่ของความต้านทานการปรับเทียบค่า R_s

ข้อแรกคือปัจจัยที่สำคัญและยากที่สุดในการนำเทคนิคที่นำเสนอไปใช้งาน ปัจจัยอื่นสามารถแก้ปัญหาได้โดยใช้เทคนิคทั่วไป เช่น การใช้การสุ่มค่าจากการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่มีความแม่นยำสูง (High-precision analog to digital sampling) การใช้แหล่งจ่ายพลังงานลอยตัวอุณหภูมิต่ำ (Low temperature drift power source) และการใช้ความต้านทานแบบสุ่ม (Sampling

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

resistance) เป็นต้น และการใช้เมื่อเปรียบเทียบกับกราฟที่แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดัน (I-V curve) ของไดโอดปกติกับซีเนอร์ไดโอด พบว่ากราฟของซีเนอร์ไดโอดมีช่วงแรงดันพังทลายที่แคบกว่าและมีความชันกราฟมากกว่า ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันพังทลายย้อนกลับ U_d อีกทั้งกระแสที่ใช้งานน้อยมาก ในปัจจุบัน สำหรับซีเนอร์ไดโอดมีความแม่นยำสูง ค่าความผิดพลาดของแรงดันพังทลายย้อนกลับมีค่าน้อยประมาณ 0.05% และความเสถียรของอุปกรณ์สูง (High device consistency) นอกจากนี้ กระแสรั่วไหลย้อนกลับ (Reverse leakage current) ของซีเนอร์ไดโอดถูกรักษาไว้ค่อนข้างจะคงที่ได้เมื่ออยู่ในย่านคัตออฟ (Cut-off region) ด้วยคุณลักษณะเหล่านี้ของซีเนอร์ไดโอดที่ช่วยให้สามารถปรับเทียบระบบได้ เพื่อให้ได้การวัดที่มีความแม่นยำสูงขึ้น จำเป็นต้องปรับค่าแรงดันพังทลายย้อนกลับและกระแสรั่วไหลย้อนกลับของซีเนอร์ไดโอดในแต่ละวงจรการวัด และเก็บข้อมูลไว้ในอุปกรณ์เก็บข้อมูลแบบไม่สูญหายเมื่อไม่มีการจ่ายกระแส (Nonvolatile memory) ของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ตามหลักการนี้ อัตราการอัปเดต (Update rate) ขึ้นอยู่กับเวลาตอบสนองของซีเนอร์ไดโอดภายใต้แรงดันอินพุตเปลี่ยนระดับ (Step voltage input) ซึ่งมีค่า $200 \mu\text{s}$ เวลาในการสลับสวิทช์ 18 ns เวลาในการสุ่มค่าจากการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล 2 ครั้ง และเวลาในการคำนวณของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเวลาที่ใช้นามาจากเอกสารข้อมูล (Datasheet) ของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรทดลอง ส่วนเวลาในการแปลงค่าของวงจรแอนะล็อกเป็นดิจิทัล 16 บิตโดยทั่วไป คือ $2 \mu\text{s}$ และเวลาในการคำนวณของสมการที่ (3.23) สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ 32 บิต ที่มีความถี่ 72 MHz เวลาไม่ควรเกิน $30 \mu\text{s}$ ดังนั้นเวลาที่ใช้สำหรับการวัดหนึ่งครั้งควรอยู่ภายใน $250 \mu\text{s}$ หรือจะกล่าวได้ว่าอัตราการอัปเดตของบทความนี้ไปได้ถึง 4 KHz

3.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงตัวอย่างงานวิจัยเกี่ยวกับเทคนิคการออกแบบวงจรการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่ได้มีการนำเสนอมาในอดีต 3 เทคนิค ประกอบด้วย เทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายอย่างง่ายและราคาถูกโดยใช้เซนเซอร์แบบความต้านทาน การพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์ และเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดเพียงตัวเดียวสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย ในแต่ละเทคนิคมีข้อดีและข้อเสียที่ทั้งคล้ายและแตกต่างกัน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1 จากการศึกษาเทคนิคการออกแบบวงจรการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำเสนอจากในอดีต ได้นำแนวทางมาต่อยอดและพัฒนาให้ดีขึ้น โดยในวิทยานพณ์ฉบับนี้จะนำเสนอ การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

ตารางที่ 3.1 ข้อดีข้อเสียของเทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอในอดีต

เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสาย	ข้อดี	ข้อเสีย
เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายอย่างง่ายและราคาถูกโดยใช้เซนเซอร์แบบความต้านทาน	- วงจรใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถหาได้ง่ายและมีราคาถูก	- จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพ่วงกัน - เกิดสัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal noise)
การพัฒนาการเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์	- สามารถชดเชยผลกระทบจากความต้านทานภายในพอร์ตและค่าออฟเซตอื่นๆที่มีอยู่ในพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ - เกิดค่าความผิดพลาดน้อย	- จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพ่วงกัน - จำเป็นต้องใช้สวิตช์และไดโอดที่มีความต้านทานขณะไม่นำกระแส (Off state resistance) สูงมาก
เทคนิคการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายโดยการใช้ซีเนอร์ไดโอดเพียงตัวเดียวสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานชนิด 2 สาย	- องค์กรประกอบของวงจรมีขนาดเล็ก - ใช้เวลาสั้นในการวัดค่า	- จำเป็นต้องให้แรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอดและแรงดันจากแหล่งจ่ายมีความเสถียรมาก - ความต้านทานการปรับเทียบ R_s ต้องมีความแม่นยำและคงที่มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายที่นำเสนอ

4.1 กล่าวนำ

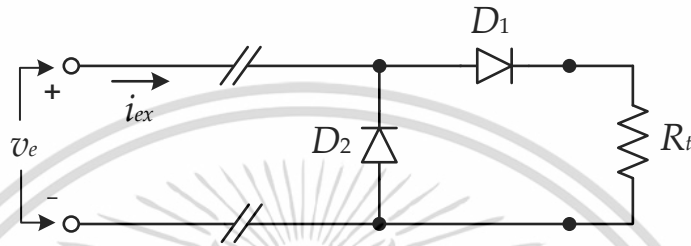
การนำเสนอของวิทยานิพนธ์ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน โดยเทคนิคการใช้ไดโอด 2 ตัว ในการออกแบบจะใช้สัญญาณกระแสแบบ 2 ทิศทางที่สร้างขึ้นโดยสัญญาณพัลส์ 3 ระดับ (Three-step pulse) ในชุดของแอมพลิฟายเออร์กระตุ้นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน โดยที่แอมพลิฟายเออร์ในแต่ละระดับของสัญญาณกระแสจะเป็น 2 เท่าของแอมพลิฟายเออร์สัญญาณกระแสก่อนหน้า ความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ความต้านทานภายในสาย และแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) แสดงผลผ่านหน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital signal processing unit) โดยใช้ในการดำเนินการทางคณิตศาสตร์เช่น การบวกและการลบ ดังนั้นการทำงานของเทคนิคที่นำเสนอจึงมีความรวดเร็วและแม่นยำ เพื่อยืนยันความถูกต้องและประสิทธิภาพของกระบวนการออกแบบวงจรที่นำเสนอได้ทำการต่อวงจรด้วยอุปกรณ์ที่หาซื้อได้ในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ค่าความผิดพลาดที่วัดได้มีค่าน้อยกว่า 0.27 องศาเซลเซียส ซึ่งอุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนจาก 30 องศาเซลเซียส ถึง 70 องศาเซลเซียส

4.2 หลักการและการออกแบบวงจรที่นำเสนอ

ความแม่นยำในการวัดอุณหภูมิโดยใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานอาจเกิดความผิดพลาดในการวัดได้ เนื่องจากความต้านทานอื่นๆ ที่อยู่ในสายไฟ นั้นหมายความว่าความต้านทานที่มาจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานรวมกับความต้านทานภายในสาย นอกจากนี้ ความต้านทานภายในสายยังขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแวดล้อมด้วยเช่นกัน ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดความไม่แน่นอนในการอ่านค่าของความต้านทานจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการชดเชยของความต้านทานภายในสายโดยใช้ไดโอด 2 ตัว และขั้นตอนในการพิจารณาค่าความต้านทานภายในสายโดยอธิบายในหัวข้อถัดไป

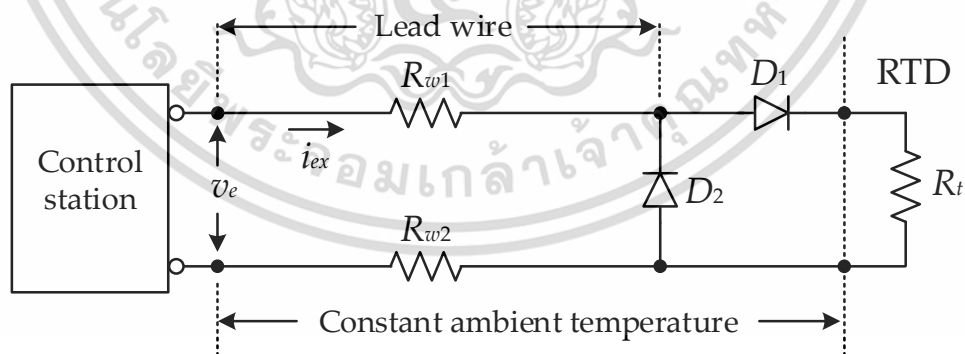
4.2.1 หลักการพื้นฐาน

วงจรพื้นฐานสำหรับการทำงานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่เชื่อมต่อกับไดโอด 2 ตัวแสดงได้ในรูปที่ 4.1 [7-10,16] ซึ่ง R_t คือ ความต้านทานของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ไดโอด 2 ตัวจะถูกเชื่อมต่อกับปลายของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเพื่อตัดค่าความต้านทานภายในสาย (Lead-wire resistance) ที่อยู่ระหว่างตัวของเซนเซอร์กับไดโอด



รูปที่ 4.1 วงจรพื้นฐานของเทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายโดยใช้ไดโอด 2 ตัว

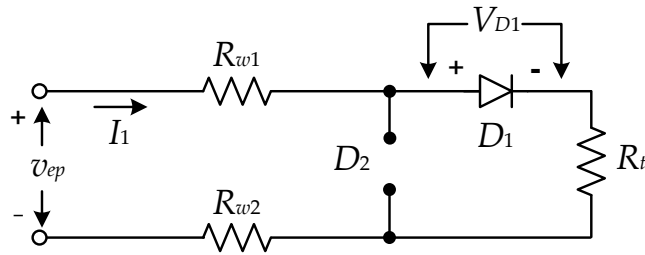
ค่าความต้านทานภายในสายถูกนำมาคิด เมื่อพิจารณาจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานถึงตำแหน่งควบคุม แสดงดังรูปที่ 4.2 ซึ่ง R_{w1} และ R_{w2} เป็นความต้านทานภายในสายของสายไฟทั้ง 2 เส้น สำหรับหลักการที่มีการนำเสนอก่อนหน้า แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 และ D_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากัน ความต้านทานภายในสายได้รับการชดเชยจากการใช้กระแสกระตุ้น (Excitation current, i_{ex}) แบบ 2 ทิศทาง



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของเทคนิคการชดเชยความต้านทานภายในสายโดยใช้ไดโอด 2 ตัว

กระแสกระตุ้น $i_{ex} = I_1$ ถูกนำมาใช้ในวงจร ทำให้ไดโอด D_1 นำกระแสและไดโอด D_2 ไม่นำกระแส แสดงดังรูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน v_{ep} และกระแสกระตุ้น i_{ex} สามารถเขียนได้เป็นดัง

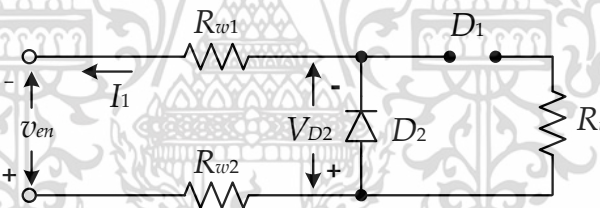
สมการที่ (4.1)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลสำหรับ $i_{ex} = I_1$

$$v_{ep} = I_1 R_t + I_1 R_{w1} + I_1 R_{w2} + V_{D1} \quad (4.1)$$

เมื่อ V_{D1} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1

สำหรับกระแสกระตุ้น $i_{ex} = -I_1$ การทำงานของไดโอด D_1 และ D_2 จะทำงานตรงข้ามกับสถานะก่อนหน้า นี้นั้นคือ ไดโอด D_1 ไม่นำกระแสและไดโอด D_2 นำกระแส แสดงดังรูปที่ 4.4 ดังนั้นแรงดัน v_{en} เขียนได้เป็นดังสมการที่ (4.2)

รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลสำหรับ $i_{ex} = -I_1$

$$v_{en} = I_1 R_{w1} + I_1 R_{w2} + V_{D2} \quad (4.2)$$

เมื่อ V_{D2} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_2

หากเลือกไดโอดที่สมพงษ์กันทั้ง D_1 และ D_2 จะได้แรงดันตกคร่อมไดโอด $V_{D1} = V_{D2}$ ในทางปฏิบัติ ความต้านทานภายในสาย $R_{w1} = R_{w2}$ เนื่องจากความยาวของสายไฟทั้ง 2 สายเท่ากัน ดังนั้นความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน สามารถหาได้จากการนำสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) มาลบกัน จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_t = \frac{(v_{ep} - v_{en})}{I_1} \quad (4.3)$$

ความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน จากสมการที่ (4.3) จะวัดได้อย่างแม่นยำ เมื่ออุณหภูมิแวดล้อมของสายไฟและไดโอดคงที่เท่านั้น กรณีที่ไดโอดไม่สมพงษ์กัน ทำให้การตัดค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 และ D_2 ไม่สมบูรณ์ แรงดันตกคร่อมไดโอด (V_D) จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิแวดล้อม ซึ่งเขียนได้ดังสมการ

$$V_D = \eta \frac{kT}{q} \ln \frac{I_D}{I_S} \quad (4.4)$$

เมื่อ η คือ ค่าคงที่เชิงประจักษ์ (Empirical constant)

I_S คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ (Reverse saturated current) ของไดโอด

k คือ ค่าคงที่ของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

q คือ ค่าประจุอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$

T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ มีหน่วยเป็น K

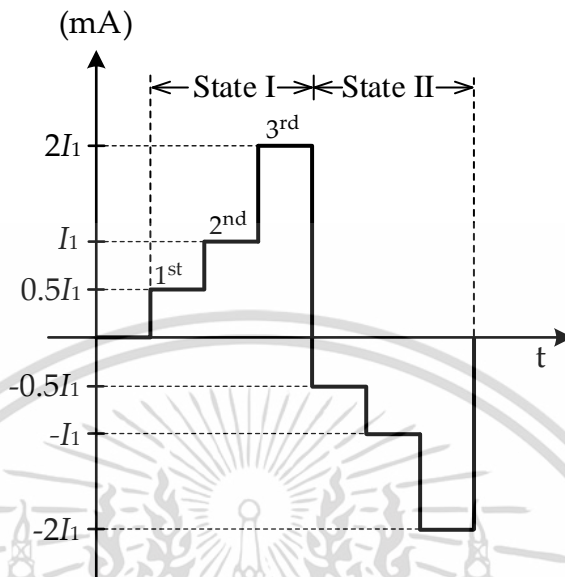
จากสมการที่ (4.4) ในเทอมของ $\frac{kT}{q}$ คือ แรงดันที่เกิดขึ้นบริเวณรอยต่อ p-n ของไดโอด เนื่องจากอุณหภูมิเรียกว่า แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal voltage, V_T) กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิแวดล้อมไดโอดเปลี่ยนแปลง ย่อมส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติทางแรงดันของไดโอด (Thermal effect) โดย แรงดัน V_T ที่อุณหภูมิแวดล้อม 25 องศาเซลเซียส มีค่าประมาณ 25.67 mV และไดโอดที่ไม่สมพงษ์กันจะแสดงในเทอมของกระแสอิ่มตัวย้อนกลับ I_S ของไดโอดแต่ละตัว ในทางปฏิบัติ การหาไดโอดที่มีความสมพงษ์กันนั้นทำได้ยาก ซึ่งในขั้นตอนการออกแบบวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถพิจารณาแรงดันตกคร่อมได้อย่างแม่นยำ ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีความสมพงษ์กันในการออกแบบวงจร

4.2.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรที่นำเสนอ

เพื่อทำการหาค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความ

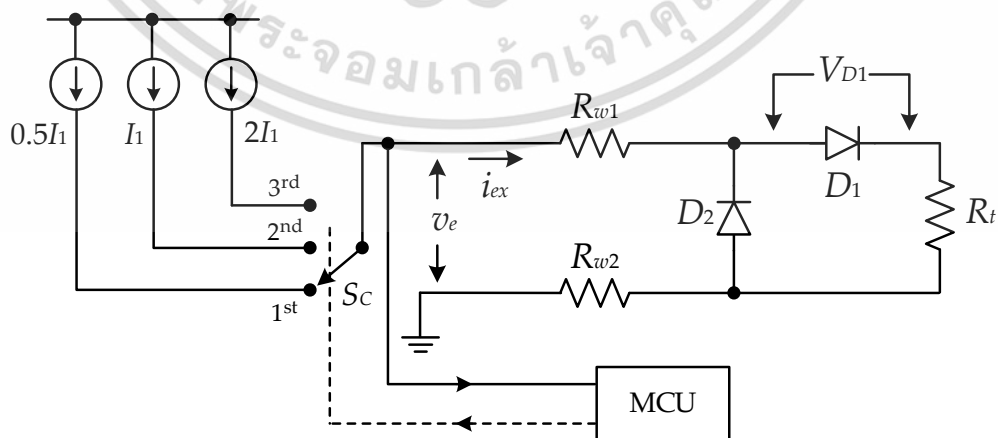
ต้านทานจะถูกกระตุ้นด้วยสัญญาณกระแสที่ได้จากสัญญาณพัลส์ 3 ระดับ (Three-step pulse เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

signal) แสดงในรูปที่ 4.5 โดยในแต่ละระดับของสัญญาณกระแสจะเป็น 2 เท่าของกระแสก่อนหน้า ความต้านทานทั้งหมดในเส้นทางการไหลของกระแสสามารถหาค่าได้อย่างง่าย



รูปที่ 4.5 สัญญาณกระแสแบบ 3 ระดับ

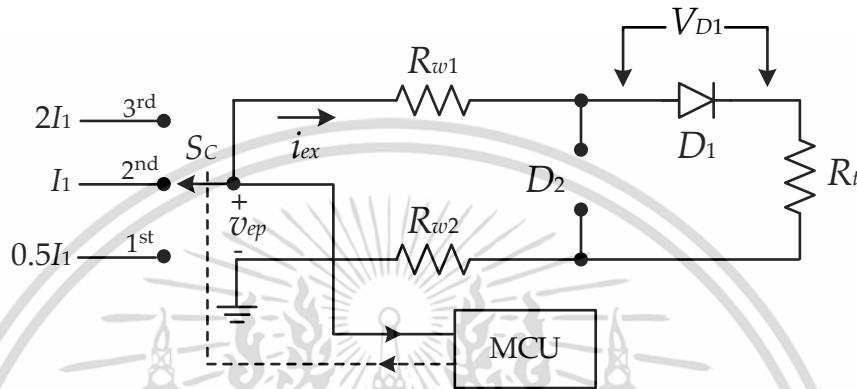
วงจรการทำงานของขั้นตอนที่นำเสนอสอดคล้องกับรูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ 3 ระดับ จะใช้แหล่งจ่ายกระแส 3 ตัว เพื่อให้ง่ายในการอธิบาย ซึ่งการทำงานของวงจรจะใช้ไมโครโปรเซสเซอร์และหน่วยควบคุม (Microprocessor and Controller Unit, MCU) ในการประมวลผลแบบสัญญาณดิจิทัลให้ทำหน้าที่ในการควบคุมสวิตช์แบบแอนะล็อก (Analog switch, S_C) เพื่อทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ 3 ระดับ



รูปที่ 4.6 วงจรการทำงานของขั้นตอนที่นำเสนอสอดคล้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.6 จะแบ่งเป็น 2 ช่วงของสัญญาณกระตุ้น i_{ex} ในช่วงที่ 1 สัญญาณกระแสเป็นบวกและในช่วงที่ 2 สัญญาณกระแสเป็นลบ ในส่วนการทำงานของวงจรในช่วงที่ 1 ขนาดกระแสกระตุ้น i_{ex} ที่ระดับที่ 2 (Second step) จากรูปที่ 4.5 กำหนดให้เป็น I_1 ซึ่งใช้เป็นกระแสอ้างอิง (Reference current) ขนาดกระแสกระตุ้น i_{ex} ในระดับที่ 1 และ 3 กำหนดให้เท่ากับ $I_1/2$ และ $2I_1$ ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.7 วงจรแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.6 ในช่วงที่ 1 (สัญญาณกระแสเป็นบวก)

การทำงานของช่วงที่ 1 แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 ไดโอด D_1 นำกระแส และ D_2 ไม่นำกระแส สำหรับขนาดกระแสในระดับที่ 1 กระแสกระตุ้น $i_{ex} = I_1/2$ แรงดัน v_{ep1} เขียนได้เป็นดังสมการที่ (4.5)

$$v_{ep1} = (R_{w1} + R_{w2} + R_t) \frac{I_1}{2} + V_{D1} = (R_{w1} + R_{w2} + R_t) \frac{I_1}{2} + \eta V_T \ln \frac{I_1}{2I_{S1}} \quad (4.5)$$

เมื่อ I_{S1} คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับของไดโอด D_1

แรงดัน v_{ep1} เป็นแรงดันที่ถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัล โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter, ADC) และถูกส่งไปยังหน่วยควบคุม MCU สำหรับขนาดกระแสระดับที่ 2 กระแสกระตุ้น $i_{ex} = I_1$ แรงดัน v_{ep2} เขียนได้เป็น

$$v_{ep2} = (R_{w1} + R_{w2} + R_t) I_1 + \eta V_T \ln \frac{I_1}{I_{S1}} \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ แรงดัน v_{ep22} เป็น 2 เท่าของแรงดัน v_{ep2} คำนวณโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนั้นแรงดัน v_{ep22} สามารถเขียนได้เป็น

$$v_{ep22} = 2(R_{w1} + R_{w2} + R_t)I_1 + 2\eta V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{S1}}\right) \quad (4.7)$$

จะเห็นได้ว่า 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมไดโอด หรือ $2V_{D1}$ สอดคล้องกับเทอม $\eta V_T \ln(I_1 / I_{S1})^2$ ดังนั้นสมการที่ (4.7) สามารถเขียนได้เป็น

$$v_{ep22} = 2(R_{w1} + R_{w2} + R_t)I_1 + \eta V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{S1}}\right)^2 \quad (4.8)$$

สำหรับขนาดกระแสระดับที่ 3 กระแสกระตุ้น $i_{ex} = 2I_1$ ดังนั้นแรงดัน v_{ep3} สามารถหาได้จากสมการ

$$v_{ep3} = 2(R_{w1} + R_{w2} + R_t)I_1 + \eta V_T \ln\frac{2I_1}{I_{S1}} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.8) และ (4.9) v_{eps1} หาได้จากผลลัพธ์จากการลบ v_{ep22} และ v_{ep3} ได้เป็นดังสมการ (4.10)

$$v_{eps1} = \eta V_T \left[\ln\left(\frac{I_1}{I_{S1}}\right)^2 - \ln\left(\frac{2I_1}{I_{S1}}\right) \right] = \eta V_T \ln\frac{I_1}{2I_{S1}} \quad (4.10)$$

นำสมการที่ (4.5) ลบด้วยสมการที่ (4.10) ผลลัพธ์ของสมการคือแรงดัน v_{eps2} เขียนได้เป็นสมการ (4.11)

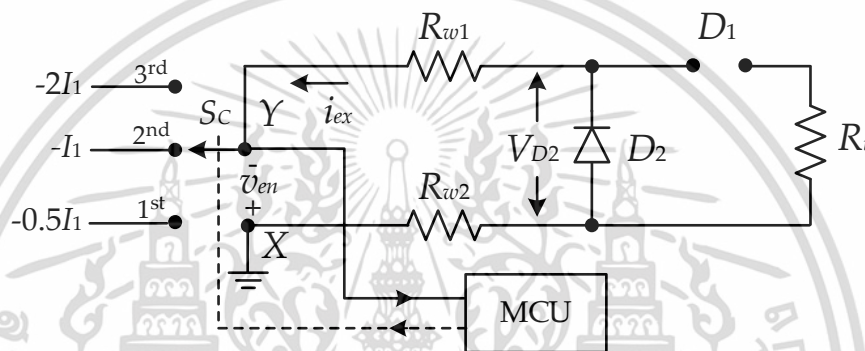
$$v_{eps2} = \frac{I_1}{2} R_t + \frac{I_1}{2} (R_{w1} + R_{w2}) \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.10) และ (4.11) แสดงแรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และความต้านทานทั้งหมดในเส้นทางกระแส ตามลำดับ ในทางปฏิบัติ กำหนดให้ความต้านทานภายในสาย $R_{w1} = R_{w2} = R_w$ เนื่องจากความยาวของสายเท่ากัน ดังนั้นสมการที่ (4.11) เขียนใหม่ได้เป็น

$$v_{eps2} = \frac{I_1}{2} R_t + I_1 R_w \quad (4.12)$$

สามารถหาค่าความต้านทาน R_w ได้จากการทำงานของวงจรในช่วงที่ 2 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 วงจรแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.6 ช่วงที่ 2 (สัญญาณกระแสเป็นลบ)

จากรูปที่ 4.8 ขนาดกระแสกระตุ้นเป็นกระแสลบ ดังนั้นขนาดกระแสกระตุ้นของแต่ละระดับ จะเป็น $-I_1/2$, $-I_1$ และ $-2I_1$ พิจารณากระแสกระตุ้น $i_{ex} = -I_1/2$ ซึ่งเป็นการกำหนดการไหลของกระแส ทำให้ ไดโอด D_1 ไม่นำกระแส และ D_2 นำกระแส ดังนั้นแรงดัน v_{en1} ตกคร่อมโหนด X และ Y เขียนสมการได้เป็น

$$v_{en1} = I_1 R_w + \eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{2I_{S2}} \right) \quad (4.13)$$

เมื่อ I_{S2} คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับของไดโอด D_2

การทำงานเช่นเดียวกับช่วงที่ 1 แรงดัน v_{en2} สามารถหาได้จากกระแสกระตุ้น $i_{ex} = -I_1$ ในกระแสระดับที่ 2 เขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{en2} = 2I_1R_w + \eta V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{S2}}\right) \quad (4.14)$$

นำสมการที่ (4.14) มาคูณด้วย 2 จะได้สมการใหม่เป็น

$$v_{en22} = 2v_{en2} = 4I_1R_w + \eta V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{S2}}\right)^2 \quad (4.15)$$

ที่กระแสกระตุ้น $i_{ex} = -2I_1$ ในกระแสระดับที่ 3 แรงดัน v_{en3} ตกคร่อมโหนด X และ Y เขียนได้เป็น

$$v_{en3} = 4I_1R_w + \eta V_T \ln\left(\frac{2I_1}{I_{S2}}\right) \quad (4.16)$$

นำสมการที่ (4.15) ลบด้วย สมการที่ (4.16) จะได้แรงดัน v_{ens1} เขียนสมการได้เป็น

$$v_{ens1} = \eta V_T \left[\ln\left(\frac{I_1}{I_{S2}}\right)^2 - \ln\left(\frac{2I_1}{I_{S2}}\right) \right] = \eta V_T \ln\frac{I_1}{2I_{S2}} \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) จะได้แรงดัน V_{D2} ตกคร่อมไดโอด D_2 และเมื่อนำสมการที่ (4.13) มาลบด้วย สมการที่ (4.17) สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$v_{ens2} = v_{en1} - v_{ens1} = I_1R_w \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.18) จะได้ค่าความต้านทานภายในสาย $R_w = v_{ens2} / I_1$ ในส่วนของความต้านทาน เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t หาได้จากการแทนที่สมการที่ (4.18) ลงในสมการที่ (4.12) ดังนี้

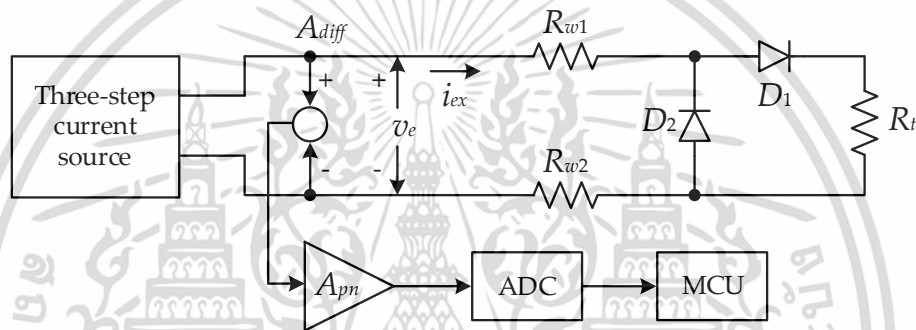
$$R_t = \frac{2(v_{eps2} - v_{ens2})}{I_1} \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่ได้กล่าวมาในข้างต้น จะเห็นได้ว่าข้อดีของขั้นตอนการออกแบบวงจรที่นำเสนอคือ ความต้านทานของเซนเซอร์อุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t ความต้านทานภายในสาย R_w และ แรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} สามารถหาค่าได้อย่างแม่นยำ

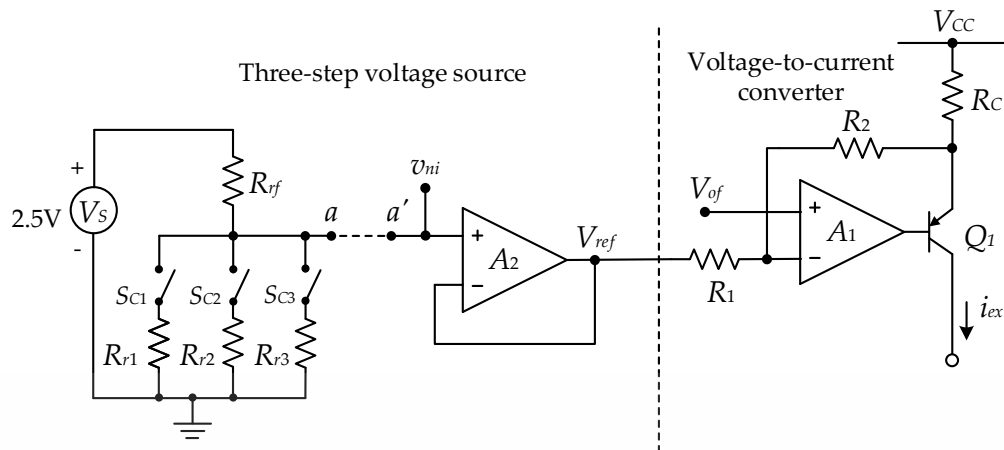
4.2.3 การออกแบบวงจรที่นำเสนอ

การออกแบบวงจรที่นำเสนอใช้เทคนิควงจรรวมสัญญาณ (Mixed-signal circuit) ซึ่งประกอบไปด้วยการทำงานทั้งแบบแอนะล็อกและดิจิทัล บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.9 วงจรสัญญาณแอนะล็อกประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแส 3 ระดับ (Three-step current source) วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (Difference amplifier, A_{diff}) วงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ (Phase-inversion-switched amplifier, A_{pn}) [23] ส่วนวงจรสัญญาณดิจิทัลมีตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ADC กับไมโครโปรเซสเซอร์และหน่วยควบคุม MCU โดยทั้ง ADC และ MCU ถูกรวมเข้ากับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้สำหรับการทดลอง สัญญาณพัลส์ 3 ระดับจากรูปที่ 4.5 สร้างขึ้นจากวงจรในรูปที่ 4.10 ซึ่งจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ทางด้านซ้ายของวงจรคือแหล่งจ่ายแรงดันแบบ 3 ระดับ (Three-step voltage source) และ ทางด้านขวาคือวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage-to-current converter) ซึ่งในส่วนของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสประกอบด้วย ออปแอมป์ (Operational amplifier; Op-amp) A_1 ทรานซิสเตอร์ (Transistor) Q_1 ตัวต้านทาน R_1 , R_2 และ R_C



รูปที่ 4.10 แหล่งจ่ายกระแส 3 ระดับ

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกระตุ้น i_{ex} และแรงดันอ้างอิง V_{ref} แสดงได้เป็นดังสมการที่ (4.20)

$$i_{ex} = \frac{R_2}{R_1 R_C} V_{ref} + \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_C} V_{of} \quad (4.20)$$

เมื่อ V_{CC} คือ แหล่งจ่ายแรงดันของออปแอมป์ A_1

จากสมการที่ (4.20) ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_2$, $V_{of} = V_{CC}/2$ และ $R_2 \gg R_C$ จะได้กระแสกระตุ้น i_{ex} เป็น

$$i_{ex} = \frac{V_{ref}}{R_C} \quad (4.21)$$

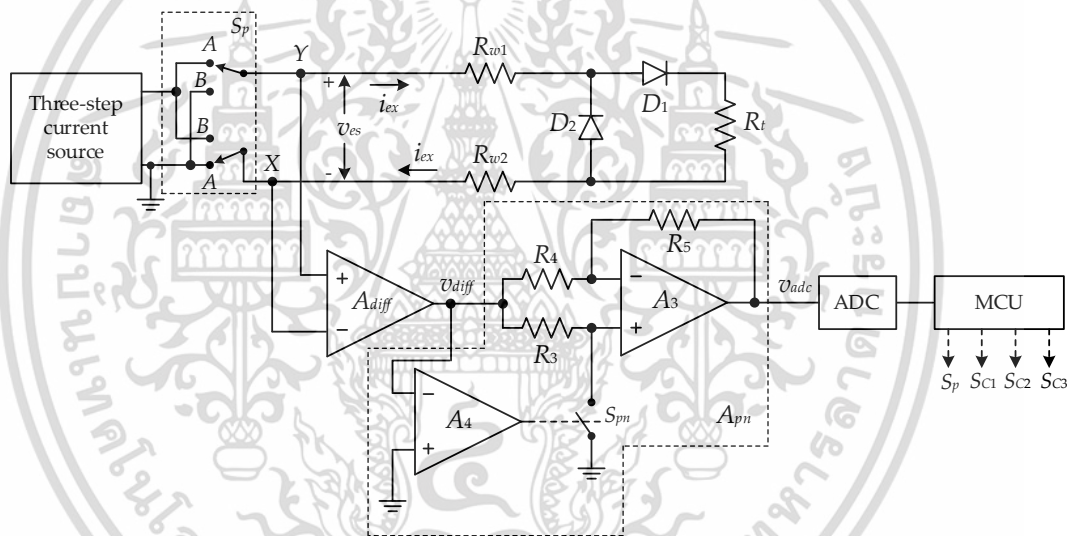
จากสมการที่ (4.21) ขนาดกระแสในแต่ละระดับกระแสกระตุ้น i_{ex} ได้มาจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิงเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม และแรงดันต้นอ้างอิงจากสมการที่ (4.21) ได้มาจากแหล่งจ่ายแรงดัน 3 ระดับทางด้านซ้ายของวงจรตามรูปที่ 4.10 สวิตช์แอนะล็อก (Analog switch, S_{Ci}) และตัวต้านทาน R_{ri} ถูกควบคุมแบบหนึ่งต่อหนึ่งโดยใช้ MCU เพื่อให้ได้กระแสในแต่ละระดับ ให้แหล่งจ่ายแรงดัน V_S คงที่เพื่อจะใช้สร้างแรงดันอ้างอิง V_{ref} ออปแอมป์ A_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (Voltage follower) เพื่อป้องกันผลกระทบการโหลดหรือเกิดการลดทอนสัญญาณจากที่ควรจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Loading effect) สำหรับขั้นตอนการออกแบบวงจรที่นำเสนอ ความต้านทาน R_{r1} ถึง R_{r3} จะเชื่อมต่อกันแบบขนานโดยมีแอนะล็อกสวิตช์ S_{Ci} ที่ควบคุมด้วย MCU เพื่อทำให้ขนาดกระแสกระตุ้น i_{ex} ในแต่ละระดับเป็น $I_1/2$, I_1 และ $2I_1$ แรงดันอ้างอิง V_{ref} สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{refi} = \frac{R_{ri}V_S}{(R_{rf} + R_{ri})} \quad \text{เมื่อ } i = 1, 2, 3 \quad (4.22)$$

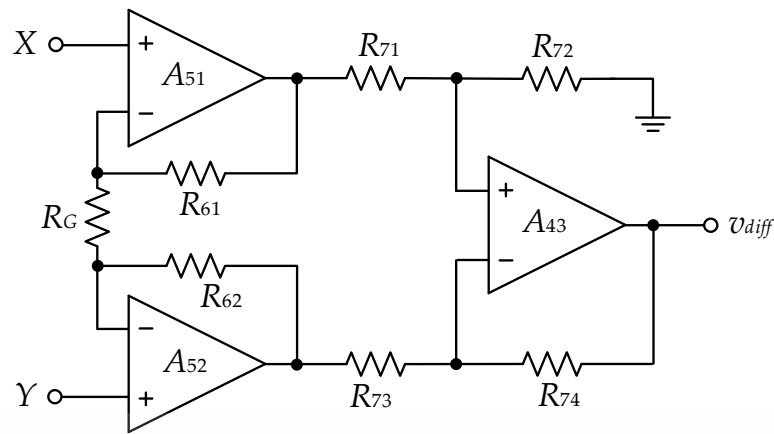
แรงดันอ้างอิง V_{ref} ถูกป้อนไปยังวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เพื่อสร้างสัญญาณกระแส 3 ระดับ ดังนั้น กระแสกระตุ้น i_{ex} แต่ละระดับเป็น $I_1/2$, I_1 และ $2I_1$ รูปที่ 4.11 แสดงวงจรที่ออกแบบสำหรับเทคนิคที่นำเสนอ



รูปที่ 4.11 วงจรของเทคนิคที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.11 ชุดอุปกรณ์สวิตช์แอนะล็อก S_P ใช้เพื่อควบคุมทิศทางการไหลของกระแสกระตุ้น i_{ex} การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ ช่วงที่ 1 ของขั้นตอนที่นำเสนอ MCU จะทำหน้าที่ในการควบคุมสวิตช์ S_P ไปยังตำแหน่ง “A” กระแสกระตุ้น i_{ex} ไหลผ่านความต้านทาน R_{w1} ไดโอด D_1 ความต้านทาน R_L และความต้านทาน R_{w2} แรงดันแอนะล็อก (Analog voltage, v_{es}) ถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณผลต่าง A_{diff} เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมกับการใช้งาน โดยวงจรขยายสัญญาณผลต่างแสดงดังรูปที่ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง A_{diff}

จากรูปที่ 4.12 กำหนดให้ความต้านทาน $R_{61} = R_{62} = R_6$ และ $R_{71} = R_{72} = R_{73} = R_{74} = R_7$ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_{diff} ของวงจรขยายสัญญาณผลต่าง แสดงดังสมการที่ (4.23) [24,25]

$$v_{diff} = \left(1 + \frac{2R_6}{R_G}\right) v_{es} = G_a v_{es} \quad (4.23)$$

ในรูปที่ 4.11 วงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ A_{pn} ประกอบด้วย ออปแอมป์ A_3, A_4 ตัวต้านทาน R_3 ถึง R_5 และ สวิตช์แอนะล็อก S_{pn} ทำหน้าที่ในการกลับค่าแรงดัน V_{diff} ที่เป็นค่าลบ ในช่วงที่ 2 ของขั้นตอนที่นำเสนอ ให้เป็นค่าบวกเพื่อป้อนให้กับ ADC ออปแอมป์ A_4 ทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อตรวจสอบสภาพทางไฟฟ้าของสัญญาณแรงดัน v_{es} ถ้าสัญญาณแรงดัน v_{es} เป็นบวกสำหรับในช่วงที่ 1 ออปแอมป์ A_4 จะควบคุมสวิตช์ S_{pn} ให้ “เปิด” ดังนั้นวงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ถูกทำให้เป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting amplifier) โดยมีอัตราขยายเป็น 1 และสำหรับช่วงที่ 2 สัญญาณแรงดัน v_{es} เป็นลบ ออปแอมป์ A_4 จะควบคุมสวิตช์ S_{pn} ให้ “ปิด” ดังนั้นวงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ถูกทำให้เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting amplifier) โดยมีอัตราขยายเป็น 1 การเปลี่ยนแปลงของวงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ เขียนได้ดังสมการที่ (4.24)

$$v_{adc} = \begin{cases} G_a v_{esi} & \text{สำหรับ } v_{esi} > 0 \\ -G_a v_{esi} & \text{สำหรับ } v_{esi} < 0 \end{cases} \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $i = 1, 2, 3$ สำหรับสัญญาณกระแส $I_1/2, I_1$ และ $2I_1$ ตามลำดับ สัญญาณแรงดัน v_{es1}, v_{es2} และ v_{es3} ของแต่ละระดับที่ได้ ถูกส่งไปยัง MCU ในทางเดียวกัน เมื่อชุดอุปกรณ์สวิทช์แอนะล็อก S_p ถูกควบคุมด้วย MCU ไปยังตำแหน่ง “B” ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสกระตุ้น i_{ex} ไหลในทิศทางตรงกันข้าม กระแสกระตุ้น i_{ex} จะไหลผ่าน ความต้านทาน R_{w2} ไดโอด D_2 และความต้านทาน R_{w1} ในแต่ละระดับของสัญญาณแรงดัน v_{es1} ถึง v_{es3} ถูกส่งผ่านอย่างเป็นลำดับไปยัง MCU ดังนั้น ความต้านทาน R_{w1}, R_{w2} และ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_2 ในเส้นทางของกระแสกระตุ้น i_{ex} สามารถหาได้ตามขั้นตอนที่กล่าวถึงในหัวข้อ 4.2.2

4.3 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอ

ความแม่นยำในการหาค่าความต้านทานภายในสาย R_w ความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_f และแรงดันตกคร่อมไดโอด V_D ด้วยเทคนิคที่นำเสนอสามารถถูกรบกวนได้จากคุณลักษณะที่ไม่เป็นอุดมคติ (Nonideal characteristic) ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง มี 3 ปัจจัยหลักที่เป็นสาเหตุของข้อผิดพลาดในเทคนิคที่นำเสนอ ปัจจัยแรก เกิดจากขนาดของกระแสกระตุ้น i_{ex} ที่คาดไว้ในแต่ละระดับในช่วงที่ 1 และช่วงที่ 2 ทำให้เกิดความไม่แม่นยำในการคำนวณค่าความต้านทานและแรงดันตกคร่อมไดโอดในขั้นตอนที่นำเสนอ สำหรับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 4.10 ค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานที่ใช้ในการทดลองทำให้เกิดค่าความผิดพลาดของกระแสกระตุ้น i_{ex} จากสมการที่ (4.20) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกระตุ้น i_{ex} กับแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง V_{ref} รวมถึงค่าผิดพลาดของตัวต้านทาน สามารถประมาณค่าได้สมการดังต่อไปนี้

$$i_{ex} = (1 - \varepsilon_i) \frac{V_{ref}}{R_C} + I_{offset} \quad (4.25)$$

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta_R}{\left(1 + \frac{\Delta_R}{2}\right)} \quad (4.26)$$

$$I_{offset} = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{(2 + \Delta_R) V_{of}}{\left(1 + \frac{\Delta_R}{2}\right) R_C} \quad (4.27)$$

เมื่อ Δ_R คือ ความผิดพลาดของตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.25) ความผิดพลาดของตัวต้านทาน Δ_R ทำให้เกิดความผิดพลาด ε_i ในการแปลงกระแสกระตุ้น i_{ex} ซึ่งแสดงอยู่ในเทอมแรกทางด้านขวาของสมการ ค่าความผิดพลาดสามารถหลีกเลี่ยงได้โดยการแทนตัวต้านทาน R_1 ในรูปที่ 4.10 ด้วยตัวต้านทานแบบปรับค่าได้และปรับความละเอียดของค่าความต้านทานให้เท่ากับค่าความต้านทาน R_2 นอกจากนี้ กระแสชดเชย (Offset current) I_{offset} ในสมการที่ (4.27) สามารถตัดทิ้งได้โดยการปรับแรงดัน V_{of} เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม ปัจจัยที่ 2 ความผิดพลาดจากอัตราขยาย (Gain error) ของวงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ ในรูปที่ 4.11 ทำให้เกิดความผิดพลาดในสัญญาณแรงดัน v_{adc} ซึ่งสัญญาณแรงดัน v_{adc} มาจากวงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ ด้วยเหตุที่ตัวต้านทาน R_3 และ R_4 มีค่าผิดพลาด Δ_P แรงดัน v_{adc} สามารถประมาณค่าได้เป็นดังสมการที่ (4.28)

$$v_{adc} = \begin{cases} \frac{\left(1 + \frac{3\Delta_P}{2}\right)}{\left(1 + \frac{\Delta_P}{2}\right)} G_a v_{es} & \text{สำหรับ } v_{es} > 0 \\ -\frac{\left(1 - \frac{\Delta_P}{2}\right)}{\left(1 + \frac{\Delta_P}{2}\right)} G_a v_{es} & \text{สำหรับ } v_{es} < 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

จากสมการที่ (4.28) การเลือกตัวต้านทาน R_3 และ R_4 ที่มีความใกล้เคียงกันมากที่สุด จะสามารถลดค่าความผิดพลาดจากอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิตช์ได้ ปัจจัยที่ 3 ความผิดพลาดจากอัตราขยายเกิดขึ้นจากความไม่สมพงษ์กันของตัวต้านทานในวงจรขยายสัญญาณผลต่าง A_{diff} ในรูปที่ 4.12 อย่างไรก็ตาม วงจรขยายสัญญาณผลต่างที่ใช้สำหรับการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอุปกรณ์ที่มีขายในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งค่าความต้านทานดังกล่าวได้ถูกปรับแต่งด้วยเลเซอร์เพื่อให้มีความสมพงษ์กัน [21] ดังนั้น ความผิดพลาดจากอัตราขยายจะมีค่าน้อยมากๆ และไม่มึผลหรือรบกวนการทำงานของการทำงานของการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ ค่าความต้านทานจากหน้าสัมผัสของชุดสวิตช์แบบแอนะล็อก S_P ไม่มีผลกระทบต่อสัญญาณ v_{es} ที่ส่งผ่านไปยังวงจรขยายสัญญาณผลต่าง A_{diff}

4.4 การทดลองและผลการทดลองของวงจรถูกนำเสนอ

เพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพของวงจรถูกนำเสนอ วงจรในรูปที่ 4.10 และ 4.11 ถูกนำมาต่อลง

บอร์ดทดลองเพื่อทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในการทดสอบวงจร

อุปกรณ์	เบอร์
วงจรรขยายผลต่าง (A_{diff})	AD620
ออปแอมป์ (A_1, A_2, A_3, A_4)	LF353
แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ (V_S)	REF3025
ทรานซิสเตอร์ PNP (Q_1)	2N3906
ไดโอด (D_1, D_2)	1N4148
สวิตช์แอนะล็อก ($S_{C1-S_{C3}}, S_{pn}$)	CD4066
ชุดสวิตช์แอนะล็อก (S_P)	CD4053

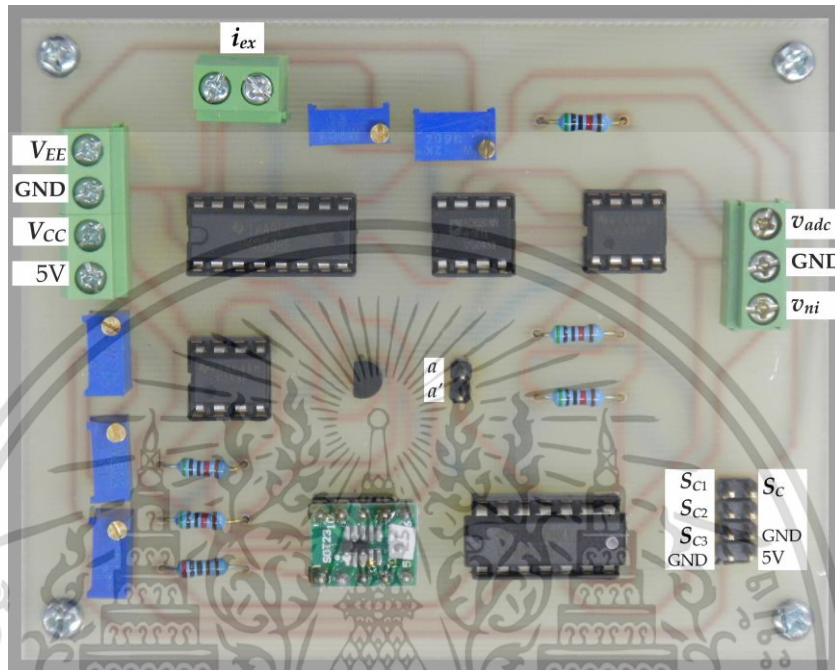
ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจร

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้ในการทดลอง
แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ V_S	2.5V
แหล่งจ่ายแรงดัน ($V_{CC}, -V_{EE}$)	$\pm 15V$
แรงดัน V_{DD}	5V
แรงดัน V_{of}	7.5V
ตัวต้านทาน (R_1-R_5)	50k Ω
อัตราขยาย (G_a) pt100	4 เท่า
อัตราขยาย (G_a) pt1000	2 เท่า

จากวงจรรขยายสัญญาณผลต่างของ AD620 ค่าความต้านทาน R_{61} และ R_{62} มีค่า 24.7k Ω [26] ดังนั้น ความต้านทาน R_G สำหรับอัตราขยาย G_a ที่ 4 เท่าและ 2 เท่า ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (4.23) มีค่าเป็น 8.23k Ω และ 49.4k Ω ตามลำดับ โดยที่ความต้านทาน R_G จะใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ เพื่อใช้สำหรับปรับค่าความต้านทานให้เป็นไปตามค่าที่คำนวณ เช่น เซอร์วิดอุมหภูมิแบบ ความต้านทาน pt100 และ pt1000 เป็นการเรียกชื่อตามค่าความต้านทาน คือที่ 0 องศาเซลเซียส ความต้านทานเป็น 100 Ω และ 1000 Ω ตามลำดับ รูปที่ 4.13 แสดงบอร์ดทดลองต้นแบบของวงจรที่นำเสนอ ไดโอด D_1, D_2 และสายไฟถูกกำหนดให้มีอุณหภูมิแวดล้อมเท่ากัน กระแสอิมด้วยย้อนกลับคำนวณจากสมการที่ (4.4) ได้ $I_{S1} = 1.59nA$ และ $I_{S2} = 1.45nA$ เมื่อวัดแรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} ที่กระแสไบอัสตรง I_D เป็น 1mA ค่าคงที่เชิงประจักษ์ $\eta = 1.765$ กระแสกระตุ้น I_1 กำหนดให้เป็น 1mA ดังนั้น แต่ละระดับของกระแส 3 ระดับ $I_1/2, I_1$ และ $2I_1$ เป็น 0.5mA, 1mA และ 2mA ตามลำดับ แรงดันอ้างอิง V_{ref} ของแต่ละระดับเป็น 0.5V, 1V, 2V ตัวต้านทาน R_C, R_{Tf}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_{r1} , R_{r2} และ R_{r3} คำนวณจากสมการที่ (4.22) ได้เป็น $1k\Omega$, $2k\Omega$, $8k\Omega$, $3k\Omega$ และ 500Ω ตามลำดับ ซึ่งตัวต้านทาน R_{r1} ถึง R_{r3} ใช้เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อที่จะปรับเปลี่ยนความต้านทานให้เป็นไปตามค่าที่คำนวณได้



รูปที่ 4.13 บอร์ดทดลองต้นแบบของวงจรที่นำเสนอ

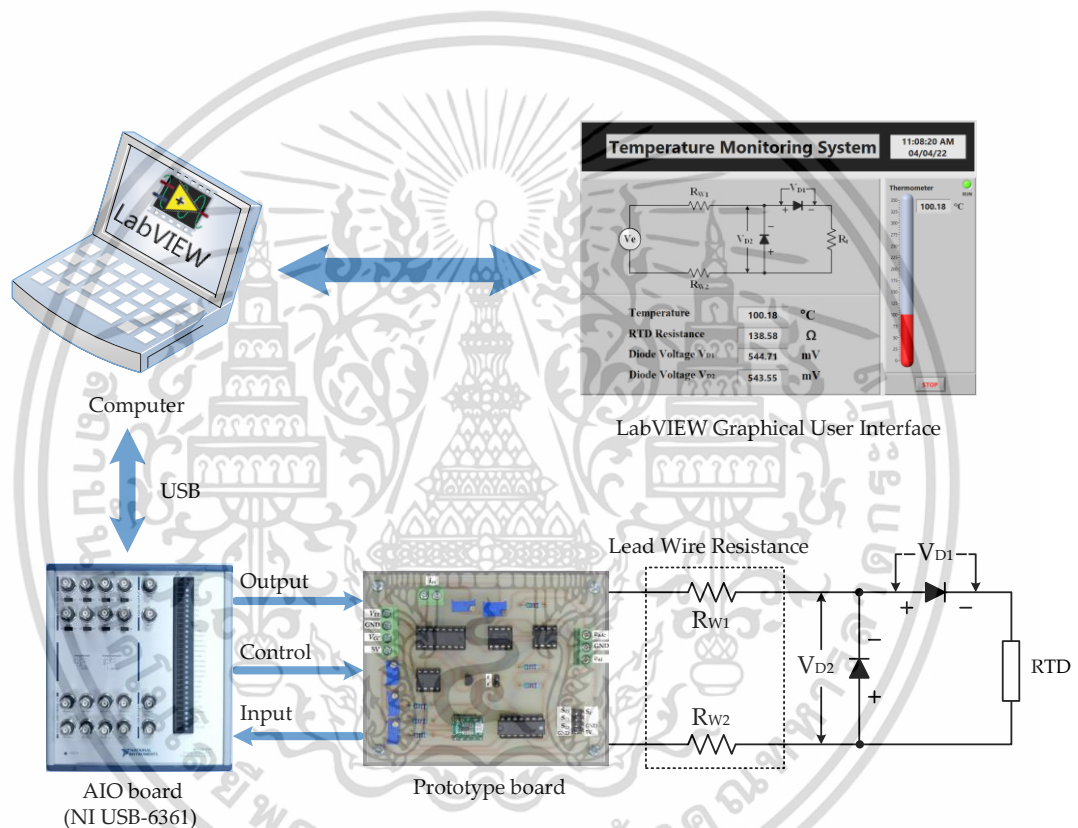
กำหนดระยะเวลาของแต่ละระดับของกระแสกระตุ้นในช่วงที่ 1 และ ช่วงที่ 2 เป็น 10ms เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดความร้อนภายใน จึงกำหนดให้ตัวดีไซเคิลของสัญญาณกระตุ้นสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเท่ากับ 15% กระแสกระตุ้นในช่วงที่ 1 จะไหลผ่านเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเท่านั้น กำลังไฟฟ้าสิ้นเปลืองใน pt100 และ pt1000 ประมาณ $3.06\mu W$ และ $30.62\mu W$ ตามลำดับ ซึ่งมีค่าน้อยมาก ดังนั้น การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเนื่องจากความร้อนในตัวเองสามารถตัดทิ้งได้ ในการทดสอบประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอได้ทดสอบด้วยการใช้หน่วยประมวลผล 2 แบบ หน่วยประมวลผลสัญญาณแบบที่ 1 MCU ในรูปที่ 4.11 ถูกแทนที่ด้วยโปรแกรม LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) ซึ่งเป็นโปรแกรมการวัดและควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรมเวอร์ชัน NI LabVIEW 2014 เชื่อมต่อกับบอร์ดแอนะล็อกอินพุต/เอาต์พุต (Analog Input/Output, AIO) รุ่น NI-USB-6361 ที่มาจากบริษัทเนชันแนล อินสตรูเมนต์ส หน่วยประมวลผลสัญญาณแบบที่ 2

MCU ที่ใช้เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใส่บอร์ด ARM cortex STM32 Nucleo-64 ต่อร่วมกับหน้าเอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นใบเซอร์โฮงในกาวิชาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จอแสดงผล LCD [27] ค่าความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t สำหรับ pt100 และ pt1000 ถูกจำลองผ่านกล่องค่าความต้านทานแบบปรับค่าได้ (Resistance decade box) สำหรับอุณหภูมิที่เปลี่ยนจาก 0 องศาเซลเซียส จนถึง 300 องศาเซลเซียส ซึ่งสัมพันธ์กับ ค่าความต้านทาน pt100 ช่วง $100\Omega - 213.93\Omega$ และ ค่าความต้านทาน pt1000 ช่วง $1000\Omega - 2139.3\Omega$ ความยาวของสายนำสัญญาณโดยปกติใช้สายทองแดงขนาด 26 AWG ถูกจำลองขึ้นโดยใช้กล่องค่าความต้านทานแบบปรับค่าได้เพื่อใช้แทนความยาวสายนำสัญญาณ [11] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ความต้านทานภายในสายถูกแปรค่าจาก $0.2\Omega - 20\Omega$ เทียบได้กับความยาวสาย 15m ถึง 150m ตามลำดับ สำหรับหน่วยประมวลผลสัญญาณตัวแรก ขั้นตอนการทำงานของวงจรที่นำเสนอรวมถึงสัญญาณพัลส์ 3 ระดับ ถูกสร้างโดยใช้โปรแกรม LabVIEW โดยมีบอร์ด AIO ที่เชื่อมต่อกับโปรแกรม LabVIEW เพื่อรับสัญญาณแรงดัน v_{adc} จากบอร์ดทดลอง ในขณะเดียวกันก็ควบคุมให้บอร์ดทดลองสร้างสัญญาณกระแส 3 ระดับ i_{ex} เพื่อไปกระตุ้นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน โดยในช่วงที่ 1 กระแสกระตุ้น i_{ex} เป็นบวก วัดและคำนวณค่าจากโปรแกรม LabVIEW ได้ค่า $v_{ep1}, v_{ep22}, v_{ep3}$ หาค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 ได้จาก $v_{ep22} - v_{ep3}$ เป็นไปตามสมการที่ (4.10) ในช่วงที่ 2 กระแสกระตุ้นเป็นลบ วัดและคำนวณค่าจากโปรแกรม LabVIEW ได้ค่า $v_{en1}, v_{en22}, v_{en3}$ หาค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด D_2 ได้จาก $v_{en22} - v_{en3}$ เป็นไปตามสมการที่ (4.17) และสามารถหาค่า R_t ได้ตามสมการที่ (4.19) รูปที่ 4.14 และ 4.15 แสดงไดอะแกรมการเชื่อมต่อและการติดตั้งการทดลองของเทคนิคที่นำเสนอโดยใช้โปรแกรม LabVIEW ตามลำดับ จากรูปที่ 4.10 สัญญาณกระแส i_{ex} เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างจุด a และ a' ดังนั้น สัญญาณพัลส์ 3 ระดับ ที่สร้างจากโปรแกรม LabVIEW ที่เชื่อมต่อกับบอร์ด AIO ถูกนำมาใช้เป็นแรงดัน v_{ni} สัญญาณกระแส 2 ทิศทางถูกควบคุมโดยสวิตช์ S_p ซึ่งสั่งมาจากโปรแกรม LabVIEW กราฟรูปคลื่นของสัญญาณกระแส 3 ระดับ i_{ex} ที่สร้างมาจากบอร์ดทดลองแสดงดังรูปที่ 4.16 การคำนวณค่าความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t แรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} แสดงในตารางที่ 4.3 ที่การทดลองด้วยเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt100 ค่าความผิดพลาด ε_1 ของการวัดอุณหภูมิจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน แสดงดังรูปที่ 4.17 ค่าความผิดพลาดมากที่สุดของอุณหภูมิที่วัดได้ประมาณ 0.18 องศาเซลเซียส จากรูปที่ 4.17 รากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง (Root Mean Square Error, RMSE) สำหรับชุดข้อมูลของค่าความผิดพลาด ε_1 ที่วัดได้อยู่ในช่วง 0.08 ถึง 0.15 องศาเซลเซียส ตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.18 แสดงผลการวัดค่าความต้านทาน R_t แรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1}, V_{D2} และค่าความผิดพลาด ε_2 ของการวัดอุณหภูมิ ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนเซนเซอร์วัดอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

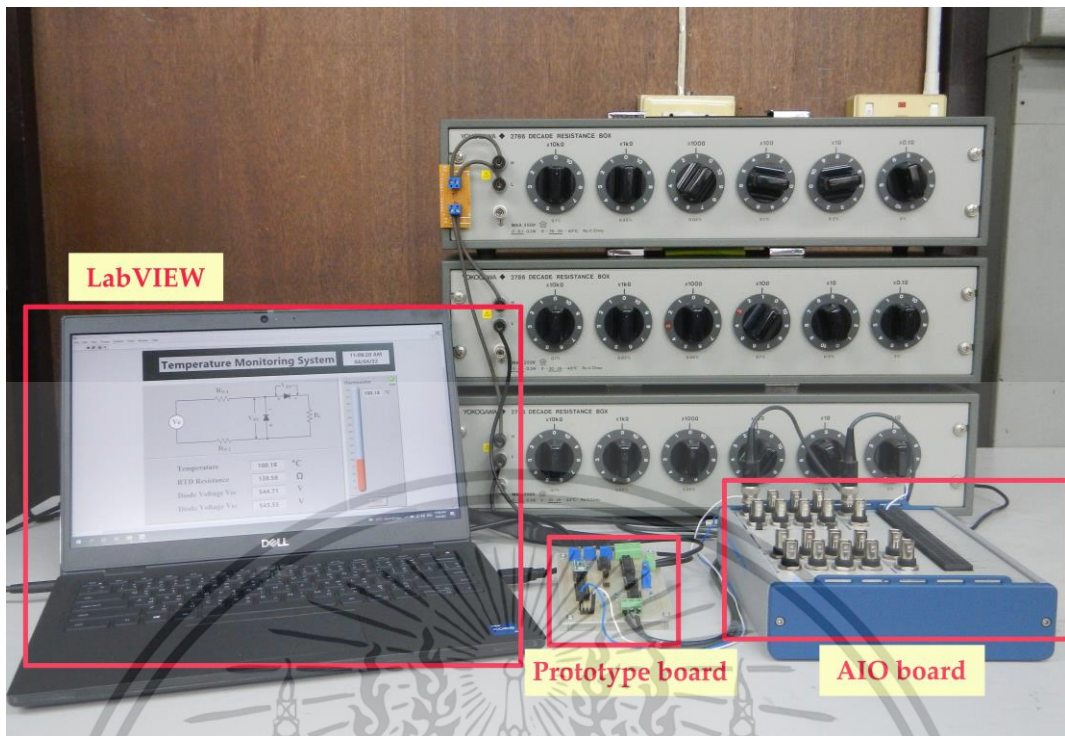
แบบความต้านทานเป็น pt1000 ด้วยเงื่อนไขการทดลองเดียวกับการทดลองก่อนหน้า รูปที่ 4.18 แสดงค่าความผิดพลาด ε_2 มากที่สุดของประมาณ 0.15 องศาเซลเซียส และรากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.04 ถึง 0.11 องศาเซลเซียส จะเห็นได้ว่าความผิดพลาด ε_1 สูงกว่า ε_2 เล็กน้อย เนื่องจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt1000 มีความไวสูงกว่า pt100 นอกจากนี้ ความผิดพลาดของทั้ง ε_1 และ ε_2 ยังเกิดจากความผิดพลาดของการคำนวณกระแสอิมิตด้วยย้อนกลับ I_{S1} และ I_{S2} จากไดโอด D_1 และ D_2 ตามลำดับ



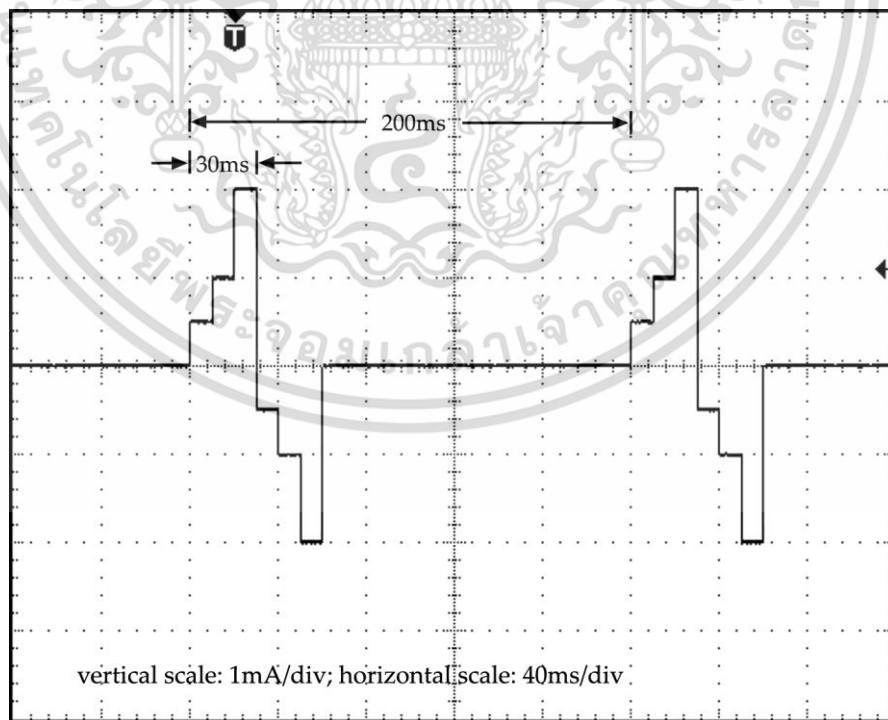
รูปที่ 4.14 ไดอะแกรมการเชื่อมต่ออุปกรณ์ของเทคนิคที่นำเสนอโดยใช้โปรแกรม LabVIEW เป็น

MCU

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 การติดตั้งการทดลองของเทคนิคที่นำเสนอ โดยใช้โปรแกรม LabVIEW เป็น MCU

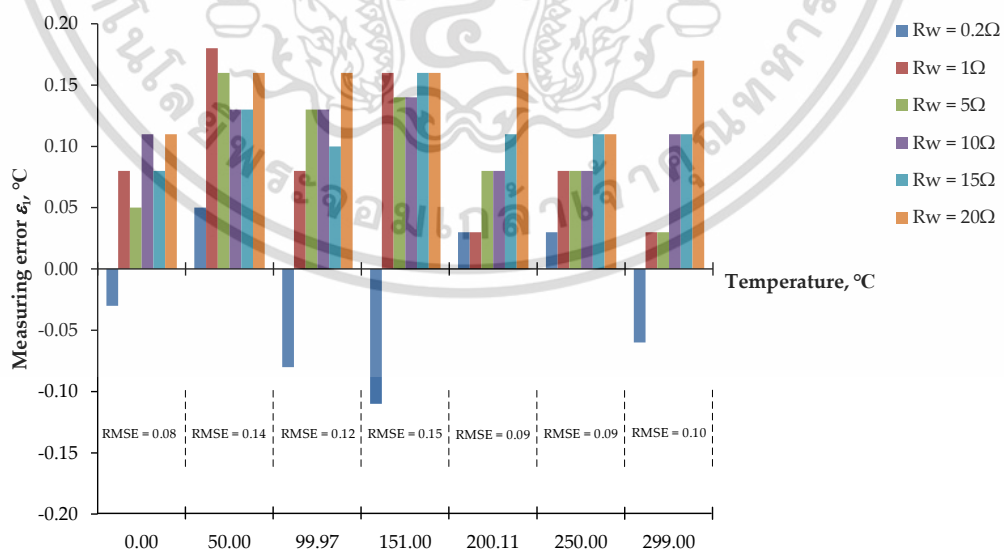


รูปที่ 4.16 รูปแบบคลื่นที่สัญญาณพัลส์ 3 ระดับ v_{ni}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ผลการวัดสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt100) ด้วยความต้านทาน
ภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้บอร์ด AIO

Lead-wire Resistance (Ω) at 30°C	Temperature ($^{\circ}\text{C}$) pt100 RTD (Ω)							Diode voltage (mV) at 30°C and $I_D = 1\text{mA}$	
								V_{D1}	V_{D2}
0.0	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	600.68	598.21
	100.00	119.40	138.50	157.70	175.90	194.10	211.70		
0.2	-0.03	50.05	99.89	150.89	200.14	250.03	298.94	600.68	598.71
	99.99	119.42	138.47	157.74	175.91	194.11	211.68		
1.0	0.08	50.18	100.05	151.16	200.14	250.08	299.03	600.71	599.28
	100.03	119.47	138.53	157.76	175.91	194.03	211.71		
5.0	0.05	50.16	100.10	151.14	200.19	250.08	299.03	600.78	599.64
	100.02	119.46	138.55	157.75	175.93	194.03	211.71		
10.0	0.11	50.13	100.10	151.14	200.19	250.08	299.11	601.04	599.77
	100.04	119.45	138.55	157.75	175.93	194.03	211.74		
15.0	0.08	50.13	100.07	151.16	200.22	250.11	299.11	600.75	598.25
	100.03	119.45	138.54	157.76	175.94	194.14	211.74		
20.0	0.11	50.16	100.13	151.16	200.27	250.11	299.17	601.07	599.86
	100.04	119.46	138.56	157.76	175.96	194.14	211.76		

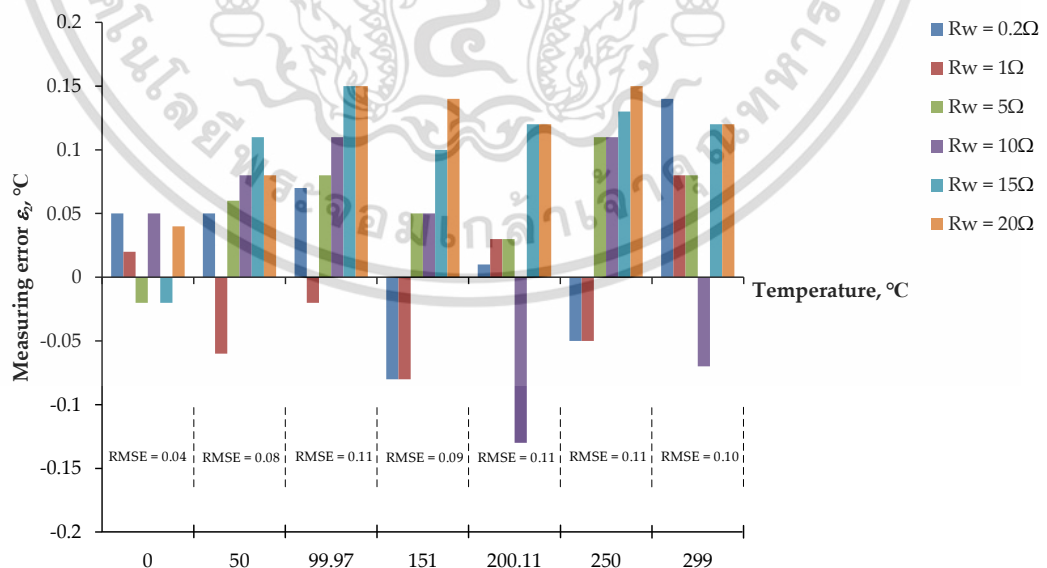


รูปที่ 4.17 ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt100 ที่ใช้โปรแกรม LabVIEW และบอร์ด
AIO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt1000) ด้วยความต้านทาน
ภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้บอร์ด AIO

Lead-wire Resistance (Ω) at 30 $^{\circ}$ C	Temperature ($^{\circ}$ C)								Diode voltage (mV) at 30 $^{\circ}$ C and $I_D = 1$ mA	
	pt1000 RTD (Ω)								V_{D1}	V_{D2}
	0.0	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00		
	0.00	1194.00	1385.00	1577.00	1759.00	1941.00	2117.00	600.67	598.19	
0.2	0.05	50.05	100.04	150.92	200.12	249.95	299.14	600.67	598.21	
	1000.19	1194.19	1385.27	1576.70	1759.04	1940.82	2117.50			
1.0	0.02	49.94	99.95	150.92	200.14	249.95	299.08	601.44	599.51	
	1000.08	1193.77	1384.92	1576.70	1759.07	1940.82	2117.29			
5.0	-0.02	50.06	100.05	151.05	200.14	250.11	299.08	601.41	599.49	
	999.92	1194.23	1385.30	1577.19	1759.07	1941.4	2117.29			
10.0	0.05	50.08	100.08	151.05	199.98	250.11	298.93	601.41	599.48	
	1000.19	1194.30	1385.42	1577.19	1758.52	1941.40	2116.75			
15.0	-0.02	50.11	100.12	151.10	200.23	250.13	299.12	602.15	600.26	
	999.92	1194.42	1385.57	1577.37	1759.44	1941.47	2117.43			
20.0	0.04	50.08	100.12	151.14	200.23	250.15	299.12	601.93	600.11	
	1000.02	1194.30	1385.57	1577.52	1759.44	1941.54	2117.43			

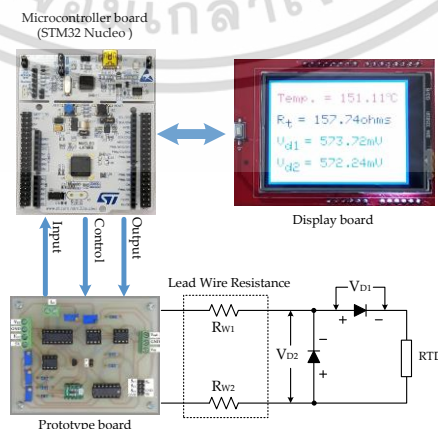


รูปที่ 4.18 ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt1000 ที่ใช้โปรแกรม LabVIEW และ
บอร์ด AIO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

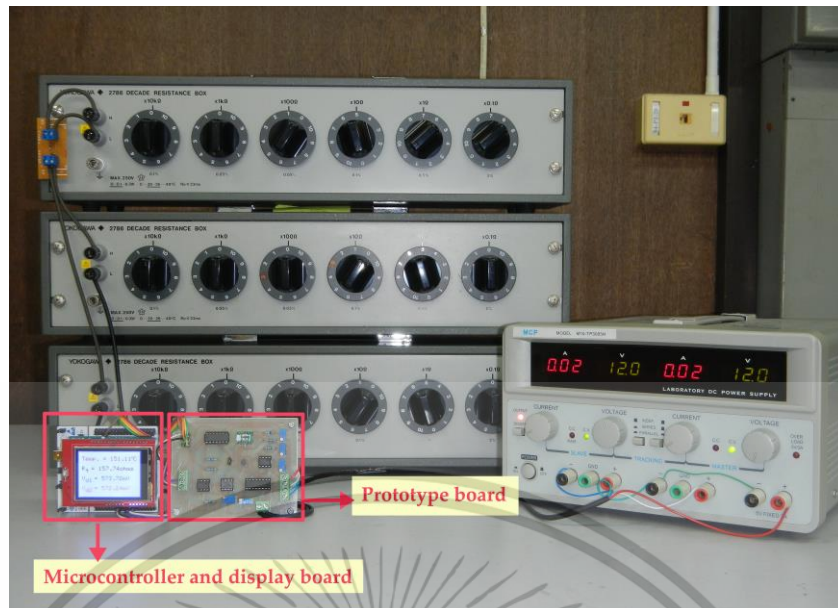
สำหรับหน่วยประมวลผลสัญญาณแบบที่ 2 สมการที่ (4.5) ถึง (4.11) คำนวณจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เชื่อมต่อจุด a และ a' สวิตช์แอนะล็อก SC_1 ถึง SC_3 และ S_p ถูกควบคุมด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิง V_{ref} สัญญาณแรงดันอ้างอิง V_{ref} ถูกแปลงเป็นกระแสกระตุ้น i_{ex} โดยใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส เช่นเดียวกัน สัญญาณกระแส 3 ระดับ แสดงดังรูปที่ 4.16 โดยตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลถูกรวมอยู่ในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนั้น บอร์ด AIO จึงไม่จำเป็นสำหรับหน่วยประมวลผลสัญญาณแบบที่ 2

ไดอะแกรมสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์รวมถึงจอแสดงผลและเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน แสดงดังรูปที่ 4.19 การติดตั้งการทดลองของหน่วยประมวลผลสัญญาณที่ 2 แสดงในรูปที่ 4.20 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานและความยาวของสายไฟถูกแทนด้วยกล่องค่าความต้านทานแบบปรับค่าได้ การทดลองอยู่ภายใต้เงื่อนไขเดียวกับหน่วยประมวลผลสัญญาณแบบที่ 1 ตารางที่ 4.5 และ 4.6 แสดงค่าความต้านทาน R_t และแรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} สำหรับ pt100 และ pt1000 ตามลำดับ ค่าความผิดพลาด ε_3 และ ε_4 ของอุณหภูมิที่วัดสำหรับ pt100 และ pt1000 แสดงในรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ ค่าความผิดพลาดมากที่สุดสำหรับ pt100 ประมาณ 0.25 องศาเซลเซียส และ pt1000 ประมาณ 0.21 องศาเซลเซียส ค่าความผิดพลาดมากที่สุดของ ε_3 และ ε_4 มีค่ามากกว่าค่าสูงสุดของค่าความผิดพลาด ε_1 และ ε_2 ตามลำดับ นั่นเป็นเพราะความละเอียดของตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ Nucleo-64 น้อยกว่าบอร์ด AIO หากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองสำหรับชุดข้อมูลของความผิดพลาดที่วัด ε_3 และ ε_4 อยู่ในช่วงของ 0.10 ถึง 0.21 องศาเซลเซียส และ 0.11 ถึง 0.15 องศาเซลเซียส ตามลำดับ จากการทดลองด้วยหน่วยประมวลผลสัญญาณแบบที่ 2 มีข้อดีในด้านที่มีราคาถูก ขนาดเล็ก และมีโครงสร้างที่เรียบง่าย



รูปที่ 4.19 ไดอะแกรมการเชื่อมต่อการทดลองโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็น MCU

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

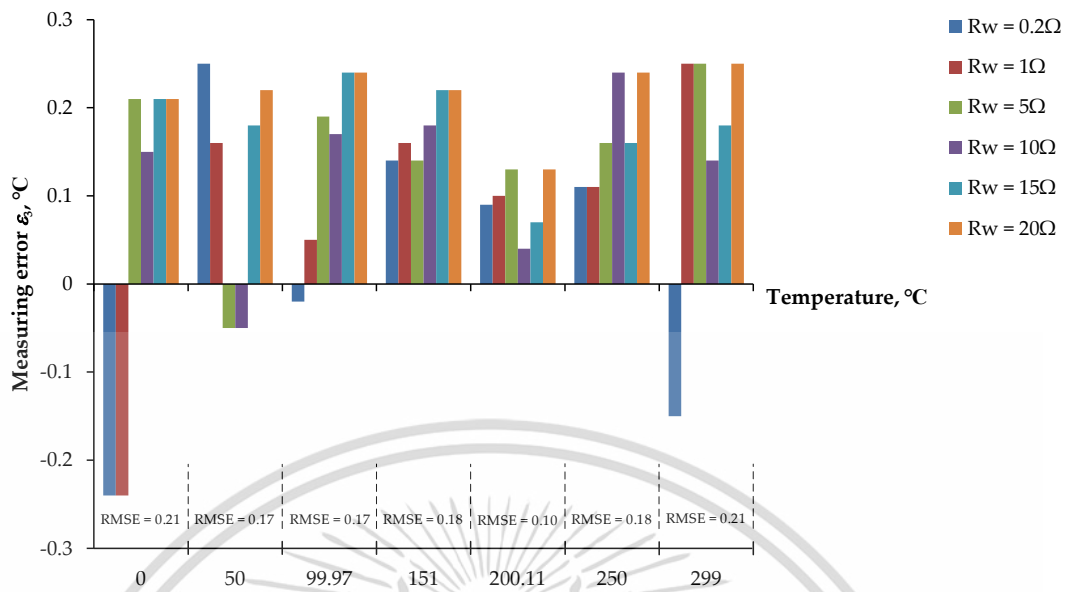


รูปที่ 4.20 การติดตั้งการทดลองโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็น MCU

ตารางที่ 4.5 ผลการวัดสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt100) ด้วยความต้านทานภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

Lead-wire Resistance (Ω) at 30°C	Temperature ($^{\circ}\text{C}$) pt100 RTD (Ω)							Diode voltage (mV) at 30°C and $I_D = 1\text{mA}$	
								V_{D1}	V_{D2}
0.0	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	600.65	598.20
	100.00	119.40	138.50	157.70	175.90	194.10	211.70		
0.2	-0.24	50.25	99.95	151.14	200.20	250.11	298.85	600.65	598.19
	99.91	119.50	138.48	157.75	175.93	194.57	211.65		
1.0	-0.24	50.16	100.02	151.16	200.21	250.11	299.25	600.67	598.45
	99.91	119.46	138.52	157.76	175.94	194.57	211.79		
5.0	0.21	49.95	100.16	151.14	200.24	250.16	299.25	599.87	598.45
	100.08	119.38	138.57	157.75	175.99	194.16	211.79		
10.0	0.15	49.95	100.14	151.18	200.15	250.24	299.14	599.94	598.86
	100.06	119.38	138.56	157.77	175.95	194.17	211.75		
15.0	0.21	50.18	100.21	151.22	200.18	250.16	299.18	601.12	599.23
	100.08	119.47	138.59	157.78	175.97	194.16	211.76		
20.0	0.21	50.22	100.21	151.22	200.24	250.24	299.25	601.12	599.24
	100.08	119.48	138.59	157.78	175.99	194.17	211.79		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

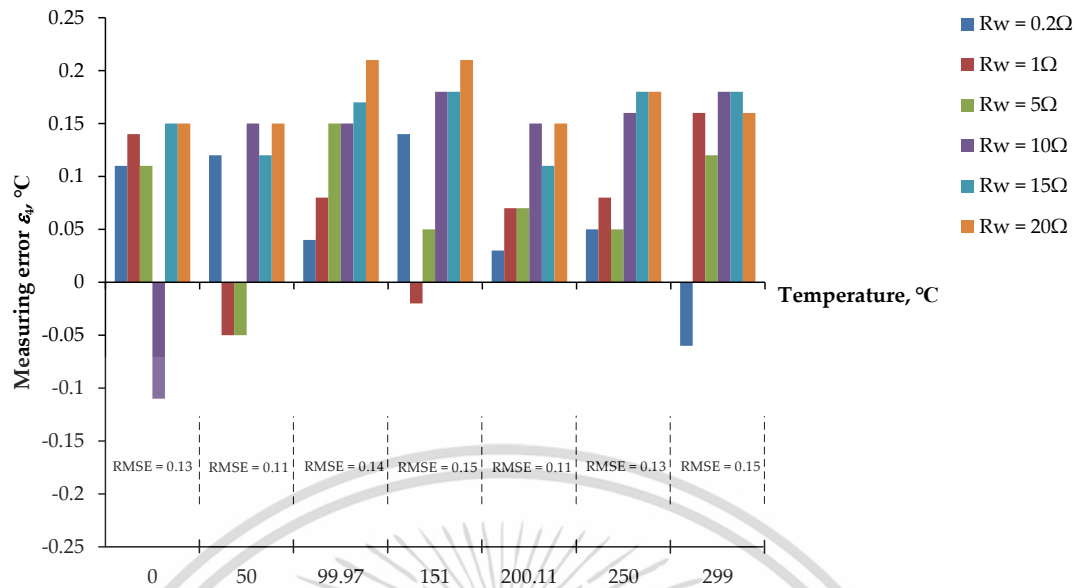


รูปที่ 4.21 ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt100 ที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

ตารางที่ 4.6 ผลการวัดสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt1000) ด้วยความต้านทานภายในสายที่แตกต่างกัน โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

Lead-wire Resistance (Ω) at 30°C	Temperature (°C) pt1000 RTD (Ω)							Diode voltage (mV) at 30°C and $I_D = 1\text{mA}$	
	V_{D1}	V_{D2}							
0.0	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	600.68	598.19
	1000.00	1194.00	1385.00	1577.00	1759.00	1941.00	2117.00		
0.2	0.11	50.12	100.01	151.14	200.14	250.05	298.94	600.68	598.20
	1000.42	1194.46	1385.15	1577.52	1759.11	1941.18	2116.78		
1.0	0.14	49.95	100.05	150.98	200.18	250.08	299.16	601.10	598.58
	1000.53	1193.81	1385.30	1576.93	1759.26	1941.29	2117.58		
5.0	0.11	49.95	100.12	151.05	200.18	250.05	299.12	600.90	599.11
	1000.42	1193.81	1385.57	1577.19	1759.26	1941.18	2117.43		
10.0	-0.11	50.15	100.12	151.18	200.26	250.16	299.18	601.14	599.30
	999.58	1194.57	1385.57	1577.67	1759.56	1941.58	2117.65		
15.0	0.15	50.12	100.14	151.18	200.22	250.18	299.18	600.86	599.31
	1000.57	1194.46	1385.65	1577.67	1759.41	1941.65	2117.65		
20.0	0.15	50.15	100.18	151.21	200.26	250.18	299.16	600.87	599.26
	1000.57	1194.57	1385.80	1577.78	1759.56	1941.65	2117.58		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



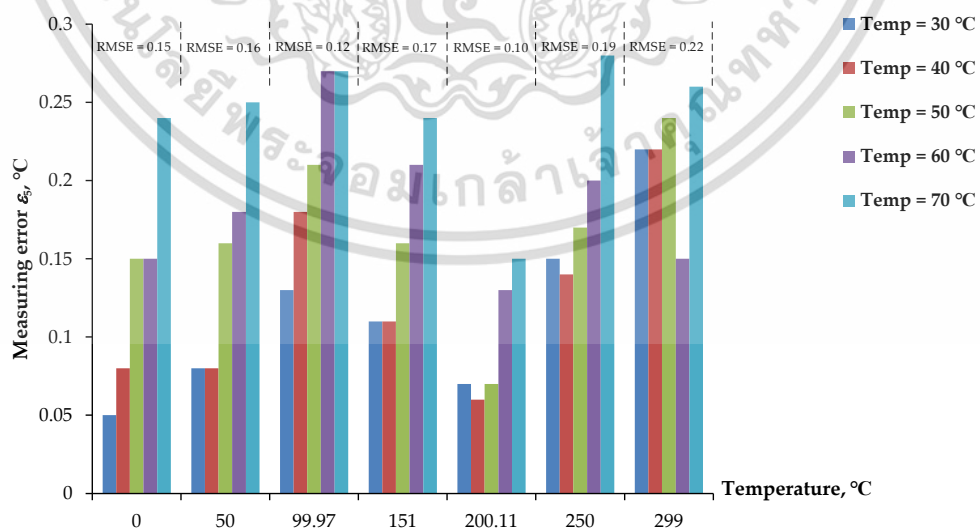
รูปที่ 4.22 ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิสำหรับ pt1000 ที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

นอกจากนี้ ทดลองโดยใช้สายไฟของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt100 ยาวเพิ่มขึ้นไปถึง 30 เมตร สำหรับการวัดอุณหภูมิระยะไกลโดยใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ Nucleo-64 สายที่ถูกเพิ่มขึ้นในการทดลองครั้งนี้ใช้ สายไฟทองแดงขนาด 26 AWG เส้นคู่ ความต้านทานของสายไฟที่ยาวเพิ่มขึ้นคือ $0.134 \Omega/m$ และสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ คือ $0.0039 \Omega/\Omega^{\circ}C$ [28] ดังนั้น ความต้านทานภายในสายคำนวณได้ประมาณ 8.04Ω [11] อุณหภูมิแวดล้อมของสายไฟและไดโอดถูกแปรค่าจาก 30 องศาเซลเซียส ถึง 70 องศาเซลเซียส ตารางที่ 4.7 แสดงอุณหภูมิที่วัด ค่าความต้านทาน R_t และแรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} ค่าความผิดพลาด ϵ_5 จากการวัดอุณหภูมิที่ของเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานเมื่อแปรค่าจาก 0 ถึง 300 องศาเซลเซียส แสดงดังรูปที่ 4.23 ค่าความผิดพลาดมากที่สุดที่วัดได้ประมาณ 0.27 องศาเซลเซียส รากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองสำหรับชุดข้อมูลของค่าความผิดพลาด ϵ_5 อยู่ในช่วงระหว่าง 0.10 ถึง 0.22 องศาเซลเซียส

จากการทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยหน่วยประมวลผลสัญญาณทั้ง 2 แบบ แสดงให้เห็นว่าขั้นตอนที่นำเสนออ่านค่าความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน R_t และแรงดันตกคร่อมไดโอด V_{D1} และ V_{D2} ได้อย่างแม่นยำ เทคนิคที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสำหรับระบบการวัดระยะไกลโดยการใช้เซนเซอร์แบบความต้านทาน มากไปกว่านั้น เทคนิคนี้สามารถหาและชดเชยค่าความต้านทานภายในสายได้สำหรับการสื่อสารระยะทางไกล ระหว่างส่วนคุมและเซนเซอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณที่แน่นอน

ตารางที่ 4.7 ผลการวัดสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (pt100) สำหรับสายยาว 30 เมตรด้วยอุณหภูมิแวดล้อมที่แตกต่างกันโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

Ambient temperature (°C)	Temperature (°C) pt1000 RTD (Ω)							Diode voltage (mV) at $I_D = 1\text{mA}$	
	V_{D1}	V_{D2}							
0.0	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	-	-
	100.00	119.40	138.50	157.70	175.90	194.10	211.70		
30.0	0.05	50.08	100.10	151.11	200.18	250.15	299.22	600.68	598.19
	100.20	119.43	138.55	157.74	175.93	194.15	211.78		
40.0	0.08	50.08	100.15	151.11	200.17	250.14	299.22	573.72	572.24
	100.03	119.43	138.57	157.74	175.92	194.15	211.78		
50.0	0.15	50.16	100.18	151.16	200.18	250.17	299.24	544.71	543.55
	100.06	119.46	138.58	157.76	175.93	194.16	211.79		
60.0	0.15	50.18	100.24	151.21	200.24	250.20	299.15	522.26	521.88
	100.06	119.47	138.60	157.78	175.95	194.17	211.75		
70.0	0.24	50.25	100.24	151.24	200.26	250.28	299.26	500.37	499.05
	100.09	119.50	138.60	157.79	175.96	194.20	211.79		



รูปที่ 4.23 ค่าความผิดพลาดจากการวัดอุณหภูมิ ε_p ของ pt100 สำหรับสายยาว 30 เมตร โดย

อุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนจาก 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบ ขั้นตอน และ วงจรชุดเซย์ค่าความต้านทานภายในสาย สำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน โดยวงจรที่ออกแบบมีความเรียบง่าย และใช้อุปกรณ์พื้นฐานที่สามารถหาซื้อได้ในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ไดโอดที่ใช้ไม่จำเป็นต้องสมพงษ์กันก็สามารถชุดเซย์ค่าความต้านทานภายในสายได้ ในการทดลองได้ใช้หน่วยประมวลผลสัญญาณ 2 แบบ คือ โปรแกรม LabVIEW เชื่อมต่อกับบอร์ด AIO และไมโครคอนโทรลเลอร์มาช่วยในการประมวลผล ซึ่งในการทดลองโดยใช้โปรแกรม LabVIEW มีค่าความผิดพลาดน้อยกว่าการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากความละเอียดของตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์มีน้อยกว่าบอร์ด AIO โดยค่าความผิดพลาดมากที่สุดของอุณหภูมิที่วัดมีค่าประมาณ 0.25 องศาเซลเซียส และในการทดลองเพิ่มความยาวสายไฟเป็น 30 เมตร โดยใช้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt100 มีค่าความผิดพลาดมากที่สุดประมาณ 0.27 องศาเซลเซียส จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าการออกแบบวงจรนี้สามารถชุดเซย์ค่าความต้านทานได้จริงและมีประสิทธิภาพ

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน เทคนิคที่ใช้อาศัยสัญญาณกระแส 3 ระดับเพื่อกระตุ้นเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน ซึ่งขนาดของสัญญาณกระแส 3 ระดับในแต่ละระดับมีค่าเป็น 2 เท่าของสัญญาณกระแสในระดับก่อนหน้า กำลังไฟฟ้าสิ้นเปลือง (Power dissipation) ในเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่ใช้ในการทดลองนี้มีค่าประมาณ 3.06 ไมโครวัตต์ สำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt100 ซึ่งมีค่าน้อยมาก ดังนั้นค่าความผิดพลาดที่เกิดจากความร้อนภายในตัวเซนเซอร์จึงสามารถมองข้ามได้ สมรรถภาพของเทคนิคที่นำเสนอได้รับการยืนยันโดยการดำเนินการทดลอง ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าความต้านทานเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานและความต้านทานภายในสายสามารถกำหนดค่าได้อย่างแม่นยำ โดยไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่เหมือนกันทุกประการซึ่งได้ใช้แนวทางแบบเดิม ค่าความผิดพลาดมากที่สุดของการวัดอุณหภูมิจากเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน pt100 มีค่าประมาณ 0.27 องศาเซลเซียส เมื่อสายไฟถูกวางในที่ที่อุณหภูมิแวดล้อมต่างกัน โดยเปลี่ยนจาก 30 องศาเซลเซียส ไปถึง 70 องศาเซลเซียส เทคนิคที่นำเสนอใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีข้อดีในส่วนที่ให้ความแม่นยำสูง ใช้งานง่าย ราคาถูก และมีขนาดกะทัดรัด วงจรของเทคนิคที่นำเสนอเหมาะกับทรานสดิวเซอร์แบบความต้านทานชนิด 2 สาย เช่น เซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (RTD) สเตรนเกจ (Strain gauge) ทรานสดิวเซอร์วัดตำแหน่งและระยะทางชนิดเปลี่ยนแปลงความต้านทาน (Resistive displacement transducer) และสามารถใช้งานได้ในสภาพแวดล้อมที่ไม่เอื้ออำนวย

5.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ

จากการออกแบบการชดเชยค่าความต้านทานภายในสายสำหรับเซนเซอร์วัดอุณหภูมิแบบความต้านทานที่ได้นำเสนอเทคนิคและวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ยังคงมีค่าความผิดพลาดบางประการอันเนื่องมาจากค่าความผิดพลาดของตัวต้านทาน (Δ_R) ที่ใช้ในการทดลองทำให้เกิดค่าความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผิดพลาดที่กระแสการกระตุ้น i_{ex} เกิดความผิดพลาดจากเกณฑ์ของวงจรมายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิทช์ซึ่งมาจากความต้านทาน R_3 และ R_4 ในรูปที่ 4.11 และเกณฑ์ความผิดพลาดที่เกิดจากตัวต้านทานในวงจรมายสัญญาณผลต่าง A_{diff} ดังนั้นแนวทางในการทำวิจัยต่อไปในอนาคตคือ ปรับค่าตัวต้านทาน R_1 ให้ตรงกับค่าความต้านทาน R_2 โดยการใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่า การเลือกใช้ตัวต้านทาน R_3 และ R_4 ให้มีค่าที่เท่ากันหรือใกล้เคียงกันเพื่อลดเกณฑ์ความผิดพลาดที่เกิดในวงจรมายสัญญาณกลับเฟสแบบใช้สวิทช์ และการเลือกอุปกรณ์ที่ความต้านทานภายในวงจรมายสัญญาณผลต่างที่มีค่าเท่ากันหรือใกล้เคียงกันจะช่วยลดเกณฑ์ความผิดพลาดให้มีค่าน้อยมากๆ จึงทำให้ไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Cetinkunt, **Mechatronics**, John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2007, ISBN 978-0-471-47987-1.
- [2] R. Pallás-Areny and J.G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, 2nd ed., John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2001, ISBN 0-471-33232-1.
- [3] H.K.P Neubert, **Instrument Transducers: An Introduction to Their Performance and Design**, Clarendon, Oxford, UK, 1975, ISBN 0-19-856320-5.
- [4] B.C. Baker, **Precision Temperature Sensing with Three-Wire RTD Circuit**, AN687 (Microchip Technology, Inc., 2008), Retrieved April 9, 2022, from <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00687c.pdf>.
- [5] J. Wu, **A Basic Guide to RTD Measurements**, Application Report SBAA275 (Texas Instruments, Inc, 2018), Retrieved April 9, 2022, from <http://www.ti.com/lit/an/sbaa275/sbaa275.pdf>.
- [6] D. Ibrahim, **Microcontroller-Based Temperature Monitoring and Control**, Elsevier, Oxford, UK, 2002, ISBN 0-7506-5556-9.
- [7] Tapan Kr. Maiti, “A Novel Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using Two-Wire Resistance Temperature Detector”, **IEEE Sens. J.**, 2006, vol.6, pp.1454-1458.
- [8] Tapan Kr. Maiti, and A. Kar, “A Novel Remote Measurement Technique Using Resistive Sensor as Grounded Load in an Opamp Based V-to-I Converter”, **IEEE Sens. J.**, 2009, vol.9, pp.244-245.
- [9] P.R. Nagarajan, B. George, and V.J. Kumar, “Improved Single-Element Resistive Sensor-to-Microcontroller Interface.”, **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, 2017, vol.66, pp.2736-2743.
- [10] R. Anandanatarajan, U. Mangalanathan, and U. Gandhi, “Enhanced Microcontroller Interface of Resistive Sensors Through Resistance-to-Time Converter”, **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, 2020, vol.69, pp.2698-2706.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] S. Moaveni, **Engineering Fundamentals: An Introduction to Engineering**, Cengage: Boston, MA, USA, 2019, ISBN 9780357112151.
- [12] S. Pradhan, and S. Sen, “An improved lead compensation technique for three-wire resistance temperature detectors”, **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, 1999, vol.48, pp.903-905.
- [13] B. Neji, N. Ferko, R. Ghandour, A.S. Karar, and H. Arbess, “Micro-Fabricated RTD Based Sensor for Breathing Analysis and Monitoring”, **Sensors**, 2021, vol.21, pp.318.
- [14] P.R. Nagarajan, B. George, and V.J. Kumar, “A Linearizing Digitizer for Wheatstone Bridge Based Signal Conditioning of Resistive Sensors”, **IEEE Sens. J.**, 2017, vol.17, pp.1696-1705.
- [15] W. Kester, **Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning**, Analog Device Inc.: New York, NY, USA, 1999, ISBN 0-916550-20-6.
- [16] Tapan Kr. Maiti, and A. Kar, “A new and low cost lead resistance compensation technique for resistive sensors”, **Measurement**, 2010, vol.43, pp.735-738.
- [17] W. Li, S. Xiong, and X. Zhou, “Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using a Single Zener Diode for Two-Wire Resistance Temperature Detectors (RTDs)”, **Sensors**, 2020, vol.20, pp.2742.
- [18] A. Flamini, and A. Depari, **Advanced interface for resistive sensor**, 2nd ed. Smart Sensors and MEMs: Woodhead Publishing, Brescia, Italy, 2018, pp.171-219
- [19] จาตุรนต์ ทองปากพั่ง, “การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์แบบความต้านทาน”, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2559.
- [20] วงพงค์ ตั้งศรีรัตน์, **เซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์ : ทฤษฎีและการประยุกต์ใช้ในระบบการวัดและควบคุม**, 2, สำนักพิมพ์สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2548, ISBN 974-443-103-2.
- [21] F. Reverter and R. Pallàs-Areny, **Direct Sensor-to-Microcontroller Interface Circuit: Design and Characterisation**, Marcombo, Barcelona, Spain, 2005, ISBN 84-267-1380-7.

- [22] R.N. Ponnalagu, B. George, and V.J. Kumar, “A micro-controller sensor interface suitable for resistive sensors with large lead resistance ”, **ICST**, 2014, pp.327-331.
- [23] W. Petchmaneelumka, P. Mano, K. Songsuwankit, and V. Riewruja, “High-accuracy resolver-to-linear signal converter”, **Int. J. Electron**, 2018, vol.105, pp.1520-1534.
- [24] W. Jung, **Op Amp Applications Handbook**, Elsevier, Oxford, UK, 2005, ISBN 0-7506-7844-5.
- [25] Analog Devices, **Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier**, Datasheet AD620, Retrieved April 9, 2022, from <http://www.analog.com./media/en/technical-documentation/data-sheet/AD620.pdf>.
- [26] L.E. Aygun, V. Kumar, C. Weaver, M. Gerber, S. Wagner, N. Verma, B. Glisic, and J.C. Sturm, “Large-Area Resistive Strain Sensing Sheet for Structural Health Monitoring”, **Sensors**, 2020, vol.20, pp.1386.
- [27] STMicroelectronics, **NUCLEO-L476RG**, Data brief STM32 Nucleo-64, Retrieved April 9, 2022, from <http://www.st.com/en/evaluationtools/nucleo-l476rg.html>.
- [28] J.H. Dellinger, **The Temperature Coefficient of Resistance of Copper**, Retrieved April 9, 2022, from http://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/bulletin/07/nbsbulletinv7n1p71_A2b.pdf.
- [29] วันชัย รื้อรุจา, **วิศวกรรมการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์**, MEAN SERVICE SUPPLY LTD.,PART, เมษายน 2553, ISBN 978-616-7367-27-9.



ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์
ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

- [1] A. Rerkratn, S. Prombut, T. Kamsri, V. Riewruja, and W. Petchmaneelumka, “A Procedure for Precise Determination and Compensation of Lead-Wire Resistance of a Two-Wire Resistance Temperature Detector”, **Sensors** 2022, 22, 4176.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Article

A Procedure for Precise Determination and Compensation of Lead-Wire Resistance of a Two-Wire Resistance Temperature Detector

Apinai Rerkratn ¹, Supatsorn Prombut ¹, Thawatchai Kamsri ², Vanchai Riewruja ^{1,*} and Wandee Petchmaneelumka ^{1,*}

¹ School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand; apinai.re@kmitl.ac.th (A.R.); 63601068@kmitl.ac.th (S.P.)

² Thai Microelectronics Center (TMEC), Chachoengsao 24000, Thailand; thawatchai.kamsri@nectec.or.th

* Correspondence: vanchai.ri@kmitl.ac.th (V.R.); wandee.pe@kmitl.ac.th (W.P.)

Abstract: A procedure for the precise determination and compensation of the lead-wire resistance of a resistance transducer is presented. The proposed technique is suitable for a two-wire resistance transducer, especially the resistance temperature detector (RTD). The proposed procedure provides a technique to compensate for the lead-wire resistance using a three-level pulse signal to excite the RTD via the long lead wire. In addition, the variation in the lead-wire resistance disturbed by the change in the ambient temperature can also be compensated by using the proposed technique. The determination of the lead-wire resistance from the proposed procedure requires a simple computation method performed by a digital signal processing unit. Therefore, the calculation of the RTD resistance and the lead-wire resistance can be achieved without the requirement of a high-speed digital signal processing unit. The proposed procedure is implemented on two platforms to confirm its effectiveness: the LabVIEW computer program and the microcontroller board. Experimental results show that the RTD resistance was accurately acquired, where the measured temperature varied from 0 °C to 300 °C and the lead-wire resistance varied from 0.2 Ω to 20 Ω, corresponding to the length of the 26 American wire gauge (AWG) lead wire from 1.5 m to 150 m. The average power dissipation to the RTD was very low and the self-heating of the RTD was minimized. The measurement error of the RTD resistance observed for pt100 was within ±0.98 Ω or ±0.27 °C when the lead wire of 30 m was placed in an environment with the ambient temperature varying from 30 °C to 70 °C. It is evident that the proposed procedure provided a performance that agreed with the theoretical expectation.

Keywords: resistance temperature detector; lead-wire resistance; lead-wire compensation; remote measurement; three-level pulse signal; voltage-to-current converter



Citation: Rerkratn, A.; Prombut, S.; Kamsri, T.; Riewruja, V.; Petchmaneelumka, W. A Procedure for Precise Determination and Compensation of Lead-Wire Resistance of a Two-Wire Resistance Temperature Detector. *Sensors* **2022**, *22*, 4176. <https://doi.org/10.3390/s22114176>

Academic Editor: George Floros

Received: 12 April 2022

Accepted: 27 May 2022

Published: 31 May 2022

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2022 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

Temperature is the most monitored and controlled variable in industrial control systems. A temperature sensor plays the important role in industrial applications of maintaining a certain temperature for a specific process. There are several common types of temperature sensors used in industrial process applications, such as a negative coefficient thermistor (NTC), resistance temperature detector (RTD), thermocouple, and semiconductor junction-based sensor [1–3]. The NTC, thermocouple, and semiconductor junction-based sensor require a complex signal conditioning circuit to measure the temperature. The RTD is a passive sensor and produces a positive variation in its resistance to the variation of ambient temperature. The RTD is constructed from platinum wire, which provides distinctive behaviors in terms of high accuracy, high linearity, high stability, and a low hysteresis effect [4–6]. In industrial applications, the RTD has become the most considered sensor for temperature measurement due to its behaviors. The distance from the RTD sensor to the signal conditioning circuit requires a long-range lead wire, which is considered as the

parasitic resistance for each lead wire. The lead-wire resistance of the wire connected from the RTD to the control station includes the RTD resistance. This is introduced as a large error of temperature measurement in the industrial process. Moreover, the change in the ambient temperature causes variation in the lead-wire resistance due to the thermal property of the metals used for the lead wire, which causes an uncertain error in the measured temperature quantity. If the lead-wire resistance of about $1\ \Omega$ is added to the RTD resistance, then the measured temperature error occurs at about $2.4\ ^\circ\text{C}$ for a pt100 two-wire RTD [7–11]. In addition, the contact resistance of the terminal between the control station and the RTD is added to the lead-wire resistance. The contact resistance including the lead-wire resistance is collectively called the lead-wire resistance in this paper. A drawback of the RTD sensor is the lead-wire resistance, which can be compensated using the RTD with three or four lead wires [2–5,12,13]. The range of all the lead wires is set to equal, which provides equal lead-wire resistance. Usually, the determination of the process temperature is based on the use of a bridge circuit [1–3,11,13–15]. A disadvantage of the bridge circuit is that the signal readout directly from the bridge circuit is nonlinear. The technique for a linear readout of the signal from the bridge circuit using a microcontroller and relaxation oscillator is proposed in the literature [10]. The compensation of the lead-wire resistance using a three- or four-wire RTD is also proposed in the recent literature [12,16]. These techniques require several amplifiers and a current source, which adds complexity to the signal conditioning circuit. However, the compensation of lead-wire resistance for three- and four-wire RTDs is efficient only when there is equal resistance in each lead wire. In addition, the RTD with three or four lead wires increases the cost and complexity of the control system, especially for the remote measurement and the multipoint measurements. Therefore, the use of a two-wire RTD sensor is a simple and economical attraction. There are many techniques to reduce the error due to the lead-wire resistance, including the contact resistance of the two-wire resistive sensor, proposed in the literature [7–10,13,17]. An approach to compensate for the error caused by the lead-wire in a two-wire RTD using a precision shunt voltage reference and current source is proposed in [18]. This technique provides two kinds of excitation signals, a voltage signal and a current signal, for the RTD. The voltage signal from the precision voltage reference of this approach is used to measure the lead-wire resistance, whereas the current signal from the current source is used to obtain the resistance of the RTD, including the lead-wire resistance. Unfortunately, the high magnitude of the voltage signal across the RTD during the lead-wire resistance measurement causes a self-heating effect in the RTD. Therefore, this approach is suitable for when the RTD has a high resistance, such as the pt1000 RTD has, to reduce the current flowing through the RTD. Other approaches based on two diodes acting as an electronic switch connected to the terminal of the RTD to measure the lead-wire resistance are proposed in the recent literature [7–10,18]. The operation of these approaches is based on the relaxation oscillator and microcontroller. These approaches require the bidirectional current signal to obtain the resistance of the RTD. However, the threshold voltage of the diodes must be equal to avoid the error of the measured variable. For the mismatch of a diode threshold voltage of about $1\ \text{mV}$, the measured error of about $2.5\ ^\circ\text{C}$ was observed for the pt100 RTD with a $1\ \text{mA}$ excitation current [11]. Furthermore, the diode threshold voltage is dependent on the variation in the ambient temperature due to the thermal voltage that is characteristic of diodes. This error becomes a significant parameter, same as the lead-wire resistance. To avoid the error mentioned above, closely matched diodes are required. Unfortunately, the closely matched diodes are impossible for discrete devices. The technique using two diodes is low cost and simple without using specific devices. If the threshold voltage of the diode can be compensated for, then the advantage of this technique will be gained.

In this paper, the procedure to determine and compensate for the lead-wire resistance and the resistance of the RTD using two diodes is proposed. The lead-wire resistance, the RTD resistance, and the diode threshold voltage are accurately determined. The effect of the mismatch of the diodes in terms of the threshold voltage can be prevented with the proposed technique. The proposed procedure provides the bidirectional current signal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

with three-step pulse levels in the amplitude of the series to excite the RTD sensor. The amplitude of each step of the current signal is doubled in the amplitude of the series. The RTD resistance, the lead-wire resistance, and the diode threshold voltage are determined via a digital signal processing unit using the simple mathematic operations add and subtract. Therefore, the operation time of the proposed procedure is fast and accurate. The proposed procedure is implemented to confirm the accuracy and performance using commercial devices. The temperature readout from the proposed technique exhibits that a maximum error of about 0.27 °C is observed, where the ambient temperature varies from 30 °C to 70 °C. It should be noted that the proposed technique can be applied to many types of resistive sensors in related fields such as civil engineering [19–24], automobile engineering [25,26], and mechanical engineering [27], and in the use of scientific and medical equipment [3–6,28], to measure the quantity of gas, humidity, airflow, force, pressure, and strain. For the example of the application in the field of civil engineering, the resistive sensors are provided for the measurement of the structural parameters to evaluate the structural behaviors of the structural health monitoring system [19–24]. In addition, the proposed technique can be applied to investigate the behaviors of construction materials such as fly-ash-based concrete and non-autoclaved silicate materials [29,30]. The resistance readout from the resistive sensor requires an accurate value to make a decision regarding the safety of civil infrastructure [20,24]. Therefore, the proposed technique is suitable for this requirement. The organization of this paper is divided into five sections as follows: Section 2 introduces a conventional technique to compensate for the lead-wire resistance. The proposed procedure and circuit to determine the resistance of the lead wire and the RTD using a three-step pulse signal are also presented in this section. In Section 3, the accuracy of the proposed circuit is analyzed and discussed in detail. Section 4 describes the experimental results of the proposed procedure using two signal processing units. The first signal processing unit is the LabVIEW computer-based program interfaced with an analog input/output board. Another signal processing unit is a microcontroller board. Finally, the conclusion of this paper is described in Section 5.

2. Principle of the Proposed Procedure

The accuracy of the temperature measurement using the RTD is disturbed by the parasitic resistance of the lead wire. The resistance readout from the RTD includes the lead-wire resistance. In addition, the lead-wire resistance is dependent on the change in the ambient temperature, which can cause an uncertain readout of the resistance from the RTD. The compensation of the lead-wire resistance using two diodes is a useful technique and the procedure for determining the lead-wire resistance is described in this section.

2.1. Conventional Procedure

A diagram of the RTD connected with two diodes is shown in Figure 1a, where R_t is the RTD resistance [7–10,17]. Two diodes are laid close to the terminals of the RTD to ignore the wiring resistance between the RTD resistance R_t and the diodes. The lead-wire resistance is determined from the RTD to the control station as shown in Figure 1b, where R_{w1} and R_{w2} are the intrinsic resistances of two lead wires. For recent approaches, the voltages across the diodes D_1 and D_2 were assumed to be equal. The lead-wire resistance was compensated for in these approaches using bidirectional excitation current i_{ex} . From Figure 1c, the excitation current $i_{ex} = I_1$ is applied; then, the diodes D_1 and D_2 are conducted and turned off, respectively, as shown in Figure 1c. The relationship between the voltage signal v_{ep} and the excitation current i_{ex} can be given by:

$$v_{ep} = I_1 R_t + I_1 R_{w1} + I_1 R_{w2} + V_{D1} \quad (1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where V_{D1} is the voltage across the diode D_1 . For the excitation current $i_{ex} = -I_1$, the operations of the diodes D_1 and D_2 are opposite from the previous state, as shown in Figure 1d. Therefore, the voltage v_{en} can be stated as:

$$v_{en} = I_1 R_{w1} + I_1 R_{w2} + V_{D2} \quad (2)$$

where V_{D2} is the voltage across the diode D_2 . If the closely matched diodes are chosen for diodes D_1 and D_2 , then $V_{D1} = V_{D2}$ is obtained. Practically, the intrinsic resistances R_{w1} and R_{w2} are equal due to the same length of the two lead wires. Therefore, the RTD resistance R_t can be simply obtained by the subtraction of Equations (1) and (2) as:

$$R_t = \frac{(v_{ep} - v_{en})}{I_1} \quad (3)$$

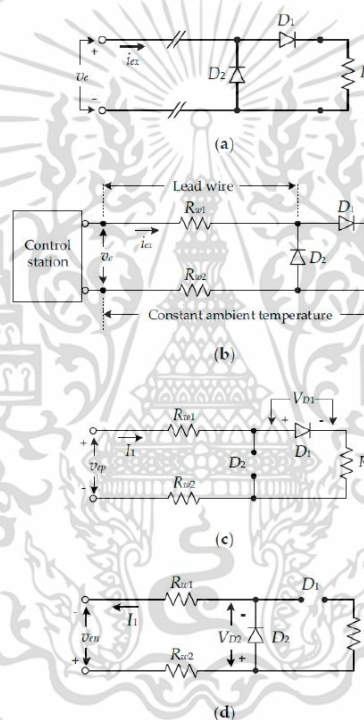


Figure 1. Lead-wire resistance compensation technique using two diodes: (a) simple diagram; (b) equivalent diagram; (c) equivalent diagram for $i_{ex} = I_1$; (d) equivalent diagram $i_{ex} = -I_1$.

It should be noted that the RTD resistance of Equation (3) is accurately determined only for the constant ambient temperature of the lead wire and the diodes in Figure 1b. In addition, the mismatch of the diodes causes the incomplete cancellation of the voltage across the diodes D_1 and D_2 . The voltage V_D across the diode is dependent on the ambient temperature and can be expressed as:

$$V_D = \eta \frac{kT}{q} \ln \frac{I_D}{I_S} \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where η and I_S are the empirical constant and the reverse saturated current of the diode, respectively, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K is the Boltzmann constant, $q = 1.602 \times 10^{-19}$ C is the electron charge, and $T = (273 + \text{°C})$ is the absolute temperature in Kelvin. It should be noted that the term kT/q is usually called the thermal voltage V_T [31]. The thermal voltage V_T is approximated as 25.67 mV at 25 °C of the ambient temperature. In Equation (4), the mismatched diodes are exhibited in terms of the reverse saturated current I_S of each diode. Practically, the perfectly matched diodes are not enough in the discrete device and also in the integrated circuit form. In Equation (3), the incomplete cancellation of the diode voltages V_{D1} and V_{D2} causes the calculation error of the resistance R_t . The voltage across the diode can be accurately determined using the proposed procedure. Therefore, the requirement of perfectly matched diodes is unnecessary.

2.2. Proposed Procedure

To determine the voltage across diodes V_{D1} and V_{D2} , the current signal in the form of a three-step pulse signal is provided to excite the RTD as shown in Figure 2a. Each step of the current signal is double the previous current quantity. All resistances in the current signal path can also be simply determined. The circuit diagram for the operation of the proposed procedure is shown in Figure 2b. In Figure 2b, the three-step pulse signal is simplified by three current sources for the explanation of the circuit operation. The microprocessor and controller unit (MCU) is used for the digital signal processing and controlling the analog switch S_C to generate the three-step pulse signal. The operation of the circuit diagram in Figure 2b can be considered in two stages of the excitation signals: stage I for the positive current signal and stage II for the negative current signal. For stage I of the procedure, the magnitude I_1 of the excitation current i_{ex} in the second step in Figure 2a is set as the reference current. The current magnitudes of the first step and third step are assigned to equal $I_1/2$ and $2I_1$, respectively. An operating diagram for stage I is shown in Figure 2c. In Figure 2c, the diodes D_1 and D_2 are conduct and cutoff, respectively. For the first step of the excitation current $i_{ex} = I_1/2$, the voltage v_{ep1} can be stated as:

$$v_{ep1} = (R_{w1} + R_{w2} + R_t) \frac{I_1}{2} + V_{D1} = (R_{w1} + R_{w2} + R_t) \frac{I_1}{2} + \eta V_T \ln \frac{I_1}{2I_{S1}} \quad (5)$$

where I_{S1} denotes the reverse saturated current of the diode D_1 . The voltage v_{ep1} is converted to digital form by an analog-to-digital converter (ADC) and transferred to the MCU. For the second step of the excitation current $i_{ex} = I_1$, the voltage v_{ep2} can be given by:

$$v_{ep2} = (R_{w1} + R_{w2} + R_t) I_1 + \eta V_T \ln \frac{I_1}{I_{S1}} \quad (6)$$

The voltage v_{ep22} is assigned as double the magnitude of the voltage v_{ep2} , which is calculated by the MCU. Therefore, the voltage v_{ep22} can be written as:

$$v_{ep22} = 2(R_{w1} + R_{w2} + R_t) I_1 + 2\eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_{S1}} \right) \quad (7)$$

It should be noted that doubling the voltage across diode V_{D1} , written as $2V_{D1}$, corresponds to the term of $\eta V_T \ln(I_1/I_{S1})^2$. Therefore, Equation (7) can be rewritten as:

$$v_{ep22} = 2(R_{w1} + R_{w2} + R_t) I_1 + \eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_{S1}} \right)^2 \quad (8)$$

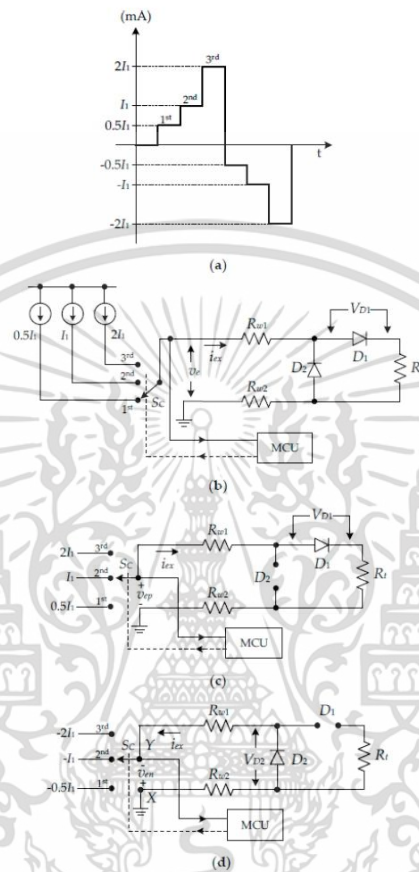


Figure 2. Proposed procedure for determination of lead-wire resistance and diode voltages: (a) three-step current signal; (b) operation diagram of proposed procedure; (c) operation diagram for stage I; (d) operation diagram for stage II.

For the third step, the excitation current $i_{ex} = 2I_1$ is set. Then, the voltage v_{ep3} can be expressed as:

$$v_{ep3} = 2(R_{w1} + R_{w2} + R_t)I_1 + \eta V_T \ln \frac{2I_1}{I_{S1}} \quad (9)$$

From Equations (8) and (9), the subtraction result v_{eps1} of the voltages v_{ep22} and v_{ep3} can be given by:

$$v_{eps1} = \eta V_T \left(\ln \left(\frac{I_1}{I_{S1}} \right)^2 - \ln \left(\frac{2I_1}{I_{S1}} \right) \right) = \eta V_T \ln \frac{I_1}{2I_{S1}} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

To subtract Equation (5) by Equation (10), the resulting voltage v_{eps2} can be given as:

$$v_{eps2} = \frac{I_1}{2} R_t + \frac{I_1}{2} (R_{w1} + R_{w2}) \quad (11)$$

Equations (10) and (11) exhibit only the voltage across diode V_{D1} and all resistances in the current path, respectively. Practically, the resistances $R_{w1} = R_{w2} = R_w$ are assigned due to the same length of the lead wire. Therefore, Equation (11) can be rewritten as:

$$v_{eps2} = \frac{I_1}{2} R_t + I_1 R_w \quad (12)$$

The resistance R_w can be obtained by stage II of the proposed procedure. The operating circuit for stage II is shown in Figure 2d. The magnitude of the excitation current i_{ex} for stage II is set as a negative current. Therefore, the magnitudes of the excitation currents of each step are set as $-I_1/2$, $-I_1$, and $-2I_1$. From Figure 2d, the excitation current $i_{ex} = -I_1/2$ is applied, which forces the diodes D_1 and D_2 to cutoff and conduct, respectively. Therefore, the voltage v_{en1} across nodes X and Y can be given by:

$$v_{en1} = I_1 R_w + \eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{2I_{S2}} \right) \quad (13)$$

where I_{S2} is the reverse saturated current of the diode D_2 . As the same with stage I, the voltage v_{en2} can be expressed for the excitation current $i_{ex} = -I_1$ in the second step as:

$$v_{en2} = 2I_1 R_w + \eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_{S2}} \right) \quad (14)$$

The voltage v_{en2} in Equation (14) is multiplied by two as:

$$v_{en22} = 2v_{en2} = 4I_1 R_w + \eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_{S2}} \right)^2 \quad (15)$$

For the excitation current $i_{ex} = -2I_1$ in the third step, the voltage v_{en3} across nodes X and Y can be stated as:

$$v_{en3} = 4I_1 R_w + \eta V_T \ln \left(\frac{2I_1}{I_{S2}} \right) \quad (16)$$

The subtraction result v_{ens1} of the Equations (15) and (16) can be given by:

$$v_{ens1} = \eta V_T \left(\ln \left(\frac{I_1}{I_{S2}} \right)^2 - \ln \left(\frac{2I_1}{I_{S2}} \right) \right) = \eta V_T \ln \left(\frac{I_1}{2I_{S2}} \right) \quad (17)$$

From Equation (17) the voltage V_{D2} across diode D_2 is obtained. The diode voltage V_{D2} is subtracted from Equation (13) as:

$$v_{ens2} = v_{en1} - v_{ens1} = I_1 R_w \quad (18)$$

From Equation (18), the lead-wire resistance $R_w = v_{ens2}/I_1$ is obtained. It should be noted that the RTD resistance R_t can be achieved by substituting Equation (18) in Equation (12) as:

$$R_t = \frac{2(v_{eps2} - v_{ens2})}{I_1} \quad (19)$$

The advantage of the proposed procedure is that the RTD resistance R_t , the resistances $R_{w1} = R_{w2}$, and the diode voltages V_{D1} and V_{D2} can be accurately determined.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3. Implementation of the Proposed Procedure

The proposed procedure is realized using a mixed-signal circuit technique, which contains both analog and digital properties. The three-step pulse signal of Figure 2a can be realized as shown in Figure 3, which is separated into two parts, a three-step voltage source and a voltage-to-current converter. The voltage-to-current converter, shown on the right side of the circuit in Figure 3, consists of an operational amplifier (opamp) A_1 , transistor Q_1 , and resistors R_1 , R_2 , and R_C . From the routine circuit analysis, the relationship between the excitation current i_{ex} and the voltage V_{ref} can be expressed as:

$$i_{ex} = \frac{R_2}{R_1 R_C} V_{ref} + \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_C} V_{of} \quad (20)$$

where V_{CC} is the power-supply voltage of the opamp A_1 . From Equation (20), if the conditions of $R_1 = R_2$, $V_{of} = V_{CC}/2$, and $R_2 \gg R_C$ are fulfilled, then the excitation current i_{ex} can be stated as:

$$i_{ex} = \frac{V_{ref}}{R_C} \quad (21)$$

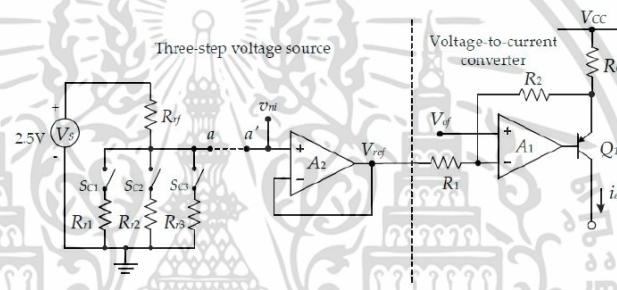


Figure 3. Three-step current source.

From Equation (21), the current quantity of each step of the excitation current i_{ex} can be obtained by changing the reference voltage V_{ref} to an appropriate value. The reference voltage V_{ref} in Equation (21) is provided from the three-step voltage source on the left side of the circuit in Figure 3.

The analog switches S_{C1} , S_{C2} , and S_{C3} , and the resistances R_{r1} , R_{r2} , and R_{r3} are one-by-one controlled by the MCU to achieve the currents for each step. The voltage source V_S provides the constant voltage to generate the reference voltage V_{ref} . The opamp A_2 acts as the voltage follower used to prevent the loading effect. For the proposed procedure, the resistances R_{r1} to R_{r3} are successively connected by means of the MCU-controlled analog switches S_{C1} , S_{C2} , and S_{C3} to provide the magnitude of each step for the excitation current i_{ex} as $I_1/2$, I_1 , and $2I_1$. The reference voltage V_{ref} can be simply calculated as:

$$V_{refi} = \frac{R_{ri} V_S}{(R_{rf} + R_{ri})} \quad \text{for } i = 1, 2, 3 \quad (22)$$

The voltage V_{ref} is applied to the voltage-to-current converter to generate the three-step current signal. Therefore, the excitation currents i_{ex} of each step, $I_1/2$, I_1 , and $2I_1$, are obtained.

The block diagram of the proposed circuit technique is shown in Figure 4a. As seen in Figure 4a, the analog signal circuit consists of the three-step current source, the difference amplifier A_{diff} , and the phase-inversion-switched amplifier A_{pn} [32].

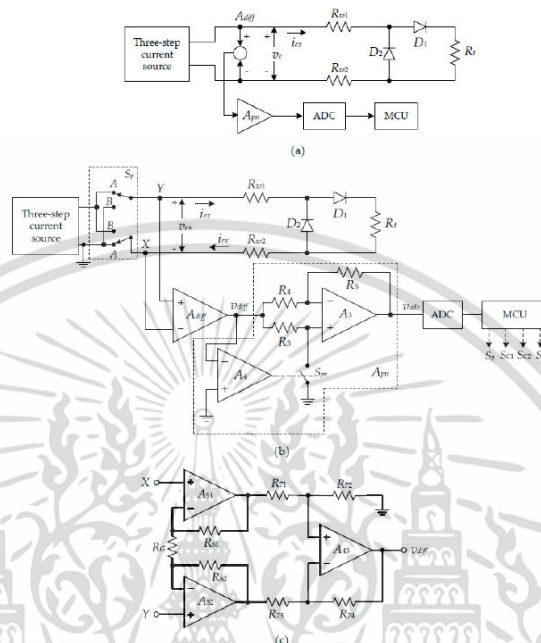


Figure 4. Proposed technique to acquire the RTD resistance: (a) block diagram of proposed technique; (b) circuit diagram of proposed technique; (c) schematic diagram of A_{diff} .

The digital signal circuit comprises the analog-to-digital converter (ADC) and the MCU, where both ADC and MCU are integrated into the microcontroller board for practical implementation. The simplified diagram of the proposed procedure is shown in Figure 4b. In Figure 4b, the set of an analog switch unit S_p is used to control the flow direction of the excitation current i_{ex} . The operation of the diagram in Figure 4b can be explained as follows. For stage I of the proposed procedure, the MCU controls the switch unit S_p and sets to the position “A”. The excitation current i_{ex} flows through the resistance R_{w1} , the diode D_1 , the resistance R_1 , and the resistance R_{w2} . In Figure 4b, the analog voltage v_{es} is amplified to a proper value by the difference amplifier A_{diff} . The schematic diagram of the difference amplifier A_{diff} is shown in Figure 4c. From Figure 4c, the resistances $R_{61} = R_{62} = R_6$ and $R_{71} = R_{72} = R_{73} = R_{74} = R_7$ are assigned. Then, output signal v_{diff} of the difference amplifier A_{diff} can be expressed as [28,33]:

$$v_{diff} = \left(1 + \frac{2R_6}{R_G}\right) v_{es} = G_n v_{es} \quad (23)$$

The phase-inversion-switched amplifier A_{pm} , consisting of the opamps A_3 and A_4 , the resistors R_3 to R_5 , and analog switch S_{pm} , is provided to invert the negative voltage signal v_{diff} of the second stage of the proposed procedure to the positive voltage signal for the ADC. The opamp A_4 acts as a comparator to investigate the polarity of the voltage signal v_{es} . If the voltage signal v_{es} is positive for stage I and the switch S_{pm} is controlled to “open” by the opamp A_4 , then the phase-inversion-switched amplifier A_{pm} is formed as the noninverting amplifier with unity gain. For stage II, the voltage signal v_{es} is negative and the switch S_{pm} is controlled to “close” by the opamp A_4 . Therefore, the phase-inversion-switched

amplifier A_{pm} acts as the inverting amplifier with unity gain. The transfer characteristic of the phase-inversion-switched amplifier A_{pm} can be expressed as:

$$v_{adc} = \begin{cases} G_a v_{esi} & \text{for } v_{esi} > 0 \\ -G_a v_{esi} & \text{for } v_{esi} < 0 \end{cases} \quad (24)$$

where $i = 1, 2, 3$ for the signal currents $I_1/2, I_1$, and $2I_1$. The voltage signals v_{es1}, v_{es2} , and v_{es3} of each step are successively obtained and transferred to the MCU. In the same way, the analog switch unit S_p is controlled by MCU to position "B", which causes the excitation current i_{ex} to flow in the opposite direction. The excitation current i_{ex} flows through the resistance R_{w2} , the diode D_2 , and the resistance R_{w1} . Each step of the voltage signals v_{es1} to v_{es3} is sequentially transferred to the MCU. Therefore, the resistances R_{w1}, R_{w2} , and the voltage across the diode D_2 in the excitation current path are determined by the proposed procedure mentioned in Section 2.2.

3. Performance Analysis

The accuracy of the proposed technique to determine the lead-wire resistance, the RTD resistance, and the voltage across the diode can be disturbed by the nonideal characteristic of the devices used in the experimental circuit. There are three major factors that cause an error in the proposed technique. The first factor, the derivation from the expected magnitude of the excitation current i_{ex} for each step in stage I and stage II, causes an inaccuracy of the calculated resistances and diode voltages in the proposed procedure. For the voltage-to-current converter circuit in Figure 3, the tolerance of the resistors used in the experimental circuit causes an error on the excitation current i_{ex} . From Equation (20), the relationship between the current i_{ex} and the reference voltage source V_{ref} including the tolerance of the resistors can be approximately given by:

$$i_{ex} = (1 - \varepsilon_i) \frac{V_{ref}}{R_C} + I_{offset} \quad (25)$$

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta_R}{\left(1 + \frac{\Delta_R}{2}\right)} \quad (26)$$

$$I_{offset} = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{(2 + \Delta_R) V_{of}}{\left(1 + \frac{\Delta_R}{2}\right) R_C} \quad (27)$$

where Δ_R denotes the tolerance of the resistor. From Equation (25), the tolerance Δ_R of the resistors causes the error ε_i on the converted current i_{ex} in the first term on the right. This error can be avoided by replacing the resistor R_1 in Figure 3 with the variable resistor and fine-tuning the resistance to match the resistance R_2 . In addition, the offset current I_{offset} in Equation (27) can be canceled by adjusting the voltage V_{of} to an appropriate value. The second factor, the gain error of the phase-inversion-switched amplifier in Figure 4c causes the error in the voltage signal v_{adc} . The voltage signal v_{adc} , from the phase-inversion-switched amplifier for the resistors R_3 and R_4 having the tolerance Δ_p , can be approximated as:

$$v_{adc} = \begin{cases} \left(\frac{1 + \frac{3\Delta_p}{2}}{1 + \frac{\Delta_p}{2}}\right) G_a v_{es} & \text{for } v_{es} > 0 \\ \left(\frac{1 - \frac{\Delta_p}{2}}{1 + \frac{\Delta_p}{2}}\right) G_a v_{es} & \text{for } v_{es} < 0 \end{cases} \quad (28)$$

In Equation (28), the closely matched selection of the resistors R_3 and R_4 can minimize the gain error of the phase-inversion-switched amplifier. The third factor is when the gain error occurs due to the mismatched resistors in the schematic diagram of the difference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

amplifier A_{diff} . However, the difference amplifier A_{diff} used for the experiment in this paper is commercially available, and the resistances in the schematic circuit are trimmed by laser to ensure the closely matched resistors [33]. Therefore, the gain error is very small and too insignificant to disturb the performance of the experimental implementation in this paper. It should be noted that the contact resistance of the analog switch unit S_p is unaffected by the signal v_{es} transferred to the difference amplifier A_{diff} .

4. Experimental Results

To confirm the effectiveness of the proposed procedure, the interfacing circuits in Figures 3 and 4b were breadboarded. The active devices used in this experiment were the AD620 for difference amplifier A_{diff} , LF353 for opamps A_1 , A_2 , A_3 , and A_4 , REF3025 for the constant voltage source V_S , 2N3906 for PNP transistor Q_1 , 1N4148 for diodes D_1 and D_2 , CD4066 for analog switches S_{C1} to S_{C3} and S_{pm} , and CD4053 for analog switch unit S_p . The constant voltage source V_S provided the constant voltage of 2.5 V. The resistors $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 50 \text{ k}\Omega$ were assigned. The amplification factors G_a for pt100 and pt1000 were set as 4 and 2, respectively. From the simplified schematic of AD620, the resistances R_{61} and $R_{62} = 24.7 \text{ k}\Omega$ were provided [21]; therefore, the resistance R_G for the amplification factors G_i of 4 and 2 were calculated from Equation (23) as 8.23 k Ω and 49.4 k Ω , respectively. The variable resistor was used for the resistor R_G to acquire the calculated resistance. The RTDs were pt100 and pt1000 with nominal resistances of 100 Ω and 1000 Ω , respectively, at 0 $^\circ\text{C}$. The power supplies of the opamps and the MCU were $V_{CC} = -V_{EE} = \pm 15 \text{ V}$ and $V_{DD} = 5 \text{ V}$, respectively. The voltage V_{of} was set as 7.5 V. The prototype board of the practical circuit is shown in Figure 5.

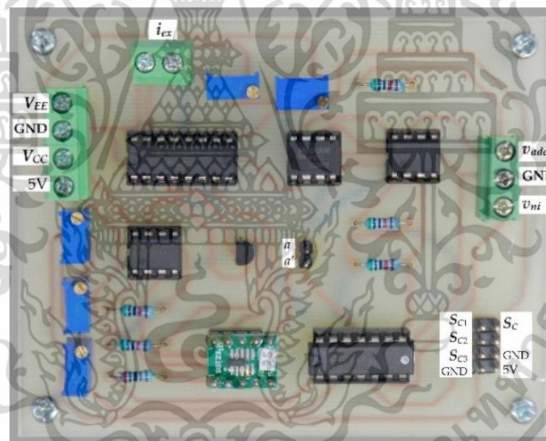


Figure 5. Prototype board of proposed circuit.

It should be noted that the diodes D_1 and D_2 were placed at the same ambient temperature as the lead wire. The reverse saturated currents I_{S1} and I_{S2} were calculated from Equation (4) as 1.59 nA and 1.45 nA, respectively, where the voltage across diodes V_{D1} and V_{D2} were measured for the forward bias current I_D of 1 mA. The empirical constant $\eta = 1.765$ was achieved. The excitation current I_1 was set as 1 mA. Therefore, each step of the three-step current $I_1/2$, I_1 , and $2I_1$ was 0.5 mA, 1 mA, and 2 mA, respectively. The reference voltage V_{ref} of each step was given as 0.5 V, 1 V, and 2 V. From Equation (22), the resistors R_C , R_{rf} , R_{r1} , R_{r2} , and R_{r3} were calculated as 1 k Ω , 2 k Ω , 8 k Ω , 3 k Ω , and 500 Ω , respectively. It should be noted that the variable resistors were provided for the resistors R_{r1} to R_{r3} and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

adjusted the resistance to meet the calculated values. The time period of each step for the excitation current of stage I and stage II was assigned as 10 ms. To avoid self-heating, the duty cycle of the excitation signal for RTD was assigned as 15%. Only the excitation current of stage I flowed through the RTD. The power dissipations in the pt100 and pt1000 RTDs were about 3.06 μ W and 30.62 μ W, respectively, which is very small. Therefore, the change of the RTD resistance due to self-heating can be neglected. There are two signal processing units provided for the verification of the proposed technique performance in this experiment. The first signal processing unit, the MCU in Figure 4b, was replaced by the LabVIEW computer-based measurement and control program (NI LabVIEW 2014) and interfaced with the analog input/output (AIO) board from National Instruments (NI-USB-6361). It should be noted that other programming languages, such as Python, C, and C++, can also be used instead of the LabVIEW program. However, the specific programming for interfacing between the computer and AIO board, screen display, and signal processing need to be developed, which is inconvenient to implement in this experiment. The LabVIEW exhibits the ability to control, interface, and display, which has fulfilled the objectives of many researchers [34–36]. The second signal processing unit, the microcontroller provided by the ARM cortex STM32 Nucleo-64 board and including the LCD display, was used for the MCU [37]. The RTD resistances R_t for pt100 and pt1000 were simulated via the resistance decade box for the variation in temperature from 0 $^{\circ}$ C to 300 $^{\circ}$ C, corresponding to the resistance 100 Ω to 213.93 Ω and 1000 Ω to 2139.3 Ω , respectively. The length of the lead wire, made of 26AWG copper wire, was simulated by the resistance decade box to achieve the equivalent length [11]. In this paper, the lead-wire resistance varied from 0.2 Ω to 20 Ω for the equivalent length of 1.5 m to 150 m, respectively.

For the first signal processing unit, Equations (5) to (10) and Equations (11) to (16) for stage I and stage II, respectively, of the proposed procedure including the three-step pulse signal were established by the LabVIEW program. The AIO board was provided to interface with the LabVIEW program to acquire the voltage signal v_{ndc} from the prototype board and, simultaneously, control the prototype board to generate the three-step current signal i_{ex} to excite the RTD. Figure 6a,b show the connection diagram and the experimental setup of the proposed technique based on the LabVIEW program, respectively. From Figure 3, the excitation signal i_{ex} was generated by removing the dashed line a and a' ; then, the three-step pulse signal established from the LabVIEW program interfaced with the AIO board was applied as a voltage signal v_{ndc} . The bidirectional current signal was controlled by the switch S_p and commanded from the LabVIEW program. The waveform of the three-step current signal i_{ex} generated from the prototype board is shown in Figure 6c. The determinations of the RTD resistance R_t and the diode voltages V_{D1} and V_{D2} are exhibited in Table 1, where the pt100 RTD is provided for this implementation. The error ε_1 of the measured temperature from the RTD is shown in Figure 7a. The maximum error of the measured temperature of about 0.18 $^{\circ}$ C was observed. As seen in Figure 7a, the root mean square error (RMSE) for the dataset of the measured error ε_1 was in the range of 0.08 $^{\circ}$ C to 0.15 $^{\circ}$ C, respectively. Subsequently, Table 2 and Figure 7b show the measured values and the error ε_2 of the measured temperature, respectively, for pt1000 with the same condition as the previous experiment. As seen in Figure 7b, the maximum error was about 0.15 $^{\circ}$ C and the RMSE varied in the range of 0.04 $^{\circ}$ C to 0.11 $^{\circ}$ C. It should be noted that the error ε_1 is slightly higher than error ε_2 due to the sensitivity of the pt1000 being higher than that of the pt100. In addition, both errors ε_1 and ε_2 were caused by the residue error of the determination for the reverse saturated currents I_{S1} and I_{S2} of the diodes D_1 and D_2 , respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

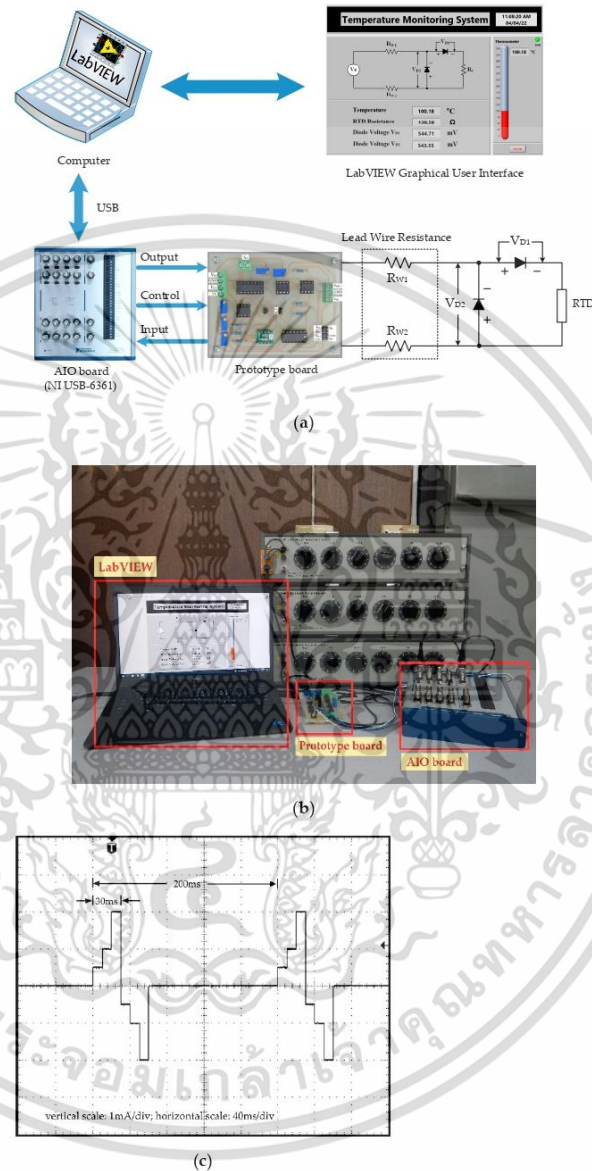


Figure 6. Experimental setup for MCU using LabVIEW: (a) block diagram; (b) experiment prototype; (c) waveform of three-step pulse signal v_m .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. Measured results for RTD (pt100) with different lead-wire resistances using AIO.

Lead-Wire Resistance (Ω) at 30 °C	Temperature (°C) pt100 RTD (Ω)							Diode Voltage (mV) at 30 °C and $I_D = 1$ mA	
	V_{D1}	V_{D2}							
0.00	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	600.68	598.21
	100.00	119.40	138.50	157.70	175.90	194.10	211.70		
0.20	-0.03	50.05	99.89	150.89	200.14	250.03	298.94	600.68	598.71
	99.99	119.42	138.47	157.74	175.91	194.11	211.68		
1.00	0.08	50.18	100.05	151.16	200.14	250.08	299.03	600.71	599.28
	100.03	119.47	138.53	157.76	175.91	194.03	211.71		
5.00	0.05	50.16	100.10	151.14	200.19	250.08	299.03	600.78	599.64
	100.02	119.46	138.55	157.75	175.93	194.03	211.71		
10.00	0.11	50.13	100.10	151.14	200.19	250.08	299.11	601.04	599.77
	100.04	119.45	138.55	157.75	175.93	194.03	211.74		
15.00	0.08	50.13	100.07	151.16	200.22	250.11	299.11	600.75	598.25
	100.03	119.45	138.54	157.76	175.94	194.14	211.74		
20.00	0.11	50.16	100.13	151.16	200.27	250.11	299.17	601.07	599.86
	100.04	119.46	138.56	157.76	175.96	194.14	211.76		

For the second signal processing unit, Equations (5) to (11) were placed on the microcontroller board. The dashed line a and a' was connected by the jumper. The analog switches S_{C1} to S_{C3} and S_p were governed by the microcontroller board to generate the reference voltage signal V_{ref} . The voltage signal V_{ref} was converted to the excitation current i_{ex} by the voltage-to-current converter, same as the three-step current signal shown in Figure 6c. It should be noted that the ADC was included with the microcontroller board. Therefore, the AIO board was not required for the second experiment. The block diagram for the microcontroller included the display, and the RTD is shown in Figure 8a. The experiment prototype for the second experiment is shown in Figure 8b. The RTD and the length of the lead wire are represented by the resistance decade box. The evaluation of the second experiment is under the same condition as the first experiment. Tables 3 and 4 show the measured resistances R_t and the diode voltages V_{D1} and V_{D2} for pt100 and pt1000, respectively. The errors ε_3 and ε_4 of the measured temperature for pt100 and pt1000 are shown in Figure 9a,b, respectively.

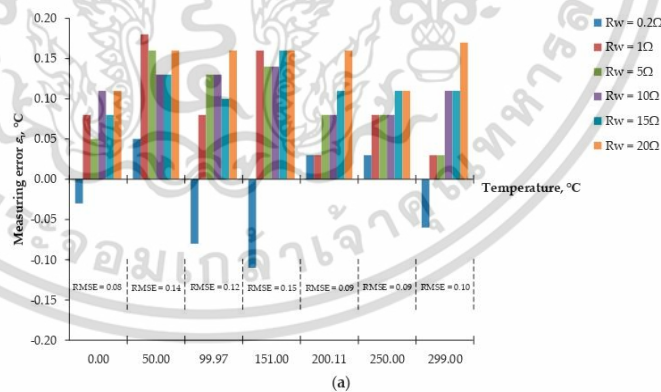


Figure 7. Cont.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

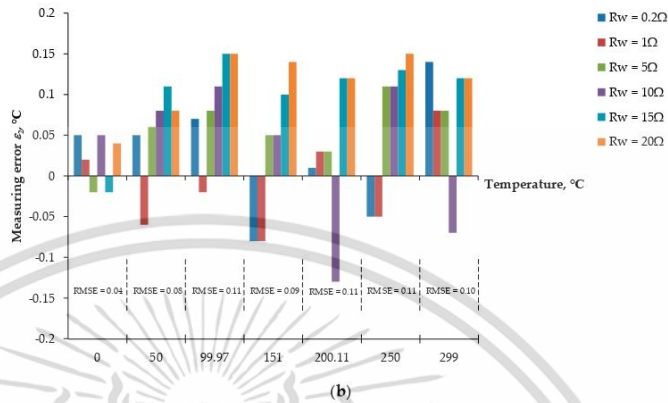


Figure 7. Errors of temperature measurement using LabVIEW and AIO board: (a) temperature error for pt100; (b) temperature error for pt1000.

Table 2. Measured results for RTD (pt1000) with different lead-wire resistances using AIO.

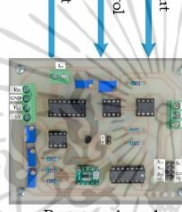
Lead-Wire Resistance (Ω) at 30 °C	Temperature (°C) pt1000 RTD (Ω)							Diode Voltage (mV) at 30 °C and $I_D = 1 \text{ mA}$	
	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	V_{D1}	V_{D2}
0.00	0.00 1000.00	50.00 1194.00	99.97 1385.00	151.00 1577.00	200.11 1759.00	250.00 1941.00	299.00 2117.00	600.67	598.19
0.20	−0.05 1000.19	50.05 1194.19	100.04 1385.27	150.92 1576.70	200.12 1759.04	249.95 1940.82	299.14 2117.50	600.67	598.21
1.00	0.02 1000.08	49.94 1193.77	99.95 1384.92	150.92 1576.70	200.14 1759.07	249.95 1940.82	299.08 2117.29	601.44	599.51
5.00	−0.02 999.92	50.06 1194.23	100.05 1385.30	151.05 1577.19	200.14 1759.07	250.11 1941.40	299.08 2117.29	601.41	599.49
10.00	0.05 1000.19	50.08 1194.3	100.08 1385.42	151.05 1577.19	199.98 1758.52	250.11 1941.4	298.93 2116.75	601.41	599.48
15.00	−0.02 999.92	50.11 1194.42	100.12 1385.57	151.10 1577.37	200.23 1759.44	250.13 1941.47	299.12 2117.43	602.15	600.26
20.00	0.04 1000.02	50.08 1194.30	100.12 1385.57	151.14 1577.52	200.23 1759.44	250.15 1941.54	299.12 2117.43	601.93	600.11

The maximum errors of about 0.25 °C and 0.21 °C for the pt100 and pt1000, respectively, were achieved. The maximum errors of ϵ_3 and ϵ_4 were higher than the maximum errors of ϵ_1 and ϵ_2 , respectively. This is because the resolution of the ADC provided in the Nucleo-64 microcontroller board was less than the AIO board. The RMSE for the dataset of the measured errors ϵ_3 and ϵ_4 was in the range of 0.10 °C to 0.21 °C and 0.11 °C to 0.15 °C, respectively. It should be noted that the second experiment is attractive in terms of low cost, small size, and simple configuration.

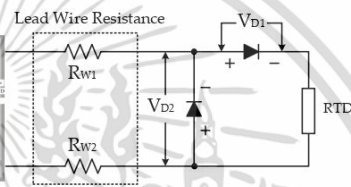
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Microcontroller board
(STM32 Nucleo)

Display board

Input
Control
Output

Prototype board



(a)



(b)

Figure 8. Experimental setup for microcontroller as MCU: (a) block diagram; (b) experiment prototype.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 3. Measured results for RTD (pt100) with different lead-wire resistances using microcontroller board.

Lead-Wire Resistance (Ω) at 30 °C	Temperature (°C) pt100 RTD (Ω)							Diode Voltage (mV) at 30 °C and $I_D = 1$ mA	
	V_{D1}	V_{D2}							
0.00	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	600.65	598.20
	100.00	119.40	138.50	157.70	175.90	194.10	211.70		
0.20	-0.24	50.25	99.95	151.14	200.20	250.11	298.85	600.65	598.19
	99.91	119.50	138.48	157.75	175.93	194.57	211.65		
1.00	-0.24	50.16	100.02	151.16	200.21	250.11	299.25	600.67	598.45
	99.91	119.46	138.52	157.76	175.94	194.57	211.79		
5.00	0.21	49.95	100.16	151.14	200.24	250.16	299.25	599.87	598.45
	100.08	119.38	138.57	157.75	175.99	194.16	211.79		
10.00	0.15	49.95	100.14	151.18	200.15	250.24	299.14	599.94	598.86
	100.06	119.38	138.56	157.77	175.95	194.17	211.75		
15.00	0.21	50.18	100.21	151.22	200.18	250.16	299.18	601.12	599.23
	100.08	119.47	138.59	157.78	175.97	194.16	211.76		
20.00	0.21	50.22	100.21	151.22	200.24	250.24	299.25	601.12	599.24
	100.08	119.48	138.59	157.78	175.99	194.17	211.79		

Table 4. Measured results for RTD (pt1000) with different lead-wire resistances using microcontroller board.

Lead-Wire Resistance (Ω) at 30 °C	Temperature (°C) pt1000 RTD (Ω)							Diode Voltage (mV) at 30 °C and $I_D = 1$ mA	
	V_{D1}	V_{D2}							
0.00	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	600.68	598.19
	1000.00	1194.00	1385.00	1577.00	1759.00	1941.00	2117.00		
0.20	0.11	50.12	100.01	151.14	200.14	250.05	298.94	600.68	598.20
	1000.42	1194.46	1385.15	1577.52	1759.11	1941.18	2116.78		
1.00	0.14	49.95	100.05	150.98	200.18	250.08	299.16	601.1	598.58
	1000.53	1193.81	1385.3	1576.93	1759.26	1941.29	2117.58		
5.00	0.11	49.95	100.12	151.05	200.18	250.05	299.12	600.9	599.11
	1000.42	1193.81	1385.57	1577.19	1759.26	1941.18	2117.43		
10.00	-0.11	50.15	100.12	151.18	200.26	250.16	299.18	601.14	599.30
	999.58	1194.57	1385.57	1577.67	1759.56	1941.58	2117.65		
15.00	0.15	50.12	100.14	151.18	200.22	250.18	299.18	600.86	599.31
	1000.57	1194.46	1385.65	1577.67	1759.41	1941.65	2117.65		
20.00	0.15	50.15	100.18	151.21	200.26	250.18	299.16	600.87	599.26
	1000.57	1194.57	1385.8	1577.78	1759.56	1941.65	2117.58		

In addition, the lead wires of the pt100 RTD were extended to 30 m for remote temperature measurement using the Nucleo-64 microcontroller board. The extended lead wire used in this experiment was a 26AWG two-conductor copper wire. The resistance of the extended lead wire and the temperature coefficient were 0.134 Ω /m and 0.0039 Ω /°C, respectively [38]. Therefore, the lead-wire resistance of about 2.04 Ω was calculated [11]. The ambient temperature of the lead wire and the diodes varied from 30 °C to 70 °C. Table 5 shows the measured temperature, resistance R_t , and the diode voltages V_{D1} and V_{D2} . The measurement error ϵ_5 of the measured temperature for the variation of the RTD temperature varied from 0 °C to 300 °C, as shown in Figure 10. A maximum error of about 0.27 °C was observed. The RMSE for the dataset of the measured error ϵ_5 was in the range of 0.10 °C to 0.22 °C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

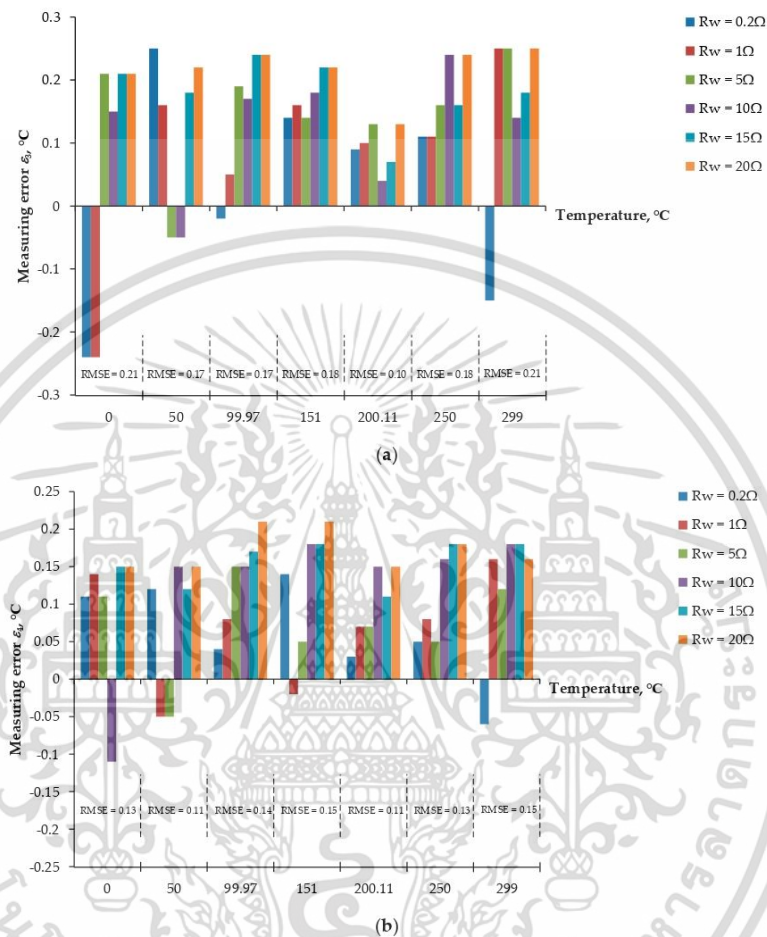


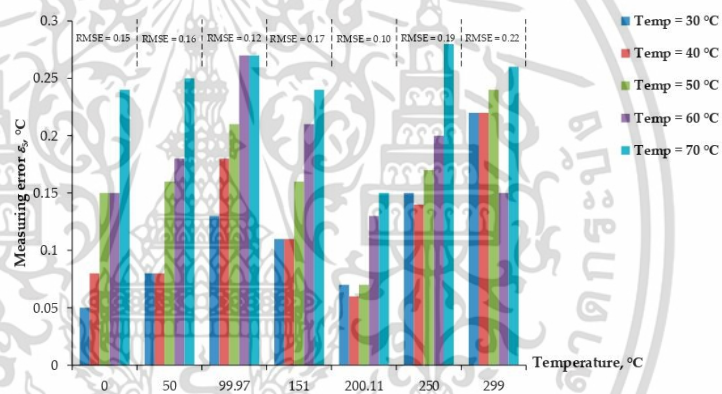
Figure 9. Errors of temperature measurement for MCU using microcontroller: (a) temperature error for pt100; (b) temperature error for pt1000.

The first and second experiments show that the proposed procedure can accurately readout the RTD resistance R_t and the diode voltages V_{D1} and V_{D2} . The proposed technique exhibits the effectiveness of the remote measurement systems using the resistive transducer. Furthermore, this technique can be provided to determine and compensate the wire resistance for the long-distance communication between the control station and the sensor or actuator to acquire a certain signal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 5. Measured results for RTD (pt100) for 30-m lead wire with different ambient temperatures using microcontroller board.

Ambient Temperature (°C)	Temperature (°C) pt100 RTD (Ω)							Diode Voltage (mV) at $I_D = 1 \text{ mA}$	
	V_{D1}	V_{D2}							
0.00	0.00	50.00	99.97	151.00	200.11	250.00	299.00	-	-
	100.00	119.40	138.50	157.70	175.90	194.10	211.70		
30.00	0.05	50.08	100.10	151.11	200.18	250.15	299.22	600.68	598.19
	100.20	119.43	138.55	157.74	175.93	194.15	211.78		
40.00	0.08	50.08	100.15	151.11	200.17	250.14	299.22	573.72	572.24
	100.03	119.43	138.57	157.74	175.92	194.15	211.78		
50.00	0.15	50.16	100.18	151.16	200.18	250.17	299.24	544.71	543.55
	100.06	119.46	138.58	157.76	175.93	194.16	211.79		
60.00	0.15	50.18	100.24	151.21	200.24	250.20	299.15	522.26	521.88
	100.06	119.47	138.60	157.78	175.95	194.17	211.75		
70.00	0.24	50.25	100.24	151.24	200.26	250.27	299.26	500.37	499.05
	100.09	119.50	138.60	157.79	175.96	194.20	211.79		

**Figure 10.** Measurement error ε_5 of pt100 for 30 m lead wire with the ambient temperatures varied from 0 °C to 70 °C.

5. Conclusions

A procedure for the precise determination of the RTD resistance and the lead-wire resistance was introduced. The technique is based on the use of a three-step current signal to excite the RTD, where the magnitude of each step of the three-step current signal is double that of the previous step. The power dissipation in the RTD used in this experiment was about 3.06 μW for the pt100 RTD, which is very small. Therefore, the self-heating error in the temperature of the RTD can be prevented. The performance of the proposed technique was confirmed by the experimental implementation. The experimental results show that the RTD resistance and the lead-wire resistance can be accurately determined without the requirement of well-matched devices used in the traditional approaches. The maximum error of the temperature measurement from the pt100 RTD of about 0.27 °C was observed when the lead wire was placed in various temperatures of the environment, from 30 °C to 70 °C. The proposed technique using a microcontroller exhibits the advantages in terms of high accuracy, simple configuration, low cost, and compactness. The proposed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuit technique is suitable for two-wire resistive transducers such as the RTD, strain gauge, and resistive displacement transducer, and can be operated in a harsh environment.

Author Contributions: Conceptualization, V.R.; Data curation, A.R., S.P. and W.P.; Formal analysis, V.R. and W.P.; Investigation, W.P.; Methodology, A.R., S.P. and T.K.; Software, A.R. and T.K.; Supervision, V.R.; Writing—original draft, V.R.; Writing—review & editing, W.P. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This work is financially supported by School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand.

Institutional Review Board Statement: Not applicable.

Data Availability Statement: Not applicable.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Cetinkunt, S. *Mechatronics*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2007; ISBN 978-0-471-47987-1.
2. Pallás-Areny, R.; Webster, J.G. *Sensors and Signal Conditioning*, 2nd ed.; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2001; ISBN 0-471-33232-1.
3. Neubert, H.K.P. *Instrument Transducers: An Introduction to Their Performance and Design*; Clarendon: Oxford, UK, 1975; ISBN 0-19-856320-5.
4. Baker, B.C. Precision Temperature Sensing with Three-Wire RTD Circuits. AN687 (Microchip Technology, Inc.). 2008. Available online: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00687c.pdf> (accessed on 9 April 2022).
5. Wu, J. A Basic Guide to RTD Measurements. Application Report SBAA275 (Texas Instruments, Inc.). 2018. Available online: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa275/sbaa275.pdf> (accessed on 9 April 2022).
6. Ibrahim, D. *Microcontroller-Based Temperature Monitoring and Control*; Elsevier: Oxford, UK, 2002; ISBN 0-7506-5556-9.
7. Maiti, T.K. A Novel Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using Two-Wire Resistance Temperature Detector. *IEEE Sens. J.* **2006**, *6*, 1454–1458. [[CrossRef](#)]
8. Maiti, T.K.; Kar, A. Novel Remote Measurement Technique Using Resistive Sensor as Grounded Load in an Opamp Based V-to-I Converter. *IEEE Sens. J.* **2009**, *9*, 244–245. [[CrossRef](#)]
9. Nagarajan, P.R.; George, B.; Kumar, V.J. Improved Single-Element Resistive Sensor-to-Microcontroller Interface. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2017**, *66*, 2736–2743. [[CrossRef](#)]
10. Anandanatarajan, R.; Mangalanathan, U.; Gandhi, U. Enhanced Microcontroller Interface of Resistive Sensors Through Resistance-to-Time Converter. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2020**, *69*, 2698–2706. [[CrossRef](#)]
11. Moaveni, S. *Engineering Fundamentals: An Introduction to Engineering*; Cengage: Boston, MA, USA, 2019; ISBN 9780357112151.
12. Pradhan, S.; Sen, S. An improved lead compensation technique for three-wire resistance temperature detectors. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **1999**, *48*, 903–905. [[CrossRef](#)]
13. Neji, B.; Ferko, N.; Ghandour, R.; Karar, A.S.; Arbess, H. Micro-Fabricated RTD Based Sensor for Breathing Analysis and Monitoring. *Sensors* **2021**, *21*, 318. [[CrossRef](#)]
14. Nagarajan, P.R.; George, B.; Kumar, V.J. A Linearizing Digitizer for Wheatstone Bridge Based Signal Conditioning of Resistive Sensors. *IEEE Sens. J.* **2017**, *17*, 1696–1705. [[CrossRef](#)]
15. Kester, W. *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*; Analog Devices Inc.: New York, NY, USA, 1999; ISBN 0-916550-20-6.
16. Sen, S.K.; Pan, T.K.; Ghosal, P. An improved lead wire compensation technique for conventional four wire resistance temperature detectors (RTDs). *Measurement* **2011**, *44*, 842–846. [[CrossRef](#)]
17. Maiti, T.K.; Kar, A. A new and low cost lead resistance compensation technique for resistive sensors. *Measurement* **2010**, *43*, 735–738. [[CrossRef](#)]
18. Li, W.; Xiong, S.; Zhou, X. Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using a Single Zener Diode for Two-Wire Resistance Temperature Detectors (RTDs). *Sensors* **2020**, *20*, 2742. [[CrossRef](#)]
19. Zhao, Y.; Liu, Y.; Li, Y.; Hao, Q. Development and Application of Resistance Strain Force Sensors. *Sensors* **2020**, *20*, 5826. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
20. Mobaraki, B.; Lozano-Galant, F.; Soriano, R.P.; Castilla Pascual, F.J. Application of Low-Cost Sensors for Building Monitoring: A Systematic Literature Review. *Buildings* **2021**, *11*, 336. [[CrossRef](#)]
21. Aygun, L.E.; Kumar, V.; Weaver, C.; Gerber, M.; Wagner, S.; Verma, N.; Glisic, B.; Sturm, J.C. Large-Area Resistive Strain Sensing Sheet for Structural Health Monitoring. *Sensors* **2020**, *20*, 1386. [[CrossRef](#)]
22. Ahmed, H.; La, H.M.; Gucunski, N. Review of Non-Destructive Civil Infrastructure Evaluation for Bridges: State-of-the-Art Robotic Platforms, Sensors and Algorithms. *Sensors* **2020**, *20*, 3954. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
23. D'Alessandro, A.; Birgin, H.B.; Cerni, G.; Ubertaini, F. Smart Infrastructure Monitoring through Self-Sensing Composite Sensors and Systems: A Study on Smart Concrete Sensors with Varying Carbon-Based Filler. *Infrastructures* **2022**, *7*, 48. [[CrossRef](#)]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

24. Glisic, B. Concise Historic Overview of Strain Sensors Used in the Monitoring of Civil Structures: The First One Hundred Years. *Sensors* **2022**, *22*, 2397. [CrossRef]
25. Kosec, T.; Kuhar, V.; Kranjc, A.; Malnarič, V.; Belingar, B.; Legat, A. Development of an Electrical Resistance Sensor from High Strength Steel for Automotive Applications. *Sensors* **2019**, *19*, 1956. [CrossRef]
26. Hamdani, S.T.A.; Fernando, A. The Application of a Piezo-Resistive Cardiorespiratory Sensor System in an Automobile Safety Belt. *Sensors* **2015**, *15*, 7742–7753. [CrossRef]
27. Liang, M.; Fang, X.; Chen, N.; Xue, X.; Wu, G. A Sensing Mechanism and the Application of a Surface-Bonded FBG Dynamometry Bolt. *Appl. Sci.* **2022**, *12*, 3225. [CrossRef]
28. Jung, W. *Op Amp Applications Handbook*; Elsevier: Oxford, UK, 2005; ISBN 0-7506-7844-5.
29. Volodchenko, A.A.; Lesovik, V.S.; Cherepanova, I.A.; Volodchenko, A.N.; Zagorodnjuk, L.H.; Elistratkin, M.Y. Peculiarities of non-autoclaved lime wall materials production using clays. *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.* **2018**, *327*, 022021. [CrossRef]
30. Amran, M.; Fediuk, R.; Murali, G.; Avudaiappan, S.; Ozbakkaloglu, T.; Vatin, N.; Karelina, M.; Klyuev, S.; Gholampour, A. Fly Ash-Based Eco-Efficient Concretes: A Comprehensive Review of the Short-Term Properties. *Materials* **2021**, *14*, 4264. [CrossRef] [PubMed]
31. Boylestad, R.L.; Nashelsky, L. *Electronic Devices and Circuit Theory*, 11th ed.; Pearson Education Ltd.: London, UK, 2014; ISBN 13: 978-1-292-02563-6.
32. Petchmaneeelunka, W.; Mano, P.; Songsuwankit, K.; Riewruja, V. High-accuracy resolver-to-linear signal converter. *Int. J. Electron.* **2018**, *105*, 1520–1534. [CrossRef]
33. Analog Devices. Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier. Datasheet AD620. Available online: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf> (accessed on 9 April 2022).
34. Ali, S.; Badar, J.; Akhter, F.; Bukhari, S.S.H.; Ro, J.-S. Real-Time Controller Design Test Bench for High-Voltage Direct Current Modular Multilevel Converters. *Appl. Sci.* **2020**, *10*, 6004. [CrossRef]
35. Swain, K.; Cherukuri, M.; Mishra, S.K.; Appasani, B.; Patnaik, S.; Bizon, N. LI-Care: A LabVIEW and IoT Based eHealth Monitoring System. *Electronics* **2021**, *10*, 3137. [CrossRef]
36. Letizia, P.S.; Signorino, D.; Crotti, G. Impact of DC Transient Disturbances on Harmonic Performance of Voltage Transformers for AC Railway Applications. *Sensors* **2022**, *22*, 2270. [CrossRef]
37. STMicroelectronics. NUCLEO-L476RG. Data brief STM32 Nucleo-64. Available online: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-l476rg.html> (accessed on 9 April 2022).
38. Dellinger, J.H. The Temperature Coefficient of Resistance of Copper. Available online: https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/bulletin/07/nbsbulletinv7n1p71_A2b.pdf (accessed on 9 April 2022).

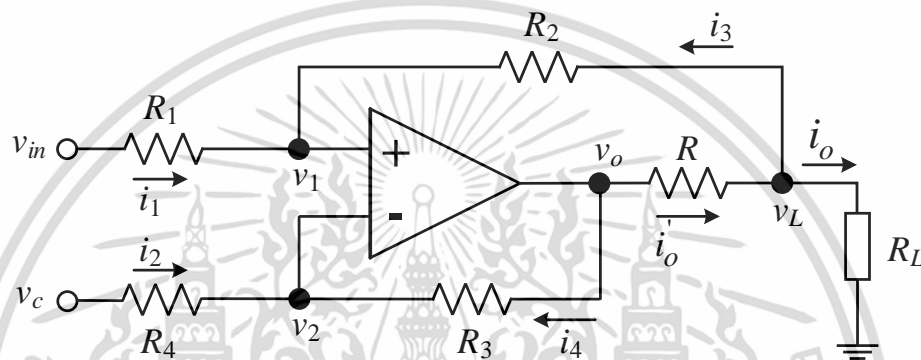
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส [29]

ในการรับส่งสัญญาณควบคุมระยะไกลด้วยสายส่งสัญญาณในรูปของแรงดันจะเกิดปัญหาของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานภายในสาย ซึ่งเป็นผลทำให้ปลายทางรับส่งสัญญาณแรงดันได้ต่ำกว่าค่าที่ส่งมา เพื่อหลีกเลี่ยงข้อผิดพลาดนี้การส่งสัญญาณควบคุมระยะไกลจึงใช้การส่งในรูปของกระแส ซึ่งจำเป็นที่จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณแรงดันให้เป็นสัญญาณกระแส โดยสัญญาณกระแสที่ใช้ในทางอุตสาหกรรมจะรับส่งอยู่ในช่วงกระแส 4 – 20 mA



รูปที่ ข.1.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบขั้วตรง

จากรูปที่ ข.1.1 แสดงวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage-to-current converter) ที่ใช้ออปแอมป์เพียงอย่างเดียว จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต i_o ถูกขั้วตรงออกจากออปแอมป์ ซึ่งจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต i_o และแรงดันอินพุต v_{in} ได้ดังนี้

ที่จุด v_1 จะได้ผลรวมของกระแสในโนดดังนี้

$$i_1 + i_3 = 0$$

$$\frac{v_{in} - v_1}{R_1} + \frac{v_L - v_1}{R_2} = 0$$

$$v_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_L + \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in} \quad (\text{ข.1.1})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุด v_2 จะได้ผลรวมของกระแสดังนี้

$$i_2 + i_4 = 0$$

$$\frac{v_c - v_2}{R_4} + \frac{v_o - v_2}{R_3} = 0$$

$$v_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} v_c + \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_o \quad (\text{ข.1.2})$$

ที่จุด v_L จะได้ผลรวมของกระแสดังนี้

$$i_o + i_3 - i_o = 0$$

$$\frac{v_o - v_L}{R} + \frac{v_L - v_1}{R_2} - i_o = 0$$

$$v_L = \frac{R_2}{R + R_2} v_o + \frac{R}{R + R_2} v_1 - \frac{RR_2}{R + R_2} i_o \quad (\text{ข.1.3})$$

โดยที่ v_c คือค่าแรงดันออฟเซต (Offset voltage) จากคุณสมบัติของออปแอมป์ $v_1 = v_2$ จะได้

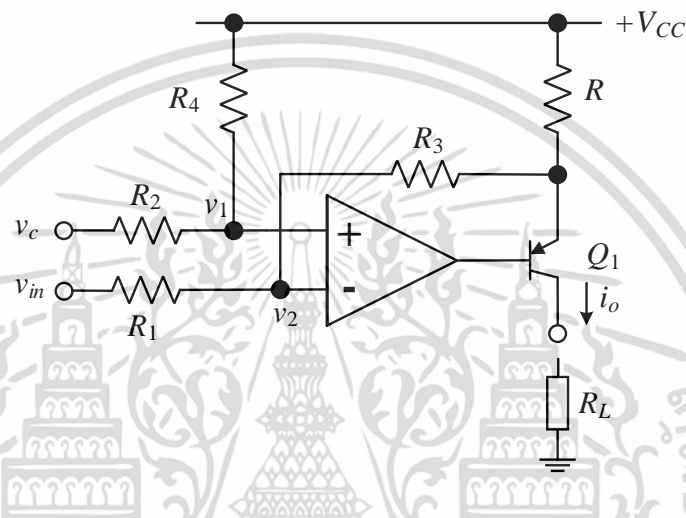
$$i_o = \frac{(R + R_2)}{RR_2} v_{in} + \frac{(R_1 R + R_1 R_2 + R_2^2)}{RR_2^2 (R_3 + R_4)} v_c \quad (\text{ข.1.4})$$

ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ และ $R_2 \gg R$ สามารถได้ค่าประมาณค่าสมการที่ (ข.1.4) ได้ดังนี้

$$i_o = \frac{v_{in} + v_c}{R} \quad (\text{ข.1.5})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข.1.5) จะเห็นได้ว่าแรงดัน v_L ไม่มีผลต่อกระแส i_o ที่ส่งออกไปยังความต้านทาน R_L ซึ่งค่าความต้านทาน R_L นี้จะประกอบด้วยความต้านทานภายในสายส่งสัญญาณและความต้านทานปลายทางของตัวรับสัญญาณกระแส ในทางปฏิบัติ วงจรในรูปที่ ข.1.1 มีข้อจำกัดที่การแปรไปของแรงดัน v_L ที่ไม่สามารถแปรได้ในช่วงกว้าง เนื่องจากถูกจำกัดด้วยแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R หรือความต้านทาน R_L จะมีค่าได้ไม่สูงมาก ส่งผลให้ไม่สามารถส่งสัญญาณกระแสไปได้ไกลเท่าที่ควร และมีค่าความผิดพลาดที่ขึ้นอยู่กับความต้านทาน R_L จึงได้มีการพัฒนางจรขึ้นใหม่ แสดงในรูปที่ ข.1.2



รูปที่ ข.1.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแบบใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวขับ

จากวงจรในรูปที่ ข.1.2 จะหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต i_o และแรงดัน v_{in} ได้ดังนี้

$$v_1 = \frac{R_2 V_{CC} + R_4 v_c}{R_2 + R_4} \quad (\text{ข.1.6})$$

และ

$$v_2 = \frac{R_3 v_{in} + (V_{CC} - R i_o) R_1}{R_1 + R_4} \quad (\text{ข.1.7})$$

เนื่องจากในทางอุดมคติ $v_1 = v_2$ และกำหนดให้ $R_1 = R_2$ $R_3 = R_4$ และ $R_3 \gg R$ จะได้

$$i_o = \frac{R_3}{R_1 R} (v_{in} - v_c) \quad (\text{ข.1.8})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

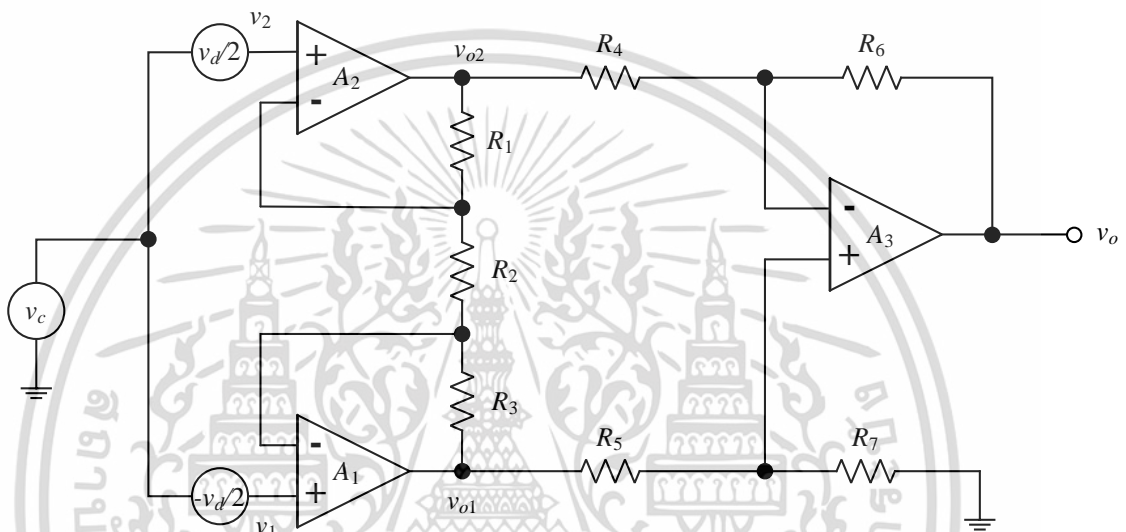
จากสมการที่ (ข.1.8) จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันอินพุต v_{in} และค่าแรงดันออฟเซต v_c มีค่าเป็นบวกจึงจะทำให้วงจรทำงานได้ เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังปลายทางในทิศทางการไหลของกระแสทิศทางเดียว วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ ข.1.2 ถูกนำมาใช้ในทางอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 วงจรขยายวัดคุม [29]

วงจขยายวัดคุม (Instrumentation Amplifier : IA) เป็นวงจที่พัฒนามาจากวงจขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ที่มีความต้านทานอินพุตไม่สูงมากและการปรับค่าอัตราการขยายจะทำได้ยาก เพื่อให้ความต้านทานอินพุตมีค่าสูงขึ้นและสามารถปรับค่าอัตราการขยายได้สะดวก จึงได้มีการปรับปรุงวงจขึ้นใหม่ แสดงดังรูปที่ ข.2.1



รูปที่ ข.2.1 วงจขยายวัดคุม

ถ้าความต้านทาน $R_4 = R_5 = R$ และ $R_6 = R_7 = kR$ จะได้แรงดันเอาต์พุต v_o ดังสมการ

$$i_o = \frac{v_{in} + v_c}{R} \tag{ข.2.1}$$

ถ้าให้แรงดัน $v_c = 0$ แรงดัน v_{o1} จะสามารถหาได้ดังสมการ

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) v_1 \quad \text{เมื่อ } v_2 = 0 \tag{ข.2.2}$$

$$v_{o1} = -\frac{R_3}{R_2} v_2 \quad \text{เมื่อ } v_1 = 0 \tag{ข.2.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า v_1 และ v_2 มีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ $v_d = 0$ และให้แรงดัน $v_c \neq 0$

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)v_c - \frac{R_3}{R_2}v_c = v_c \quad (\text{ข.2.4})$$

จากสมการที่ (ข.2.2) ถึง (ข.2.4) จะได้

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)v_1 - \frac{R_3}{R_2}v_2 + v_c \quad (\text{ข.2.5})$$

ในทำนองเดียวกันแรงดัน v_{o2} มีค่าเท่ากับ

$$v_{o2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)v_2 - \frac{R_3}{R_2}v_1 + v_c \quad (\text{ข.2.6})$$

ถ้า $R_1 = R_3$ จากสมการที่ (ข.2.1) จะได้

$$v_o = k \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)(v_1 - v_2) \quad (\text{ข.2.7})$$

จากสมการที่ (ข.2.7) จะเห็นได้ว่าค่าอัตราขยายของวงจรสามารถที่จะแปรค่าได้โดยการแปรค่าความต้านทาน R_2 เพียงตัวเดียว และเนื่องจากสัญญาณถูกป้อนเข้าที่อินพุตของออปแอมป์โดยตรง ซึ่งความต้านทานอินพุตจะมีค่าที่สูงมาก จึงเป็นผลทำให้วงจรขยายวัดคุมมีความต้านทานอินพุตที่สูงมาก

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล นางสาวสุภัทสร พรหมบุตร

วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 31 สิงหาคม 2539

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์
 ประยุกต์ จากคณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
 ลาดกระบัง ปีการศึกษา 2561 และในปีการศึกษา 2563 ได้เข้าศึกษาต่อระดับ
 ปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและ
 คอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
 ทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้