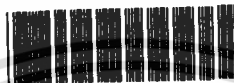


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาอย่างง่ายที่มี
การชดเชยความต้านทานภายในสายตัวนำ

SIMPLE RESISTANCE-TO-TIME CONVERTER WITH
LEAD-WIRE-RESISTANCE COMPENSATION



T123111



นคร ภูธรารณ
NAKORN POOTHARAPORN

ม.
๒๖/๑๑
๒๕๕๕

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....123111
วันเดือนปี.....18 ต.ค. 2555

๑๒๔๒๗๗๕
b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2555
KMITL-2012-EN-M-060-059

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SIMPLE RESISTANCE-TO-TIME CONVERTER WITH
LEAD-WIRE-RESISTANCE COMPENSATION**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2012
KMUTL-2012-EN-M-060-059**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2012

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาอย่างง่ายที่มีการชดเชยความต้านทานภายในสายตัวนำ
นักศึกษา	นายนคร ภูธรารภรณ์
รหัสประจำตัว	50060810
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2555
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาอย่างง่าย เหมาะสำหรับการวัดระยะไกลที่ใช้เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว วงจรที่นำเสนอใช้อุปกรณ์ที่หาซื้อง่ายในท้องตลาด ในการสร้างวงจรที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นช่วงคาบเวลาที่เป็นสัดส่วนอย่างเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด ผลการทดลองสามารถยืนยันได้ถึงการทำงานที่ดีของวงจรที่นำเสนอและการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำได้เป็นอย่างดี

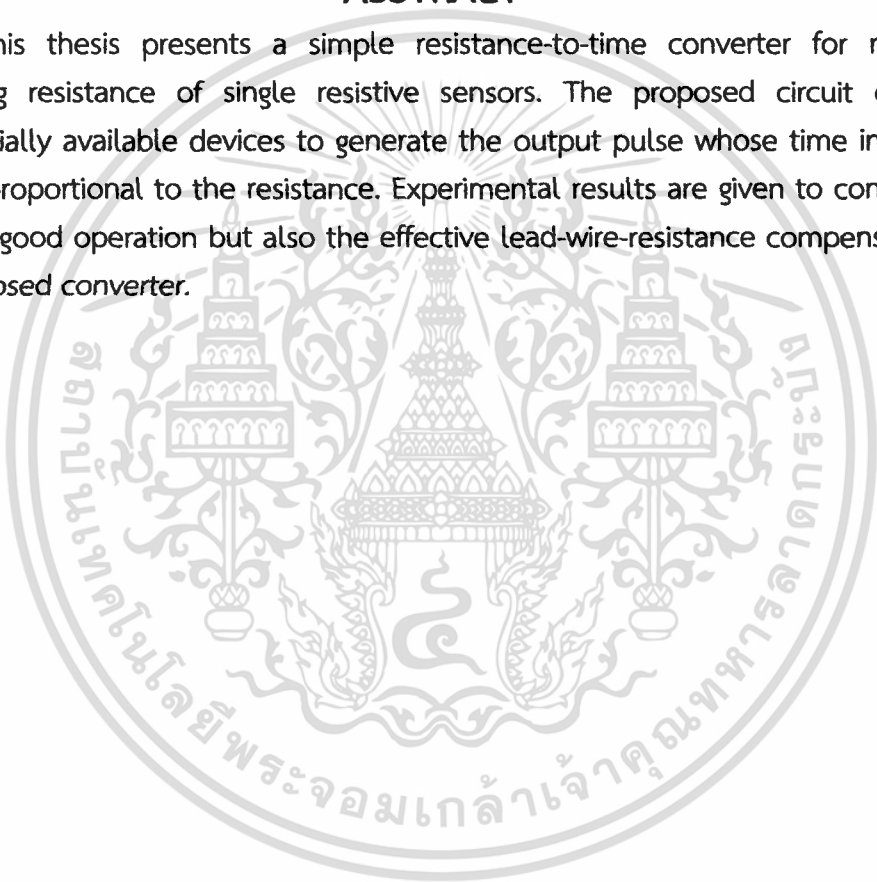


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Simple Resistance-to-Time Converter with Lead-Wire-Resistance Compensation
Student	Mr. Nakorn Pootharaporn
Student ID.	50060810
Degree	Master of Engineering
Program	Instrumentation Engineering
Year	2012
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Prasit Julsereewong

ABSTRACT

This thesis presents a simple resistance-to-time converter for remotely measuring resistance of single resistive sensors. The proposed circuit employs commercially available devices to generate the output pulse whose time interval is linearly proportional to the resistance. Experimental results are given to confirm not only the good operation but also the effective lead-wire-resistance compensation of the proposed converter.



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยการสนับสนุน ให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ จาก รศ.ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสวีวงศ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่ได้มอบความรู้ และคำแนะนำในการเขียนวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ คุณอภิณัย ฤกษ์รัตน์ เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการ สาขาวิศวกรรมการวัดคุม ที่ให้ข้อมูลและคำปรึกษาที่ดี ในระหว่างการทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และพี่ชาย ที่รัก ห่วงใย และให้การสนับสนุนในการศึกษาด้วยดีมาโดยตลอด รวมถึงเพื่อน รุ่นพี่ และรุ่นน้อง ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ ที่ให้ความช่วยเหลือผู้เขียนมาโดยตลอด

นคร ภูธรารมณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ii
กิตติกรรมประกาศ.....	iii
สารบัญ.....	iv
สารบัญตาราง.....	vi
สารบัญรูป.....	vii
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา.....	2
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว.....	3
2.2.1 ตัวตรวจวัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน.....	3
2.2.2 ตัวตรวจวัดแรงดึงเครียดแบบความต้านทาน.....	4
2.3 วิธีการวัดด้วยเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวโดยทั่วไป.....	5
2.3.1 การต่อแบบ 2 สาย.....	7
2.3.2 การต่อแบบ 3 สาย.....	8
2.3.3 การต่อแบบ 4 สาย.....	8
2.4 ขีดจำกัดในการวัดความต้านทาน.....	9
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรที่นำเสนอ.....	9
2.5.1 งานวิจัยของ Ji-Man Park และ Sung-I Jun.....	9
2.5.2 งานวิจัยของ Tapan Kr. Maiti และ Asim Kar.....	12
บทที่ 3 วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่น่าสนใจ.....	15
3.1 กล่าวนำ.....	15
3.2 ส่วนประกอบของวงจรที่น่าสนใจ.....	15
3.3 การทำงานของวงจร.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	21
4.1 กล่าวนำ	21
4.2 การทดสอบการทำงานด้วยการต่ออุปกรณ์จริงลงในบอร์ดทดลอง.....	21
4.2.1 การทดสอบการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดการทำงาน.....	22
4.2.2 การศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ตรวจวัดต่อ ช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต.....	25
4.2.1 ตัวอย่างการวัดค่าช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต.....	27
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	40
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	40
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	40
เอกสารอ้างอิง.....	41
ภาคผนวก	
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	42
ประวัติผู้เขียน	49

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจร.....	21
4.2 รายการอุปกรณ์.....	21
4.3 ค่าความต้านทานสาย R_{w1} และ R_{w2} ให้มีค่าแตกต่างกัน 5 กรณี.....	25
4.4 ตารางบันทึกผลการจำลอง.....	26



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน.....	4
2.2 สเตเรนเกจ.....	5
2.3 เซนเซอร์ความต้านทานในรูปแบบของวงจรแบ่งแรงดัน.....	5
2.4 เซนเซอร์ความต้านทานในรูปแบบของวงจรวิทสโตนบริดจ์.....	6
2.5 การต่อแบบ 2 สาย.....	7
2.6 การต่อแบบ 3 สาย.....	8
2.7 การต่อแบบ 4 สาย.....	8
2.8 วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอโดย Ji-Man Park และ Sung-Ik Jun.....	10
2.9 คุณลักษณะการส่งผ่านของคอมพาราเตอร์.....	10
2.10 ไดอะแกรมเวลาของตัวแปลง.....	11
2.11 วงจรที่ T. K. Maiti และ A. Kar นำเสนอ.....	12
3.1 วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ.....	15
3.2 การทำงานของวงจรเมื่อ SW ₁ และ SW ₂ อยู่ในตำแหน่งที่ 1.....	16
3.3 การทำงานของวงจรเมื่อ SW ₁ และ SW ₂ อยู่ในตำแหน่งที่ 2.....	17
3.4 การทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณและแรมป์อินทิเกรเตอร์.....	18
3.5 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	19
4.1 ภาพอุปกรณ์เมื่อลงบนบอร์ดทดลอง.....	22
4.2 ลูกคลื่นแรงดันแสดงการทำงานในแต่ละโหมด โดยใช้อุปกรณ์จริงต่อบนบอร์ดทดลอง.....	24
4.3 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 99.6 Ω.....	28
4.4 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 200 Ω.....	28
4.5 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 296 Ω.....	29
4.6 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 400 Ω.....	29
4.7 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 499 Ω.....	30
4.8 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 601 Ω.....	30
4.9 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 699 Ω.....	31
4.10 ความต้านทานในสายกรณีสที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด R _{SENS} = 801 Ω.....	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 900 \Omega$	32
4.12 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 999 \Omega$	32
4.13 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 99.6 \Omega$	33
4.14 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 200 \Omega$	33
4.15 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 296 \Omega$	34
4.16 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 400 \Omega$	34
4.17 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 499 \Omega$	35
4.18 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 601 \Omega$	35
4.19 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 699 \Omega$	36
4.20 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 801 \Omega$	36
4.21 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 900 \Omega$	37
4.22 ความต้านทานในสายกรณีสี่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 999 \Omega$	37
4.23 แสดงความสัมพันธ์ของค่าช่วงคาบเวลา Δt และความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เมื่อไม่มีค่าความต้านทานในสาย (กรณีสี่ 1).....	38
4.24 แสดงความสัมพันธ์ของค่าช่วงคาบเวลา Δt และความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เมื่อมีค่าความต้านทานในสายเท่ากับ 101.5Ω (กรณีสี่ 5).....	38

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เซนเซอร์ที่ใช้วัดในทางอุตสาหกรรมนิยมใช้เซนเซอร์ความต้านทานเพื่อวัดปริมาณทางฟิสิกส์ เช่น ความเค้น ความดัน และอุณหภูมิ เซนเซอร์ความต้านทานนั้นสามารถแบ่งออกได้ 2 แบบ คือ เซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว (single type) เช่น อาร์ทีดี (resistive temperature detector: RTD) สเตรนเกจ (strain gauge) และอีกแบบหนึ่งคือเซนเซอร์แบบดิฟเฟอเรนเชียล (differential type) เช่น โปเทนทิโอเมตริก (potentiometric) โดยทั่วไปการนำไปใช้งานนั้นวงจรเชื่อมต่อ (Interface circuit) เซนเซอร์ความต้านทานนิยมใช้ในรูปแบบของวงจรบริดจ์ที่มีการทำงานในโหมดแรงดัน [1] หรือในโหมดกระแส [2] อย่างไรก็ตามเมื่อมีการประยุกต์ใช้กับการวัดระยะไกลนั้น ความยาวของสายต่อที่เหมาะสมกับสถานที่ตั้งและค่าความต้านทานของสายต่อต้องมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ในทางปฏิบัติเมื่อจำเป็นต้องใช้สายต่อที่ยาวมาก ๆ ค่าความต้านทานของสายทำให้ค่าที่ได้จากการวัดมีความผิดพลาดเกิดขึ้น เช่น การวัดอุณหภูมิโดยใช้ อาร์ทีดี (Resistance Temperature Detector: RTD) ชนิด Pt-100 ต่อแบบ 2 สาย ถ้าความต้านทานในแต่ละสายเพิ่มขึ้นเพียงแค่ 1 Ω มีผลทำให้ อุณหภูมิที่ตรวจวัดได้เพิ่มขึ้น 5 $^{\circ}\text{C}$ และความผิดพลาดนี้จะเพิ่มขึ้นถ้ามีความต้านทานในสายสูงขึ้น [3]

การพัฒนาและออกแบบวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นช่วง คาบเวลาหรือช่วงกว้างพัลส์ ได้ถูกนำเสนอในบทความ [4-5] และ [6] ตามลำดับ เพื่อให้เกิดความ สะดวกในการประยุกต์ใช้งานไมโครโพรเซสเซอร์ (Microprocessor) ในระบบการวัด ที่ต้องการ เอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอวงจรแปลงความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลาที่มีการ ขดเซยความต้านทานภายในสายตัวนำ ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปใช้กับเซนเซอร์ความต้านทานแบบ เชิงเดี่ยวในการวัดระยะไกล โดยวงจรที่นำเสนอเป็นวงจรที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ที่มีขายอยู่ใน ท้องตลาด และในการออกแบบวงจรได้นำแนวคิดของงานวิจัยที่นำเสนอในบทความ [5] และ [7] มา ประยุกต์ใช้เพื่อให้ได้วงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น สัญญาณพัลส์ โดยช่วงกว้างพัลส์เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับความต้านทานที่ตรวจวัด และมีการลด ผลกระทบจากความต้านทานภายในสายตัวนำ วงจรที่นำเสนอจึงมีโครงสร้างวงจรที่ง่าย มีต้นทุนต่ำ และให้คุณลักษณะความเป็นเชิงเส้น ซึ่งยืนยันด้วยผลการทดลองที่แสดงถึงประสิทธิภาพของวงจรที่ นำเสนอ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการวัดระยะไกล และเทคนิคในการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำ
- นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลา ที่มีการชดเชยความต้านทานภายในสายตัวนำ สำหรับเชื่อมต่อกับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดียวในการวัดระยะไกล
- จำลองการวัดระยะไกลโดยนำตัวแปลงสัญญาณความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลา ภายใต้สมมติฐานค่าความต้านทานสายที่มีค่าต่าง ๆ กัน

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

ออกแบบและสร้างวงจรแปลงค่าความต้านทานเป็นเวลาที่มีการชดเชยความต้านทานภายในสายตัวนำ และจำลองการวัดระยะไกลภายใต้สมมติฐานค่าความต้านทานสายที่มีค่าต่าง ๆ กัน

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

- ศึกษาเทคนิคการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำสำหรับการวัดระยะไกล
- ศึกษาการออกแบบวงจรแปลงความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลา ที่ได้มีการนำเสนอไว้ในอดีต
- สร้างวงจรตามแบบที่ได้ออกแบบเอาไว้
- ทดลองวงจรที่สร้างขึ้นมาด้วยการจำลองการวัดภายใต้สมมติฐานค่าความต้านทานสายที่มีค่าต่าง ๆ กัน

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- ได้ทราบผลการศึกษาเกี่ยวกับเทคนิคและวิธีการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำในการวัดระยะไกล
- ได้ทราบผลการศึกษาเกี่ยวกับการแปลงสัญญาณความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลา
- ได้ผลการศึกษาเกี่ยวกับวงจรแปลงความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวัดระยะไกล
- สามารถนำความรู้เกี่ยวกับการวัดระยะไกล และการชดเชยความต้านทานสาย มาสร้างวงจรที่แปลงสัญญาณความต้านทานที่ต้องการตรวจวัดเป็นช่วงคาบเวลา และมีการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว วิธีการวัดเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวโดยทั่วไป ชี้ดจำกัดในการวัดความต้านทาน และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรที่นำเสนอ

2.2 เซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยว

ในการวัดปริมาณทางฟิสิกส์ เช่น อุณหภูมิ ความเค้น ความดัน เซนเซอร์คืออุปกรณ์ที่จะทำหน้าที่ในการตรวจวัดปริมาณทางกายภาพให้อยู่ในรูปของสัญญาณทางไฟฟ้า โดยเซนเซอร์ประกอบไปด้วยส่วนที่ติดต่อกับปริมาณทางกายภาพและส่วนที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์ มีรูปแบบที่แตกต่างกันไปตามรูปแบบงานที่ต้องการจะวัด เซนเซอร์ความต้านทานนั้นสามารถแบ่งออกได้ 2 แบบ คือเซนเซอร์แบบเชิงเดี่ยว (Single type) เช่น อาร์ทีดี (Resistive Temperature Detector: RTD) สเตรนเกจ (Strain gauge) และอีกแบบหนึ่งคือเซนเซอร์แบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential type) เช่น โทเทินโทโอเมตริก

2.2.1 ตัวตรวจวัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน [13]

ตัวตรวจวัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน (Resistance Temperature Detector: RTD) จัดเป็นตัวแปลงแบบหนึ่งที่ใช้ในการตรวจวัดอุณหภูมิได้โดยอาศัยหลักการของโลหะที่มีค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิโลหะบริสุทธิ์ (Pure Metals) ที่ใช้ทำตัวอาร์ทีดี อันได้แก่ ทองคำขาว (Platinum) นิกเกิล (Nickel) ทังสเตน (Tungsten) และทองแดง (Copper) ซึ่งมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิแบบบวก (Positive Temperature Coefficients) ดังนั้นสำหรับโลหะบริสุทธิ์ อุณหภูมิและความต้านทานจะเป็นสัดส่วนโดยตรงต่อกัน กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ความต้านทานของโลหะบริสุทธิ์จะเพิ่มค่าตามไปด้วย ค่าความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิสามารถคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$R_T = R_0(1 + \alpha\Delta T) \quad (2.1)$$

เมื่อ R_T คือค่าความต้านทานตัวนำที่อุณหภูมิ t °C (Ω)

R_0 คือค่าความต้านทานของตัวนำที่อุณหภูมิอ้างอิง (Ω)

α คือค่าสัมประสิทธิ์ของค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิ 1 °C ($\frac{\Omega}{\Omega}/^{\circ}\text{C}$)

ΔT คือค่าความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิทำงานและอุณหภูมิอ้างอิง (°C)



รูปที่ 2.1 อุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิแบบความต้านทาน [8]

โดยทั่วไปค่าความต้านทานของอาร์ทีดี ในการใช้งานจะมีที่สั้ยตั้งแต่ 10 โอห์ม จนถึงหลายพันโอห์ม ส่วนมากจะใช้ค่าความต้านทานประมาณ 100 โอห์ม เพราะเป็นค่าความต้านทานต่ำ ความยาวของสายตัวนำสามารถทำให้เกิดการวัดอุณหภูมิเกิดความผิดพลาด ซึ่งปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขโดยการต่อแบบบริดจ์

2.2.2 ตัวตรวจวัดแรงดึงเครียดแบบความต้านทาน [13]

ตัวตรวจวัดแรงดึงเครียดแบบความต้านทานหรือสเตรนเกจ (Strain Gage) ส่วนใหญ่สเตรนเกจจะทำมาจากเส้นลวดขนาดเล็กขดเป็นรูปร่างต่าง ๆ อยู่บนแผ่นฉนวน นอกจากนี้ยังมีสเตรนเกจแบบอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ สเตรนเกจเป็นตัวแปลงแบบหนึ่งที่ใช้หลักการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในเส้นลวด เพื่อการตรวจวัดความเครียด (Strain) ที่เกิดขึ้นจากแรงที่มากระทบเส้นลวดนี้ สเตรนเกจมีการใช้งานในการตรวจวัดได้อย่างกว้างขวาง เช่น การวัดน้ำหนัก แรงเชิงกล หรือการเคลื่อนที่

เมื่อสเตรนเกจถูกดึงให้ยืดออกความยาวของเส้นลวดจะเพิ่มขึ้นในขณะที่พื้นที่หน้าตัดจะลดลง ผลก็คือความต้านทานของเส้นลวดจะเพิ่มขึ้นเนื่องมาจากความต้านทานโลหะตัวนำจะแปรค่าโดยตรงตามความยาวและแปรค่าผกผันกับพื้นที่หน้าตัด ดังนั้นจึงเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ว่า

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

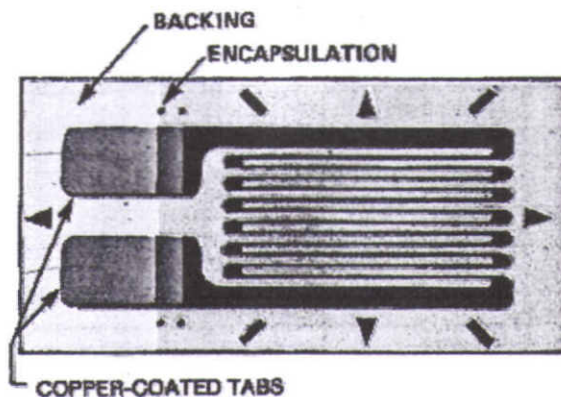
เมื่อ R คือความต้านทานของสเตรนเกจ (Ω)

ρ คือค่าความต้านทานคงที่ของตัวโลหะ (Ω/m)

L คือความยาวของเส้นลวด (m)

A คือพื้นที่หน้าตัดของตัวนำ (m^2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

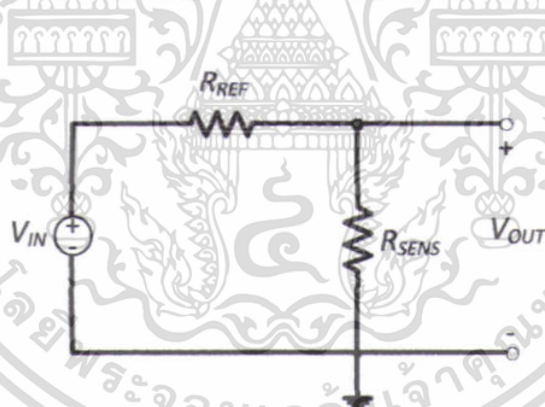


รูปที่ 2.2 สเตอรนเกจ [9]

สเตอรนเกจนำไปใช้งานร่วมกับวงจรบริดจ์เป็นส่วนใหญ่ เมื่อสเตอรนเกจเปลี่ยนค่าความต้านทานเนื่องจากปริมาณที่ตรวจวัด จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในวงจรบริดจ์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้จะถูกส่งไปแสดงผลการวัด

2.3 วิธีการวัดด้วยเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวโดยทั่วไป [10-12]

การเชื่อมต่อวงจรกับเซนเซอร์ความต้านทานนั้นมักจะอยู่ในรูปของวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage divider) ดังรูปที่ 2.3 และวงจรวีทสโตนบริดจ์ (Weatstonebridge) ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 เซนเซอร์ความต้านทานในรูปแบบของวงจรแบ่งแรงดัน [10]

จากรูปที่ 2.3 เมื่อนำตัวต้านทาน R_{SENS} และ R_{REF} มาต่ออนุกรมกัน เมื่อป้อนแรงดันให้แก่วงจร จะมีแรงดันตกคร่อมที่ตัวต้านทานทั้งสองตัว โดยแรงดันตกคร่อมที่ตกคร่อม R_{SENS} และ R_{REF} รวมกันแล้วจะเท่ากับแหล่งจ่าย

$$V_{OUT} = \frac{R_{SENS}}{R_{REF} + R_{SENS}} V_{IN} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างอย่างง่ายของวีลสโตนบริดจ์เป็นดังรูปที่ 2.4 ซึ่งแต่ละแขนของบริดจ์เป็นตัวต้านทาน และแหล่งกำเนิดอาจเป็นแหล่งกำเนิดแรงดันคงที่หรือแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ ในการประยุกต์ใช้จะใช้ในสองลักษณะคือ บริดจ์สมดุล และบริดจ์ไม่สมดุล ดังนี้

โดยวงจรบริดจ์แบบสมดุล จะเป็นวงจรบริดจ์สมดุลเมื่อ $V_{OUT} = 0V$ และสามารถใช้งานวงจรบริดจ์สมดุลเพื่อหาความต้านทานที่ไม่ทราบค่าได้ เช่น

$$V_A = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{IN} \quad (2.4)$$

$$V_B = \frac{R_{SENS}}{R_2 + R_{SENS}} V_{IN} \quad (2.5)$$

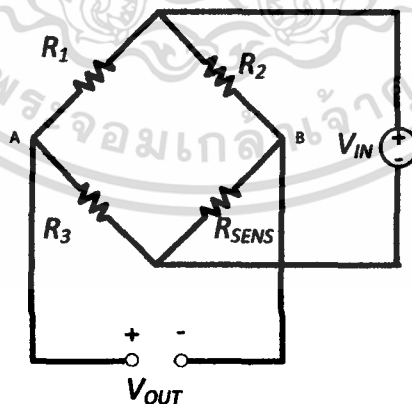
$$V_{OUT} = V_A - V_B = 0 \quad (2.6)$$

เงื่อนไขการเป็นวงจรบริดจ์สมดุลอีกข้อหนึ่ง คือ

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_{SENS}} \quad (2.7)$$

สำหรับวงจรบริดจ์แบบไม่สมดุล จะมีเงื่อนไขในการเป็นวงจรบริดจ์แบบไม่สมดุลคือ V_{OUT} ไม่เท่ากับศูนย์ และได้ความสัมพันธ์ของความต้านทานบนแขนของบริดจ์ดังสมการที่ 2.8

$$\frac{R_1}{R_3} \neq \frac{R_2}{R_{SENS}} \quad (2.8)$$

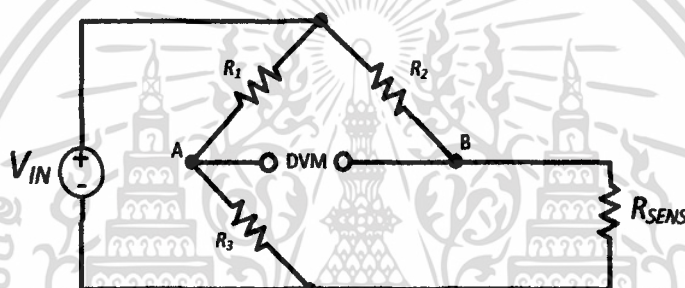


รูปที่ 2.4 เซนเซอร์ความต้านทานในรูปแบบของวงจรวีลสโตนบริดจ์ [10]

R_{SENS} เป็นค่าความต้านทานที่ได้จากตัวเซนเซอร์ R_{SENS} ซึ่งมีคุณสมบัติเฉพาะตัวคือ มีความไวต่อค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพ เช่น อุณหภูมิ หรือ แสงสว่าง ในกรณีที่ R_{SENS} ทำให้วงจรบริดจ์สมดุล แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ถ้าพารามิเตอร์ทางกายภาพมีการเปลี่ยนแปลงและค่า R_{SENS} เปลี่ยนแปลง ทำให้วงจรบริดจ์ไม่สมดุล จึงเกิดแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้น การเปลี่ยนแปลงความต้านทาน R_{SENS} ที่เป็นผลมาจากพารามิเตอร์ทางกายภาพเปลี่ยนแปลงไปทำให้ R_{SENS} เปลี่ยนแปลงอันจะทำให้ V_{OUT} เปลี่ยนแปลงไปด้วย ถ้า R_{SENS} เปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตของบริดจ์จะเปลี่ยนแปลงไปอย่างเป็นเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลง R_{SENS}

2.3.1 การต่อแบบ 2 สาย

วงจรใช้งานพื้นฐานของเซนเซอร์ความต้านทาน คือ วิทสโตนบริดจ์ โดย R_{SENS} คือ ความต้านทานที่ตรวจวัดซึ่งติดตั้งอยู่ในจุดที่ต้องการวัด มีค่าความต้านทานอีก 3 ค่าในวงจร คือ R_1 R_2 และ R_3 ซึ่งต้องอยู่ที่อุณหภูมิห้อง และเป็นความต้านทานชนิดที่มีความถูกต้องสูง



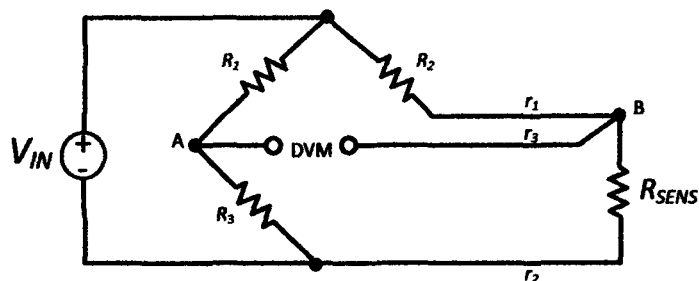
รูปที่ 2.5 การต่อแบบ 2 สาย [11]

จากรูปที่ 2.5 เมื่อวงจรบริดจ์อยู่ในสภาวะสมดุล โดยที่ R_{SENS} อยู่ที่ 0°C จะได้ว่า

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_{SENS}} \quad (2.9)$$

ซึ่งจะไม่มีกระแสไหลผ่านกัลวานอมิเตอร์ (DVM: Digital Volt Meter) เมื่ออุณหภูมิที่ R_{SENS} สูงขึ้น ค่า R_{SENS} จะเพิ่มขึ้นทำให้ วงจรบริดจ์ไม่สมดุลและมีกระแสไหลผ่านกัลวานอมิเตอร์ อย่างไรก็ตามการต่อแบบ 2 สายเหมาะกับการวัดระยะใกล้ ที่อุปกรณ์อยู่ใกล้กับจุดที่ต้องการจะวัด ไม่เหมาะกับงานที่ต้องลากสายยาว ๆ เนื่องจากจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นจากค่าความต้านทานสะสมของสายตัวนำ ทำให้ค่าที่อ่านได้ผิดเพี้ยนไป การต่อแบบ 2 สายจึงเหมาะกับงานที่ไม่ต้องการความถูกต้องสูง

2.3.2 การต่อแบบ 3 สาย



รูปที่ 2.6 การต่อแบบ 3 สาย [11]

การต่อแบบ 3 สาย เป็นที่นิยมใช้ที่สุดในอุตสาหกรรม โดยสายทั้ง 3 เป็นแบบที่นิยมใช้ที่สุดในอุตสาหกรรมโดยสายทั้ง 3 ที่อยู่ระหว่างจุดที่วัดกับวงจร จะต้องมีขนาด, ความยาวเท่ากัน และอยู่ในอุณหภูมิเดียวกันตลอดเพื่อให้ค่าความต้านทาน R_1 , R_2 และ R_3 เปลี่ยนไปในทิศทางเดียวกันด้วยขนาดที่เท่ากัน นั่นคือ

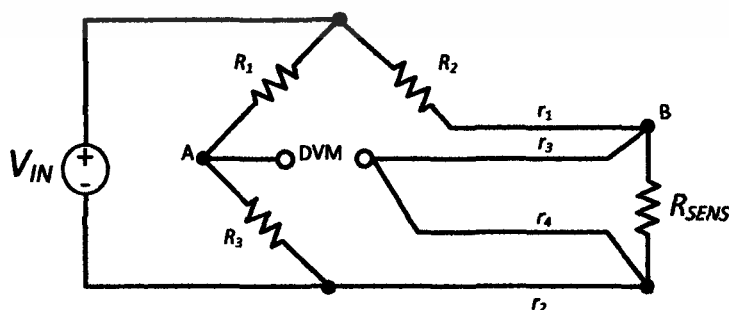
$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2 + r_1}{R_{SENS} + r_2} \quad (2.10)$$

เนื่องจาก r_1 เท่ากับ r_2 เพราะฉะนั้นอุณหภูมิที่วัดจึงขึ้นอยู่กับ R_{SENS} เพียงตัวเดียว ทำให้การต่อแบบ 3 สายมีความถูกต้องสูงกว่าการต่อแบบ 2 สาย

2.3.3 การต่อแบบ 4 สาย

การต่อแบบ 4 สายเป็นแบบที่มีความถูกต้องสูงที่สุด เนื่องจากเลื่อนจุดต่อของบริดจ์ออกไปอยู่ภายนอกทั้ง 4 จุด สามารถชดเชยความต้านทานของสายตัวนำได้ทั้งหมด โดยสายทั้ง 4 ต้องมีขนาด, ความยาวเท่ากัน และอยู่ในอุณหภูมิเดียวกันตลอดเหมือนกับการต่อแบบ 3 สาย

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2 + r_1 + r_3}{R_{SENS} + r_2 + r_4} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.7 การต่อแบบ 4 สาย [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ 4 สายเป็นระบบที่แพงที่สุดโดยเฉพาะเมื่อต้องการความแม่นยำสูงจำเป็นต้องใช้สาย 4 เส้นยาวมาก ๆ อย่างไรก็ตามก็ดีระบบที่ใช้สาย มักจะใช้อยู่ในห้องปฏิบัติการที่ต้องการความแม่นยำสูงมาก

โดยปกติแล้ววงจรบริดจ์สามารถต่อร่วมกับวงจรไฟฟ้าส่วนอื่นอีกได้ เช่น วงจรขยายสัญญาณแรงดันซึ่งขยายสัญญาณเอาต์พุตของบริดจ์นั้นจะทำให้สัดส่วนของสัญญาณความต้านทานของเซนเซอร์เปลี่ยนแปลงไป

2.4 ขีดจำกัดในการวัดความต้านทาน

ความผิดพลาดที่พบเสมอ ๆ ในระหว่างการใช้เซนเซอร์ความต้านทาน (ในกรณีของการวัดอุณหภูมิ) มีผลมาจาก [12]

1. สายต่อ สามารถลดลงได้โดยใช้สายต่อที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ ผลรวมของความต้านทานทั้งหมดในระบบสายต่อควรจะน้อยกว่า 1 % ของความต้านทานของเซนเซอร์ ผลรวมของความต้านทานของสายต่อ เป็นการเพิ่มความต้านทานปรากฏของเซนเซอร์ และทำให้เกิดศูนย์เลื่อน (Zero shift) หรือ ออฟเซต (Off set) หรือลดความไว ความผิดพลาดอันเนื่องมาจากสายต่อสามารถชดเชยได้โดยใช้วงจรสายต่อ 3 สาย และ 4 สาย ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3
2. ความเสถียร ความเสถียรอาจกลายเป็นแหล่งกำเนิดของความผิดพลาด เมื่อขีดจำกัดบนของเซนเซอร์อุณหภูมิมากเกินไป เนื่องจากการออกแบบหรืออุบัติเหตุ เมื่อใดก็ตามที่ขีดจำกัดบนของอุณหภูมิตัวเซนเซอร์เกิน การวัดอุณหภูมิใหม่ควรทำซ้ำ ๆ จนกระทั่งเสถียร และสามารถวัดซ้ำใหม่ได้
3. ความผิดพลาดจากความร้อนภายในตัวเอง เกิดขึ้นเมื่อปล่อยแรงดันหรือกระแสที่ใช้เข้าไปในวงจรของตัวเซนเซอร์จะเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าที่ป้อนเข้าไปเป็นพลังงานความร้อน ความผิดพลาดจากความร้อนภายในตัวเองสามารถลดลงได้โดยการจำกัดการใช้กำลังในเซนเซอร์ ความต้านทานให้น้อยกว่า 2 mW เซนเซอร์ที่ใช้ต้องมีพื้นที่ผิวขนาดใหญ่เมื่อการวัดต้องการความไวสูงและเพื่อระบายความร้อนออก

สำหรับในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงเฉพาะการแก้ปัญหาของเซนเซอร์ความต้านทานในส่วนของการลดหรือการกำจัดความต้านทานที่เกิดขึ้นภายในสายต่อเท่านั้น

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรที่นำเสนอ

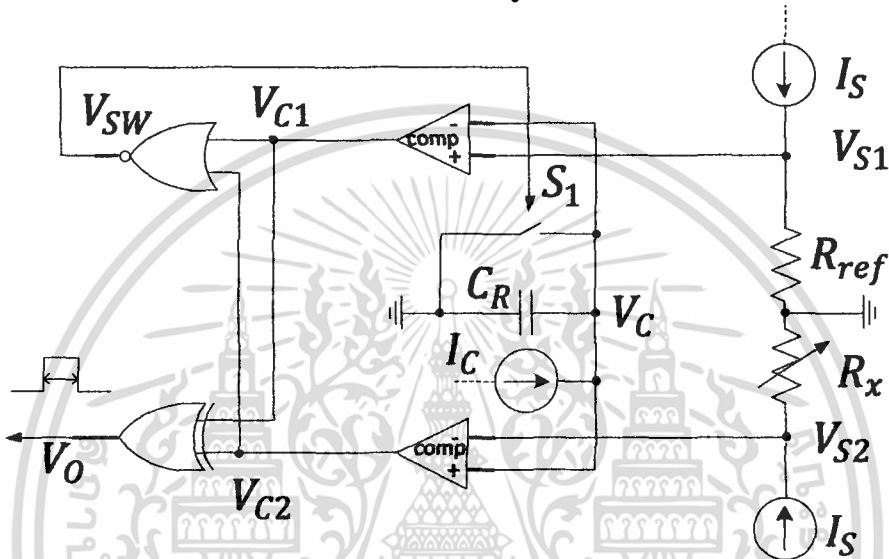
ในขอบข่ายของการศึกษาที่เกี่ยวข้องกับวงจรที่นำเสนอ นั้น ได้นำหลักการที่นำเสนอในบทความวิจัย [5] และ [7] มาประยุกต์ใช้ โดยรายละเอียดโดยย่อของบทความวิจัย [5] และ [7] สามารถอธิบายได้ดังนี้

2.5.1 งานวิจัยของ Ji-Man Park และ Sung-lk Jun [5]

Ji-Man Park และ Sung-lk Jun นำเสนอ ตัวแปลงความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ดังรูปที่ 2.8 ประกอบด้วยเซนเซอร์ความต้านทาน R_x และตัวต้านทาน R_{ref}

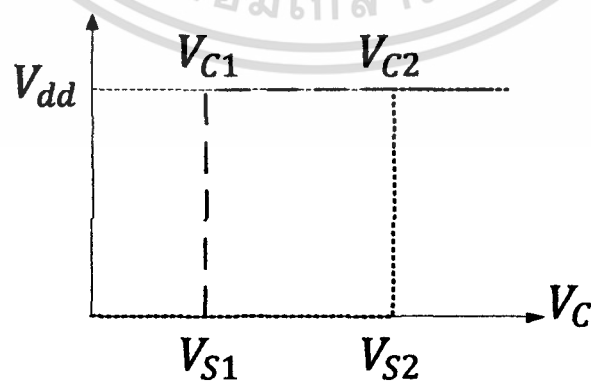
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตัวต้านทานทั้งสองตัวได้รับการจ่ายพลังงานจากแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ I_S เป็นผลให้เกิดแรงดัน V_{S1} และ V_{S2} โดยค่าแรงดัน V_{S1} ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_{ref} ถูกป้อนให้แก่อินพุตขาบวกของคอมพาราเตอ์ที่มีเอาต์พุตเป็น V_{C1} ส่วนค่าแรงดันแรงดัน V_{S2} ตกคร่อมตัวต้านทาน R_x ถูกป้อนให้แก่อินพุตขาบวกของคอมพาราเตอ์ที่มีเอาต์พุตเป็น V_{C2} ค่าแรงดัน V_{C1} และ V_{C2} ถูกนำมาเปรียบเทียบสัญญาณกับ V_C ซึ่งเกิดจากวงจรแอมป์อินทิเกรเตอร์อันประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_R และแหล่งกำเนิดกระแส I_C จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคอมพาราเตอ์ทั้งสองถูกส่งต่อเพื่อป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้แก่ลอจิกเกตทั้งสองอันประกอบด้วย นอร์เกต ทำหน้าที่รีเซตให้กับวงจรแอมป์อินทิเกรเตอร์ (V_{SW}) และอีกตัวหนึ่งคือเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตที่ให้เป็นช่วงคาบเวลา V_O



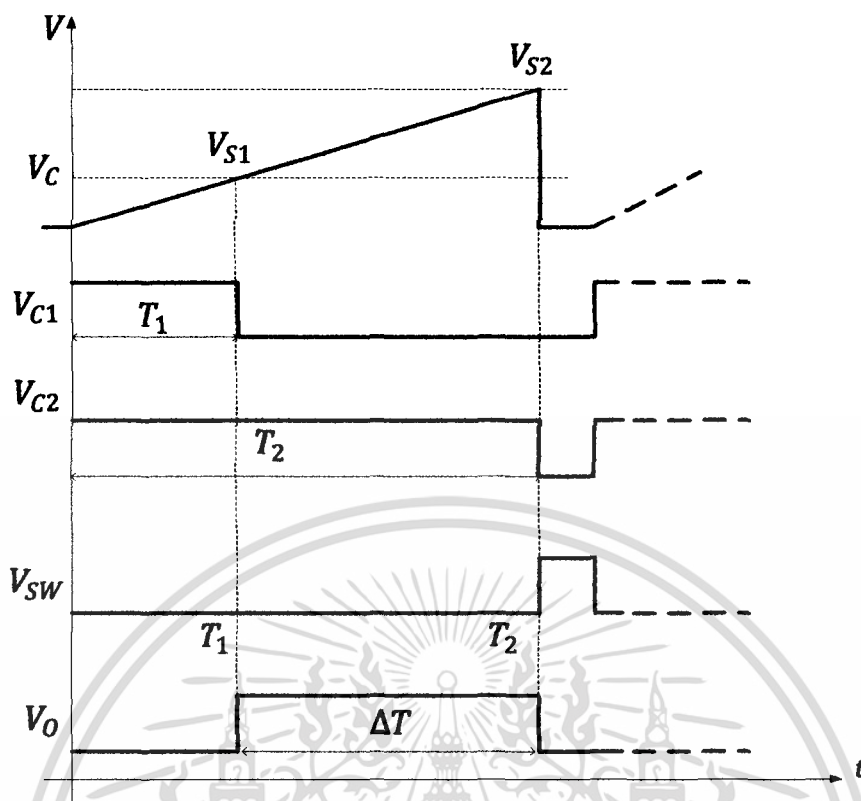
รูปที่ 2.8 วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่น่าเสนอโดย [5]

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.8 แล้วอินพุตของคอมพาราเตอ์คือ V_{S1} และ V_{S2} ที่เปรียบเทียบกับแรงดัน V_C จะส่งผลให้เกิดเอาต์พุตของคอมพาราเตอ์เป็น V_{C1} และ V_{C2} ตามลำดับ ซึ่งจะนำไปตามคุณลักษณะการส่งผ่าน (Transfer characteristics) ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 คุณลักษณะการส่งผ่านของคอมพาราเตอ์ [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 โดอะแกรมเวลาของตัวแปลง [5]

ในรูปที่ 2.10 แสดงโดอะแกรมเวลาของตัวแปลง กำหนดให้ R_x มีค่ามากกว่า R_{ref} สวิตช์ S_1 อยู่ในสถานะ “ON” ตัวเก็บประจุ C_R จะคายประจุ อินพุตขาบวกของคอมพาราเตอร์คือ V_C มีค่าเป็น 0 รอบการทำงานเริ่มขึ้นเมื่อสวิตช์ S_1 อยู่ในสถานะ “OFF” กระแส I_C จากแรมป์อินทิเกรเตอร์ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_R เมื่อแรงดัน V_C มีค่าเพิ่มขึ้น โดยมีความชันเป็น $\frac{I_C}{C_R}$ เมื่อพิจารณาที่คอมพาราเตอร์แรงดัน V_C เพิ่มขึ้นมากกว่าค่า V_{S1} สัญญาณเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ V_{C1} จะมีค่าเป็น “Low” และเอาต์พุตของเอ็กซ์คลูซีฟเฟอร์เกตคือ V_0 มีค่าในสถานะ “High” ถ้ากำหนดให้ T_1 คือช่วงเวลาที่ยสัญญาณ V_{C1} คงค่าสัญญาณไว้ที่ระดับ V_{ad} โดยที่ V_{ad} คือค่าแรงดันไฟเลี้ยงที่จ่ายให้แก่วงจรคอมพาราเตอร์ สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของช่วงคาบเวลา T_1 ได้ดังนี้

$$T_1 = \frac{V_{S1}}{I_C} C_R \quad (2.12)$$

เมื่อแรงดัน V_C เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่า V_{S2} เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์คือ V_{C2} จะมีค่าเป็น “Low” V_0 จะกลับมาอยู่ในสถานะ “Low” และเอาต์พุตของนอร์เกตคือ V_{sw} จะอยู่ในสถานะ “High” ทำให้สวิตช์ S_1 จะอยู่ในสถานะ “ON” แรงดัน V_C จะไหลลงกราวด์ เกิดการรีเซ็ต และเริ่มทำงานในรอบถัดไป ถ้ากำหนดให้ T_2 คือช่วงเวลาที่ยสัญญาณ V_{C2} คงค่าสัญญาณไว้ที่ระดับ V_{ad} สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของช่วงคาบเวลา T_2 ได้ดังนี้

$$T_2 = \frac{V_{S2}}{I_c} C_R \quad (2.13)$$

ช่วงคาบเวลาของเอาต์พุตพัลส์ V_o คือ

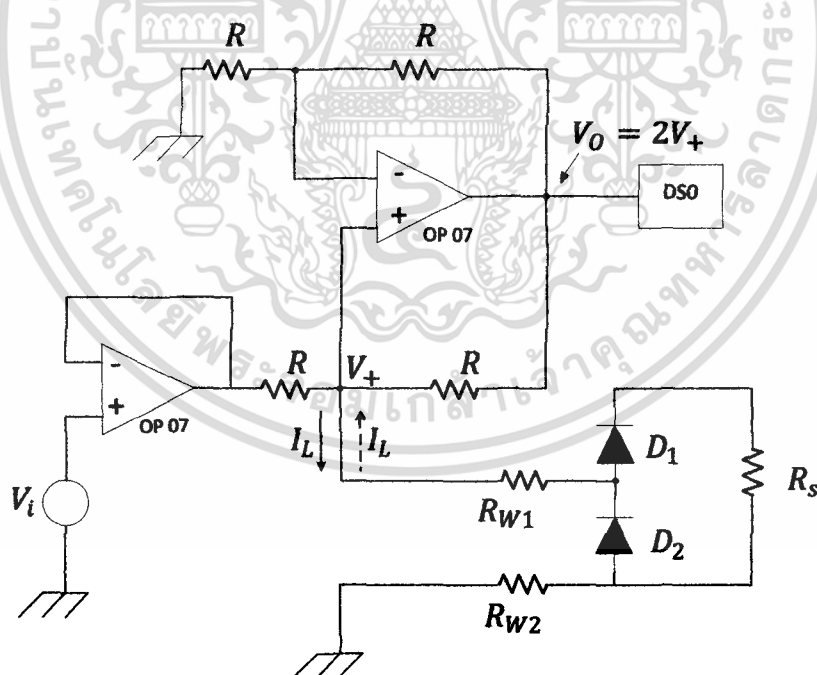
$$\Delta T = T_2 - T_1 \quad (2.14)$$

นำสมการที่ (2.12) และสมการที่ (2.13) แทนลงในสมการที่ (2.14) จะได้เป็น

$$\Delta T = \frac{V_{S2} - V_{S1}}{I_c} C_R = \frac{R_x - R_{ref}}{I_c} I_S C_R \quad (2.15)$$

2.5.2 งานวิจัยของ Tapan Kr. Maiti และ Asim Kar [7]

งานวิจัยของ T. K. Maiti และ A. Kar ได้นำเสนองานวิจัยเรื่อง เทคนิคการวัดระยะไกล สำหรับใช้กับเซนเซอร์ความต้านทานเป็นโพลีคราวิตที่มี การแปลงแรงดันเป็นกระแส งานวิจัยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.11 วงจรที่ T. K. Maiti และ A. Kar นำเสนอ [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตัวอย่างประกอบด้วยออปแอมป์จำนวนสองตัว ตัวแรกทำหน้าที่เป็นวงจรบัฟเฟอร์และตัวที่สองทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่มีเอาต์พุตเป็น V_o เมื่อค่าแรงดันอินพุต V_i เป็นอินพุตลูกคลื่นสี่เหลี่ยม ส่วนโหลดของวงจรนี้คือ R_S ที่มีการต่อลงกราวด์ ความต้านทาน R_S นี้คือเซนเซอร์ความต้านทาน เมื่อมีการใช้วัดในระยะใกล้เคียงจะทำให้เกิดค่าความต้านทานในสาย (R_{W1}, R_{W2}) ในวงจรมีการต่อไดโอด D_1 และ D_2 เพื่อกำหนดทิศทางกระแสไหลของกระแส โดยกระแสโหลด (I_L) ในวงจรจะเป็นไปตามความสัมพันธ์

$$I_L = \frac{V_i}{R} \quad (2.16)$$

โดยที่ V_i เป็นอินพุตลูกคลื่นสี่เหลี่ยม

เมื่อ V_i มีค่าอยู่ในฝั่งทางบวก ทิศทางของกระแสโหลด I_L (ลูกศรเข้ม) มีทิศไหลลงไปยังกราวด์ โดยผ่านความต้านทานในสายต่อ (R_{W1}, R_{W2}) และไดโอด D_1 ที่ต่อให้อยู่ในสภาวะนำกระแส ความต้านทานที่ตรวจวัด R_S และแอมพลิฟายด์ฝั่งทางบวก (V_{O+}) ของแรงดันเอาต์พุต V_o เป็นไปตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{O+} = 2V_+(+) = 2[(R_{W1} + R_S + R_{W2})I_{LAMP} + V_{D1}] \quad (2.17)$$

โดยที่ V_{D1} คือแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D_1

$V_+(+)$ คือแรงดันที่อินพุตขาบวกของออปแอมป์สำหรับค่า V_i ที่มีค่าเป็นบวก

V_i คือแอมพลิฟายด์ของกระแสโหลด I_L

เมื่อ V_i มีค่าอยู่ในฝั่งทางลบ กระแสโหลด I_L (ลูกศรเส้นประ) จะมีทิศการไหลของกระแสจากกราวด์ไปยังอินพุตขาบวกของออปแอมป์ ซึ่งจะผ่านความต้านทานในสาย (R_{W1}, R_{W2}) และไดโอด D_2 เท่านั้นที่ต่อให้อยู่ในสภาวะนำกระแส ซึ่งจะไม่ไหลผ่านความต้านทานที่ตรวจวัด R_S และไดโอด D_1 จากนั้นกระแสจะไหลผ่านแอมพลิฟายด์ฝั่งทางลบ (V_{O-}) ของแรงดันเอาต์พุต V_o ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{O-} = 2V_+(-) = -2[(R_{W1} + R_{W2})I_{LAMP} + V_{D2}] \quad (2.18)$$

โดยที่ V_{D2} คือแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D_2

$V_+(-)$ คือแรงดันที่อินพุตขาบวกของออปแอมป์สำหรับค่า V_i ที่มีค่าเป็นลบ

ค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (V_{OMEAN}) สามารถหาได้จาก

$$V_{OMEAN} = 0.5[V_{O+} + V_{O-}] = R_S I_{LAMP} + (V_{D1} - V_{D2}) \quad (2.19)$$

จากสมการที่ 2.19 แสดงถึงแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (*V_{OMEAN}*) ที่มีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานที่ตรวจวัดโดยที่เป็นอิสระหรือไม่ได้รับผลกระทบจากค่าความต้านทานในสายต่อ

จากบทความวิจัยที่ผ่านมาข้างต้นนั้นมุ่งเน้นไปที่ การทำงานของเซนเซอร์ร่วมกับระบบไมโครโพรเซสเซอร์ ซึ่งจำเป็นต้องการเอาต์พุตที่ออกมาในรูปแบบของดิจิตอล ประกอบกับการตรวจวัดด้วยเซนเซอร์ความต้านทานนั้นพบว่าบางครั้งมีการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานที่เล็กน้อยมาก หรืออีกนัยคือมีความละเอียดในการวัดที่เพิ่มขึ้น ระบบจึงต้องการความละเอียดที่สูงขึ้น แต่ในหลายงานวิจัยไม่ได้กล่าวถึงในเรื่องการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำ ดังนั้นหากมีการพัฒนาออกแบบวงจรแปลงความต้านทานให้อยู่ในรูปคาบเวลา ที่มีการชดเชยความต้านทานในสายตัวนำด้วยโครงสร้างที่ง่าย และไม่ซับซ้อนยุ่งยาก จะทำให้การนำไปประยุกต์ใช้งานในการวัดระยะไกลทำได้สะดวกและมีความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากความต้านทานในสายน้อยลง



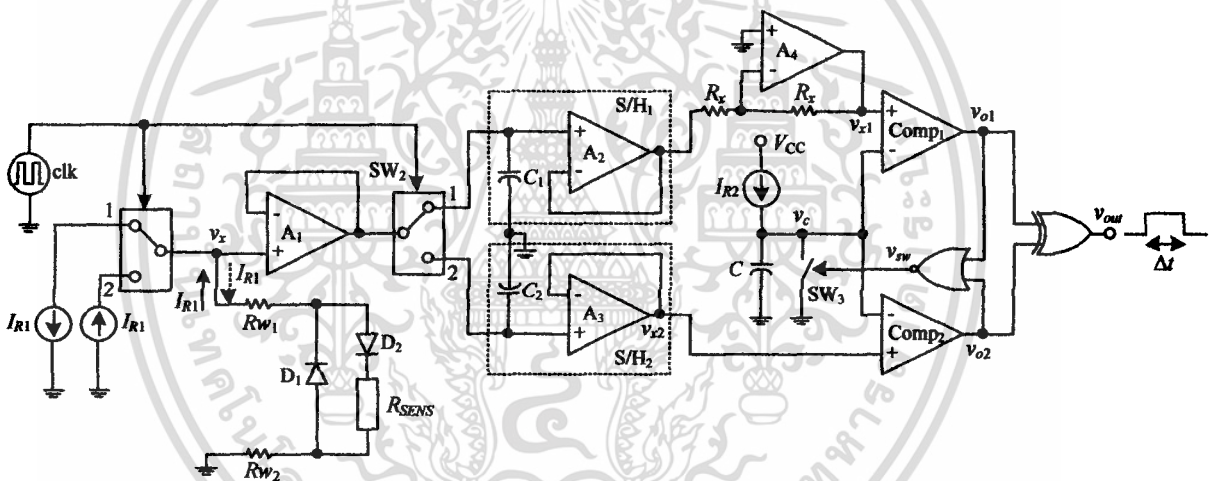
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ

3.1 กล่าวนำ

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง [5] และ [7] ที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 และได้นำองค์ความรู้ที่ได้รับมาพัฒนาและออกแบบวงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ ซึ่งในบทนี้ได้นำเสนอส่วนประกอบและหลักการการทำงานของวงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่ได้พัฒนาขึ้น โดยใช้วงจรรวมหรือไอซีสำเร็จรูปซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่หาซื้อได้มีขายอยู่ในท้องตลาด นอกจากนั้นวงจรที่นำเสนอได้มีการพัฒนาหลักการออกแบบวงจรในส่วนของวงจรจัดการสัญญาณ เพื่อให้มีโครงสร้างที่ง่าย และได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีค่าเป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด

3.2 ส่วนประกอบของวงจรที่นำเสนอ



รูปที่ 3.1 วงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.1 แสดงวงจรแปลงความต้านทานเป็นเวลาที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วย

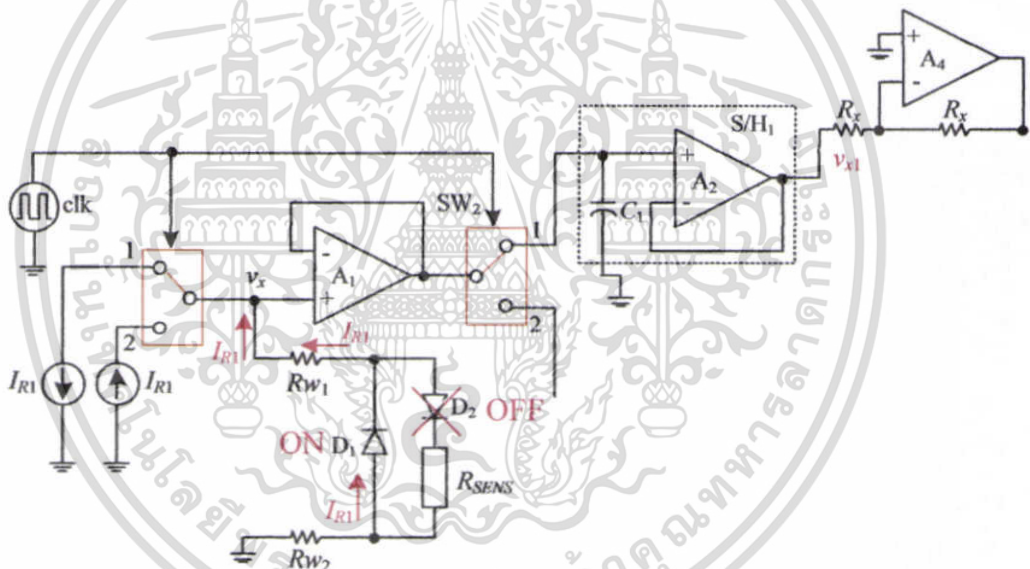
- วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) โดยใช้โอปแอมป์ A_1
- วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold : S/H) จำนวน 2 ชุด ซึ่งประกอบด้วย โอปแอมป์ A_2 ตัวเก็บประจุ C_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรสุ่มและคงค่าที่ 1 (S/H₁) และ โอปแอมป์ A_3 และตัวเก็บประจุ C_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรสุ่มและคงค่าที่ 2 (S/H₂)
- วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ประกอบด้วยโอปแอมป์ A_4 และตัวต้านทาน R_x จำนวน 2 ตัว
- แอนะล็อกสวิตช์ ประกอบด้วย SW_1 SW_2 และ SW_3
- แหล่งกำเนิดกระแสคงที่ I_{R1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรแรมป์อินทิเกรเตอร์ (Ramp Integrator) ประกอบด้วย แหล่งกำเนิดกระแส I_{R2} และ ตัวเก็บประจุ C
- วงจรเปรียบเทียบแรงดัน ประกอบด้วย $Comp_1$ และ $Comp_2$
- ลอจิกเกต จำนวน 2 ตัว ประกอบด้วย นอร์เกต (NOR gate) และ เอ็กซ์คลูซีฟออร์เกต (EX-OR gate)
- ไดโอด D_1 และ D_2
- ความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS}

3.3 การทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.1 ถ้ากำหนดให้ SW_3 อยู่ในสถานะ “ON” ตัวเก็บประจุ C จะอยู่ในสถานะคายประจุ ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C หรือ v_c เป็นศูนย์ และออกแบบวงจรโดยใช้สวิตช์ SW_1 และ SW_2 เป็นสวิตช์ที่ทำงานพร้อมกัน (ในสถานะใดสถานะหนึ่งจะมีสถานะการทำงานเหมือนกัน) โดยถูกควบคุมด้วยสัญญาณนาฬิกา clk



รูปที่ 3.2 การทำงานของวงจรเมื่อ SW_1 และ SW_2 อยู่ในตำแหน่งที่ 1

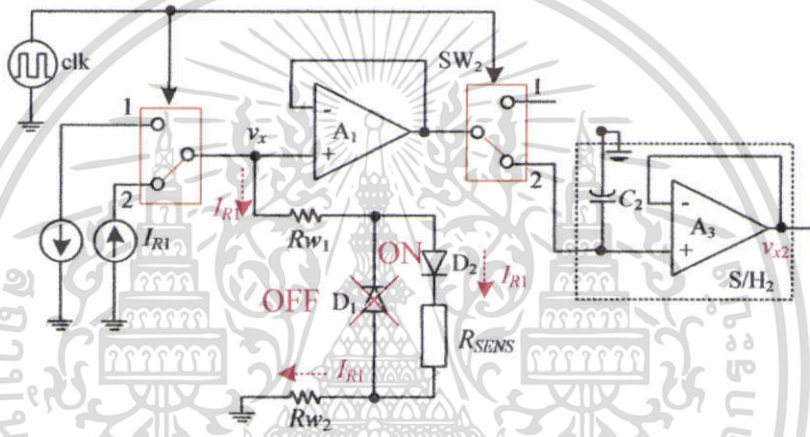
จากรูปที่ 3.2 เมื่อสวิตช์ SW_1 และ SW_2 อยู่ในตำแหน่งที่ 1 ไดโอด D_1 อยู่ในสถานะนำกระแส กระแส I_{R1} จะไหลผ่านความต้านทานภายในสาย (R_{w1} และ R_{w2}) แต่จะไม่ไหลผ่านไดโอด D_2 ที่ต่อกลับขั้วซึ่งมีสถานะหยุดนำกระแส ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านความต้านทานที่ตรวจวัด (R_{SENS}) เมื่อพิจารณาที่โหนด v_x จะได้ว่าแรงดันที่โหนด v_x เป็นอินพุตของวงจรบัฟเฟอร์หรือวงจรถ่าย (A₁) จากคุณสมบัติของวงจรบัฟเฟอร์ ซึ่งมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ และมีอัตราขยายเท่ากับ 1 ทำให้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตเท่ากับแรงดันทางด้านอินพุต สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรบัฟเฟอร์นั้นจะผ่านไปเป็นอินพุตของวงจรสุ่มและคงค่าที่ 1 (S/H₁) ซึ่งประกอบขึ้นจาก ออปแอมป์ A₂ และตัวเก็บประจุ C₁ ซึ่งจะทำการสุ่มค่าสัญญาณเพื่อคงค่าสัญญาณ v_x เข้าสู่ส่วนวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ เนื่องจากเอาต์พุตที่ออกจากวงจรสุ่มและคงค่าที่ 1 นั้นเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกจำหน่ายโดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่มีค่าเป็นลบ เพื่อให้ได้รูปสัญญาณที่มีค่าเป็นบวก จึงมีการใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์ A_4 และตัวต้านทาน R_x จำนวน 2 ตัว เอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายแบบกลับเฟสนี้จะถูกขยายด้วยอัตราขยายเท่ากับ -1 นั่นคือเฟสของสัญญาณเปลี่ยนไป 180 องศา ทำให้รูปสัญญาณให้มีค่าเป็นบวก และเรียกสัญญาณดังกล่าวว่า v_{x1} ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$v_{x1} = (R_{w1} + R_{w2})I_{R1} + v_{D1} \quad ; SW_1, SW_2 = 1 \quad (3.1)$$

โดยที่ v_{D1} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 ในขณะที่ D_1 อยู่ในสภาวะนำกระแส

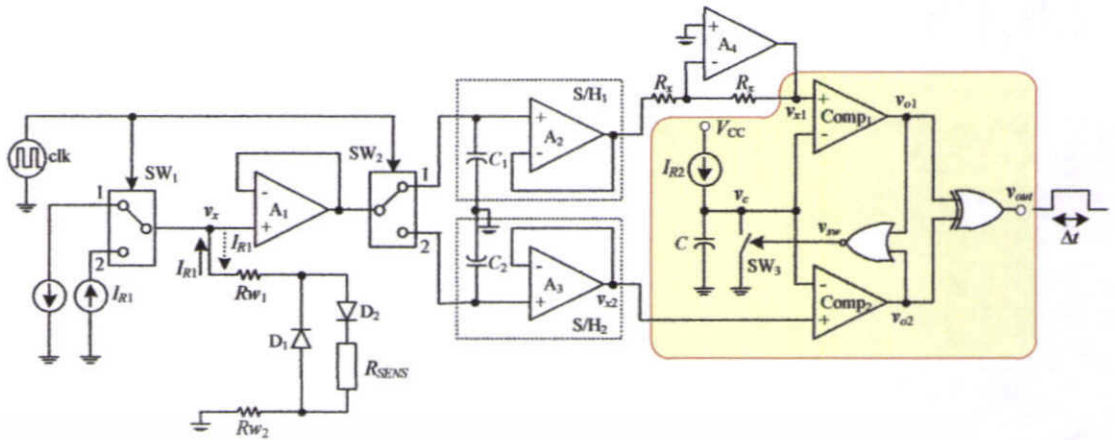


รูปที่ 3.3 การทำงานของวงจรเมื่อ SW_1 และ SW_2 อยู่ในตำแหน่งที่ 2

จากรูปที่ 3.3 เมื่อสวิตช์ SW_1 และ SW_2 อยู่ในตำแหน่งที่ 2 ไดโอด D_2 อยู่ในสภาวะนำกระแส กระแส I_{R1} จะไหลผ่านความต้านทานภายในสาย (R_{w1} และ R_{w2}) และไหลผ่านความต้านทานที่ตรวจวัด (R_{SENS}) แต่จะไม่ไหลผ่านไดโอด D_1 ที่ต่อกลับขั้วซึ่งมีสภาวะหยุดนำกระแส แรงดันที่โหนด v_x จะเป็นอินพุตของวงจรบัพเฟออร์ A_1 ซึ่งใช้เป็นวงจรเชื่อมสัญญาณจากโหนด v_x มายังส่วนอินพุตของวงจรมุมและคงค่าที่ 2 (S/H_2) ซึ่งประกอบขึ้นจากออปแอมป์ A_3 ตัวเก็บประจุ C_2 ซึ่ง จะทำการสุ่มค่าสัญญาณเพื่อคงค่าสัญญาณ v_x , สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรมุมและคงค่าที่ 2 จะเรียกว่า v_{x2} ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$v_{x2} = (R_{w1} + R_{w2} + R_{SENS})I_{R1} + v_{D2} \quad ; SW_1, SW_2 = 2 \quad (3.2)$$

โดยที่ v_{D2} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_2 ในขณะที่ D_2 อยู่ในสภาวะนำกระแส



รูปที่ 3.4 การทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณและแรมป์อินทิเกรเตอร์

ในส่วนของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณนั้นจะประกอบด้วยวงจรจำนวน 2 ชุด คือ $Comp_1$ ที่ต่อในวงจรเพื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณ v_{x1} กับสัญญาณอ้างอิง และ $Comp_2$ ที่ทำการเปรียบเทียบสัญญาณ v_{x2} กับสัญญาณอ้างอิง โดยที่สัญญาณอ้างอิงมาจากโหนด v_c ซึ่งเป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรแรมป์อินทิเกรเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดกระแส I_{R2} และตัวเก็บประจุ C ดังรูปที่ 3.4

จากการทำงานของวงจรเปรียบเทียบ $Comp_1$ จะได้สัญญาณเอาต์พุต v_{o1} คือ

$$v_{o1} = \begin{cases} +v_{max1}, & v_{x1} > v_c \\ -|v_{min1}|, & v_{x1} < v_c \end{cases} \quad (3.3)$$

โดยที่ v_{max1} คือ แรงดันสูงสุดจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ $Comp_1$
 v_{min1} คือ แรงดันต่ำสุดจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ $Comp_1$

ถ้ากำหนดให้ $v_{min1} = 0V$ จะได้ว่า

$$v_{o1} = \begin{cases} +v_{max1}, & v_{x1} > v_c \\ 0V, & v_{x1} < v_c \end{cases} \quad (3.4)$$

เมื่อพิจารณาที่ $Comp_2$ อินพุตที่ขาบวกคือ v_{x2} และอินพุตที่ขาลบคือสัญญาณ v_c ที่ได้จากวงจรแรมป์อินทิเกรเตอร์จากการทำงานของวงจรเปรียบเทียบ $Comp_2$ จะได้เอาต์พุตของ $Comp_2$ ที่เรียกว่า v_{o2} ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{o2} = \begin{cases} +v_{max2}, & v_{x2} > v_c \\ -|v_{min2}|, & v_{x2} < v_c \end{cases} \quad (3.5)$$

โดยที่ v_{max2} คือ แรงดันสูงสุดจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ $Comp_2$

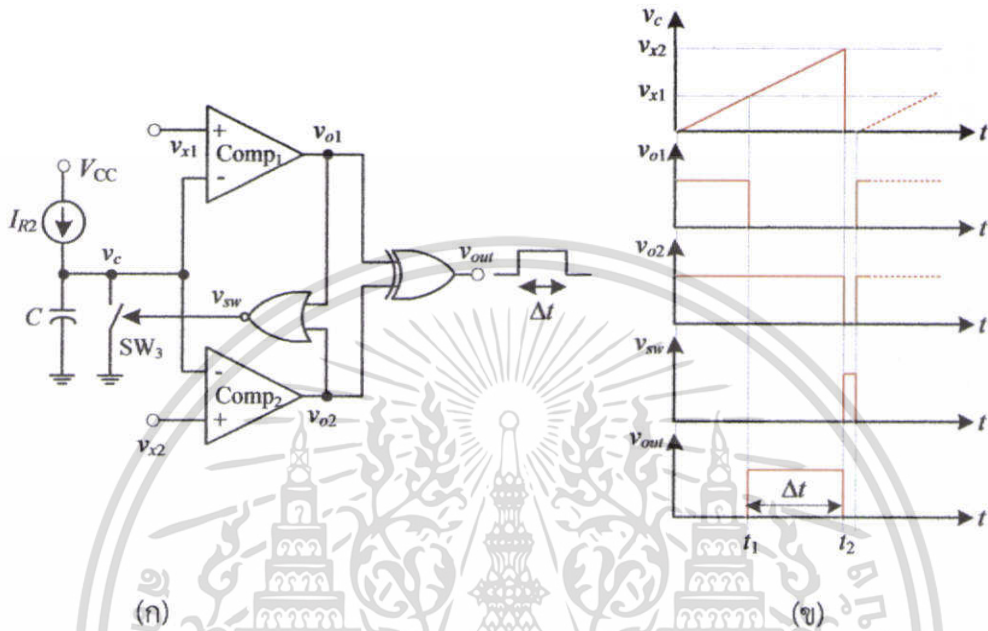
v_{min2} คือ แรงดันต่ำสุดจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ $Comp_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นชอบใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ $v_{min2} = 0V$ จะได้ว่า

$$v_{o2} = \begin{cases} +v_{max2}, & v_{x2} > v_c \\ 0V, & v_{x2} < v_c \end{cases} \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.5 (ก) วงจรในส่วนเปรียบเทียบสัญญาณ วงจรเรมปีอินทิเกรเตอร์ และลอจิกเกต
(ข) สัญญาณแรงดันในแต่ละโหนด

จากรูปที่ 3.5 (ก) เมื่อกำหนดให้สวิตช์ SW_3 อยู่ในสถานะ “ON” ตัวเก็บประจุ C มีการคายประจุ แรงดันที่โหนด v_c เป็นศูนย์ ปรการทำงานของวงจรจะเริ่มขึ้นเมื่อสวิตช์ SW_3 อยู่ในสถานะ “OFF” (พิจารณาที่รูป 3.5 (ข)) กระแส I_{R2} ของวงจรเรมปีอินทิเกรเตอร์ ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C ค่าแรงดัน v_c จะมีค่าเพิ่มขึ้นโดยมีความชันเป็น $\frac{I_{R2}}{C}$ เมื่อแรงดัน v_c เพิ่มขึ้นมากกว่าค่า v_{x1} สัญญาณ v_{o1} ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ $Comp_1$ จะเท่ากับศูนย์ ถ้ากำหนดให้ t_1 คือช่วงเวลาที่สัญญาณ v_{o1} มีค่าในสถานะ “High” สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของช่วงคาบเวลา t_1 ได้ดังนี้

$$t_1 = v_{x1} \frac{C}{I_{R2}} \quad (3.7)$$

จากการทำงานของวงจรเปรียบเทียบ $Comp_2$ เมื่อแรงดัน v_c มีค่ามากกว่า v_{x2} สัญญาณ v_{o2} ซึ่งเอาต์พุตของ $Comp_2$ จะมีค่าเป็นศูนย์ ถ้ากำหนดให้ t_2 คือช่วงเวลาที่สัญญาณ v_{o2} มีค่าในสถานะ “High” สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของช่วงคาบเวลา t_2 ได้ดังนี้

$$t_2 = v_{x2} \frac{C}{I_{R2}} \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทำงานของนอร์เกต ซึ่งมี v_{o1} และ v_{o2} เป็นสัญญาณอินพุต ดังนั้นเมื่อ v_{o1} และ v_{o2} มีค่าในสถานะ “Low” จะได้ v_{sw} มีค่าในสถานะ “High” ทำให้ SW_3 อยู่ในสถานะ “ON” ตัวเก็บประจุ C จะมีการคายประจุอีกครั้งก่อนการทำงานในรอบถัดไป จากการทำงานของเอ็กซ์คลูซีฟนอร์เกต ที่มีสัญญาณ v_{o1} และ v_{o2} เป็นสัญญาณอินพุตจะได้ช่วงเวลาที่สัญญาณ v_{out} มีค่าในสถานะ “High” คือ

$$\Delta t = t_2 - t_1 \quad (3.9)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (3.7) และ (3.8) ลงในสมการที่ (3.9) จะได้

$$\begin{aligned} \Delta t &= t_2 - t_1 \\ &= v_{x2} \frac{C}{I_{R2}} - v_{x1} \frac{C}{I_{R2}} \\ &= (v_{x2} - v_{x1}) \frac{C}{I_{R2}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

เมื่อแทนค่า v_{x1} และ v_{x2} จากสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) ตามลำดับ ลงในสมการที่ (3.10) จะได้ว่า

$$\Delta t = [(v_{D2} - v_{D1}) + I_{R1} R_{SENS}] \left(\frac{C}{I_{R2}} \right) \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) ถ้ากำหนดให้ไดโอด D_1 และ D_2 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดของทั้ง D_1 และ D_2 จึงมีขนาดเท่ากัน ($v_{D1} - v_{D2} = 0$) ดังนั้นช่วงคาบเวลาของสัญญาณเอาต์พุต v_{out} (Δt) จึงสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\Delta t = R_{SENS} C \left(\frac{I_{R1}}{I_{R2}} \right) \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) จะได้ว่า Δt เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} และความต้านทานในสาย (R_{w1} และ R_{w2}) ไม่มีผลต่อค่า Δt ดังนั้น วงจรที่นำเสนอจึงเหมาะที่จะนำไปใช้ในการวัดระยะไกลได้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

วงจรแปลงความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ที่ได้ออกแบบและนำเสนอไว้ในบทที่ 3 นั้น ในบทที่นี้จะกล่าวถึงการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่ได้เสนอไว้ด้วยการต่ออุปกรณ์จริงลงในบอร์ดทดลอง

4.2 การทดสอบการทำงานด้วยการต่ออุปกรณ์จริงลงในบอร์ดทดลอง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการต่อวงจรโดยใช้อุปกรณ์จริงต่อลงในบอร์ดทดลอง เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอ และศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานที่ตรวจวัดต่อช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต ค่าพารามิเตอร์และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองแสดงไว้ในตารางที่ 4.1 และตารางที่ 4.2 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจร

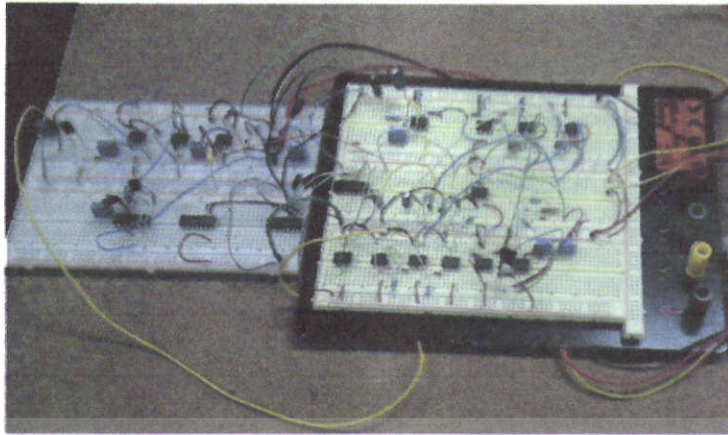
ชนิดของอุปกรณ์	ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์
I_{R1}	1.02 mA
I_{R2}	9.99 μ A
C	796.3 pF
C_1, C_2	15 nF
R_x	5 k Ω
clk	1 kHz

ตารางที่ 4.2 รายการอุปกรณ์

สัญลักษณ์อุปกรณ์	ชื่ออุปกรณ์	เบอร์ไอซีอุปกรณ์	การจ่ายไฟเลี้ยง
$A_1 - A_4$	ออปแอมป์	LF 351	± 5 V
$Comp_1, Comp_2$	คอมพาราเตอร์	LM 358	+ 5 V
Nor gate	นอร์เกต	CD4001	+ 5 V
EX-OR gate	เอ็กซ์คลูซีฟออร์เกต	CD4070	+ 5 V
SW_1, SW_2, SW_3	แอนะล็อกสวิตช์	CD4053	± 5 V
D_1, D_2	ไดโอด	1N4148	

ในรูปที่ 4.1 เป็นการนำอุปกรณ์ในตารางที่ 4.2 ต่อวงจรลงในบอร์ดทดลอง โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 ในส่วนของการทดสอบวงจรที่ได้ต่อลงในบอร์ดทดลองนั้นจะกล่าวไว้ในหัวข้อถัดไป

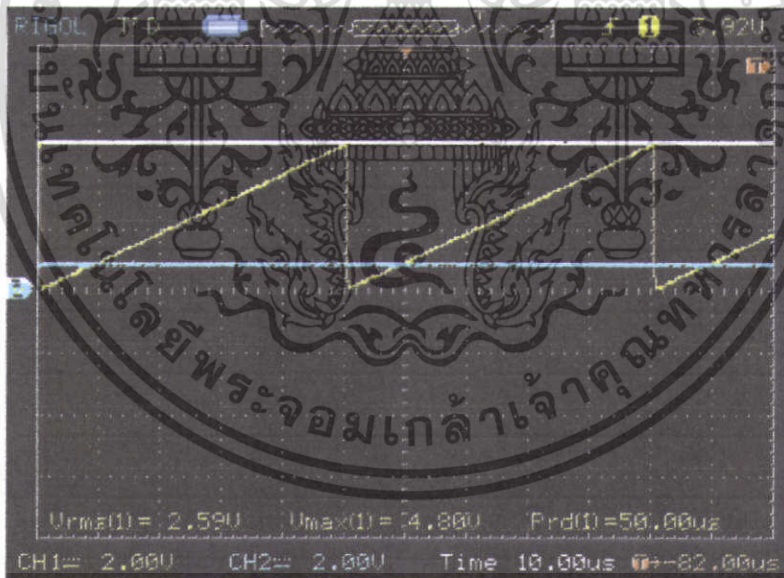
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 ภาพอุปกรณ์จริงเมื่อต่อลงบนบอร์ดทดลอง

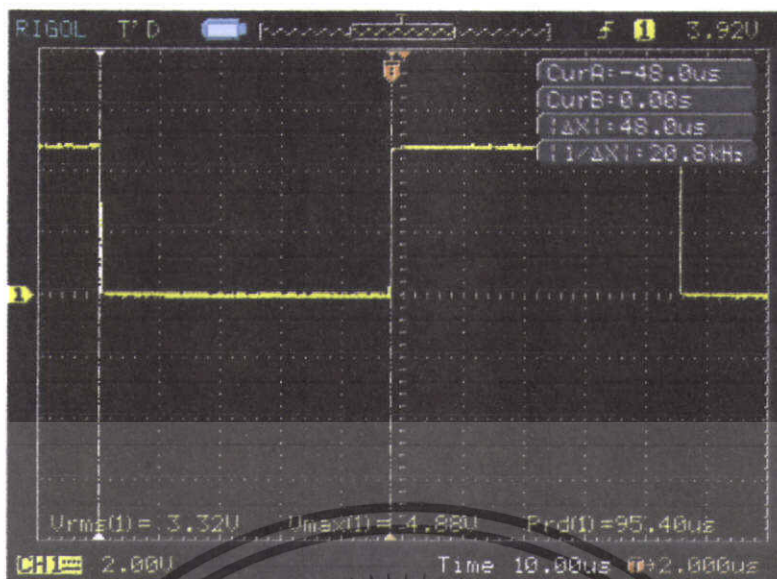
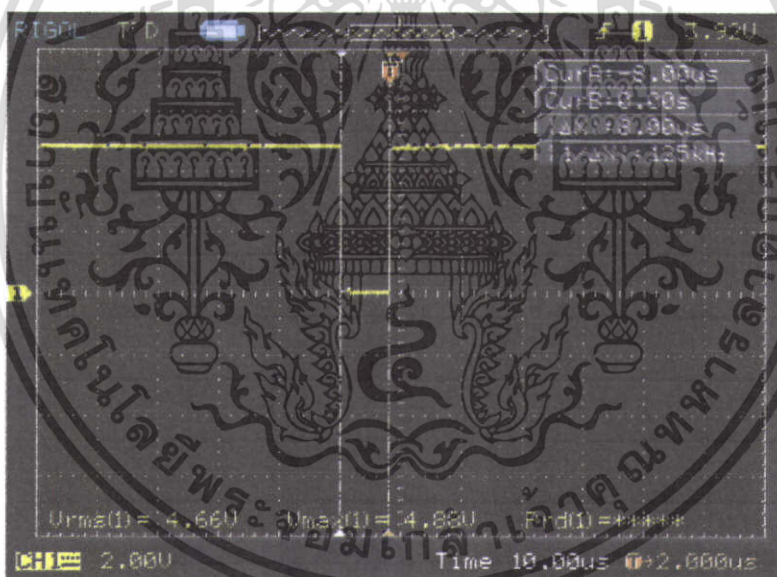
4.2.1 การทดสอบการทำงานของวงจร ในแต่ละโนดการทำงาน

เมื่อมีการต่อทดลองด้วยอุปกรณ์จริงแล้ว ในส่วนนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานในแต่ละโนด ว่าตัววงจรสามารถทำงานได้จริง ก่อนที่จะมีการทดลองแยกเป็นกรณีที่มีค่าความต้านทานในสายแตกต่างกัน โดยการทดสอบการทำงานในแต่ละโนด กำหนดให้มีค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เป็น 499Ω และไม่มีค่าความต้านทานในสาย ($R_{w1} + R_{w2} = 0 \Omega$) ผลการทดสอบการทำงานในแต่ละโนดแสดงไว้ดังรูปที่ 4.2

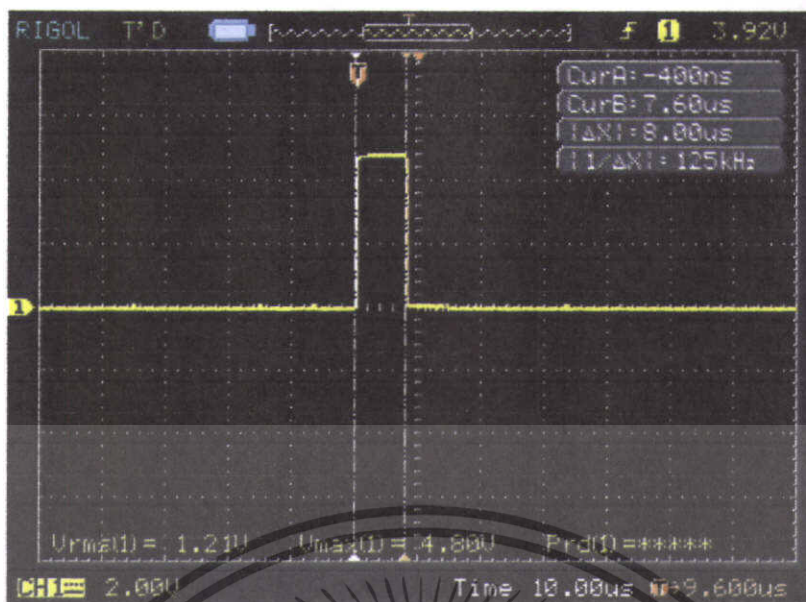


(ก) แรงดันที่โนด v_{x1} และ v_{x2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ ที่โหนด V_{01} (ค) เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ ที่โหนด V_{02}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ง) การทำงานของนอร์เกตที่มีเอาต์พุตเป็น v_{sw} (จ) ช่วงคาบเวลา Δt ของเอาต์พุต v_{out}

รูปที่ 4.2 ลูกคลื่นแรงดันแสดงการทำงานในแต่ละโหนด โดยใช้อุปกรณ์จริงต่อบนบอร์ดทดลอง

รูปที่ 4.2 แสดงการทำงานในแต่ละโหนดของวงจร โดยในรูปที่ 4.2 (ก) เป็นการวัดแรงดันที่โหนด v_{x1} และ v_{x2} ก่อนถูกป้อนเข้าเป็นอินพุตของ $Comp_1$ และ $Comp_2$ ตามลำดับ ในรูปที่ 4.2 (ข) แสดงแรงดันที่โหนด v_{o1} ซึ่งเป็นเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ $Comp_1$ ที่มีการเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต v_{x1} กับแรงดัน v_c ที่มาจากวงจรแรมป์อินทิเกรเตอร์ ในรูปที่ 4.2 (ค) แสดงแรงดันที่โหนด v_{o2} ซึ่งเป็นเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ $Comp_1$ ที่มีการเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต v_{x2} และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทูลงงานเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน v_c จากแรมป์อินทิเกรเตอร์ ในรูปที่ 4.2 (ง) แสดงเอาต์พุต v_{sw} จากนอร์เกตที่มีอินพุตคือ v_{o1} และ v_{o2} และในรูปที่ 4.2 (จ) แสดงช่วงคาบเวลา Δt ของเอาต์พุต v_{out} จากเอ็กซ์คลูซีฟเฟอร์เกตที่มีอินพุตเป็น v_{o1} และ v_{o2}

4.2.2 การศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ตรวจวัดต่อช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต

สำหรับในส่วนนี้จะเป็นการทดลองเพื่อศึกษาถึงผลการทำงานของวงจร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} ต่อช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต Δt เมื่อมีค่าความต้านทานในสาย

ในการทดลองได้มีการเลียนแบบการวัดระยะไกลด้วยการกำหนดค่าความต้านทานในสาย R_{w1} และ R_{w2} ให้มีค่าแตกต่างกัน จำนวน 5 กรณีด้วยกัน ดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.3 เพื่อยืนยันถึงผลการชดเชยค่าความต้านทานสายของวงจรที่นำเสนอ พร้อมทั้งเลียนแบบค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} ด้วยการใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ โดยแปรค่าในช่วง $100\Omega - 1k\Omega$ ผลการทดลองเพื่อศึกษาค่าช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต Δt ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เมื่อมีค่าความต้านทานในสายแตกต่างกัน จำนวน 5 กรณีด้วยกัน ดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.3 ค่าความต้านทานสาย R_{w1} และ R_{w2} ให้มีค่าแตกต่างกัน 5 กรณี

กรณีที่	$R_{w1} + R_{w2} (\Omega)$
1	0
2	12.1
3	26.4
4	51.2
5	101.5

ตารางที่ 4.4 ตารางบันทึกผลการทดลอง

R_{SENS} (Ω)	Δt (μs) จากการคำนวณ	Δt (μs) จากการวัด					ร้อยละของความผิดพลาดกรณีที่ย่ำที่สุด
		กรณีที่ 1	กรณีที่ 2	กรณีที่ 3	กรณีที่ 4	กรณีที่ 5	
99.6	8.097	8.14	8.15	8.15	8.16	8.16	0.778
200	16.26	16.2	16.4	16.2	16.4	16.4	0.861
296	24.06	24.0	24.0	24.2	24.0	24.2	0.852
400	32.52	32.6	32.6	32.7	32.7	32.6	0.246
499	40.57	40.6	40.6	40.6	40.8	40.8	0.567
601	48.86	48.8	49.0	49.0	49.2	49.2	0.696
699	56.83	57.1	56.8	57.1	57.1	57.1	0.475
801	65.12	65.4	65.2	65.2	65.2	65.6	0.737
900	73.17	73.3	73.4	73.3	73.3	73.6	0.588
999	81.22	81.6	81.8	81.8	81.9	81.9	0.837

โดยที่คอลัมน์แรกแสดงค่าความต้านทานที่ตรวจวัด ซึ่งกำหนดให้เปลี่ยนแปลงค่าในช่วง $100 \Omega - 1k\Omega$ จำนวน 10 ค่า ในคอลัมน์ที่สองแสดงค่าช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต (Δt) จากการคำนวณตามสมการที่ (3.12) ในคอลัมน์ที่ 3-7 แสดงช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต (Δt) จากการวัด ซึ่งแยกออกเป็น 5 กรณีด้วยกันคือ คอลัมน์ที่ 3 แสดงกรณีที่ 1 ซึ่งมีค่าความต้านทานในสาย $R_{W1} + R_{W2}$ เป็น 0Ω คอลัมน์ที่ 4 แสดงกรณีที่ 2 ซึ่งมีค่าความต้านทานในสาย $R_{W1} + R_{W2}$ เป็น 12.1Ω คอลัมน์ที่ 5 แสดงกรณีที่ 3 ซึ่งมีค่าความต้านทานในสาย $R_{W1} + R_{W2}$ เป็น 26.4Ω คอลัมน์ที่ 6 แสดงกรณีที่ 4 ซึ่งมีค่าความต้านทานในสาย $R_{W1} + R_{W2}$ เป็น 51.2Ω คอลัมน์ที่ 7 แสดงกรณีที่ 5 ซึ่งมีค่าความต้านทานในสาย $R_{W1} + R_{W2}$ เป็น 101.5Ω ในคอลัมน์สุดท้ายแสดงค่าร้อยละของความผิดพลาดในกรณีที่ย่ำที่สุด ซึ่งเป็นการหาค่าความผิดพลาดที่ได้จากการวัดเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (3.12)

การคำนวณหาค่าช่วงคาบเวลาของเอาต์พุต (Δt) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.12) ดังตัวอย่างเช่น

$$\text{จากสมการที่ (3.12) คือ } \Delta t = R_{SENS} C \left(\frac{I_{R1}}{I_{R2}} \right)$$

$$\begin{aligned} \text{กำหนดให้ค่า } R_{SENS} &= 400 \Omega \\ C &= 796.3 \mu F \\ I_{R1} &= 1.02 \text{ mA} \\ I_{R2} &= 9.99 \mu A \end{aligned}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (3.12) ได้ว่า

$$\begin{aligned} \Delta t &= (400 \Omega)(796.3 \mu F) \left(\frac{1.02 \text{ mA}}{9.99 \mu A} \right) \\ \Delta t &= 32.52 \mu s \end{aligned}$$

การคำนวณหาค่า ร้อยละของความผิดพลาด สามารถหาได้จากสมการที่ 4.1

$$\text{ร้อยละความผิดพลาด} = \frac{(\text{ค่าที่วัดได้} - \text{ค่าจากการคำนวณทางทฤษฎี})}{\text{ค่าจากการคำนวณทางทฤษฎี}} \times 100 \quad (4.1)$$

ตัวอย่างการคำนวณหาค่าร้อยละของความผิดพลาด โดยใช้สมการที่ (4.1) ดังตัวอย่าง เช่น การทดลองที่มี $R_{SENS} = 400 \Omega$ และมีค่าความต้านทานในสายอยู่ในกรณีที่ 3 ($R_{w1} + R_{w2} = 26.4 \Omega$)

เมื่อกำหนดให้ ค่าที่ได้จากการวัด = $32.7 \mu S$

ค่าจากทฤษฎี = $32.52 \mu S$

แทนค่าลงในสมการที่ (4.1) จะได้ว่า

$$\text{ร้อยละความผิดพลาด} = \frac{(32.7 \mu S - 32.52 \mu S)}{32.52 \mu S} \times 100$$

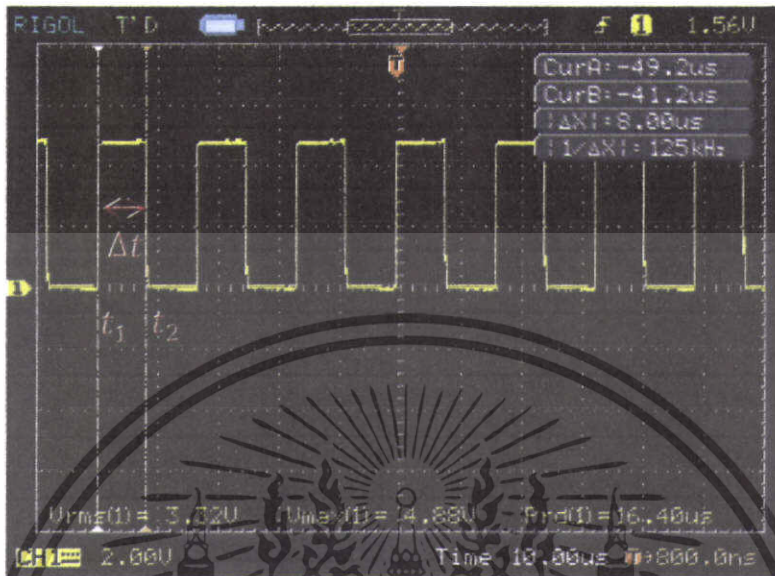
$$\text{ร้อยละความผิดพลาด} = 0.246$$

ในการแสดงผลค่าร้อยละของความผิดพลาดนั้นได้เลือกข้อมูลที่มีค่าความผิดพลาดมากที่สุดหรือแย่มากที่สุด เมื่อมีการเปรียบเทียบกันทั้ง 5 กรณี มาแสดงใส่ไว้ในคอลัมน์สุดท้ายของตารางที่ 4.4

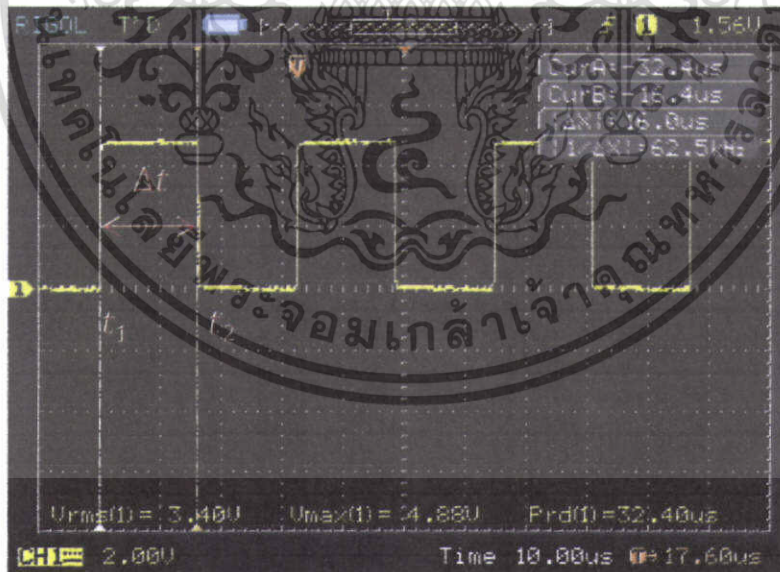
4.2.3 ตัวอย่างการวัดค่าช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt

ในส่วนถัดไปแสดงตัวอย่างการวัดค่าช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt โดยเลือกค่าความต้านทานในสายจากตารางที่ 4.3 ในกรณีที่ 1 และกรณีที่ 5 ขึ้นมาแสดง โดยเลือกกรณีที่ 1 ($R_{w1} + R_{w2} = 0 \Omega$) ขึ้นมาแสดงเนื่องจากเป็นกรณีที่ไม่มีค่าความต้านทานภายในสาย และเลือกกรณีที่ 5 ($R_{w1} + R_{w2} = 101.5 \Omega$) เนื่องจากเป็นกรณีที่มีค่าความต้านทานในสายสูงสุด และกำหนดให้มีค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เปลี่ยนแปลงไปในช่วง $100 \Omega - 1k\Omega$

ตัวอย่างการวัดค่าช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt กรณีที่ 1 ($R_{w1} + R_{w2} = 0 \Omega$) ดังรูปที่ 4.3 ถึง รูปที่ 4.12

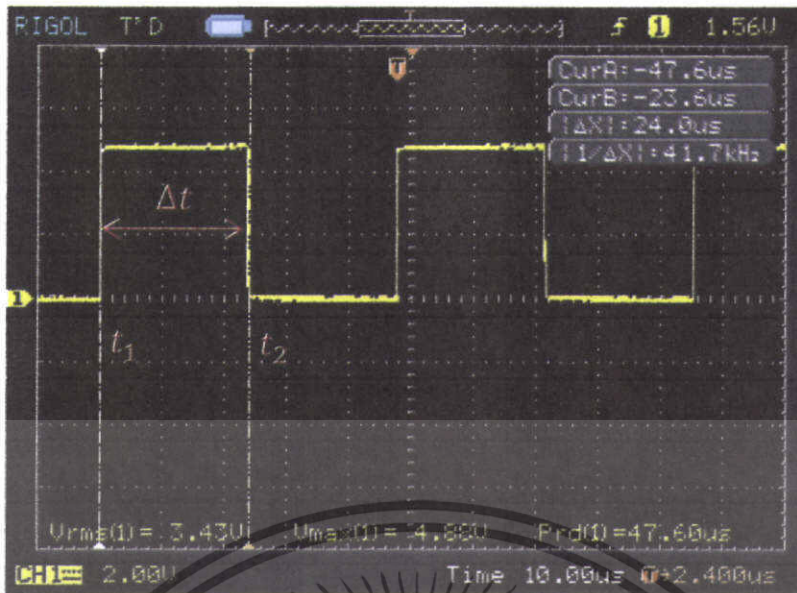


รูปที่ 4.3 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 99.6 \Omega$



รูปที่ 4.4 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 200 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

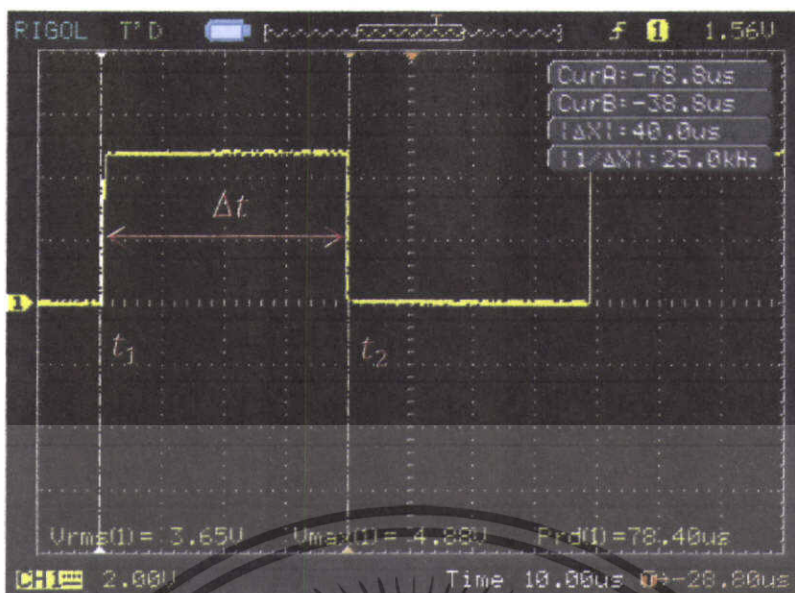


รูปที่ 4.5 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 296 \Omega$

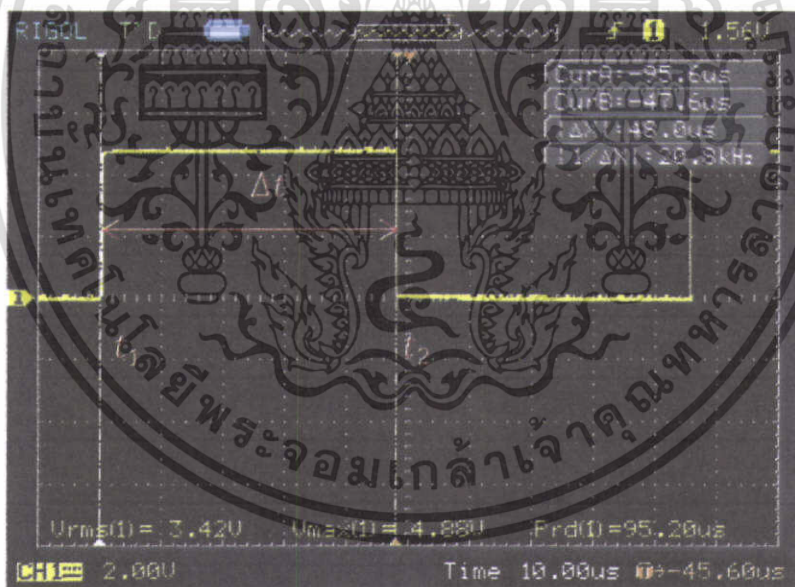


รูปที่ 4.6 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 400 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

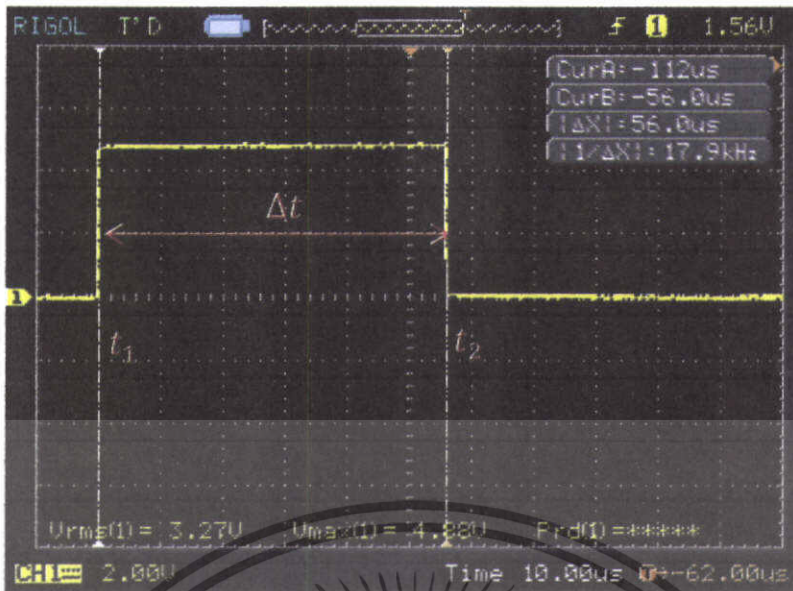


รูปที่ 4.7 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 499 \Omega$



รูปที่ 4.8 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 601 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

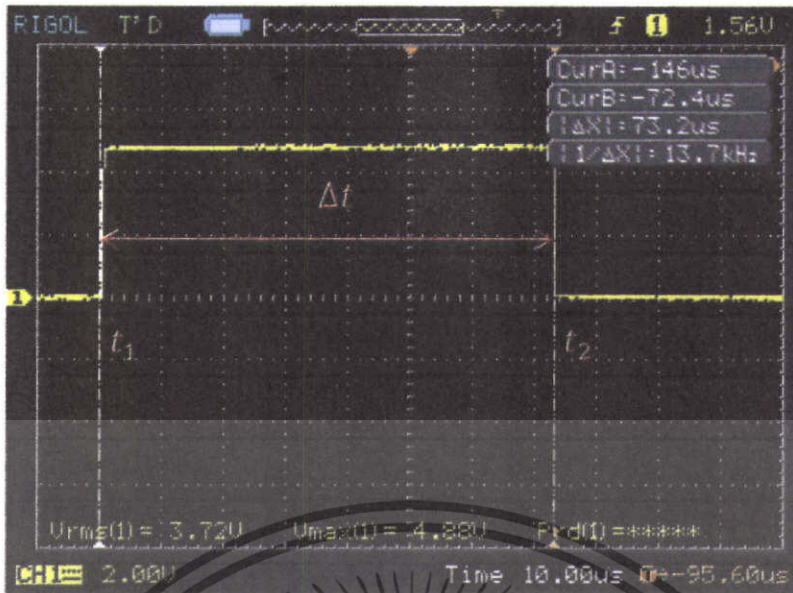


รูปที่ 4.9 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 699 \Omega$



รูปที่ 4.10 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 801 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



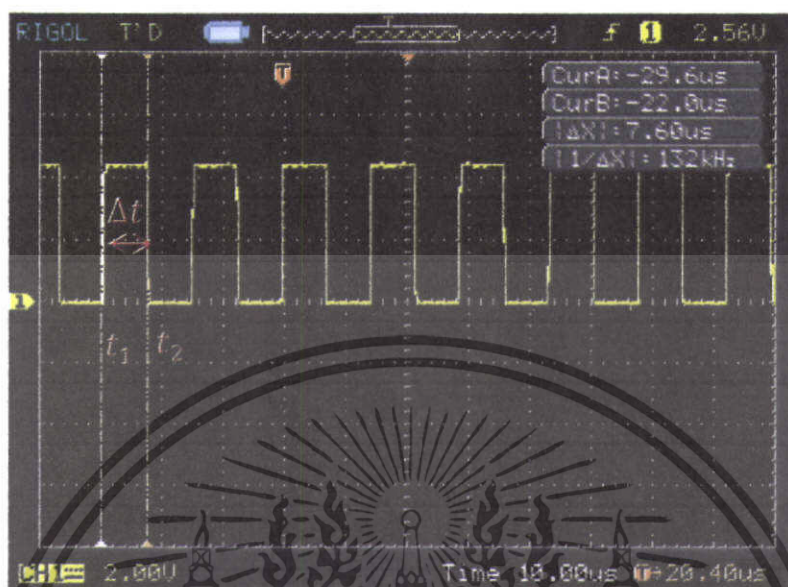
รูปที่ 4.11 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 900 \Omega$



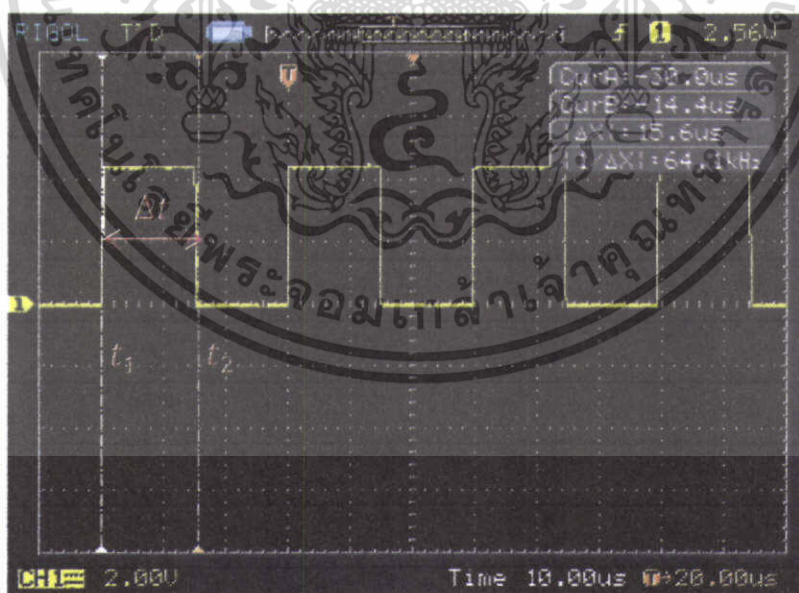
รูปที่ 4.12 ความต้านทานสายในกรณีที่ 1 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 999 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการวัดค่าช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt กรณีที่ 5 ($R_{w1} + R_{w2} = 101.5 \Omega$) ดังรูปที่ 4.13 ถึงรูปที่ 4.22

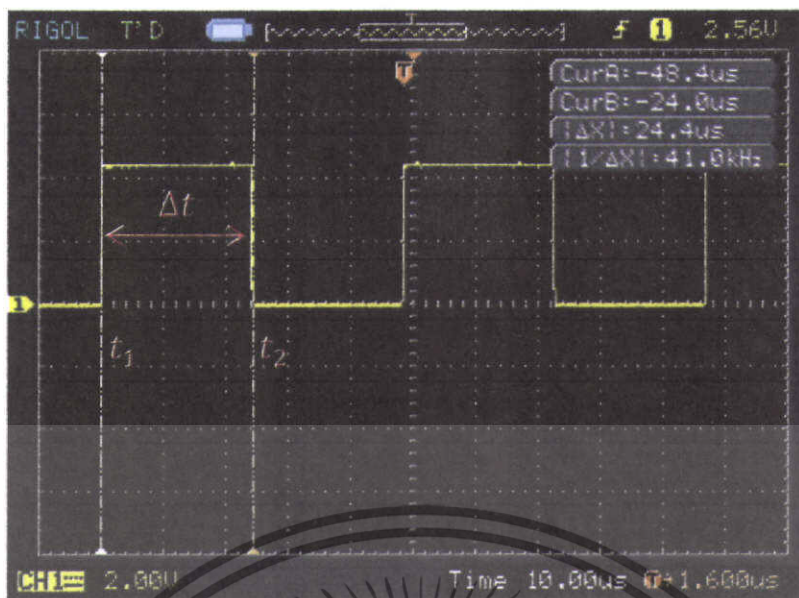


รูปที่ 4.13 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 99.6 \Omega$

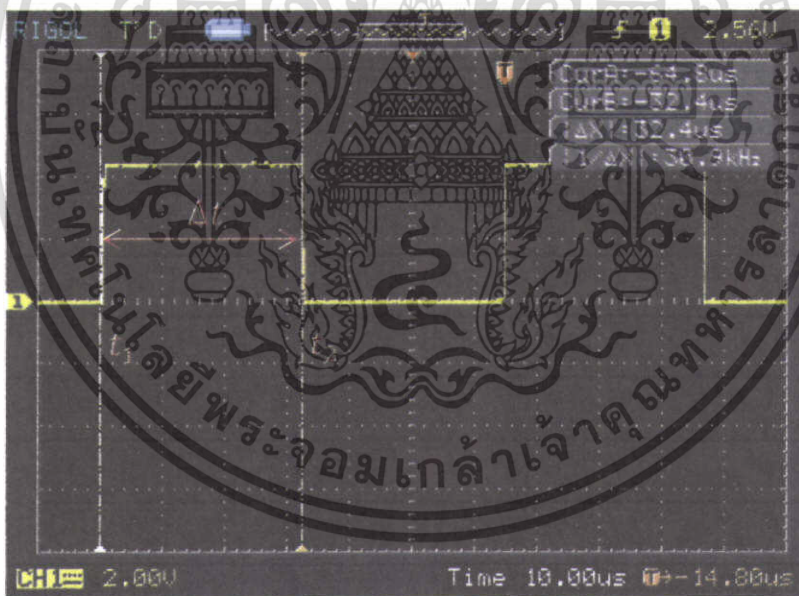


รูปที่ 4.14 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 200 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

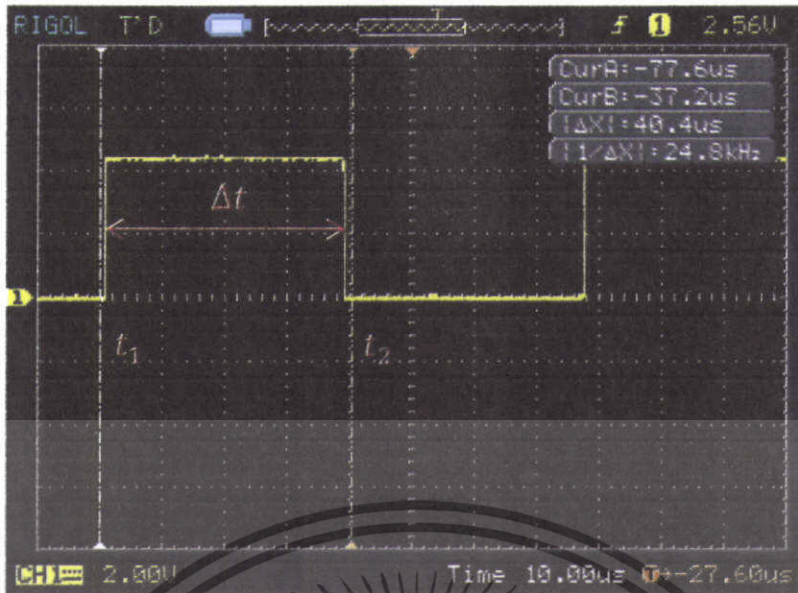


รูปที่ 4.15 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 296 \Omega$

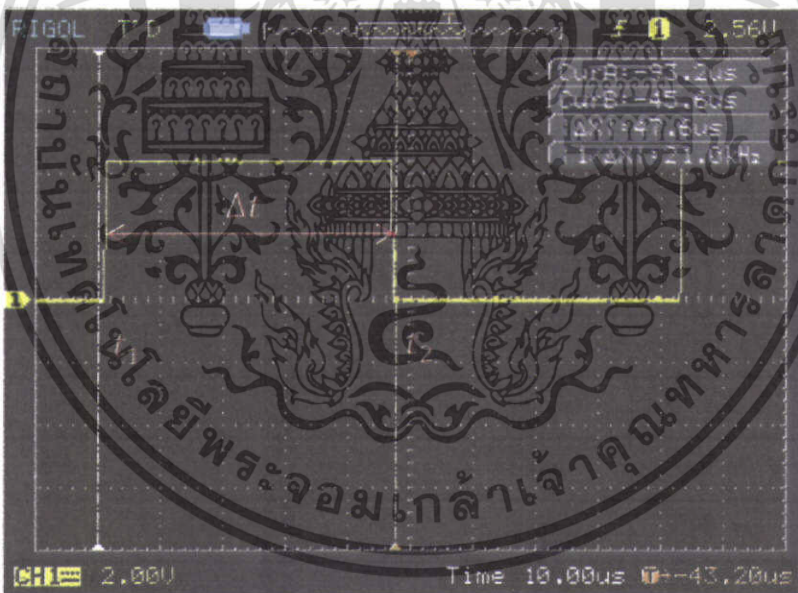


รูปที่ 4.16 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 400 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

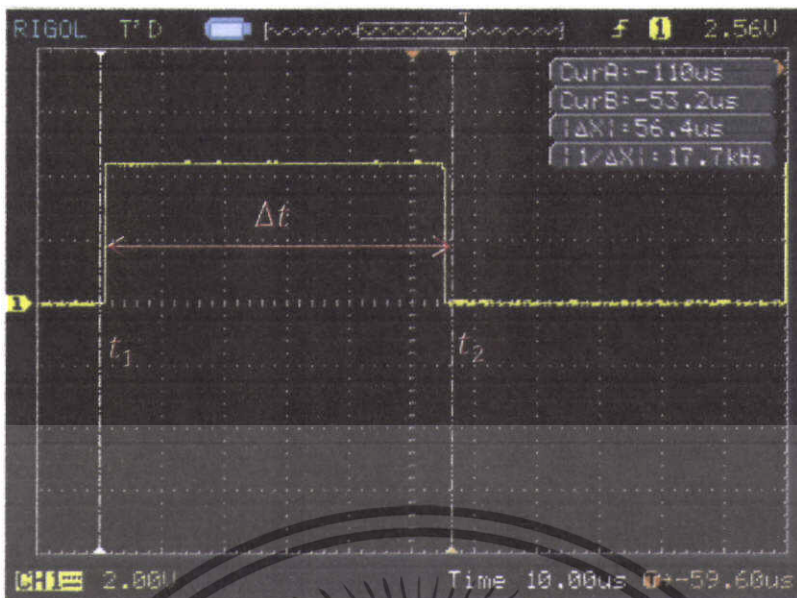


รูปที่ 4.17 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 499 \Omega$

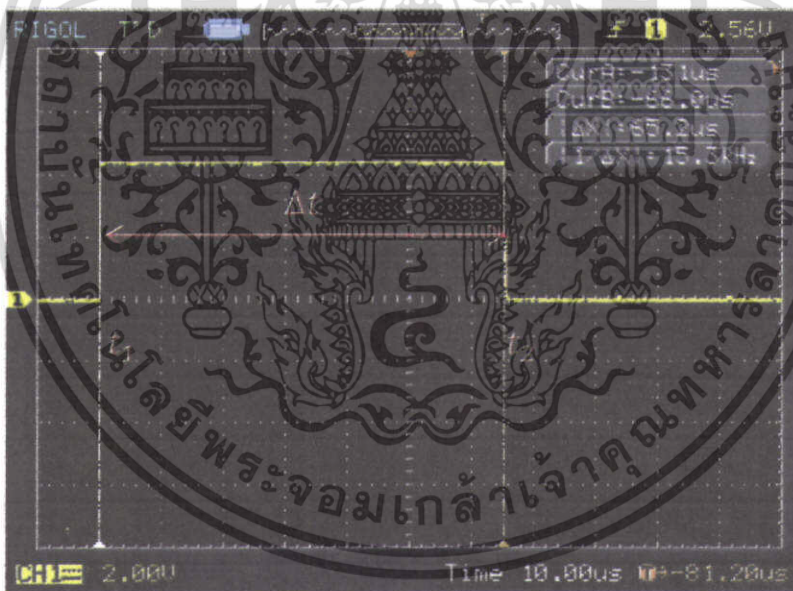


รูปที่ 4.18 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 601 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

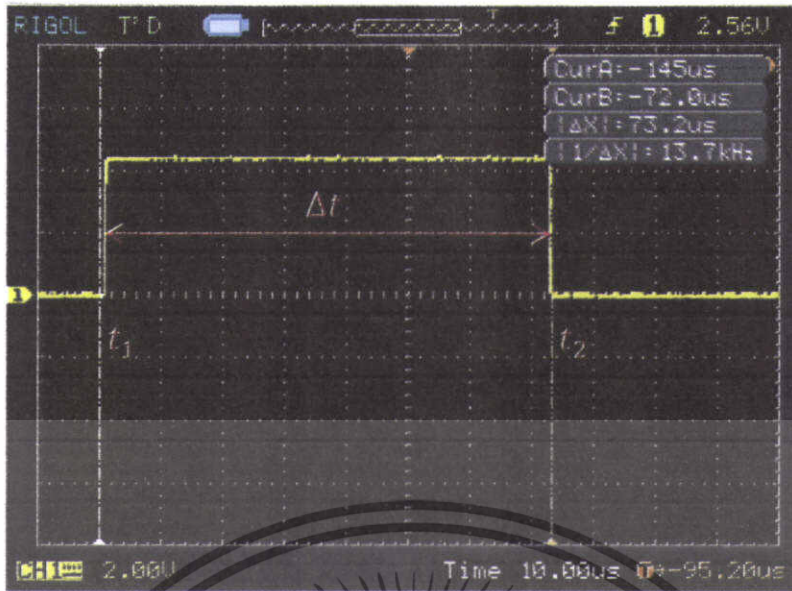


รูปที่ 4.19 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 699 \Omega$



รูปที่ 4.20 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 801 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



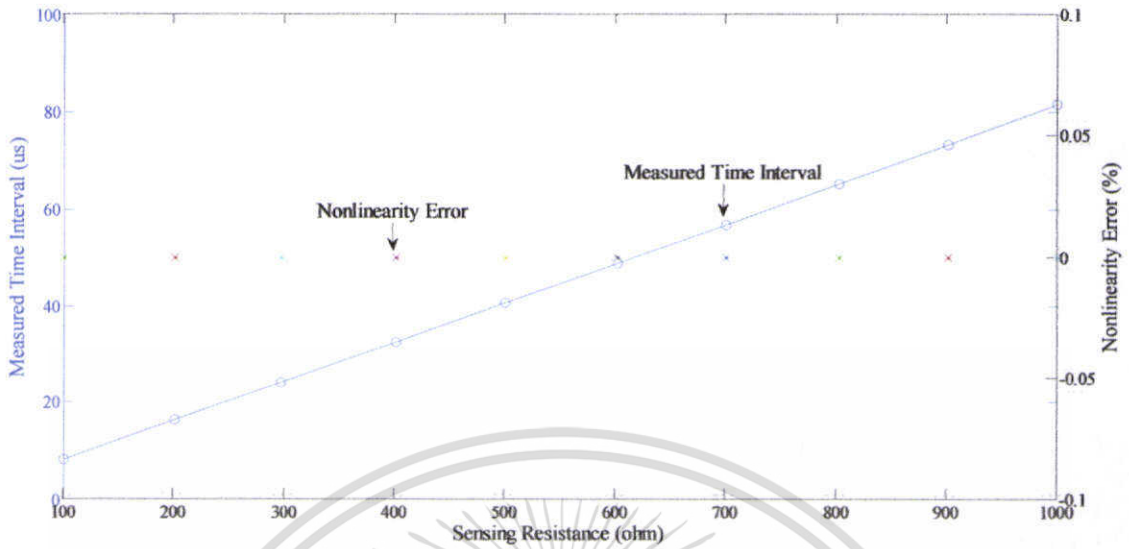
รูปที่ 4.21 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 900 \Omega$



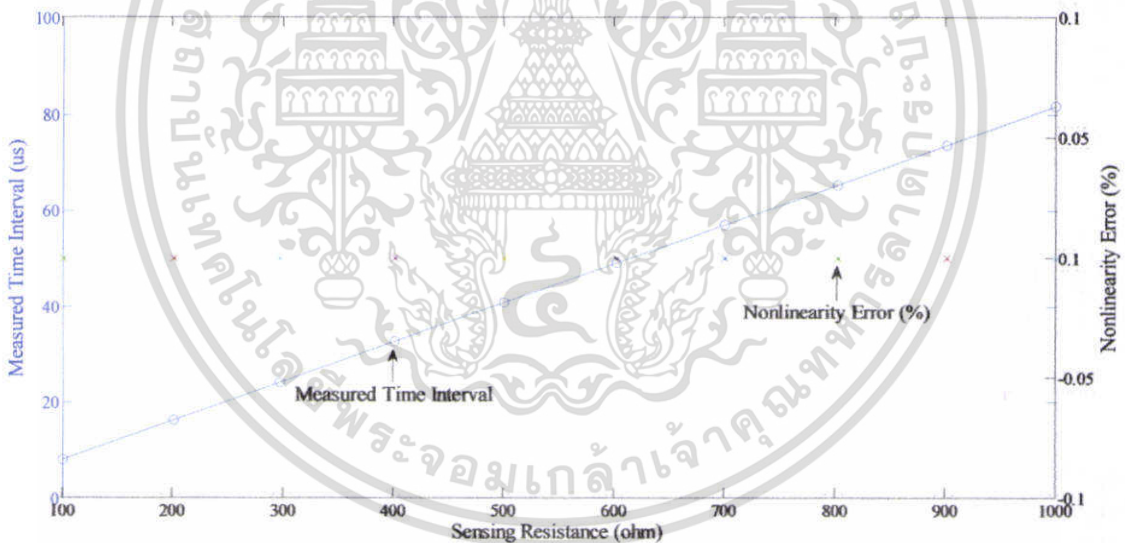
รูปที่ 4.22 ความต้านทานสายในกรณีที่ 5 และมีความต้านทานที่ตรวจวัด $R_{SENS} = 999 \Omega$

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.4 ทำให้ทราบถึงค่าช่วงคาบเวลา Δt ที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} และเมื่อพิจารณาถึงค่าความต้านทานในสาย ในแต่ละกรณีที่ได้มีการทดลอง ผลปรากฏว่าค่าช่วงคาบเวลา Δt มีค่าใกล้เคียงกันแม้จะมีการเพิ่มค่าความต้านทานในสายก็ตาม ซึ่งเมื่อนำเอาค่า Δt ในกรณีที่แย่ที่สุดเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณเพื่อหาร้อยละของความผิดพลาด ซึ่งมีค่าไม่เกิน ร้อยละ 0.9 ซึ่งแสดงถึงว่าค่าความต้านทานในสายมีผลน้อยมากต่อค่าช่วงคาบเวลา Δt เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ตรวจวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 ความสัมพันธ์ของค่าช่วงคาบเวลา Δt และความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เมื่อไม่มีค่าความต้านทานในสาย (กรณีที่ 1)



รูปที่ 4.24 ความสัมพันธ์ของค่าช่วงคาบเวลา Δt และความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} เมื่อมีค่าความต้านทานในสายเท่ากับ 101.5Ω (กรณีที่ 5)

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.4 เมื่อนำเอาผลจากการทดลองในกรณีที่ 1 มาเขียนกราฟ ในรูปที่ 4.23 ทำให้ทราบว่า ช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} โดยค่าความผิดพลาดของความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity Error) มีค่าน้อยมากจนเกือบเป็นศูนย์ และในรูปที่ 4.24 เป็นการแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt และค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} ในกรณีที่ค่าความต้านทานในสายสูงมาก (กรณีที่ 5) ค่าช่วงคาบเวลาเอาต์พุต Δt เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนเชิงเส้นตรงกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด R_{SENS} โดยค่าความผิดพลาดของความไม่เป็นเชิงเส้น มีค่าน้อยมากจนเกือบเป็นศูนย์ เมื่อพิจารณากราฟในการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.23 และ 4.24 ประกอบกันทำให้ทราบว่า ค่าช่วงคาบเวลา Δt เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนเชิงเส้นตรงกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด โดยค่าความต้านทานในสายมีผลต่อช่วงคาบสัญญาณเอาต์พุตน้อยมาก นอกจากนี้ค่าความผิดพลาดของความไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าน้อยมากจนเกือบเท่ากับศูนย์ยังแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของวงจรที่นำเสนอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอตัวแปลงความต้านทานเป็นช่วงคาบเวลาที่มีการชดเชยความต้านทานในสาย ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปใช้กับเซนเซอร์ความต้านทานแบบเชิงเดี่ยวในการวัดระยะไกล โดยวงจรที่นำเสนอเป็นวงจรที่ออกแบบให้มีโครงสร้างการทำงานที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อนยุ่งยาก อีกทั้งอุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาซื้อได้ง่ายในท้องตลาด ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นช่วงคาบเวลาเป็นสัดส่วนอย่างเชิงเส้นกับค่าความต้านทานที่ตรวจวัด และสามารถลดผลกระทบที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานในสายได้เป็นอย่างดี ผลการทดลองสามารถยืนยันได้ถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจร ซึ่งมีค่าความผิดพลาดไม่ถึงร้อยละ 0.9

5.2 ข้อเสนอแนะ

ในการทำวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ การทดลองเพื่อยืนยันผลของการออกแบบนั้นกระทำลงบนแผ่นทดลองวงจร (Prototype Board) ในการทดลองมักจะพบสัญญาณรบกวนอยู่บ่อยครั้ง ถ้าหากมีการนำวงจรในงานวิจัยนี้ ไปกัดหรือพิมพ์ลายวงจรลงในแผ่นปริ้นซ์ (Print Circuit Board: PCB) ซึ่งจะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ดียิ่งขึ้น

ส่วนแนวทางในการพัฒนาต่อ เนื่องจากว่าวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กำหนดให้ค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (R_{SENS}) มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานอ้างอิง (R_{REF}) ถ้ามีการออกแบบให้วงจรสามารถทำงานได้ทั้งในแบบที่ค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (R_{SENS}) มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานอ้างอิง (R_{REF}) และในแบบที่ค่าความต้านทานอ้างอิง (R_{REF}) มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (R_{SENS}) ก็เป็นอีกแนวทางหนึ่งในการพัฒนางจรต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] T. L. Floyd, Electronic Circuits Fundamentals, Pearson Education International, New Jersey, 2004
- [2] S. J. Azhari and H. Kaabi, "AZKA Cell, the Current-mode Alternative of Wheatstone Bridge," IEEE Trans. Circuit Syst.I, Fundam. Theory Appl., Vol.47, No.9, pp.1277-1284, Sep. 2000
- [3] T. K. Maiti, "A Novel Lead-Wire-Resistance Compensation Technique Using Two-Wire Resistance Temperature Detector" IEEE Sensor Journal, Vol.6, No.6, pp.1454-1458, Dec. 2006
- [4] H. Kim, W. S. Chung, H. J. Kim, and S. H. Son, "A Resistance Deviation-to-Pulsewidth Converter for Resistive Sensors," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 58, no.2, 2009, pp. 397-400
- [5] J. M. Park and S. I. Jun, "A Resistance Deviation-to-time Interval Converter for Resistive Sensor," Proc. Of IEEE SOC conference, 2008, pp.101-103
- [6] J. W. Jeong, C. S. Chung, S. H. Son, and K. R. Cho, "A Low-cost Resistance-to-Time Converter for Resistive Bridge Sensors," Proc of ITC-CSCC, 2008, pp.1137-1140.
- [7] T. K. Maiti and A. Kar. "Novel remote Measurement Technique Using Resistive Sensor as Grounded Load in an Opamp Based V-to-I Converter" IEEE Sensors J., vol. 9, no. 3, 2009, pp. 244-245
- [8] www.altopindustries.com
- [9] www.stanford.edu
- [10] De Marcellis, Andrea, Ferri, Giuseppe "Analog Circuit and Systems for Voltage-Mode and Current-Mode Sensor Interfacing Applications," Springer, USA, 2011
- [11] สำนักพัฒนาเทคนิคศึกษา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, "เครื่องมือวัดอุตสาหกรรม", พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, องค์การค้าของคุรุสภา, 2547
- [12] สมนึก บุญพาไสว, "การวัดและเครื่องมือวัด", กรุงเทพฯ, สำนักพิมพ์ที่ออป, 2545
- [13] วิศรุต ศรีรัตน์นะ "เซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์ในงานอุตสาหกรรม", กรุงเทพฯ, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2550

ภาคผนวก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการในวิทยานิพนธ์นี้มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- [1] Prasit Julsereewong, Amphawan Julsereewong, Apinai Rerkratn, and Nakorn Pootharaporn “Simple Resistance-to-Time Converter with Lead-Wire-Resistance Compensation”, Proceeding of SICE Annual conference 2011, pp. 2760- 2763, 2011

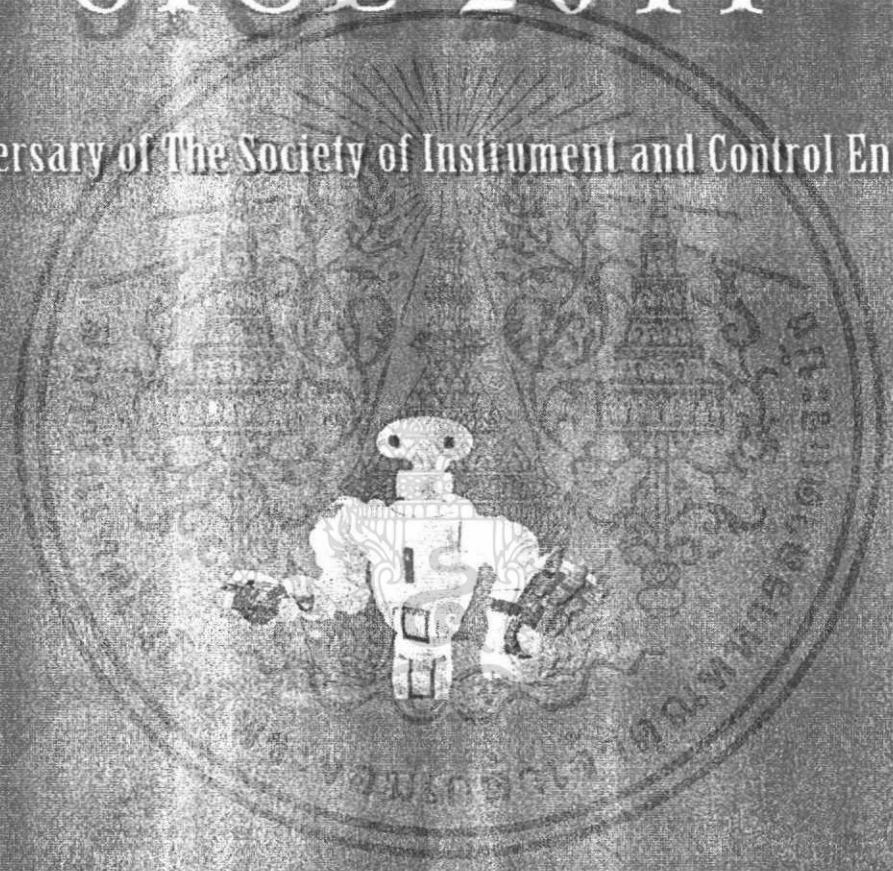


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Click to Open SICE 2011 Final Program and Papers

SICE 2011

50th Anniversary of The Society of Instrument and Control Engineers



SICE Annual Conference 2011 Final Program and Abstracts
September 13-18, 2011, Waseda University, Tokyo, Japan



Time: 13:30-15:00
Place: 63-04

Chair: Shinji Wakui (Tokyo University of Agri. and Tech.), Kenbu Teramoto (Saga University)

13:30-13:45

SaB03-01

Markov-based Reordering Model for English-Myanmar Translation

Thinn Thinn Wai (University of Computer Studies, Yangon, Myanmar),
Ni Lar Thein (University of Computer Studies, Yangon, Myanmar)

In statistical machine translation, reordering is crucial component for translation of the different languages with different word orders. Without reordering during language translation, sentences can only be translated properly into a language with similar word order. Myanmar is a verb final language and reordering is needed when it is translated from other languages with different orders. In this paper, we focus on reordering rule generation and Markov-based reordering model implementation for English-Myanmar translation model.

13:45-14:00

SaB03-02

Numerical Electric Field Analysis of Power Status Sensor Observing Power Distribution System Taking into Account Measurement Circuit and Apparatus

Takuro Kubo (Saga University), Tatsuya Furukawa (Saga University),
Hideaki Itoh (Saga University), Hisao Fukumoto (Saga University),
Hiroshi Wakuya (Saga University)

We have preproduced a waveform sensor for measuring the power factor and harmonics in power systems. We have executed numerical electromagnetic analyses to estimate the characteristics of the sensor. Although the electric field analyses for the voltage sensor have not included the measurement circuit for measuring voltage waveforms of power lines. In this paper, we describe the method of electric field analysis, which we have conducted including the measurement circuit and apparatus for measuring voltage waveforms.

14:00-14:15

SaB03-03

A Combined Control Scheme Using the Flow Disturbance Observer and Base Plate Jerk Feedback in a Pneumatic Positioning Stage

Mohebulah Wali (Tokyo University of Agriculture and Tech.),
Yukinori Nakamura (Tokyo University of Agriculture and Tech.),
Shinji Wakui (Tokyo University of Agriculture and Tech.)

This paper concerns the issue of the flow disturbance due to the air compressibility and the problem of the stage vibration due to the reaction force in a pneumatic positioning stage. To suppress the flow disturbance and reduce the horizontal vibration of the stage, a combined control scheme is proposed which is composed of the fusion of flow disturbance observer and base plate jerk feedback. An enhanced methodology is provided to implement the combined scheme efficiently. The experimental results show the effectiveness of the proposed method.

14:15-14:30

SaB03-04

Prediction of Loss-of-Synchronism for a Five-Phase Stepping Motor

Keisuke Yagi (University of Tsukuba),
Noriyuki Hori (University of Tsukuba)

Proposed in this paper is a method of predicting loss-of-synchronism caused by excessive torque-load for a five-phase stepping motor, which is being operated within the maximum self-startup frequency. This is achieved using a signal available in the motor-driver and does not require an additional angle-sensor, retaining the open-loop nature of the motor.

14:30-14:45

SaB03-05

Simple Resistance-to-Time Converter with Lead-Wire-Resistance Compensation

Prasit Jubereewong (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang), Amphawan Jubereewong (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang),
Apinal Rekratin (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang), Nikom Pootharapom (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang)

This paper presents a simple resistance-to-time converter for remotely measuring resistance of single resistive sensors. The proposed circuit employs commercially available devices to generate the output pulse whose time interval is linearly proportional to the sensing resistance. Experimental results are given to confirm not only the good operation but also the effective lead-wire-resistance compensation of the proposed converter.

14:45-15:00

SaB03-06

Electronically adjustable PD controller using OTAs

Wandee Petchmaneeumka (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang),
Thepjit Cheypoca (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang),
Vanchai Riewruja (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang)

A method for realizing the PD controller is presented in this paper. The circuit implementation is based on OTAs as active elements with a grounded capacitor. The proportional gain and derivative time can be electronically varied by tuning the external bias current of OTA. Moreover, the structure of the proposed scheme can be simply realized the PID controller by including resistor-capacitor series network at the output terminal. Experimental results verifying the performances of the proposed circuit are agreed with the theoretical values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ในงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า
Click each column to open contributed paper

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simple Resistance-to-Time Converter with Lead-Wire-Resistance Compensation

Prasit Julsereewong, Amphawan Julsereewong, Apinai Rerkratn, and Nakorn Pootharaporn

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520
(Tel : +66-2-329-8347; E-mail: kjprasit@kmitl.ac.th)

Abstract: This paper presents a simple resistance-to-time converter for remotely measuring resistance of single resistive sensors. The proposed circuit employs commercially available devices to generate the output pulse whose time interval is linearly proportional to the sensing resistance. Experimental results are given to confirm not only the good operation but also the effective lead-wire-resistance compensation of the proposed converter.

Keywords: resistance-to-time converter, remote measurement, lead-wire-resistance compensation, resistive sensor, interface circuit.

1. INTRODUCTION

Resistive sensors are widely used in the industry to measure physical quantities such as pressure, strain, and temperature. They can be classified into two types; single type and differential type. Single resistive sensors, such as resistive temperature detectors (RTDs) and strain gages, have only one sensing element whose value is sensitive to the variation of parameter being measured. Differential resistive sensors, such as potentiometric sensors, have two sensing elements. The value of one of the resistors increases while the value of another resistor decreases with respect to parameter being sensed.

Alternative topologies to conventional bridge interface circuit have been reported for converting the sensing resistance deviation to pulsewidth [1] or time interval [2-3], which easily provide digital equivalent output. These approaches are simple in their configurations and operations. The proposed circuits in [1-2] and [3] are employed for interfacing single-type and differential-type resistive sensors, respectively. Using all of these realization methods to connect a resistive sensor to a remotely located interface circuit, however, the error due to the resistance of the lead wire connecting sensor to the measuring instrument deteriorates the accuracy. Thus, three/four connecting wires are required to eliminate the effects of lead-wire resistances [4]. Nevertheless, the multi-wire techniques would not only increase the wiring and installation costs but also enhance the system complexity for multi-measuring points.

The aim of this paper is, therefore, to present the resistance-to-time converter with lead-wire-resistance compensation, which is suitable for remotely interfacing single resistive sensors. The implementation method based on the use of commercially available devices applies interesting ideas introduced in [2] and [5], so that the realization technique to provide output pulse whose width is linearly proportional to the sensing resistance and to minimize lead-wire resistance effect can be obtained. The proposed converter also has simple structure, low cost, and linear characteristic. Experimental results are included to verify the effectiveness of the proposed circuit.

2. CIRCUIT DESCRIPTIONS

Fig. 1(a) shows a circuit configuration of the proposed resistance-to-time converter. An opamp A_1 functions as a buffer. Two simple sample-and-hold circuits (S/H₁ and S/H₂) are formed by the opamp A_2 -the capacitor C_1 and the opamp A_3 -the capacitor C_2 , respectively. The opamp A_4 and two resistors R_x work as a unity-gain inverting amplifier. Two switches SW₁ and SW₂ are simultaneously controlled by a clock signal clk. A constant current source I_{R2} and a capacitor C are connected to form as a ramp integrator. Two voltage comparators (Comp₁ and Comp₂), two logic gates (NOR and EX-OR), and the ramp integrator are employed to produce an output pulse v_{out} whose time interval Δt is proportional to the sensing resistance R_{SENS} . Considering Fig. 1(b) which displays signal waveforms at various nodes, the operation of the proposed converter with lead-wire-resistance compensation can be discussed as follows.

Before the operation of the proposed converter starts, we assume that the switch SW₃ is closed to discharge the capacitor C and set the voltage v_c to be zero. In the first analysis, both switches SW₁ and SW₂ are kept to position 1, a reference current I_{R1} (direction shown by the solid line) flows through lead-wire resistances (R_{w1} , R_{w2}) and a diode D_1 . Based on the S/H₁ and the unity-gain inverting amplifier, the voltage v_{x1} can be stated as

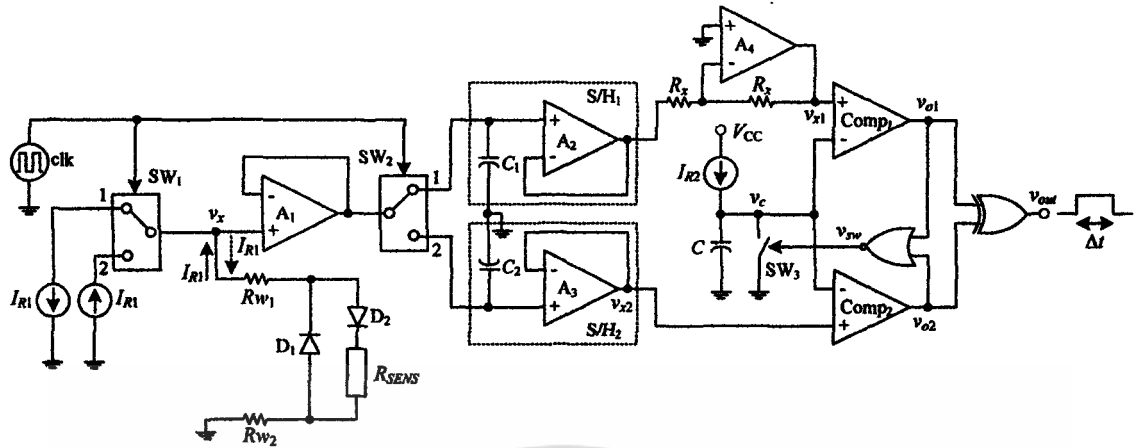
$$v_{x1} = (R_{w1} + R_{w2})I_{R1} + v_{D1} \quad (1)$$

where v_{D1} is the voltage drop across D_1 . When the switches SW₁ and SW₂ are set at position 2, I_{R1} (direction shown by the dashed line) flows through the lead-wire resistances (R_{w1} , R_{w2}), diode D_2 , and R_{SENS} . Considering the S/H₂, the voltage v_{x2} can be given by

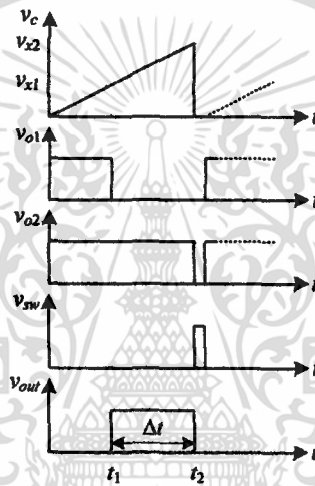
$$v_{x2} = (R_{w1} + R_{SENS} + R_{w2})I_{R1} + v_{D2} \quad (2)$$

where v_{D2} is the voltage drop across D_2 . The outputs v_{x1} and v_{x2} of the S/H₁ and S/H₂ are applied to the Comp₁ and Comp₂, respectively. Based on the operations of ramp integrator, two comparators, and two logic gates,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Circuit configuration.



(b) Voltage waveforms at various nodes.

Fig.1 Proposed resistance-to-time converter with lead-resistance compensation.

the time durations (t_1 , t_2) for which the Comp₁ output v_{o1} and the Comp₂ output v_{o2} are high can be written as

$$\Delta t = R_{SENS} C \left(\frac{I_{R1}}{I_{R2}} \right) \quad (7)$$

$$t_1 = v_{x1} \frac{C}{I_{R2}} \quad (3)$$

$$t_2 = v_{x2} \frac{C}{I_{R2}} \quad (4)$$

From Eq. (7), it is evident that Δt is linearly proportional to R_{SENS} and is independent of R_{w1} and R_{w2} . Therefore, the proposed converter can be used for remotely measuring the sensing resistance.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

Thus the time interval of v_{out} (Δt) can be expressed as

$$\Delta t = t_2 - t_1 = (v_{x2} - v_{x1}) \frac{C}{I_{R2}} \quad (5)$$

Substituting Eqs. (1)~(2) into Eq. (5), results in

$$\Delta t = ((v_{D2} - v_{D1}) + I_{R1} R_{SENS}) \left(\frac{C}{I_{R2}} \right) \quad (6)$$

For two perfectly matched diodes, the voltages v_{D2} and v_{D1} are equal ($v_{D2} - v_{D1} = 0$). The Δt can be rewritten as

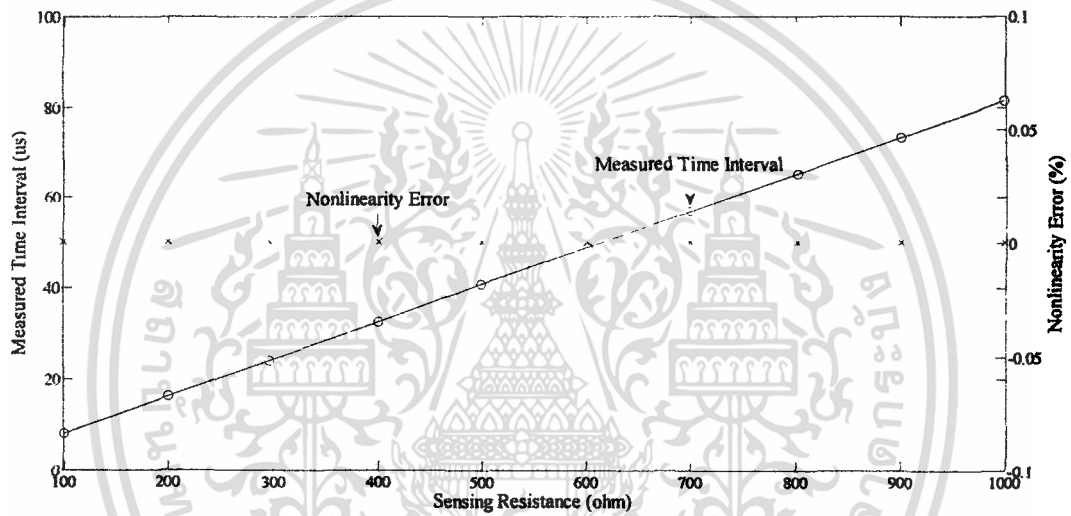
Performance of the proposed converter of Fig. 1(a) was verified through experimental results. In order to emulate the remote measurement, the lead-wire resistances (R_{w1} , R_{w2}) and the sensing resistance R_{SENS} were set in different values. The commercial LF351 and LM358 devices were employed to construct the opamps (A_1 - A_4) and the voltage comparators (Comp₁ and Comp₂), respectively. The discrete components 1N4148, CD4001, CD4070, and CD4053 were used as the diode, NOR gate, EX-OR gate, and analog switch, respectively. The supply voltages of the opamps, voltage comparators, logic gates, and analog switches were set

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

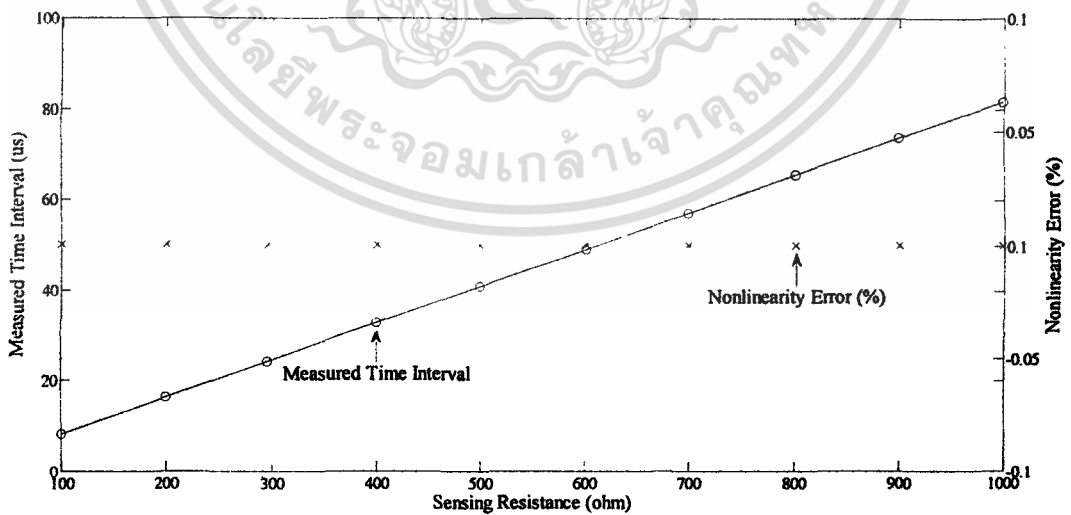
Table 1 Experimental results for remote measurement.

R_{SENS} (Ω)	Calculated Δt (μs)	Measured Δt (μs)					Worst-case error (%)
		Case 1	Case 2	Case 3	Case 4	Case 5	
99.6	8.097	8.14	8.15	8.15	8.16	8.16	0.778
200	16.26	16.2	16.4	16.2	16.4	16.4	0.861
296	24.06	24.0	24.0	24.2	24.0	24.2	0.852
400	32.52	32.6	32.6	32.7	32.7	32.6	0.246
499	40.57	40.6	40.6	40.6	40.8	40.8	0.567
601	48.86	48.8	49.0	49.0	49.2	49.2	0.696
699	56.83	57.1	56.8	57.1	57.1	57.1	0.475
801	65.12	65.4	65.2	65.2	65.2	65.6	0.737
900	73.17	73.3	73.4	73.3	73.3	73.6	0.588
999	81.22	81.6	81.8	81.8	81.9	81.9	0.837

Note: Case 1: $R_{w1} + R_{w2} = 0 \Omega$, Case 2: $R_{w1} + R_{w2} = 12.1 \Omega$, Case 3: $R_{w1} + R_{w2} = 26.4 \Omega$, Case 4: $R_{w1} + R_{w2} = 51.2 \Omega$, Case 5: $R_{w1} + R_{w2} = 101.5 \Omega$



(a) results from no lead-wire resistance (Case 1)



(b) results from 101.5 Ω lead-wire resistance (Case 5)

Fig.2 Measured time interval and nonlinearity error versus sensing resistance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

to ± 5 V, $+5$ V, $+5$ V, and ± 5 V, respectively. The values for circuit parameters were chosen as: $I_{R1} = 1.02$ mA, $I_{R2} = 9.99$ μ A, $C = 796.3$ pF, $C_1 = C_2 = 15$ nF, $R_x = 5$ k Ω , and $\text{clk} = 1$ kHz. The experimental results of the time interval of output pulse for five different values of total lead-wire resistance ($R_{w1} + R_{w2}$) are summarized in Table 1, which shows the linearity over the wide range of the sensing resistance variation. From Table 1, it can be observed that the results of the proposed converter agree well with the ideal values with a maximum worst-case error less than 0.9%. Additionally, the minimization of lead-wire resistance effects can be achieved using the proposed circuit method.

From Table 1 (Case 1 and Case 5), plots of the measured time interval and nonlinearity error versus the sensing resistance are illustrated in Fig. 2. It is evident that the relations of measured time interval Δt and sensing resistance R_{SENS} are linear, and the nonlinearity errors are approximately equal to zero for both no lead-wire resistance and 101.5 Ω lead-wire resistance cases.

4. CONCLUSION

Simple method to implement the resistance-to-time converter for remotely indicating sensing resistance has been introduced in this paper. The proposed converter suitable for use with single resistive sensors provides not only the linear characteristic but also the capability of reducing effects due to the lead-wire resistance. The

accuracy and linearity of the proposed circuit were confirmed by experimental results, with measured errors well below 0.9% observed. However, a further improvement of the circuit accuracy can be expected if the accurate sample-and-hold circuits are used.

REFERENCES

- [1] H. Kim, W. S. Chung, H. J. Kim, and S. H. Son, "A Resistance Deviation-to-Pulsewidth Converter for Resistive Sensors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 2, 2009, pp. 397-400.
- [2] J. M. Park and S. I. Jun, "A Resistance Deviation-to-Time Interval Converter for Resistive Sensors," *Proc. of IEEE SOC conference*, 2008, pp. 101-103.
- [3] J. W. Jeong, C. S. Won, W. S. Chung, S. H. Son, and K. R. Cho, "A Low-cost Resistance-to-Time Converter for Resistive Bridge Sensors," *Proc. of ITC-CSCC*, 2008, pp. 1137-1140.
- [4] B. G. Liptak, *Instrument Engineer Handbook-Process Measurement and Analysis*, Butterworth-Heinemann Ltd., London, 1995.
- [5] T. K. Maiti and A. Kar, "Novel Remote Measurement Technique Using Resistive Sensor as Grounded Load in an Opamp Based V-to-I Converter," *IEEE Sensors J.*, vol. 9, no. 3, 2009, pp. 244-245.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล ว่าที่ร้อยตรี นคร ภูธรารณณ์
 วัน เดือน ปีเกิด 18 พฤศจิกายน 2528 ที่กรุงเทพฯ
 ที่อยู่ 82 หมู่บ้านเคหะนคร1 แขวงหนองบอน เขตประเวศ กทม. 10250
 โทร 089-797-0191

ประวัติการศึกษา

มัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนพระโขนงพิทยาลัย, กรุงเทพฯ

มัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนพระโขนงพิทยาลัย, กรุงเทพฯ

อุดมศึกษา 2550 วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์ประยุกต์-เครื่องมือวิทยาศาสตร์และ
 อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้