

การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซ็นเซอร์ความต้านทาน

DESIGN OF INTERFACE CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS



มี ๗ ส่วนเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-D-018-161

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน

DESIGN OF INTERFACE CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS



T148813



เลขหมู่ 148813
เลขทะเบียน
รับเดือนปี 23 พ.ย. 2560

b. 00267071
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2017-EN-D-018-161
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF INTERFACE CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 2017 เขาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
KMUTL-2017-EN-D-018-161



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน
Thesis Title Design of Interface Circuits for Resistive Sensors
นักศึกษา นางทิพย์รัตน์ จันทร์สิงห์
รหัสประจำตัว 53610106
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) Prof. Dr. Kei Eguchi
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-D-018-161

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิชัยธรรม	
รศ.ดร.ไสว	พงศ์สวัสดิ์	
ผศ.ดร.ธีรวัฒน์	เทพมณี	
ดร.อภิไฉย	ฤกษ์รัตน์	
รศ.ดร.อัมพวัน	จุลเสรีวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 18 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 15.00-17.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคารเฉลิมพระเกียรติ ห้อง HM-303

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้วางใจได้ โปรดใช้วิจารณญาณในการคัดลอก
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 18 กรกฎาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน
นักศึกษา	นางทิพย์รัตน์ จันทร์สิงห์
รหัสประจำตัว	53610106
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	Prof. Dr. Kei Eguchi

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานโดยใช้ไอซีสำเร็จรูป ได้แก่ วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ออปแอมป์ และออปอเพเรชันแนลคอนเวเยอร์ โดยมีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวจำนวน 2 วงจร และชนิดแตกต่างจำนวน 4 วงจร เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่เคยถูกนำเสนอในอดีตพบว่า วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวที่นำเสนอสร้างแรงดันเอาต์พุตที่มีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่เปลี่ยนแปลงไป ส่วนวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างที่นำเสนอมีโครงสร้างที่ง่ายกว่าและมีการปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานของวงจร นอกจากนี้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอวิธีการออกแบบเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยใช้วงจรปรับเท่าด้วยเทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน ซึ่งเป็นอีกทางเลือกหนึ่งในการสร้างแหล่งจ่ายไฟดีซี โดยมีการอธิบายการออกแบบเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/9 เป็นตัวอย่างเพื่อแสดงให้เห็นถึงวิธีการออกแบบที่นำเสนอ จากการใช้วงจรปรับเท่าต่อกันแบบวางซ้อน ส่วนหนึ่งของค่าแรงดันตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรปรับเท่าถูกแปลงค่าโดยวงจรปรับเท่าตัวอื่นส่งผลทำให้อัตราส่วนการแปลงผันของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเป็นค่าส่วนกลับของผลรวมค่าอัตราส่วนของแรงดันตัวเก็บประจุหลัก ดังนั้น คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอไม่เพียงมีความง่ายในการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนการแปลงผัน แต่ยังมีกระบวนการทำงานที่ง่ายอีกด้วย สมรรถนะการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานและเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอยืนยันได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Design of Interface Circuits for Resistive Sensors
Student	Mrs. Tipparat Junsing
Student ID.	53610106
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Amphawan Julsereewong
Thesis Co-Advisor	Prof. Dr. Kei Eguchi

ABSTRACT

This thesis presents a technique to design the interface circuits for resistive sensors by using available integrated circuit (IC) form components, which are second-generation current conveyors, operational amplifiers (op-amps), and operational conveyors. There are two and four proposed circuits for interfacing single resistive sensors and differential resistive sensors, respectively. Compared to previously reported circuits, the proposed circuits for interfacing single resistive sensors provide voltage output linearly to sensing resistance change, and the proposed circuits for interfacing differential resistive sensors offer simpler structures and significant improvements in accuracy. In addition, a method to design a nesting-type switched-capacitor AC/DC converter by using voltage equalizers is also introduced, which is an alternative circuit for implementing DC power supply. A design of 1/9x step down SC AD/DC converter is described as an example to illustrate the proposed method. By nesting voltage equalizers in the proposed converter, a part of the capacitor voltage of a voltage equalizer is converted by other voltage equalizers. The conversion ratio of the proposed converter is expressed as a reverse value of the total sum of main capacitors' voltage ratios. Therefore, the proposed AC/DC converter can achieve not only flexible conversion ratios but also simple circuit control. Performances of the proposed interface circuits and AC/DC converter are confirmed by the theoretical analyses, PSPICE simulations, and experimental results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้จากความเมตตาของ ร.ศ.ดร. อัมพวัน จุลเสรีวงศ์ ที่กรุณาเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ขอขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่งในความอนุเคราะห์ที่ เป็นผู้ให้ความรู้ และแนะนำแนวทางในการทำวิจัย ตลอดจนให้ความช่วยเหลือในทุกๆ เรื่อง

ขอขอบพระคุณ วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ได้ให้โอกาสในการพัฒนาความรู้และให้ทุนสนับสนุนในการศึกษาครั้งนี้

ขอบคุณเพื่อนอาจารย์และเจ้าหน้าที่ในภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัว ที่เป็นกำลังใจและให้แรงบันดาลใจ จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ทิพย์รัตน์ จันทรสิงห์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ii
กิตติกรรมประกาศ.....	iii
สารบัญ.....	iv
สารบัญตาราง.....	viii
สารบัญรูป.....	ix
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการจัดทำวิทยานิพนธ์.....	4
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	5
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.5 รายละเอียดวิทยานิพนธ์.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7
2.2 ระบบการวัดเบื้องต้น.....	7
2.3 เซนเซอร์ความต้านทาน.....	9
2.3.1 เซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว.....	9
2.3.2 เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง.....	14
2.4 วงจรเชื่อมสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน.....	15
2.4.1 วงจรเชื่อมต่อที่ใช้หลักการแบ่งแรงดัน.....	15
2.4.2 วงจรเชื่อมต่อที่ใช้หลักการไบอัสด้วยกระแส.....	15
2.4.3 วงจรบริดจ์แบบวีตส์โตน.....	16
2.4.4 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับบออปแอมป์หนึ่งตัว.....	18
2.4.5 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์.....	19
2.4.6 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับบออปแอมป์สองตัว.....	19
2.5 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ.....	20
2.5.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	20
2.5.2 ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์.....	22
2.6 บทสรุป.....	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว.....	24
3.1	กล่าวนำ.....	24
3.2	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1.....	24
3.2.1	แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร.....	24
3.2.2	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร.....	26
3.2.3	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1.....	27
3.3	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2.....	29
3.3.1	แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2 และผลการวิเคราะห์วงจร.....	29
3.3.2	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2 และผลการวิเคราะห์วงจร.....	30
3.3.3	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2.....	31
3.3.4	ผลทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2 ด้วยการต่อวงจรจริง.....	33
3.4	บทสรุป.....	35
บทที่ 4	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง.....	36
4.1	กล่าวนำ.....	36
4.2	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1.....	37
4.2.1	แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร.....	37
4.2.2	วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร.....	39
4.2.3	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1.....	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 1 ด้วยการต่อวงจรถัดจริง.....	41
4.3 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 2.....	42
4.3.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 2 และผลการวิเคราะห์วงจรถัด.....	42
4.3.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 2 และผลการวิเคราะห์วงจรถัด.....	44
4.3.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิด แตกต่างวงจรถัดที่ 2.....	45
4.3.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 2 ด้วยการต่อวงจรถัดจริง.....	47
4.4 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 3.....	49
4.4.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 3 และผลการวิเคราะห์วงจรถัด.....	49
4.4.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 3 และผลการวิเคราะห์วงจรถัด.....	51
4.4.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 3.....	52
4.4.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 3 ด้วยการต่อวงจรถัดจริง.....	52
4.5 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 4.....	54
4.5.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 4 และผลการวิเคราะห์วงจรถัด.....	54
4.5.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 4 และผลการวิเคราะห์วงจรถัด.....	55
4.5.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิด แตกต่างวงจรถัดที่ 4.....	56
4.5.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างวงจรถัดที่ 4 ด้วยการต่อวงจรถัดจริง.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6 บทสรุป.....	58
บทที่ 5 เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน.....	59
5.1 กล่าวนำ.....	59
5.2 คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	59
5.3 เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่นำเสนอ.....	60
5.4 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ.....	62
5.5 ผลการเลียนแบบการทำงาน.....	67
5.6 การทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....	70
5.7 บทสรุป.....	72
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	74
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	74
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	75
เอกสารอ้างอิง.....	76
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดเชิงเดียวเมื่อไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	80
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ชนิดแตกต่างเมื่อไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	87
ภาคผนวก ค. เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/7 โดยเทคนิค สวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน.....	102
ภาคผนวก ง. ผลงานการวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	105

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	สมการเอาต์พุตของวงจรถอดจึในรูปที่ 1.1.....2
3.1	ผลการเลียนการทำงานของวงจรถอดจึต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง.....32
3.2	ผลทดสอบการทำงานด้วยการต่อวงจรถอดจึเมื่อใช้กับอาร์ทีดีชนิด PT100 และ PT1000.....34
4.1	ผลการเลียนการทำงานของวงจรถอดจึต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง เมื่อ R_T มีค่าตั้งแต่ 0.1 k Ω ถึง 200 k Ω47
4.2	ผลการทดสอบวงจรถอดจึด้วยการต่อวงจรถอดจึเมื่อ $R_T = 0.1$ k Ω , 5 k Ω และ 200 k Ω48
4.3	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถอดจึต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว วงจรถอดจึที่ 3 เมื่อไม่มีการชดเชยค่าความผิดพลาด.....52
4.4	ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถอดจึต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง วงจรถอดจึที่ 4 เมื่อไม่มีการชดเชยค่าความผิดพลาด.....57
5.1	การเปรียบเทียบความต้านทานภายในของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์อื่น.....67
5.2	การเปรียบเทียบจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์.....67
5.3	สรุปผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์.....70
5.4	อุปกรณ์ที่ใช้สร้างคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ.....71
6.1	สรุปคุณสมบัติและจำนวนอุปกรณ์ของวงจรถอดจึต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานที่นำเสนอ.....73

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 รูปแบบการต่อของวงจรบริดจ์โหมดแรงดันและโหมดกระแส.....	2
2.1 แผนภาพของระบบการวัดทางอิเล็กทรอนิกส์.....	8
2.2 โครงสร้างของสเตรนเกจ.....	10
2.3 ค่าความต้านทานสัมพัทธ์ต่ออุณหภูมิของโลหะบางชนิด.....	12
2.4 สัญลักษณ์ของเทอร์มิสเตอร์.....	13
2.5 ค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์กับอุณหภูมิ.....	14
2.6 เซนเซอร์ความต้านทานชนิดโพเทนทิโอมิเตอร์.....	14
2.7 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานโดยใช้วิธีแบ่งแรงดัน.....	15
2.8 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานโดยใช้วิธีไบอัสด้วยกระแส.....	16
2.9 วงจรบริดจ์แบบวีตสโตนที่ใช้แรงดันเป็นอินพุตของวงจร.....	16
2.10 วงจรบริดจ์ต่อร่วมกับออปแอมป์หนึ่งตัว.....	18
2.11 วงจรบริดจ์ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์.....	19
2.12 วงจรบริดจ์ต่อร่วมกับออปแอมป์สองตัว.....	19
2.13 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง.....	20
2.14 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ.....	21
2.15 โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสชนิดลบ.....	21
2.16 สัญลักษณ์ของออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์.....	22
2.17 วงจรสมมูลของออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์.....	23
3.1 AZKA Cell.....	24
3.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยววงจรที่ 1.....	26
3.3 ผลการเลียนแบบของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอกับวงจรที่ในรูปที่ 3.1 เมื่อใช้งานกับ PT100.....	28
3.4 ผลการเลียนแบบของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอกับวงจรรูปที่ 3.1 เมื่อใช้งานกับสเตรนเกจ.....	28
3.5 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยววงจรที่ 2.....	29
3.6 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์เชิงเดี่ยวที่นำเสนอวงจรที่ 2.....	30
3.7 แผ่นวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2.....	33
3.8 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อทำงานร่วมกับ PT100.....	34
3.9 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อทำงานร่วมกับ PT1000.....	35
4.1 โครงสร้างพื้นฐานและวงจรสมมูลของเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง.....	36
4.2 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1.....	37
4.3 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง วงจรที่ 1 เมื่อไม่มีการชดเชยค่าความผิดพลาด.....	40
4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง วงจรที่ 1 เมื่อมีการชดเชยแรงดัน และมีการปรับค่าเกนจ์.....	41
4.6 ผลทดสอบวงจรด้วยการต่อวงจรจริง เมื่อมีการชดเชยแรงดัน และมีการปรับค่าเกนจ์.....	42
4.7 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2.....	42
4.8 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2.....	44
4.9 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 4.7 เมื่อ R_T มีเท่ากับ $1\text{ k}\Omega$	46
4.10 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อในรูปที่ 4.8 เมื่อ R_T มีเท่ากับ $1\text{ k}\Omega$	46
4.11 แผ่นวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2.....	44
4.12 การทดสอบการทำงานของวงจรเมื่อใช้งานกับเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งแบบเชิงเส้น.....	48
4.13 ผลการทำงานของวงจรเมื่อใช้งานกับเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง LM10.....	49
4.14 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3.....	49
4.15 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3.....	51
4.16 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 1\text{ k}\Omega$ และมีการชดเชยออฟเซต.....	53
4.17 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 5\text{ k}\Omega$ และมีการชดเชยออฟเซต.....	53
4.18 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4.....	54
4.19 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4.....	55
4.20 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 1\text{ k}\Omega$ เมื่อไม่มีการชดเชยออฟเซต.....	58
4.21 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 5\text{ k}\Omega$ เมื่อไม่มีการชดเชยออฟเซต.....	58
5.1 เอซี-ดีซีที่นำเสนอนใน [32].....	64
5.2 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่นำเสนอ เมื่อมีอัตราส่วนการแปลงผัน $1/9$	65
5.4 วงจรสมมูลชั่วขณะของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ.....	67
5.5 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ เมื่อจ่ายโหลดเท่ากับ $100\ \Omega$	73
5.6 กราฟแสดงแรงดันเอาต์พุตเทียบกับกำลังไฟฟ้า.....	73
5.7 กราฟแสดงค่าริบเปิลเทียบกับกำลังไฟฟ้า.....	74
5.8 กราฟประสิทธิภาพทางไฟฟ้าเทียบกับกำลังไฟฟ้า.....	74
5.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสร้างโดย ไอซีสำเร็จรูป.....	76
5.10 กราฟแสดงเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจากการต่อวงจรจริง.....	76
5.11 ผลการวัดค่าแรงดันของตัวเก็บประจุ.....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

ก.1	AZKA Cell.....	80
ก.2	วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1.....	81
ก.3	วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยววงจรที่ 2.....	84
ก.4	วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2.....	85
ข.1	วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1.....	87
ข.2	วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1.....	89
ข.3	วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2.....	91
ข.4	วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2.....	93
ข.5	วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3.....	95
ข.6	วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3.....	97
ข.7	วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4.....	98
ข.8	วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4.....	100
ค.1	คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ โดยมีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/7$	102
ค.2	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเทียบกับเวลา.....	103
ค.3	ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าเมื่อเทียบกับกำลังไฟฟ้า.....	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา XI และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

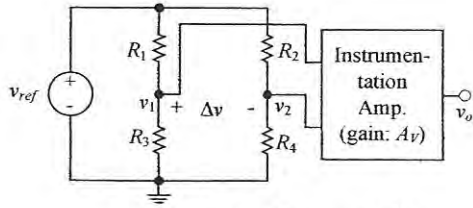
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

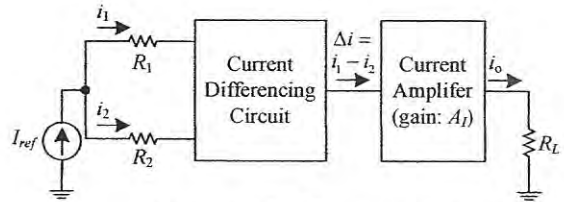
เซนเซอร์ความต้านทานเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ใช้ในการตรวจวัดปริมาณต่าง ๆ เช่น อุณหภูมิ ตำแหน่ง ความเค้น การวัดระยะ เป็นต้น [1] เซนเซอร์ความต้านทานสามารถแบ่งเป็น 2 ชนิด คือ ชนิดเชิงเดี่ยว (Single Type) และชนิดแตกต่าง (Differential Type) ตัวอย่างของเซนเซอร์ชนิดแตกต่างได้แก่ โพลีเมทริก (Potentiometric) ซึ่งมีจุดในการตรวจวัดสองตำแหน่ง ในขณะที่ทำการวัดค่าความต้านทานจุดหนึ่งจะเพิ่มขึ้น ($R_0 + \Delta R$) ในขณะที่อีกจุดหนึ่งจะลดลง ($R_0 - \Delta R$) แต่เซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวจะมีจุดในการตรวจวัดเพียงตำแหน่งเดียว ซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากับ R_0 เมื่ออยู่ในสภาวะปกติ ปริมาณการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวแปรที่วัดนั้นสามารถทำได้จากค่าความต้านทานที่เบี่ยงเบนไป (ΔR) ตัวอย่างของเซนเซอร์ชนิดนี้ได้แก่ อาร์ทีดี (Resistive Temperature Detector : RTD) และ สเตรนเกจ (Strain Gauge) เป็นต้น ปัญหาหนึ่งของเซนเซอร์ความต้านทานเมื่อถูกใช้ในระบววัดและควบคุมคือ ปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้น ปัญหาดังกล่าวเกิดจากสองประการด้วยกัน ประการแรกเกิดจากคุณสมบัติของตัวเซนเซอร์ความต้านทานเอง ประการที่สองเกิดจากวงจรจัดการสัญญาณหรือวงจรเชื่อมต่อ (Interface Circuit) ขาดความเป็นเชิงเส้น ทำให้เกิดความยุ่งยากในการนำสัญญาณไปประมวลผลต่อไป วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานที่นิยมใช้มาตั้งแต่อดีตคือ วงจรบริดจ์ [2-3] รูปแบบการต่อวงจรบริดจ์ในโหมดแรงดันและโหมดกระแสแสดงในรูปที่ 1.1 โดยมีสมการเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เมื่อเชื่อมต่อกับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวและชนิดแตกต่าง สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 จะเห็นว่าวงจรบริดจ์ที่ทำงานในโหมดกระแสดังรูปที่ 1.1(ข) ใช้ตัวต้านทานจำนวนเพียงครั้งหนึ่งของวงจรบริดจ์ในโหมดแรงดันดังรูปที่ 1.1(ก) ในกรณีที่ใช่วงจรบริดจ์ในการเชื่อมต่อกับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยว สมการเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ทั้งในโหมดแรงดันและโหมดกระแสจะมีความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่เบี่ยงเบนไป (ΔR) ในปี ค.ศ. 2000 S.J. Azahari และ H. Kaabi ได้มีการนำเสนอวงจรเชื่อมต่อที่สร้างสัญญาณเอาต์พุตในรูปแบบที่เป็นเชิงเส้น (Linearization Circuit) โดยใช่วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor : CCII) จำนวน 1 ตัว ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิง (Reference Current Source) [3] แต่อย่างไรก็ตาม ค่าความถูกต้องของวงจรที่ถูกสร้างขึ้นมาถูกจำกัดด้วยค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว $X (R_x)$ ของวงจรสายพานกระแส ในปี ค.ศ. 2006 Y.H. Ghallab และ W.Badawy ได้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์เชิงเดี่ยวที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น โดยใช้โอปอแอมป์เรชันแนลโพลทตึงเคอร์เรนท์คอนเวเยอร์ (Operational Floating Current Conveyor : OFCC) จำนวน 3 ตัว [4] แต่การสร้างอุปกรณ์ OFCC มีความยุ่งยากมีโครงสร้างที่ซับซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์หรือต้องการนำเอกสารนี้ไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรบริดจ์โหมดแรงดัน



(ข) วงจรบริดจ์โหมดกระแส

รูปที่ 1.1 รูปแบบการต่อของวงจรบริดจ์โหมดแรงดันและโหมดกระแส

ตารางที่ 1.1 สมการเอาต์พุตของวงจรบริดจ์ในรูปที่ 1.1

ชนิดของ เซนเซอร์	รูปที่ 1.1(ก)		รูปที่ 1.1(ข)	
	เงื่อนไข	เอาต์พุต	เงื่อนไข	เอาต์พุต
ชนิดเชิงเดี่ยว	$R_1 = R_2 = R_3 = R_0$ $R_4 = R_0 \pm \Delta R$	$v_o = \frac{\pm \Delta R}{4R_0 \pm 2\Delta R} A_V V_{ref}$	$R_1 = R_0$ $R_2 = R_0 \pm \Delta R$	$i_o = \frac{\pm \Delta R}{2R_0 \pm \Delta R} A_I I_{ref}$
ชนิดแตกต่าง	$R_1 = R_4 = R_0 \mp \Delta R$ $R_2 = R_3 = R_0 \pm \Delta R$	$v_o = \pm \frac{\Delta R}{R_0} A_V V_{ref}$	$R_1 = R_0 \mp \Delta R$ $R_2 = R_0 \pm \Delta R$	$i_o = \pm \frac{\Delta R}{R_0} A_I I_{ref}$

และจำเป็นต้องใช้วงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror : CM) ที่มีความสมพงษ์กันทุกประการ และเพื่อเป็นอีกแนวทางหนึ่งในการออกแบบวงจรโดยใช้ไอซีสำเร็จรูป (Integrated Circuit : IC) ในการสร้างวงจร ในปี ค.ศ. 2010 ผู้วิจัยได้นำเสนอการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์เชิงเดี่ยวที่มีสัญญาณเอาต์พุตในรูปแบบที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้โอปแอมป์ (Operational Amplifier : opamp) นำมาต่อร่วมกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองหรือ CCII เพื่อปรับปรุงความถูกต้องในการทำงานของวงจร [5] แต่ทั้งนี้ วงจรดังกล่าวที่ผู้วิจัยนำเสนอเป็นวงจรที่ออกแบบโดยใช้แหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงจำนวน 2 ตัวที่มีความสมพงษ์กันทุกประการ ในปี 2011 P. Julsereewong และคณะ ได้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นและใช้แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage Source) [6]-[7] โดยวงจรทั้งสองที่นำเสนอสร้างจากอุปกรณ์ออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์ (Operational Conveyor : OC) ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อีกรูปแบบหนึ่งที่ได้จากการใช้ไอซี opamp ต่อร่วมกับ CCII [8] ซึ่งเป็นแนวคิดเดียวกันกับการออกแบบวงจรจัดการสัญญาณสำหรับการวัดค่าความต้านทานที่เบี่ยงเบนไปของเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว [9] แต่อย่างไรก็ตาม วงจรที่นำเสนอใน [9] มีความเหมาะสมกับการใช้งานในการวัดที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานขนาดเล็ก ตัวอย่างเช่น เซนเซอร์จำพวกสเตรนเกจ (Strain Gauge) เนื่องจากสมการเอาต์พุตของวงจรมีความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานเบี่ยงเบนกับค่าความต้านทานอ้างอิงของเซนเซอร์ ($\frac{\Delta R}{R}$) โดยสมการเอาต์พุตนี้จะมี

ความเป็นเชิงเส้นจากการประมาณค่าด้วยเงื่อนไข $\Delta R \ll R$ เท่านั้น ในปี ค.ศ. 2012 ผู้วิจัย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว โดยใช้ OC และ opamp อย่างละ 1 ตัว ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์น้อยลงเมื่อเทียบกับวงจรที่นำเสนอใน [4]-[7]

สำหรับการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างได้มีการนำเสนอการออกแบบโดยใช้ CCII จำนวน 2 ตัว [3] และโดยใช้ OFCC จำนวน 3 ตัว [4] เนื่องจากข้อจำกัดในด้านความถูกต้องในการทำงานของวงจรที่ออกแบบโดยใช้ OFCC ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ในปี ค.ศ. 2011 P. Julsereewong และคณะ ได้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างโดยใช้อุปกรณ์ OC จำนวน 2 ตัว ต่อกับแหล่งจ่ายกระแสอ้างอิง [10] ในปี ค.ศ. 2012 ผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างโดยใช้อุปกรณ์ OC จำนวน 1 ตัว ต่อกับแหล่งจ่ายกระแส [11] จึงใช้อุปกรณ์น้อยลง คือ ลดจำนวนการใช้ CCII ลง 1 ตัว ในปี ค.ศ. 2013 ผู้วิจัยได้พัฒนาการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างโดยใช้อุปกรณ์ OC จำนวน 3 ตัว [12] ทั้งนี้เพื่อทำการปรับปรุงให้ขนาดของวงจรเล็กลง โดยลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจร ในปี ค.ศ. 2017 ผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างโดยใช้อุปกรณ์ OC จำนวน 2 ตัว ต่อกับ opamp 1 ตัว [13]

การออกแบบวงจรไฟฟ้าที่สามารถเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหรือ เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter) ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่จำเป็นสำหรับเครื่องใช้ไฟฟ้าเป็นอีกประเด็นหนึ่งที่น่าสนใจเพื่อสร้างทางเลือกในการสร้างแหล่งจ่ายไฟ (Power Supply) เนื่องจากโดยทั่วไป เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะสร้างจากหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turns Ratio) สูง แม้ว่าส่วนประกอบจะมีน้ำหนักมากและมีขนาดใหญ่แต่ เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมก็ใช้สำหรับงานที่มีกำลังไฟระดับสูงและกลาง ดังนั้น เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมจึงยากที่จะสร้างให้มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา

การนำเทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์ (Switched-capacitor : SC) [21]-[37] มาใช้ในการออกแบบเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากำลังได้รับความสนใจอย่างมาก [21]-[32] แม้ว่าตัวคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ จะไม่เหมาะสำหรับงานที่มีกำลังไฟสูงแต่คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ก็สามารถสร้างโดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงไฟฟ้าที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบสูง หรือกล่าวได้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์นี้มีน้ำหนักเบาและขนาดเล็กกว่าคอนเวอร์เตอร์ในแบบเดิม ในอดีตเมื่อ 2-3 ทศวรรษที่แล้วได้มีการศึกษาคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ ในปี ค.ศ. 1989 คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย I. Oota และคณะ [21] โดยแรงดันที่อยู่ในตัวเก็บประจุจะถูกปล่อยออกมาที่โหลดตามการควบคุมของสัญญาณนาฬิกาแบบหลายเฟส และจากรูปแบบโครงสร้างที่มีสองทิศทางจึงทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่นำเสนอโดย I. Oota และคณะสามารถเป็นคอนเวอร์เตอร์ได้ทั้งแบบแปลงขึ้นและแบบแปลงลง ต่อมาในปี ค.ศ. 1990 I. Oota และคณะ ได้นำเสนอคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม-ขนาน [22] และนำเสนอวิธีการควบคุมสวิตซ์ใน [23] คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่ดีกว่าวงจรแรก แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากการมีความเร็วในการควบคุมสวิตซ์ต่ำจึงทำให้วงจรมีค่าริบเปิลขนาดใหญ่ และเพื่อที่จะแก้ปัญหาดังกล่าว

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงมีการนำเสนอวิธีการควบคุมสวิตช์ความเร็วสูงสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม-ขนาน [24] อย่างไรก็ตามเทคนิคที่นำเสนอใน [24] ก็ทำให้การควบคุมสวิตช์มีความยุ่งยากซับซ้อน ดังนั้นในปี ค.ศ. 1998 I. Oota และคณะ จึงพัฒนาคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ ชนิดแตกต่างกันมา [25] ซึ่งมีแรงดันอินพุตสองที่แตกต่างกันสองค่าจะถูกป้อนให้กับโพล แต่วงจรดังกล่าวต้องการอินพุตถึงสองชนิด ต่อมา ในปี ค.ศ. 1999 N. Hara, S. Terada และคณะได้พัฒนาคอนเวอร์เตอร์แบบริง (Ring) [26]-[29] ซึ่งแตกต่างจากกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดอนุกรม-ขนาน คอนเวอร์เตอร์แบบริงนี้ไม่เพียงแต่กินกระแสต่ำ แต่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันได้ จากงานวิจัยข้างต้น ในปี ค.ศ. 2010 S. Hirakawa และคณะ ได้นำเสนอคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับเลือกแบบดิจิทัล (Digital-Selecting) [30] ซึ่งแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์ชนิดรีก และชนิดอนุกรม-ขนาน คือการปรับอัตราส่วนการแปลงผันมีความยืดหยุ่นกว่าแบบริง แต่อย่างไรก็ตาม ในการสร้างคอนเวอร์เตอร์ ชนิดนี้จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์หลายส่วน ยิ่งไปกว่านั้นการควบคุมสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์แบบริง และแบบปรับเลือกดิจิทัลก็มีความยุ่งยาก เพราะอัตราส่วนการแปลงผันต้องเปลี่ยนไปตามแอมพลิจูดของไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นสัญญาณอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อที่จะทำให้การควบคุมสวิตช์ง่ายขึ้นและลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ให้น้อยลง ในปี ค.ศ. 2016 K. Abe และคณะ ได้นำเสนอ เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม [31] และนำเสนอใหม่อีกครั้ง ในปี ค.ศ. 2017 [32] โดยปรับปรุงให้ดีขึ้นด้วยการต่อวงจรปรับเท่า (Voltage Equalizer) [33]-[35] แบบอนุกรมกัน ทำให้สามารถสร้างคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันสูงแต่ใช้อุปกรณ์ในการสร้างน้อย ยิ่งไปกว่านั้นคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ยังต้องการสัญญาณนาฬิกาเพียงสองเฟส ในการควบคุม ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมไม่เพียงแต่มีขนาดเล็กแต่ยังมีการควบคุมสวิตช์ที่ไม่ยุ่งยากอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตาม คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมสร้างอัตราส่วนการแปลงผันด้วยการนำอัตราส่วนของวงจรปรับเท่ามาคูณกัน ดังนั้นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมไปใช้งานจึงมีข้อจำกัด เนื่องจากการปรับอัตราส่วนการแปลงผันยังขาดความยืดหยุ่น และยังมีคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่น ๆ [36]-[38] ที่ถูกนำเสนอมาแล้วในอดีต แต่คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ไม่ได้มีโครงสร้างที่ทำมาจากสวิตช์คาปาซิเตอร์

1.2 วัตถุประสงค์ในการจัดทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรต่อเชื่อมสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวและชนิดแตกต่าง ซึ่งให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นกับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปในขณะทำการวัดหรือความต้านทานเบี่ยงเบน โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและออปแอมป์ และปรับปรุงความถูกต้องของวงจรโดยการลดผลกระทบอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานแฝงภายในตัวของอุปกรณ์ โดยสร้างจากออปโพเรชันแนลคอนเวเยอร์ออปแอมป์ และตัวต้านทาน ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากไอซีสำเร็จรูปที่สามารถหาได้ตามร้านจำหน่ายอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป จึงสะดวกแก่การนำไปใช้งาน นอกจากนี้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง หรือเอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์คาปาซิเตอร์ ซึ่งสามารถสร้างได้โดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงไฟฟ้าที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio) สูง จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

วงจรเชื่อมต่อนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ออกแบบและสร้างจากวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ออปแอมป์ และออปพอเรชันแนลคอนเวเยอร์โดยออปพอเรชันแนลคอนเวเยอร์สามารถสร้างได้จากวงจรสายพานกระแสร่นที่สองและออปแอมป์ซึ่งมีต่อกับแบบไฮบริด ทำให้สามารถกำจัดผลกระทบของค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว X ของวงจรสายพานกระแส โดยวงจรที่นำเสนอนี้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน สามารถสร้างได้จริงจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป

เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้วงจรปรับเท่า (Voltage Equalizer) ด้วยเทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อนเพื่อต้องการให้สามารถปรับเปลี่ยนอัตราการแปลงผันได้ง่ายและมีการควบคุมที่สวิตซ์ไม่ซับซ้อน คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ และวงจรปรับเท่าที่ต่อกันแบบวางซ้อน โดยวงจรปรับเท่าที่ต่อกันแบบวางซ้อนนี้สามารถแปลงแรงดันของตัวเก็บประจุที่อยู่ในวงจรบางส่วนด้วยวงจรปรับเท่าอีกตัวหนึ่ง จึงทำให้สามารถหาอัตราส่วนการแปลงผันของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอได้โดยส่วนกลับของผลรวมค่าอัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุหลัก ยิ่งไปกว่านั้น คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างได้ เนื่องจากอัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุหลักมีค่าไม่เท่ากันจากการต่อแบบวางซ้อน ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้ ไม่เพียงแต่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันได้ง่ายแต่ยังสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์จำนวนไม่มากอีกด้วย และในงานวิจัย [30]-[32] ในการทำงานของวงจรปรับเท่าต้องการสัญญาณนาฬิกาแบบสองเฟสที่ไม่เหลื่อมกัน ดังนั้น คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจะใช้วงจรปรับเท่าที่ต่อกันแบบวางซ้อนทำให้การควบคุมสวิตซ์ทำได้ง่ายขึ้น

1.4 ขอบเขตการวิจัย

การออกแบบวงจรเชื่อมต่อนำเสนอสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวและชนิดแตกต่างจำนวน 2 วงจร และ 4 วงจรตามลำดับ ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้มีการนำเสนอหลักการออกแบบด้วยวงจรพื้นฐาน วงจรที่นำเสนอซึ่งมีการปรับปรุงค่าความถูกต้องในการทำงานจากวงจรพื้นฐาน การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรทางทฤษฎี แล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรที่นำเสนอ

การออกแบบเอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์โดยใช้วงจรปรับเท่าด้วยเทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อนที่นำเสนออยู่ในวิทยานิพนธ์ ได้มีการอธิบายถึงหลักการออกแบบของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์ และเอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอได้กำหนดให้มีค่าอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/9$ เป็นกรณีตัวอย่าง การวิเคราะห์การทำงาน ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง และผลการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการวิจัยและพัฒนาเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบการใช้จำนวนอุปกรณ์ในการออกแบบของคอนเวอเตอร์ที่นำเสนอและคอนเวอเตอร์ที่เคยนำเสนอในอดีต

1.5 รายละเอียดวิทยานิพนธ์

- ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทกับ 4 ภาคผนวก ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้
- บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึงความจำเป็นของปัญหา วัตถุประสงค์ หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของเนื้อหาในแต่ละบท
- บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึงระบบการวัด เช่น เซอร์ความต้านทาน การจัดการสัญญาณที่ได้มาจากเซนเซอร์ความต้านทาน อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ
- บทที่ 3 กล่าวถึงแนวคิดในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว การวิเคราะห์ความไม่เป็นไปตามอุดมคติ การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง
- บทที่ 4 กล่าวถึงแนวคิดในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง การวิเคราะห์ความไม่เป็นไปตามอุดมคติ การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง
- บทที่ 5 กล่าวถึงหลักการออกแบบเอซี-ดีซี คอนเวอเตอร์โดยใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน การวิเคราะห์คุณสมบัติทางทฤษฎี การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง
- บทที่ 6 เป็นบทสุดท้าย ซึ่งเป็นการสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยพัฒนาการออกแบบวงจรต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวเมื่อไม่เป็นไปตามอุดมคติ
- ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างเมื่อไม่เป็นไปตามอุดมคติ
- ภาคผนวก ค. เอซี-ดีซี คอนเวอเตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน โดยมีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/7
- ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

วิทยานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์ในการศึกษาค้นคว้าและการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ ความต้านทาน ดังนั้นเพื่อให้เข้าใจและเห็นภาพโดยรวมของงานที่นำเสนอ ในบทนี้จึงกล่าวถึงทฤษฎี พื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกัวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบไปด้วยหัวข้อ ระบบการวัดเบื้องต้น เซนเซอร์ความต้านทาน วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน ทฤษฎีของอุปกรณ์หลักที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

2.2 ระบบการวัดเบื้องต้น [14]

การวัด (Measurement) สามารถอธิบายถึงปรากฏการณ์ธรรมชาติได้ในเชิงปริมาณ ถือเป็นพื้นฐานของศาสตร์หลายแขนงทั้งทางด้านวิศวกรรมศาสตร์และวิทยาศาสตร์ โดยครอบคลุมถึงการตรวจจับ และการรับค่า การควบคุมและการวิเคราะห์ข้อมูล การวัดหมายถึงการเปรียบเทียบกันระหว่าง ปริมาณค่าสองค่า คือ ปริมาณค่าของตัวแปรที่ต้องการทราบ (Measure Value) กับค่าอ้างอิง (Reference Value) ผลลัพธ์ที่ได้จากการเปรียบเทียบคือค่าที่แท้จริงของปริมาณตัวแปรที่ต้องการทราบ ค่า สามารถจำแนกชนิดของการวัดได้ดังนี้

1. แบ่งตามวัตถุประสงค์ของการวัด

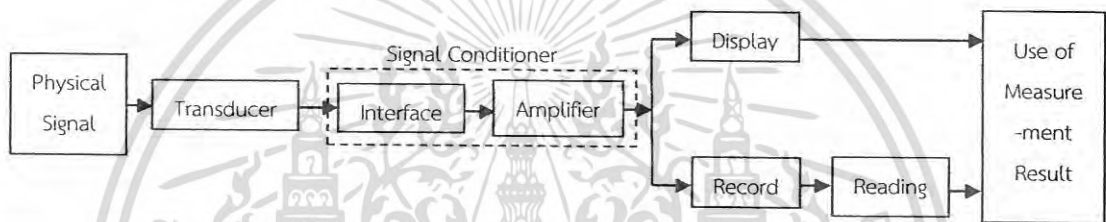
- การวัดเพื่อรู้ คือ การวัดปริมาณของตัวแปรเพื่อเพียงต้องการทราบค่า ไม่ได้นำผลลัพธ์ไปประมวลผลใด ๆ ต่อ เป็นเพียงวัดเพื่อบันทึกค่าหรือทำสถิติเท่านั้น
- การวัดเพื่อควบคุม การวัดลักษณะนี้นอกจากจะทราบค่าปริมาณที่วัดแล้ว ยังนำเอาผลลัพธ์ไปใช้ในขบวนการต่าง ๆ เช่น นำไปควบคุมปริมาณของตัวแปรที่ต้องการวัดให้คงที่ หรือการปรับแต่งของตัวแปรที่ได้จากการวัดให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ที่ต่อร่วมกันในระบบ

2. แบ่งตามรูปแบบการวัด

- การวัดโดยตรง (Direct Comparison) หมายถึงการวัดปริมาณตัวแปรใด ๆ แล้วได้ค่าผลลัพธ์จากการวัดเลย ไม่จำเป็นต้องคำนวณเปรียบเทียบหรือแปลงหน่วย เช่น การวัดระยะทางด้วยตลับเมตร
- การวัดทางอ้อม (Indirect Comparison) หมายถึงการวัดตัวแปรใด ๆ โดยอาศัยหลักการจากตัวแปรประเภทอื่น ผลลัพธ์ที่ได้จากการวัดต้องนำมาคำนวณและทำการแปลงหน่วยเพื่อให้ได้ปริมาณของตัวแปรที่ต้องการวัดจริง เช่น การวัดอัตราการไหลโดยหลักการของค่าความดันแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบการวัด (Measurement System) กระบวนการวัดเกิดขึ้นเกือบทุกขณะในการดำเนินชีวิตของมนุษย์หรือแม้กระทั่งภายในร่างกายของมนุษย์เองก็มีระบบการวัด โดยอาศัยประสาทสัมผัสในการวัดปริมาณทางกายภาพหรือทางเคมีส่งผ่านไปประมวลผลโดยสมองและนำผลที่ได้มาใช้ในการตัดสินใจ นอกจากระบบการวัดที่เกิดขึ้นภายในร่างกายมนุษย์แล้ว มนุษย์ยังออกแบบเครื่องมือวัดเพื่อใช้ในการวัดปริมาณทางกายภาพในระบบการวัดข้อมูลอีกด้วย ซึ่งโดยรวมแล้วระบบการวัดนั้นถูกออกแบบมาช่วยให้เปลี่ยนปริมาณทางกายภาพหรือทางเคมีให้เป็นข้อมูลซึ่งช่วยในการตัดสินใจและประมวลผลให้เป็นไปในทางใดทางหนึ่งตามที่มนุษย์ต้องการ



รูปที่ 2.1 แผนภาพของระบบการวัดทางอิเล็กทรอนิกส์

ระบบการวัดนั้นมีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจำแนกประเภท ในที่นี้จะกล่าวถึงแต่เพียงระบบการวัดทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Instrument System) ซึ่งมีส่วนประกอบพื้นฐาน ดังแสดงในรูปที่ 2.1

ส่วนทรานสดิวเซอร์ (Transducer) เป็นอุปกรณ์รับรู้ปริมาณและแปลงปริมาณทางฟิสิกส์โดยทั่วไปหากกล่าวถึงทรานสดิวเซอร์ก็มีความหมายครอบคลุมถึงเซนเซอร์ (Sensor) ด้วย เนื่องจากทรานสดิวเซอร์ก่อนที่จะมีการแปลงปริมาณทางฟิสิกส์ใด ๆ ก็ต้องมีการรับรู้หรือตรวจจับปริมาณของตัวแปรนั้นเสียก่อน สัญญาณส่วนมากที่ได้จากทรานสดิวเซอร์นั้นมักจำเป็นต้องปรับแต่งสภาพสัญญาณก่อนที่จะนำไปใช้ประโยชน์ได้ รายละเอียดของเซนเซอร์นั้นจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

ส่วนปรับแต่งสภาพสัญญาณ (Signal Conditioner) โดยทั่วไปสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์จะเป็นสัญญาณอนาล็อกขนาดเล็ก ๆ ก่อนที่นำสัญญาณไปประมวลผลต้องผ่านการปรับแต่งสัญญาณเสียก่อน เราอาจแบ่งส่วนปรับคุณภาพสภาพสัญญาณนี้เป็นสองส่วน คือ (หรือมากกว่านั้นขึ้นอยู่กับระดับคุณภาพของสัญญาณที่ต้องการนำไปใช้งาน) ส่วนต่อเชื่อม (Interface) และส่วนตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ส่วนต่อเชื่อมเป็นส่วนที่สัมผัสโดยตรงจากทรานสดิวเซอร์ทำหน้าที่วัดสัญญาณหรือพลังงานใด ๆ ที่ทรานสดิวเซอร์ส่งออกมา ส่วนขยายสัญญาณ ทำให้สัญญาณมีขนาดใหญ่ขึ้นเพื่อสะดวกต่อการนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งนี้ในส่วนปรับคุณภาพสภาพสัญญาณอาจประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่ วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล เป็นต้น จึงอาจกล่าวได้ว่า ส่วนปรับแต่งสภาพสัญญาณนี้เป็นส่วนเตรียมการประมวลผล (Preparation Unit) ในขั้นต่อไป

ส่วนแสดงผลและบันทึกผล (Display and Record Unit) ทำหน้าที่นำสัญญาณที่ได้จากส่วนประมวลผลมาแสดงผลให้อยู่ในรูปแบบที่มนุษย์สามารถเข้าใจได้ เช่นการแสดงผลการวัดออกมาทางหน้าจอแอลอีดี ตารางแสดงข้อมูล หรือกราฟแสดงผลการวัด หากต้องการบันทึกข้อมูลก็จะเก็บไว้ในอุปกรณ์เก็บข้อมูล เช่น อุปกรณ์ประเภทหน่วยความจำ เป็นต้น

2.3 เซนเซอร์ความต้านทาน (Resistive Sensor) [15]-[16]

เซนเซอร์หรือตัวตรวจวัดเป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับตรวจวัดหรือรับรู้ปริมาณตัวแปรใด ๆ อุปกรณ์เซนเซอร์จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญอย่างมากในการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรม การตรวจวัดอาจจะเป็นการตรวจวัดตำแหน่ง ระยะการเคลื่อนที่ ความร้อน การไหล ระดับ และหากตรวจวัดแล้วมีการแปลงเป็นพลังงานในอีกรูปแบบหนึ่ง ก็อาจหมายถึงทรานสดิวเซอร์ ในการแปลงพลังงานหรือการตอบสนองนั้นอาจอยู่ในรูปแบบเชิงกล ทางไฟฟ้า แม่เหล็ก ริงส์ เคมี ความร้อน เป็นต้น ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของเซนเซอร์แต่ละชนิด ซึ่ง สามารถแบ่งประเภทของเซนเซอร์ออกเป็นสองลักษณะคือ แบบเฉื่อยงาน (Passive) คือ ต้องอาศัยแหล่งจ่ายไฟจากภายนอกเป็นตัวกระตุ้น เพื่อให้ได้เอาต์พุตทางไฟฟ้า และแบบไวงาน (Active) สามารถให้เอาต์พุตในรูปของสัญญาณไฟฟ้าโดยปราศจากพลังงานกระตุ้นจากภายนอก เซนเซอร์ความต้านทาน จัดเป็นเซนเซอร์แบบเฉื่อยงานชนิดหนึ่ง ซึ่งให้สัญญาณเอาต์พุตทางไฟฟ้าในรูปแบบของค่าความต้านทาน สามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว และเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง ปัจจุบันมีการใช้งานหลากหลายขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของผู้ใช้ว่า ต้องการตรวจวัดปริมาณใด

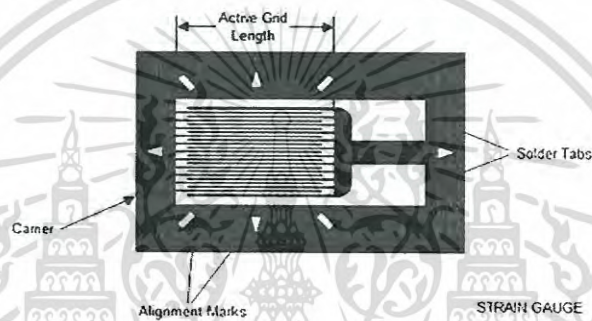
2.3.1 เซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว (Single Type Resistive Sensor)

เซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว คือ เมื่อนำเซนเซอร์ไปใช้งานจะมีส่วนตรวจวัด (Sensing Element) เพียงแค่จุดเดียวที่เปลี่ยนแปลงตามปริมาณหรือตัวแปรที่ต้องการตรวจวัดค่า เซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวจะมีค่าความต้านทานเท่ากับ R_0 เมื่อไม่มีการตรวจวัด และขณะตรวจวัดจะเกิดความต้านทานเบี่ยงเบน ($\pm \Delta R$) ขึ้น เซนเซอร์ชนิดนี้สามารถนำไปใช้งานได้หลากหลาย สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวที่นิยมใช้เท่านั้น

2.3.1.1 สเตรนเกจ (Strain gauge)

สเตรนเกจเป็นอุปกรณ์ตรวจวัดชนิดหนึ่งที่อยู่อาศัยคุณสมบัติเพียโซเรซิสทีวิตี (Piezoresistivity) [16] ซึ่งเป็นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุตัวนำที่แสดงถึงคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน

ภายในเมื่อความยาวหรือพื้นที่หน้าตัดของวัสดุตัวนำนั้นเปลี่ยนแปลงไป สเตรนเกจทำหน้าที่เป็นเซนเซอร์สำหรับแปลงแรงทางกล แรงดึง หรือความเครียดที่กระทำบนตัวอุปกรณ์ให้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานไฟฟ้า นอกจากนี้จะหมายถึงความเครียดแล้วยังหมายถึงการยืดตัวด้วย ความหมายของคำว่ายืดตัวนั้นจะคล้ายกับความหมายคำว่าเปลี่ยนแปลงรูปร่างอย่างเป็นเชิงเส้น การเปลี่ยนแปลงรูปร่างนี้โดยทั่วไปจะขึ้นกับแรงภายนอกที่มากระทำ เช่น การยืดตัวของยาวเมื่อถูกแรงดึง สเตรนเกจนับเป็นอุปกรณ์ที่ได้รับความนิยมอย่างกว้างขวางทั้งในเรื่องของการชั่งน้ำหนัก การวัดความดัน หรือการวัดความเปลี่ยนแปลงขนาดของวัตถุที่เกิดจากแรงกระทำต่าง ๆ โครงสร้างของสเตรนเกจแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของสเตรนเกจ

จากรูปที่ 2.2 ตัวสเตรนเกจ ประกอบด้วยส่วนของลวดตัวนำซึ่งถูกตัดไปตัดมาวางตัวอยู่บนแผ่นรองรับที่ปลายแต่ละข้างจะมีจุดเชื่อมกับวงจรไฟฟ้า เมื่อมีแรงกระทำจะส่งผลต่อโครงสร้างของสเตรนเกจซึ่งอาจจะดึงให้ตัวนำมีความยาวมากขึ้นในขณะที่พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำลดลง ซึ่งมีผลทำให้ค่าความต้านทานของลวดตัวนำมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เนื่องจากความต้านทานของลวดโลหะตัวนำแปรผันโดยตรงกับความยาวและแปรผกผันกับเส้นผ่านศูนย์กลาง ดังสมการต่อไปนี้

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

โดยที่ R เป็นค่าความต้านทานของสเตรนเกจ (Ω)

ρ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานของลวดตัวนำที่ใช้ทำสเตรนเกจ ($\Omega \cdot m$)

L เป็นความยาวของลวดตัวนำ (m)

A เป็นพื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ (m^2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของลวดตัวนำเมื่อได้รับแรงกระทำแล้ว จะพบว่ามีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นสองประการคือ ความยาวของลวดตัวนำเปลี่ยนไปจากเดิม และความต้านทานของลวดตัวนำก็เปลี่ยนไปจากเดิม ดังนั้นถ้านำค่าทั้งสองชนิดนี้ไปทำการเทียบสัดส่วนกันก็จะได้ค่าตัวประกอบชนิดหนึ่งซึ่งมีชื่อเรียกว่า ค่าตัวประกอบเกจ หรือ Gage factor ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$G = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L} \quad (2.2)$$

โดยที่ G เป็นค่าตัวประกอบเกจ

ΔR เป็นค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปของลวดตัวนำหลังจากถูกแรงกระทำ

R เป็นค่าความต้านทานของลวดตัวนำเริ่มแรกก่อนถูกแรงกระทำ

ΔL เป็นค่าความยาวที่เปลี่ยนแปลงไปของลวดตัวนำหลังจากถูกแรงกระทำ

L เป็นค่าความยาวของลวดตัวนำก่อนถูกแรงกระทำ

ค่าตัวประกอบเกจเหมือนการวัดจำนวนตัวต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีความเครียด ค่าตัวประกอบเกจจะเป็นดัชนีความไวของการยืดตัว (Strain Sensitivity) ของเกจ ถ้าให้ตัวแปรอื่น ๆ มีค่าคงที่ ค่าตัวประกอบเกจที่มีค่าสูงจะหมายถึงว่าเกจนั้นมีความไวสูงและมีสัญญาณเอาต์พุตมาก

เนื่องจากค่า $\Delta L / L$ ได้รับการกำหนดชื่อทางกลศาสตร์ว่าค่าคงตัวความเครียด แทนด้วยตัวแปร ϵ จึงสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta R / R}{G} \quad (2.3)$$

จากสมการจะเห็นว่าค่าของหน่วยความเครียดจะสามารถคำนวณออกมาได้เมื่อวัดค่า ΔR ออกมา ทั้งนี้เพราะค่าของ R และ G นั้น เป็นค่าที่ทราบอยู่ก่อนแล้ว

2.3.1.2 อาร์ทีดี (Resistance Temperature Detectors : RTD)

อาร์ทีดี เป็นทรานสดิวเซอร์อีกแบบหนึ่งที่ใช้สำหรับการวัดอุณหภูมิโดยใช้วัสดุที่มีความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ หากค่าความต้านทานของโลหะเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นจะเรียกว่า สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิแบบบวก (Positive Temperature Coefficient; PTC) นอกจากนี้อาร์ทีดียังได้ชื่อว่าเป็นเทอร์โมมิเตอร์แบบค่าความต้านทาน (Resistance Temperatures) อีกด้วย วัสดุที่นำมาทำเป็นอาร์ทีดีได้แก่ แพลทินัม (Platinum) ทองแดง (Copper) และนิกเกิล (Nickel) แต่โดยนิยมใช้อาร์ทีดีที่ทำมาจากแพลทินัมเนื่องจากแพลทินัมมีความเที่ยงตรงและมีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาร์ทีตีทำจากลวดโลหะที่มีความยาวค่าหนึ่ง ซึ่งที่ 0°C จะมีค่าความต้านทานค่าหนึ่งตามที่กำหนด ลวดโลหะนี้จะพันอยู่บนแกนที่เป็นฉนวนไฟฟ้า มีคุณสมบัติทนต่อความร้อน และต้องมีสัมประสิทธิ์การขยายตัวสัมพันธ์กับการขยายตัวของขดลวด อาร์ทีตีจะถูกบรรจุอยู่ใน Metal Sheath ฉนวนที่ใช้เป็นพวกแมกนีเซียมออกไซด์ หรืออะลูมิเนียมออกไซด์ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของเส้นลวดตัวนำกับอุณหภูมิสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$R_t = R_0(1 + \alpha\Delta t) \quad (2.4)$$

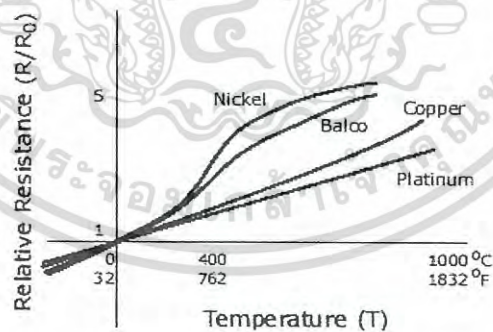
เมื่อ R_t คือ ค่าความต้านทานของตัวนำที่อุณหภูมิ $t^{\circ}\text{C}$ ใด ๆ

R_0 คือ ค่าความต้านทานของตัวนำที่อุณหภูมิอ้างอิง (โดยทั่วไปคือ 0°C)

α คือ สัมประสิทธิ์ของค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิของโลหะตัวนำ

Δt คือ ค่าความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิ $t^{\circ}\text{C}$ ใด ๆ กับอุณหภูมิอ้างอิง

โลหะตัวนำโดยทั่ว ๆ ไปนั้น สัมประสิทธิ์ค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิเป็นบวก แต่วัสดุบางอย่าง เช่น คาร์บอน เจอร์มันเนียม จะมีสัมประสิทธิ์ที่เป็นค่าลบ นั่นคือ ค่าความต้านทานของวัสดุเหล่านี้จะลดลงถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้น โดยทั่วไปแล้วควรใช้วัสดุที่มีค่า α สูง เพราะหมายถึงว่าความต้านทานของโลหะตัวนำจะเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัดแม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยก็ตาม รูปที่ 2.3 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานของตัวนำหลาย ๆ แบบ เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป



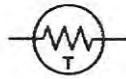
รูปที่ 2.3 ค่าความต้านทานสัมพันธ์ต่ออุณหภูมิของโลหะบางชนิด

2.3.1.3 เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor)

เทอร์มิสเตอร์ หรือ Thermal Resistor เป็นเซนเซอร์สำหรับตรวจวัดอุณหภูมิอีกประเภทหนึ่งที่อาศัยความสัมพันธ์ค่าความต้านทานไฟฟ้าของวัสดุกับอุณหภูมิเช่นเดียวกับหลักการของอาร์ทีตี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอร์มิสเตอร์เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของความต้านทานต่ออุณหภูมิเป็นลบ คือ ถ้าอุณหภูมิสูงขึ้นค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์จะลดลง สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของเทอร์มิสเตอร์แสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 สัญลักษณ์ของเทอร์มิสเตอร์

โดยปกติเทอร์มิสเตอร์จะให้ค่าความต้านทานไฟฟ้าลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิอยู่ในรูปของเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) ซึ่งสามารถอธิบายค่าความต้านทานไฟฟ้าของเทอร์มิสเตอร์ได้ในรูปของสมการดังนี้ คือ

$$R_t = R_0 \exp \beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \quad (2.5)$$

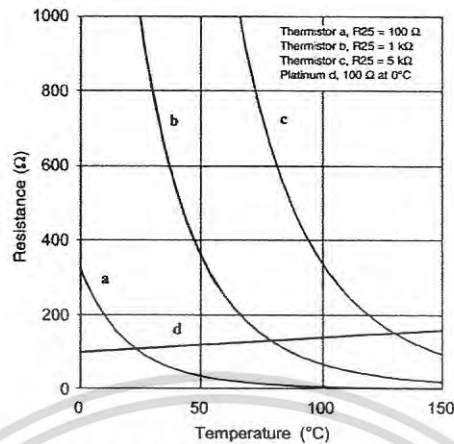
เมื่อ R_t คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าของเทอร์มิสเตอร์ที่อุณหภูมิเท่ากับ $T^\circ\text{K}$

T คือ ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ในหน่วยองศาเคลวิน

R_0 คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าของเทอร์มิสเตอร์ที่อุณหภูมิอ้างอิง เท่ากับ $T^\circ\text{K}$

และ β คือ ค่าคงที่ของเทอร์มิเตอร์ มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุที่นำมาทำตลอดจนกรรมวิธีในการผลิตของตัวเทอร์มิสเตอร์ เทอร์มิสเตอร์บางแบบ ค่าความต้านทานขณะอยู่ที่อุณหภูมิห้องอาจลดลงถึง 6% ต่ออุณหภูมิแต่ละองศาที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะเห็นว่าเทอร์มิสเตอร์มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิมาก ดังนั้นจึงนิยมใช้เทอร์มิสเตอร์ในการวัดและการควบคุมอุณหภูมิตลอดจนการชดเชยอุณหภูมิในช่วงต่ำ ๆ ตั้งแต่ -100°C ถึง 300°C เทอร์มิสเตอร์ทำจากโลหะออกไซด์ ได้แก่ แมงกานีส นิกเกิล โคบอลต์ ยูเรเนียม ทองแดงและเหล็ก เป็นต้น ค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์อยู่ในช่วง 0.5Ω ถึง $75\text{M}\Omega$ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับรูปร่างและขนาดของเทอร์มิสเตอร์ โดยรูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์กับอุณหภูมิ การนำเทอร์มิสเตอร์ไปประยุกต์ใช้งานสามารถพบเห็นได้ทั่วไปในลักษณะของงานด้านการแพทย์ การตรวจสอบอุณหภูมิของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

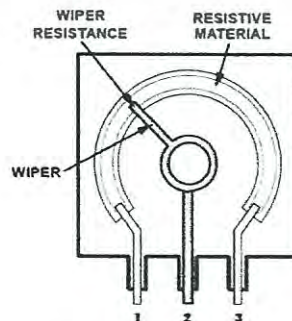


รูปที่ 2.5 ค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์กับอุณหภูมิ

2.3.2 เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง (Differential Type)

เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างเมื่อนำไปใช้งานจะมีส่วนตรวจวัดสองส่วน ซึ่งทั้งสองส่วนนี้มีทิศทางการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ตรงข้ามกัน โดยส่วนหนึ่งมีค่าความต้านทานเพิ่มขึ้น ในขณะที่อีกส่วนหนึ่งมีค่าความต้านทานลดลง ตัวอย่างเช่น เซนเซอร์แบบโพเทนทิโอมิเตอร์ (Potentiometer Sensor)

โพเทนทิโอมิเตอร์หรือพอด (Pot) คือตัวต้านทานชนิดหนึ่งที่มีสามขั้วและสามารถปรับค่าได้ โครงสร้างทั่วไปของโพเทนทิโอมิเตอร์แสดงในรูปที่ 2.6 ประกอบด้วยหน้าสัมผัส (Sliding Contact) ที่สามารถเลื่อนขึ้นลงตามความยาวของขดลวดความต้านทานได้ โดยหน้าสัมผัสหรือบางครั้งนิยมเรียกว่า “ไวเปอร์” นี้จะถูกเชื่อมต่อกับแท่งวัดซึ่งต่อกับวัตถุที่ต้องการตรวจสอบระยะขจัด วัสดุที่นิยมนำมาใช้ทำหน้าสัมผัสมักนิยมนำมาจากโลหะทองแดงผสม เนื่องจากมีความยืดหยุ่นและมีการนำไฟฟ้าที่ดี ส่วนลวดความต้านทานของโพเทนทิโอมิเตอร์นั้น นิยมทำมาจากลวดนิเกิลหรือแพลทินัมนำมาพันรอบแกนที่เป็นฉนวนทางไฟฟ้า



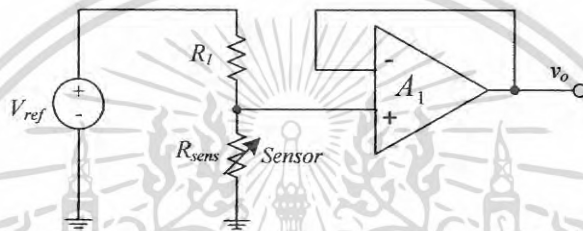
รูปที่ 2.6 เซนเซอร์ความต้านทานชนิดโพเทนทิโอมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรเชื่อมสำหรับเซนเซอร์ความต้านทาน [17]-[18]

เนื่องจากเซนเซอร์ความต้านทานนั้นให้ค่าเอาต์พุตเป็นค่าความต้านทานไฟฟ้า และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ส่วนมากจะมีขนาดเล็ก ในการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตดังกล่าวไปทำการประมวลผลต่อนั้น จำเป็นต้องทำการปรับแต่งสภาพสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณมีความเหมาะสมและสอดคล้องกับองค์ประกอบของระบบในส่วนต่อไป โดยตัวอย่างของวงจรเชื่อมสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานในระบบการวัดแบบแอนะล็อกมีวิธีการดังต่อไปนี้

2.4.1 วงจรเชื่อมต่อที่ใช้หลักการแบ่งแรงดัน



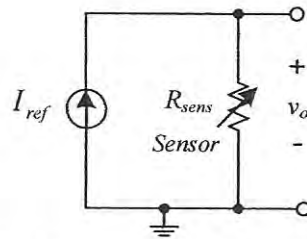
รูปที่ 2.7 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานโดยใช้วิธีแบ่งแรงดัน

การตรวจจับการเปลี่ยนความต้านทานโดยวิธีแบ่งแรงดันทำได้โดยการจ่ายแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวต้านทานที่อนุกรมระหว่าง ความต้านทาน R_1 และเซนเซอร์ความต้านทาน R_{sens} (เท่ากับ $R_0 \pm \Delta R$) เมื่อเซนเซอร์ความต้านทานมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อม R_{sens} เปลี่ยนแปลงไปด้วย และแรงดันไฟฟ้านี้จะถูกส่งไปยังวงจรบัฟเฟอร์ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจร สมการเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังนี้

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{R_{sens}}{R_{sens} + R_1} \right) \quad (2.6)$$

2.4.2 วงจรเชื่อมต่อที่ใช้หลักการไบอัสด้วยกระแส

หลักการนี้ใช้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ป้อนให้กับเซนเซอร์เพื่อให้เกิดแรงตกคร่อมที่ตัวเซนเซอร์ โดยค่าแรงดันนี้จะแปรผันไปตามเอาต์พุตของเซนเซอร์ความต้านทาน แรงดันที่เกิดขึ้นเขียนสมการได้ ดังสมการที่ (2.7) หรือกล่าวได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะแปรไปตามสิ่งที่ทำการวัดนั่นเอง วงจรเชื่อมต่อที่ใช้หลักการไบอัสด้วยกระแสแสดงในรูปที่ 2.8

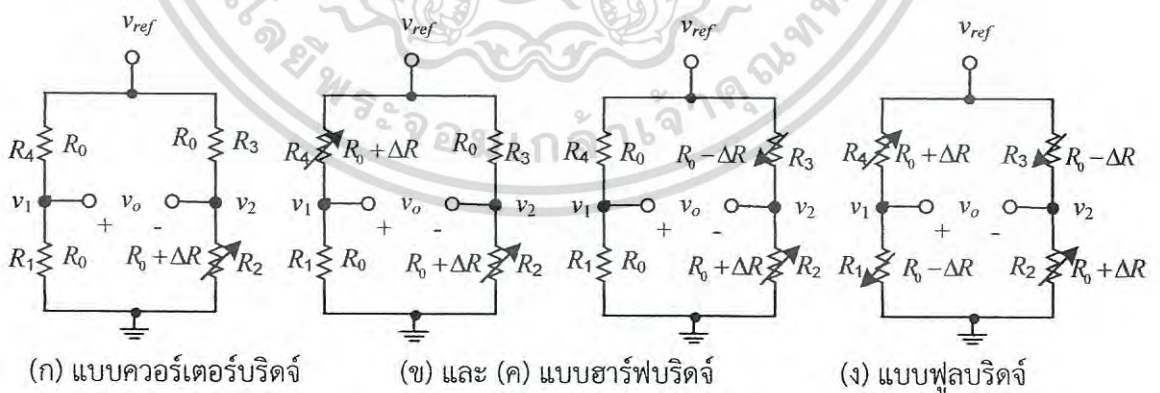


รูปที่ 2.8 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานโดยใช้วิธีไบอัสด้วยกระแส

$$v_o = I_{ref} R_{sens} \tag{2.7}$$

2.4.3 วงจรบริดจ์แบบวีตสโตน (Wheatstone Bridge)

วงจรบริดจ์แบบวีตสโตนประกอบด้วยส่วนของความต้านทาน 2 ส่วนขนานกัน แต่ละส่วนจะประกอบด้วยตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมกัน อินพุตของวงจรสามารถเป็นได้ทั้งแบบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและแบบแหล่งจ่ายกระแสตรง วงจรบริดจ์แบบวีตสโตนที่ใช้อยู่ทั่วไปเป็นวงจรซึ่งทำงานในโหมดแรงดันหรือ VMWB (Voltage Mode Wheatstone Bridge) มีการใช้งานอยู่ 4 ลักษณะคือ แบบควอเตอร์บริดจ์ (Quarter-Bridge) ดังรูปที่ 2.9 (ก) คือมีแขนข้างหนึ่งของบริดจ์เป็นส่วนตรวจวัด (Sensing Element) หรือเซนเซอร์ความต้านทานเพื่อทำการวัดสิ่งที่สนใจขณะนั้น อีกสามแขนที่เหลือจะเป็นตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับ R_0 หรือเท่ากับค่าความต้านทานของเซนเซอร์ขณะที่ยังไม่ได้ทำกับวัดสิ่งใด ส่วนวงจรแบบฮาร์ฟบริดจ์ (Half-Bridge) ดังรูปที่ 2.9 (ข) และ (ค) และแบบฟูลบริดจ์ (Full-Bridge) ดังรูปที่ 2.9 (ง) คือจะมีแขนสองและสี่ข้างที่เป็นส่วนตรวจวัด ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 วงจรบริดจ์แบบวีตสโตนที่ใช้แรงดันเป็นอินพุตของวงจร

วงจรบริดจ์แบบวีตสโตนที่ใช้แรงดันกระตุ้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการวัดเพื่อหาค่าความต้านทานที่ไม่ทราบค่า และที่นิยมประยุกต์มากที่สุดคือ นำไปต่อร่วมกับเซนเซอร์ความต้านทาน เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเตรนเกจ หรือ อาร์ทีดี จากรูปที่ 2.9 สามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรถับแรงดันแบบวีตสโตนได้ดังต่อไปนี้

$$v_1 = V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} \right) \quad (2.8)$$

$$v_2 = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (2.9)$$

แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ $v_1 - v_2$ ดังนั้น จะได้

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (2.10)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.10) ถ้ากำหนดให้ความต้านทานในวงจรทุกตัวมีค่าเท่ากับ R_0 จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งในภาวะนี้เรียกว่าบริดจ์มีความสมดุล หรือในกรณีที่ $R_1 R_3 = R_2 R_4$ ก็จะทำให้เอาต์พุตเป็นศูนย์เช่นกัน ก่อนการใช้วงจรถับแรงดันแบบวีตสโตนควรทำการปรับค่าความต้านทานในวงจรเพื่อให้เอาต์พุตเท่ากับศูนย์หรือเรียกว่าการทำบาลานซ์บริดจ์เสียก่อน นอกจากนี้ยังสังเกตได้อีกว่าหากตัวต้านทานตัวใดตัวหนึ่งแปรค่าไป ก็จะทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.9 (ก) และแทนค่า $R_1 = R_3 = R_4 = R_0$ และ $R_2 = R_0 + \Delta R$ ลงในสมการที่ (2.10) จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรถับแรงดันแบบควอเตอร์บริดจ์ ดังต่อไปนี้

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{-\Delta R}{4R_0 + 2\Delta R} \right) \quad (2.11)$$

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.9 (ข) และแทนค่า $R_1 = R_3 = R_0$, $R_2 = R_4 = R_0 + \Delta R$ ลงในสมการที่ (2.10) จะได้สมการแรงดันเอาต์พุต ดังต่อไปนี้

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{-\Delta R}{2R_0 + \Delta R} \right) \quad (2.12)$$

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.9 (ค) และแทนค่า $R_1 = R_4 = R_0$, $R_2 = R_0 + \Delta R$ และ $R_3 = R_0 - \Delta R$ ลงในสมการที่ (2.10) จะได้สมการแรงดันเอาต์พุต ดังต่อไปนี้

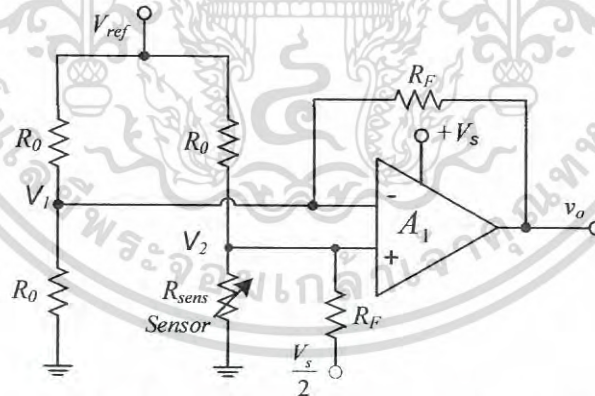
$$v_o = V_{ref} \left(\frac{-\Delta R}{2R_0} \right) \quad (2.13)$$

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.9 (ง) และแทนค่า $R_2 = R_3 = R_0 - \Delta R$, และ $R_1 = R_4 = R_0 + \Delta R$ ลงในสมการที่ (2.10) จะได้สมการแรงดันเอาต์พุต ดังต่อไปนี้

$$v_o = V_{ref} \left(-\frac{\Delta R}{R_0} \right) \quad (2.14)$$

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรข้างต้น จะเห็นว่าวงจรวีตสโตนบริดจ์แบบควอเตอร์บริดจ์ และแบบฮาร์ฟบริดจ์ให้สัญญาณเอาต์พุตที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงทำให้ยุ่งยากต่อการนำสัญญาณไปประมวลผลต่อไป

2.4.4 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับบออปแอมป์หนึ่งตัว



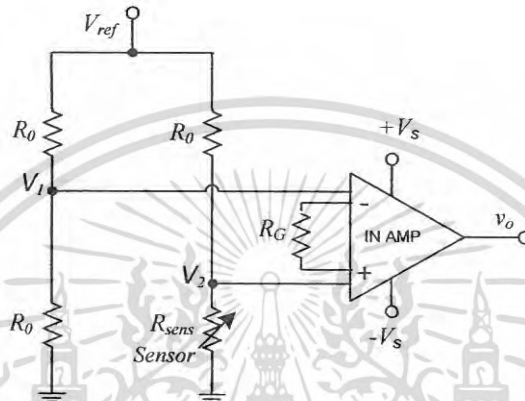
รูปที่ 2.10 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับบออปแอมป์หนึ่งตัว

วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับบออปแอมป์หนึ่งตัวดังรูปที่ 2.10 แม้ว่าวงจรนี้จะมีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยาก แต่ก็ มีข้อจำกัดอยู่หลายประการคือ สัญญาณเอาต์พุตไม่เป็นเชิงเส้น มีค่าความถูกต้องของเกนต่ำและบริดจ์ ไม่สมดุลเนื่องจากตัวต้านทาน R_F และกระแสไบอัสของบออปแอมป์ แต่อย่างไรก็ตาม วงจรนี้ต้องการ แหล่งจ่ายไฟแบบเดี่ยว (Single Supply) ในการทำงาน ข้อควรระวังในการใช้งานคือ ควรจะเลือก R_F ให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมพจน์กันทุกประการเพื่อให้ค่าการขจัดโหมดร่วมมีค่าสูง (common mode rejection : CMR) และตัวต้านทาน R_F ที่ต่อกับกับขั้วนอนอินเวอร์ติง (Non-Inverting) ของออปแอมป์จะต้องต่อกับแหล่งจ่าย $V_s/2$ เพื่อให้เอาต์พุตของออปแอมป์จะอ้างอิงกับแหล่งจ่าย $V_s/2$

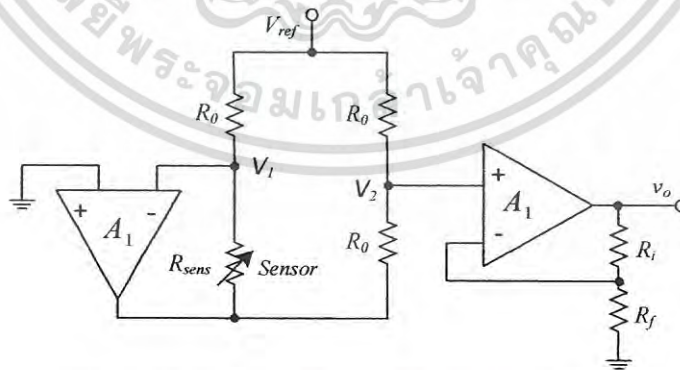
2.4.5 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์



รูปที่ 2.11 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์

วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์ (Instrumentation Amplifier) สัญญาณจากวงจรบริดจ์จะถูกวงจรขยายสัญญาณอินสทรูเมนต์ขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้น คุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้อาจขึ้นอยู่กับเบอร์ของไอซีแต่มีข้อดีคือ มีค่าการขจัดโหมดร่วมสูง อิมพีแดนซ์ด้านอินพุตมีค่าสูง และมีค่าเลื่อน (Drift) ต่ำ แต่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่ไม่เป็นเชิงเส้น

2.4.6 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับออปแอมป์จำนวนสองตัว



รูปที่ 2.12 วงจรบริดจ์ที่ต่อร่วมกับออปแอมป์สองตัว

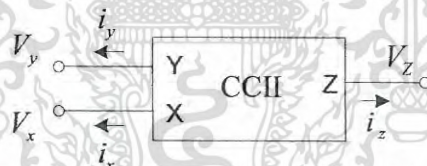
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถูกต่อร่วมกับออปแอมป์สองตัว วงจรนี้สัญญาณเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นและถูกขยายด้วย วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non Inverting Amplifier) ด้วยเกนขยายเท่ากับ $(1 + \frac{R_f}{R_i})$ ข้อควรระวัง คือ ค่าความถูกต้องและความมีเสถียรภาพของวงจรขึ้นอยู่กับค่าและชนิดของ R_f และ R_i

2.5 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการออกแบบวงจรที่นำเสนอ

2.5.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor) [19]-[20]

วงจรสายพานกระแสเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งได้ถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายเนื่องจากสามารถนำไปประยุกต์เพื่อออกแบบวงจรต่างๆ ได้มากมาย เริ่มแรกก่อนที่จะเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor: CCII) วงจรสายพานกระแสถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Smith K.C. และ Sedra A. ในปี ค.ศ. 1968 และถูกพัฒนาให้มีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงขึ้น ในปี ค.ศ. 1968 จึงเป็นวงจรสายพานกระแสในยุคที่สอง โดยคุณสมบัติเด่นของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองคือ รวมแนวคิดของวงจรตามกระแส (Current Follower) และวงจรตามแรงดัน (Voltage Follower) ทำให้สามารถใช้งานได้ทั้งโหมตกระแส และโหมตแรงดัน มีขั้วต่อใช้งาน 3 ขั้ว คือ X, Y และ Z ที่ขั้ว Y และ Z มีค่าความต้านทานสูงมาก ส่วนขั้ว X มีค่าความต้านทานต่ำ สัญลักษณ์ที่ใช้แทนวงจรสายพานกระแสดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

หลักการทำงานของวงจรสายพานกระแสคือ เมื่อมีแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว Y แรงดันที่เท่ากันนี้จะเกิดขึ้นด้วยที่ขั้ว X ในทำนองเดียวกันถ้ามีกระแสไหลผ่านขั้ว X กระแสไฟฟ้านี้จะถูกส่งไปยังขั้ว Z โดยสามารถอธิบายความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสที่ขั้วต่าง ๆ ได้ดังนี้

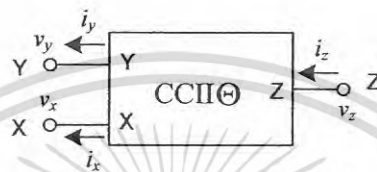
$$i_y = 0 \quad (2.15)$$

$$v_y = v_x \quad (2.16)$$

$$i_z = \pm i_x \quad (2.17)$$

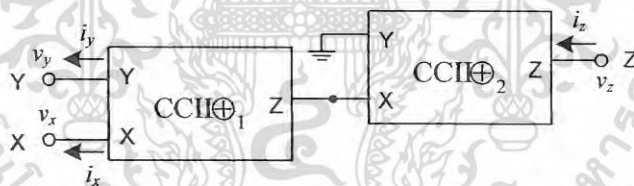
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องหมายบวกและลบ (\pm) ในสมการที่ (2.17) แสดงถึงทิศทางไหลของกระแสที่ขั้ว X และ Z หากมีทิศไหลเข้าหรือไหลออกเหมือนกันจะมีเครื่องหมายเป็นบวก ถ้าตรงข้ามกันจะมีเครื่องหมายเป็นลบ จะเรียกวงจรสายพานกระแสที่มีทิศการไหลของกระแส i_x และ i_z ในทิศเดียวกันว่า วงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCII \oplus) และวงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII \ominus) เมื่อกระแสมีทิศตรงข้ามกัน รูปที่ 2.14 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสชนิดลบ



รูปที่ 2.14 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ชนิดลบ

ในทางปฏิบัติแล้ว วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวกสามารถสร้างได้จากไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AD844 แต่ชนิดลบไม่สามารถสร้างได้ แต่สามารถสร้างได้จากการนำวงจรสายพานกระแสชนิดบวกจำนวนสองตัวต่อเข้าด้วยกัน โดยนำขั้ว Z ของตัวที่หนึ่ง ต่อเข้ากับขั้ว X ของตัวที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสชนิดลบ

ในการนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองไปใช้งาน ต้องพิจารณาผลกระทบจากความไม่เป็นไปตามอุดมคติและผลกระทบจากความต้านทานแฝงที่เกิดจากขบวนการผลิตไอซีสำเร็จรูป โดยจากสมการที่ (2.17) จะเห็นว่าอัตราการส่งผ่านกระแสจากขั้ว X ไปยังขั้ว Z มีค่าเท่ากับ 1 แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีความผิดพลาดจากอุปกรณ์เกิดขึ้น ดังนั้น เมื่อพิจารณาถึงความไม่เป็นไปตามอุดมคติของอุปกรณ์จึงสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

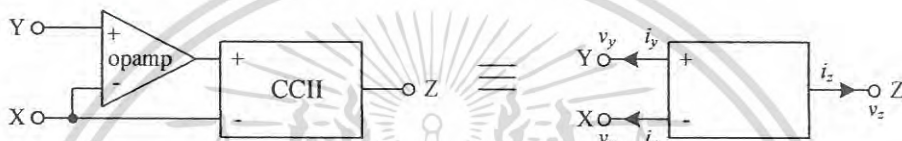
$$i_z = \pm i_x (1 - \varepsilon_i) \quad (2.18)$$

โดย ε_i คือค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว X ไปยังขั้ว Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสแล้วยังมี ค่าความต้านทานแฝง (R_x) และแรงดันออฟเซต $V_{off,CC}$ ที่ขั้ว X ซึ่งจะเกิดเมื่อขั้ว Y ถูกต่อลงกราวด์ ในทางอุดมคติแล้วแรงดันที่ขั้ว X ต้องเท่ากับขั้ว Y และเท่ากับ 0 เมื่อถูกต่อลงกราวด์ แต่ในทางปฏิบัติจะมีแรงดันออฟเซต $V_{off,CC}$ เกิดขึ้น โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ประมาณค่าของแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นเท่ากับ 0.15 V เพื่อใช้ในการคำนวณ ส่วนความต้านทานแฝง R_x ที่ขั้วอินเวอร์ติง (Inverting) ของไอซี AD844 หรือขั้ว X ของวงจรรสายพานกระแส รุ่นที่สอง ซึ่งค่าที่ระบุไว้ใน Datasheet จะมีค่าความต้านทานอยู่ระหว่าง 50-65 Ω

2.5.2 ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ (Operational Conveyor : OC) [8]



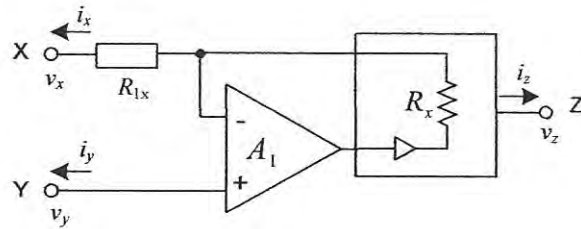
รูปที่ 2.16 สัญลักษณ์ของออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์

รูปที่ 2.16 แสดงอุปกรณ์ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ โดยโครงสร้างภายในเกิดจากการต่อวงจรรสายพานกระแสรุ่นที่สองร่วมกับออปแอมป์แบบไฮบริดจ์ โดยพอร์ตอินพุตทั้งสองของวงจรรสายพานกระแส ถูกต่อป้อนกลับแบบลบกับออปแอมป์ ซึ่งทำให้สามารถกำจัดผลกระทบของค่าความต้านทานแฝง R_x ที่ขั้ว X ของวงจรรสายพานกระแสและจากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่มีเกนที่ลู่สูงทำให้แน่ใจได้ว่าแรงดันที่ขั้ว X จะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันที่ขั้ว Y คุณสมบัติของแรงดันและกระแสของออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ แสดงได้ดังสมการที่ (2.19)

$$i_y = 0, v_x = v_y, i_z = \pm(1 - \epsilon_c) i_x \quad (2.19)$$

โดย ϵ_c คือค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว X ไปยังขั้ว Z เครื่องหมายบวกและลบของกระแส i_z แสดงถึงชนิดของออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ว่าเป็นชนิดบวก ($OC\oplus$) หรือชนิดลบ ($OC\ominus$)

วงจรรสมูลของอุปกรณ์ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.17 โดยจากรูปจะเห็นว่า ที่ขั้ว X ของวงจรรสายพานกระแสมีตัวต้านทาน R_x อยู่ ซึ่งหากนำไปต่อตัวต้านทานที่มีค่าใกล้เคียงกับ R_x ไปต่อที่ขั้ว X ของวงจรรสายพานกระแส จะทำให้การทำงานของวงจรผิดเพี้ยนไป เนื่องจากความต้านทานที่ขั้ว X ได้รวมเอาความต้านทานแฝงเข้าไปด้วย กระแสที่เกิดขึ้นที่ขั้ว X จึงมีค่าน้อยกว่าที่ควรจะเป็น ดังนั้น ในปี ค.ศ. 2001 S. J. Gift ได้พัฒนาอุปกรณ์ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ขึ้นมา



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์

โดยนำออปแอมป์และวงจรสายพานกระแสที่สองมาต่อร่วมกันแบบไฮบริด เพื่อกำจัดผลกระทบจากความต้านทานแฝง R_x โดยเมื่อนำตัวต้านทานมาต่อที่ขั้วอินพุตของออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์ สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่ขั้วอินพุต ได้ดังสมการที่ (2.20)

$$R_{1x} = \frac{R_x + (1+k)R}{k} \quad (2.20)$$

เมื่อ R_{1x} คือ ค่าความต้านทานที่ขั้ว X

k คือ อัตราขยายความถี่ต่ำของออปแอมป์ (ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 10^5)

R คือ ตัวต้านทานที่นำมาต่อที่ขั้วอินพุตของออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์

R_x คือ ความต้านทานแฝงที่ขั้ว x

นอกจากความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสแล้วยังมีผลกระทบจากแรงอันออฟเซต $V_{off,OC}$ ที่ขั้ว X ซึ่งจะเกิดเมื่อขั้ว Y ถูกต่อลงกราวด์ ในทางอุดมคติแล้วแรงดันที่ขั้ว X ต้องเท่ากับขั้ว Y และเท่ากับ 0 เมื่อถูกต่อลงกราวด์ แต่ในทางปฏิบัติจะมีแรงดันออฟเซต $V_{off,CC}$ ขนาดเล็ก ๆ เกิดขึ้น

2.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ โดยกล่าวถึงเรื่องระบบการวัด เซนเซอร์ ความต้านทานทั้ง 2 ชนิด คือชนิดเชิงเดี่ยวและชนิดแตกต่างกัน วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานในรูปแบบต่าง ๆ รวมถึงทฤษฎีของวงจรสายพานกระแสที่สองและออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อที่จะนำเสนอในบทต่อไป

บทที่ 3

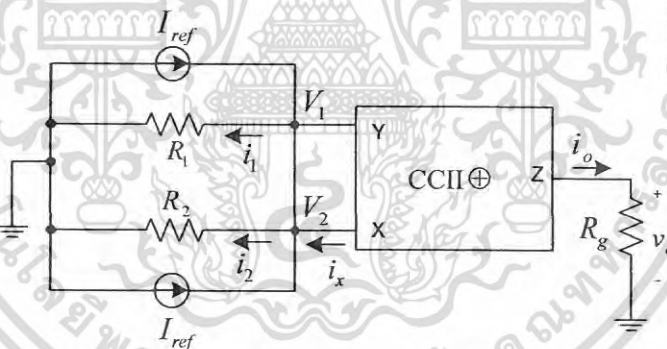
วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว

3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวจำนวน 2 วงจร ในแต่ละวงจรจะกล่าวถึงแนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจร การวิเคราะห์วงจรตามอุดมคติ และไม่เป็นไปตามอุดมคติ จากนั้นนำเสนอเทคนิคการลดค่าความผิดพลาดของวงจรเนื่องจากผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติ และยืนยันสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอด้วยการวิเคราะห์ทางทฤษฎี การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

3.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1

3.2.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร



รูปที่ 3.1 AZKA Cell

วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 พัฒนามาจากวงจรที่เรียกว่า “AZKA Cell” ที่นำเสนอโดย S. J. Azhari และ H. Kaabii ในปี ค.ศ. 2000 โดยเปลี่ยนวงจรบริดจ์ซึ่งเป็นวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานที่ทำงานในโหมดแรงดัน มาเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสและให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้น วงจร “AZKA Cell” แสดงในรูปที่ 3.1 สามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรตามอุดมคติได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_1

$$V_1 = I_{ref} R_1 \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_2

$$i_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad (3.2)$$

$$i_x = i_2 - I_{ref} \quad (3.3)$$

แทนค่า i_2 จากสมการที่ (3.2) ลงในสมการที่ (3.3) จะได้

$$i_x = \frac{V_2}{R_2} - I_{ref} \quad (3.4)$$

แต่ V_2 เท่ากับ V_1 ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (3.4) ได้เป็น

$$i_x = \frac{I_{ref} R_1}{R_2} - I_{ref} \quad (3.5)$$

$$i_x = I_{ref} \left(\frac{R_1 - R_2}{R_2} \right) \quad (3.6)$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุต จะได้

$$v_o = i_o R_g \quad (3.7)$$

แต่ $i_o = i_x$ ดังนั้นถ้าแทนค่า i_x จากสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.7) จะได้

$$v_o = I_{ref} \left(\frac{R_1 - R_2}{R_2} \right) R_g \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_0 \pm \Delta R$ และ $R_2 = R_0$ จะได้

$$v_o = I_{ref} \left(\pm \frac{\Delta R}{R_0} \right) R_g \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) สามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = I_{ref}(x)R_g \quad (3.10)$$

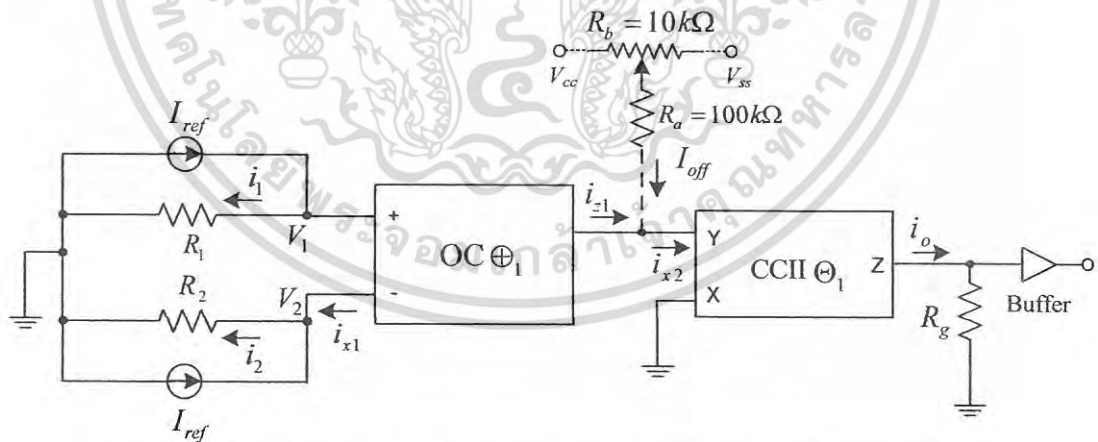
เมื่อ x คือ อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ มีค่าเท่ากับ $\pm \frac{\Delta R}{R_0}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้น

ในทางปฏิบัติแล้ว หากจะสร้างวงจรในรูปที่ 3.1 จะใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AD844 เพื่อสร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งตามคุณสมบัติของไอซีเบอร์นี้ จะมีความต้านทานแฝง (R_x) ที่ขาอินเวอร์ตติ้งของอุปกรณ์ หรือที่ขา X ของวงจรสายพานกระแส นอกจากนี้ยังมีแรงดันออฟเซต ($V_{off,CC}$) เกิดขึ้นเมื่อขาอนอินเวอร์ตติ้งหรือขา Y ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.1 สามารถวิเคราะห์ที่ได้นี้ รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวก ก.1

$$v_o = I_{ref} \left(\frac{R_1 - R_2 - R_x}{R_2 + R_x} \right) R_g (1 - \varepsilon_i) \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) ถ้ากำหนดให้ $I_{ref} = 1\text{mA}$, $R_g = 1\text{ k}\Omega$, $R_1 = 1.2\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $R_x = 50\ \Omega$ และ $\varepsilon_i = 0.01$ จะได้ค่าความผิดพลาดของวงจรเท่ากับ -29.3%

3.2.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร



รูปที่ 3.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1

วงจรนี้พัฒนาขึ้นมาเพื่อปรับปรุงสมรรถนะด้านความถูกต้องของวงจรในรูปที่ 3.1 โดยต้องการลดผลกระทบของค่าความต้านทานแฝง (R_x) ที่ขา X ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้น วงจรที่นำเสนอนี้สร้างจากอุปกรณ์ออปอเรนชันแนลคอนเวเยอร์ชนิดบวก และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ อย่างละ 1 ตัว และใช้แหล่งจ่ายกระแสอ้างอิงจำนวน 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับกระทรวงมหาดไทย เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์จากเอกสารนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเพิ่มส่วนของการชดเชยแรงดันออฟเซต X ซึ่งประกอบไปด้วยตัวต้านทาน R_a และตัวต้านทานปรับค่าได้ R_b ที่ต่อคร่อมระหว่างแรงดันด้านบวกและด้านลบ ซึ่งทำให้มีกระแส I_{off} ขนาดเล็ก ๆ เกิดขึ้น กระแส I_{off} นี้จะไปหักล้างออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจร รูปแบบการต่อของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 3.2

จากรูปที่ 3.2 เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยพิจารณาผลจากความไม่เป็นไปตามอุดมคติของอุปกรณ์สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (3.12) รายละเอียดการวิเคราะห์ห้วงจรแสดงในภาคผนวกที่ ก.2

$$v_o = I_{ref}(1-\varepsilon_c)(1-\varepsilon_i)^2 R_g \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1+k)R_2)}{R_x + (1+k)R_2} \right) + (1-\varepsilon_i)^2 R_g I_{off} \quad (3.12)$$

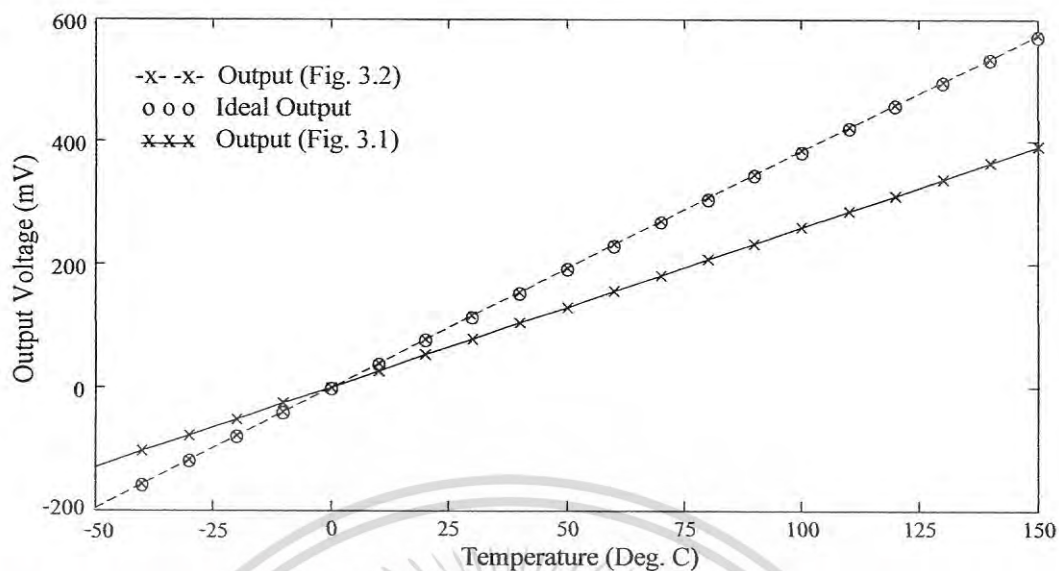
เมื่อ ε_i คือค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว X ไปยังขั้ว Z ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และ ε_c คือค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของออปออปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.12) ถ้ากำหนดให้ $I_{off} = 0$ และ $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_c = 0.00015$, $\varepsilon_i = 0.01$, $I_{ref} = 1\text{mA}$, $R_g = 1\text{k}\Omega$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$ จะได้ค่าความผิดพลาดของวงจรประมาณ -0.803% ดังนั้น จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีจะเห็นได้ว่าวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอสามารถปรับปรุงสมรรถนะด้านความถูกต้องของวงจรในรูปที่ 3.1 ได้ โดยลดความผิดพลาดของวงจรจาก -29.3% ให้เหลือเพียง -0.803%

3.2.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1

เพื่อที่จะเปรียบเทียบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 กับวงจรพื้นฐานในรูปที่ 3.1 จะใช้การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยจะสร้างวงจรทั้งสองจากไอซีเบอร์ AD844 แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 ทดสอบโดยเลียนแบบการทำงานของเซนเซอร์ความต้านทาน 2 ชนิดคือ อาร์ทีดี ชนิด PT100 และ สเตรนเกจ เพื่อดูผลตอบสนองของวงจร

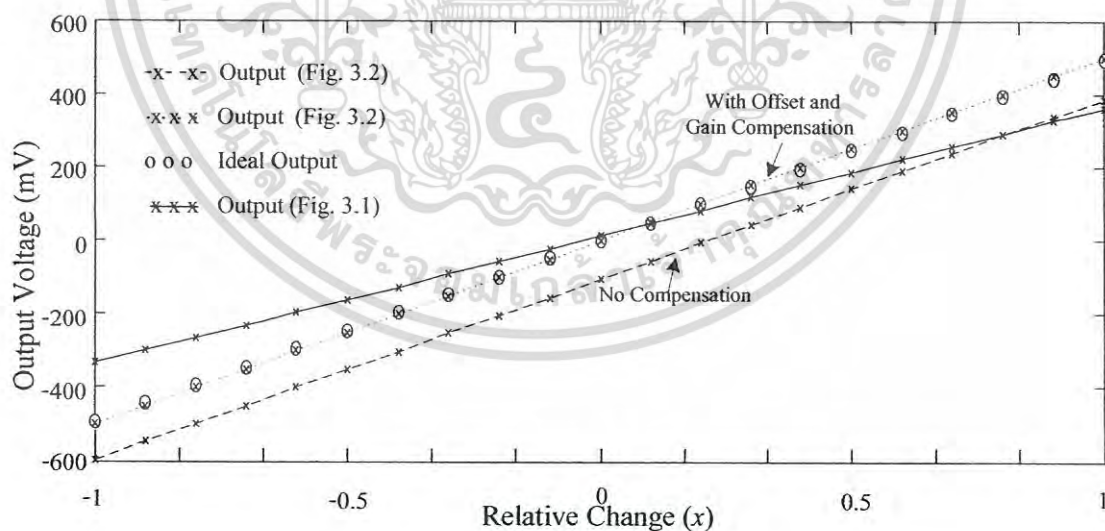
การเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อใช้กับเซนเซอร์ PT100 จะกำหนดให้เซนเซอร์วัดอุณหภูมิในช่วง -50°C ถึง 150°C ซึ่งทำให้ค่าความต้านทานของเซนเซอร์เปลี่ยนไปตามอุณหภูมิที่ทำการวัด ซึ่งอาร์ทีดีจะให้ความต้านทานเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นและมีค่าความต้านทานอ้างอิง R_0 เท่ากับ 100Ω ที่ 0°C และดังนั้นค่า R_2 ในวงจรจึงถูกกำหนดให้เท่ากับ 100Ω ส่วนค่า R_1 จะเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิที่ตามคุณสมบัติของอาร์ทีดี กำหนดให้ $I_{ref} = 1\text{mA}$ และ $R_g = 1\text{k}\Omega$ เพื่อให้อัตราขยายมีค่าเท่ากับ 1 ทำการวัดแรงดันเอาต์พุตเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปทุก ๆ 10°C ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงในรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ผลการเปลี่ยนแปลงของวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอกับวงจรที่ในรูปที่ 3.1 เมื่อใช้งานกับ PT100

จากรูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นชัดเจนว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอในรูปที่ 3.2 มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า 0.6 % แต่ผลที่ได้จากวงจรในรูปที่ 3.1 มีค่าผิดพลาดสูงที่สุดมากกว่า 30% ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า วงจรเชื่อมต่อที่ได้นำเสนอนี้สามารถปรับปรุงค่าความถูกต้องของวงจรพื้นฐานได้



รูปที่ 3.4 ผลการเปลี่ยนแปลงของวงจรในรูปที่ 3.2 กับวงจรในรูปที่ 3.1 เมื่อใช้งานกับสเตรนเกจ

ในกรณีเปลี่ยนแปลงการทำงานเมื่อให้วงจรทำงานร่วมกับสเตรนเกจที่มีการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน (ΔR) ไม่เกิน 1% และมีค่าความต้านทานที่จุดอ้างอิงเท่ากับ 120Ω ($R_2 = R_0 = 120\Omega$) ตั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

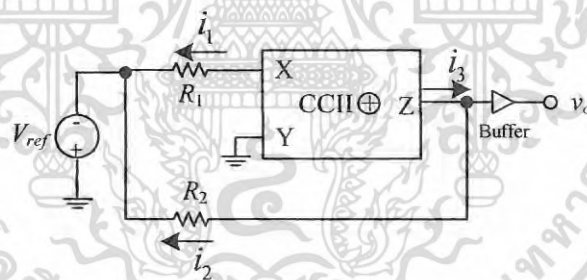
อัตราขยายเท่ากับ 50 ดังนั้นจึงกำหนดค่า $I_{ref} = 1 \text{ mA}$ และ $R_g = 50 \text{ k}\Omega$ ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงในรูปที่ 3.4

จากรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นว่าเอาต์พุตของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 3.1 มีส่วนประกอบด้วยออฟเซตขนาดเล็ก ๆ และส่วนของค่าความผิดพลาดเกนซ์ขนาดใหญ่ แต่เอาต์พุตของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอในรูปที่ 3.2 ก่อนชดเชยค่าความผิดพลาดจะประกอบด้วยออฟเซตที่มีขนาดใหญ่แต่มีค่าความผิดพลาดเกนซ์น้อย และเมื่อทำการชดเชยค่าออฟเซตโดยการป้อนกระแสค่าต่ำ ๆ และชดเชยค่าความผิดพลาดเกนซ์โดยการปรับ R_g แล้ว ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอและผลที่ได้จากการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกัน

3.3 วงจรเชื่อมต่อนำเสนอสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2

3.3.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อนำเสนอสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2 และผลการวิเคราะห์วงจร

วงจรพื้นฐานสำหรับเชื่อมต่อนำเสนอเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว วงจรนี้สร้างจากอุปกรณ์สายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดบวกเพียง 1 ตัว และมีแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงด้านลบเป็นอินพุตของวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.5 การทำงานของวงจรสามารถวิเคราะห์ตามอุดมคติได้ดังนี้



รูปที่ 3.5 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2

$$i_1 = \frac{V_{ref}}{R_1} \quad (3.13)$$

$$i_2 = \frac{v_o + V_{ref}}{R_2} \quad (3.14)$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุตจะได้ $i_3 = i_2$ และ $i_3 = i_1$ ตามคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังนั้นสมการที่ (3.13) จึงเท่ากับสมการที่ (3.14) และสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\frac{V_{ref}}{R_1} = \frac{V_{ref} + v_o}{R_2} \quad (3.15)$$

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1} \right) \quad (3.16)$$

แทนค่า $R_2 = R_0 \pm \Delta R$ และ $R_1 = R_0$ ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

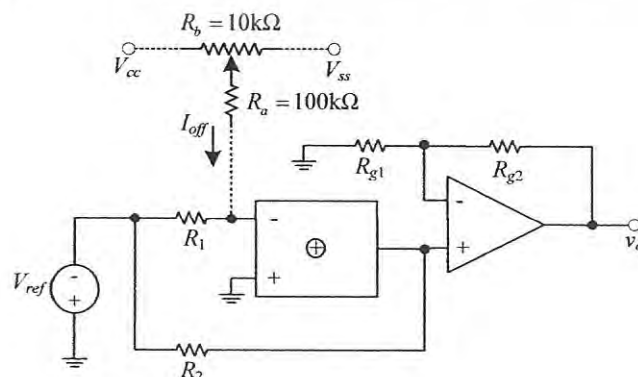
$$v_o = V_{ref} \left(\frac{\pm \Delta R}{R_0} \right) = V_{ref}(x) \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าแปรผันตรงกับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของเซนเซอร์ความต้านทาน (x) คือกล่าวได้ว่ามีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น แต่ขนาดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต V_{ref} ที่ป้อนเข้ามาเนื่องจากขนาดส่วนขยายแรงดันจึงไม่เหมาะแก่การนำไปใช้งาน และหากจะสร้างวงจรในรูปที่ 3.5 ด้วยไอซีสำเร็จรูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะให้ค่าต่างจากทางทฤษฎี เนื่องจากค่าความต้านทานแฝง R_x และความผิดพลาดในการส่งกระแสจากขั้ว X ไปยังขั้ว Z ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ผลกระทบจากการไม่เป็นตามอุดมคติของวงจรสามารถวิเคราะห์ที่ได้ตั้งสมการที่ (3.18) รายละเอียดการวิเคราะห์ที่แสดงในภาคผนวก ก.3

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{(1 - \varepsilon_i) R_2 - R_1 - R_x}{R_1 + R_x} \right) \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) ถ้ากำหนดให้ $V_{ref} = 1V$, $R_2 = 1.2 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_x = 50 \Omega$ และ $\varepsilon_i = 0.01$, จะได้ค่าความผิดพลาดของวงจรเท่ากับ -34.3%

3.3.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2 ที่นำเสนอและผลการวิเคราะห์วงจร



รูปที่ 3.6 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์เชิงเดี่ยวที่นำเสนอวงจรที่ 2
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ระเบียบขั้นตอนการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยว โดยประกอบไปด้วย อุปกรณ์ออปอเรนชันแนลคอนเวเยอร์ ตัวต้านทาน R_1 ที่มีค่าเท่ากับ R_0 และตัวต้านทานตรวจวัด $R_2 (= R_0 \pm \Delta R)$ และวงจรส่วนขยายที่ทำจากออปแอมป์และตัวต้านทาน R_{g1} และ R_{g2} ที่เป็นตัวกำหนด เกณฑ์ขยายของวงจร และมีตัวต้านทาน R_a และ R_b ต่อกับแรงดันทำให้เกิดกระแส I_{off} ขนาดเล็กๆ เพื่อใช้ในการบาลานซ์บริดจ์ก่อนการวัด เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยพิจารณาความไม่เป็นอุดมคติ ของอุปกรณ์ร่วมด้วยจะได้เอาต์พุตดังสมการที่ (3.19) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ก.4

$$v_o = \left\{ 1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \right\} \left\{ \left\{ V_{ref} \left(\frac{(1-\varepsilon_c)R_2 k}{R_x + (1+k)R_1} - 1 \right) \right\} + (1-\varepsilon_c)R_2 \left\{ \frac{kV_{off,OC}}{R_x + (1+k)R_1} - I_{off} \right\} \right\} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) จะเห็นได้ว่าพจน์สุดท้ายแสดงถึงผลกระทบจากแรงดันออฟเซตของอุปกรณ์ ออปอเรนชันแนลคอนเวเยอร์ที่เกิดขึ้นในวงจร ดังนั้นถ้ากำหนดให้กระแส I_{off} สามารถชดเชย ผลกระทบจากจากแรงดันออฟเซตได้หมด จะสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$v_o = A_G V_{ref} \left(\frac{(1-\varepsilon_c)R_2 k}{R_x + (1+k)R_1} - 1 \right) \quad (3.20)$$

เมื่อ A_G คือ อัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ $1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}}$

จากสมการที่ (3.20) ถ้า $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_c = 0.00015$, $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $A_G = 10$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.2 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่าผิดพลาดเกณฑ์ของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอที่มีค่าเท่ากับ -0.09% และในการ ชดเชยค่าเกณฑ์ผิดพลาดนี้ สามารถทำได้โดยการปรับค่า R_{g2} เพื่อปรับค่าอัตราขยาย A_G ดังนั้น จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีจะเห็นได้ว่าวงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวที่ นำเสนอวงจรที่ 2 สามารถปรับปรุงสมรรถนะด้านความถูกต้องของวงจรในรูปที่ 3.5 ได้ โดยสามารถ ลดความผิดพลาดของวงจรจาก -34.3% ให้เหลือเพียง -0.09%

3.3.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2

วงจรนี้สามารถยืนยันสมรรถนะการทำงานผ่านการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AD844 เพื่อสร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และใช้ออปแอมป์ เบอร์ LM358 ไฟเลี้ยงอุปกรณ์ขนาด $\pm 10\text{V}$ ทดสอบโดยเลียนแบบการทำงานของวงจรร่วมกับ เซนเซอร์ความต้านทานอาร์ทีดี ชนิด PT100 และ PT1000 เพื่อดูผลตอบสนองของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเชื่อมต่อนำเสนอเมื่อใช้กับเซนเซอร์อาร์ทีดีชนิด PT100 และ PT1000 จึงมีค่าความต้านทานอ้างอิง R_0 เท่ากับ 100 Ω และ 1 k Ω ตามลำดับ ดังนั้นค่า R_t ในวงจรจึงถูกกำหนดให้เท่ากับ 100 Ω เมื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อใช้กับ PT100 และเท่ากับ 1 k Ω เมื่อใช้กับ PT1000 โดยจะกำหนดให้อาร์ทีดีมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน (หรือแปรผันค่า R_t) ตั้งแต่ 50 Ω ถึง 150 Ω เมื่อใช้กับ PT100 และแปรผันค่า R_t ตั้งแต่ 500 Ω ถึง 1.5 k Ω เมื่อใช้กับ PT1000 เพื่อกำหนดให้อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) มีค่าเท่ากับ -0.5 ถึง 0.5 พารามิเตอร์ของวงจรที่นำเสนอถูกกำหนดดังนี้ $V_{ref} = -0.1V$ เกณฑ์ขยายเท่ากับ 10 เท่า คือให้ $R_{g1} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 9 \text{ k}\Omega$ ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่นำเสนอสำหรับ PT100 และ PT1000

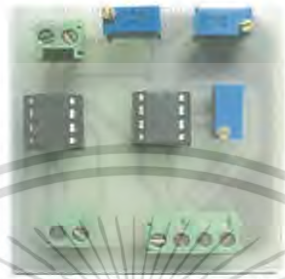
x	เมื่อไม่มีการชดเชย				เมื่อมีการชดเชย			
	PT 100 RTD ($R_0 = 100 \Omega$)		PT 1000 RTD ($R_0 = 1000 \Omega$)		PT 100 RTD ($R_0 = 100 \Omega$)		PT 1000 RTD ($R_0 = 1000 \Omega$)	
	v_o (V)	Error(%)	v_o (V)	Error(%)	v_o (V)	Error(%)	v_o (V)	Error(%)
-0.5	-0.5032	0.64	-0.5040	0.80	-0.5009	0.18	-0.5009	0.18
-0.4	-0.4034	0.85	-0.4044	1.10	-0.4007	0.18	-0.4007	0.18
-0.3	-0.3037	1.23	-0.3044	1.63	-0.3006	0.20	-0.3005	0.17
-0.2	-0.2039	1.95	-0.2053	2.65	-0.2004	0.20	-0.2003	0.15
-0.1	-0.1042	4.20	-0.1058	5.80	-0.1002	0.20	-0.1001	0.10
0.0	-4.5 mV	-0.45	-6.3 mV	-0.63	-7.4 μ V	-0.001	37 μ V	0.004
0.1	0.0953	-4.70	0.0933	-6.70	0.1002	0.20	0.1002	0.20
0.2	0.1950	-2.50	0.1928	-3.60	0.2004	0.20	0.2003	0.15
0.3	0.2948	-1.73	0.2923	-2.57	0.3006	0.20	0.3005	0.17
0.4	0.3945	-1.38	0.3918	-2.05	0.4008	0.20	0.4006	0.15
0.5	0.4942	-1.16	0.4913	-1.74	0.5009	0.18	0.5008	0.16

ตารางที่ 3.1 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยวที่วงจรที่ 2 โดยใช้เซนเซอร์ความต้านทานอาร์ทีดีชนิด PT100 และ PT1000 แรงดันเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอเมื่อไม่ทำการชดเชยจะเกิดแรงดันออฟเซตขนาดใหญ่และมีค่าความผิดพลาดเกณฑ์ขนาดเล็ก ซึ่งแรงดันออฟเซตนี้สามารถลดลงได้โดยการป้อนกระแส I_{off} ผลการเลียนแบบการทำงานเมื่อใส่ I_{off} เพื่อชดเชยออฟเซต มีความสอดคล้องกับค่าทางอุดมคติโดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดน้อยกว่า 0.3% ยิ่งไปกว่านั้นค่าความผิดพลาดเกณฑ์ดังกล่าว สามารถลดลงได้ด้วยการปรับค่าอัตราขยาย A_G

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 ผลทดสอบการทำงานของวงจรถื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรถูกที่ 2 ด้วยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานของวงจรถื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรถูกที่ 2 จะทำการทดสอบโดยสร้างวงจรในรูปที่ 3.6 ด้วยไอซีเบอร์ AD844 และ LM358 ซึ่งทำงานเป็นวงจรสายพานกระแสร่นที่สองและออปแอมป์ตามลำดับ โดยแผ่นวงจรที่สร้างขึ้นแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แผ่นวงจรเชื่อมต้อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรถูกที่ 2

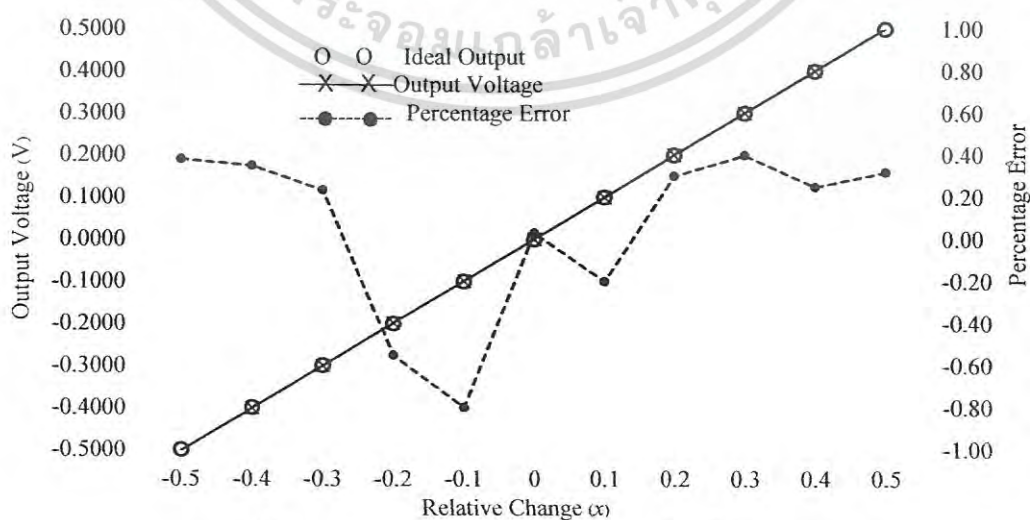
จากรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าวงจรถูกที่สร้างขึ้นประกอบด้วยไอซีเพียง 2 ตัว คือไอซีเบอร์ AD844 จำนวน 1 ตัว และเบอร์ LM358 จำนวน 1 ตัว ซึ่งเป็นไอซีที่บรรจุออปแอมป์จำนวน 2 ตัวไว้ในไอซีตัวเดียวกัน หรือเรียกว่า Dual Operational Amplifiers โดยออปแอมป์ 2 ตัวนี้ใช้สำหรับสร้างอุปกรณ์ออปพอเรชันแนลคอนเวเยอร์และวงจรถูกที่ 2 ส่วนตัวต้านทาน R_0 , R_{g1} และ R_{g2} เลือกใช้เป็นตัวต้านทานแบบปรับค่าได้เพื่อความยืดหยุ่นในการทดสอบกับเซนเซอร์ชนิดต่าง ๆ ที่มีค่า R_0 ที่แตกต่างกันออกไป และความสะดวกในการปรับค่าเกณฑ์ขยายของวงจรถูกที่ 2 ส่วนตัวต้านทาน R_2 ซึ่งเป็นค่าความต้านทานของเซนเซอร์จะใส่การใส่จุดต่อ (Terminal) เพื่อต่อกับตัวเซนเซอร์ที่อยู่ภายนอก

ทำการทดสอบวงจรถูกที่ด้วยการเลียนแบบการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของเซนเซอร์อาร์ทีดีชนิด PT100 และ PT1000 ด้วยการกำหนดค่าเช่นเดียวกับการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ในหัวข้อที่ 3.3.3 คือ กำหนดให้ $V_{ref} = -0.1V$ เกณฑ์ขยายเท่ากับ 10 เท่า ($R_{g1} = 1 k\Omega$, $R_{g2} = 9 k\Omega$) แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงอุปกรณ์ขนาด $\pm 10V$ และปรับค่า R_2 ตั้งแต่ 50 Ω ถึง 150 Ω เมื่อใช้กับ PT100 และตั้งแต่ 500 Ω ถึง 1.5 $k\Omega$ เมื่อใช้กับ PT1000 เพื่อกำหนดให้อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) มีค่าเท่ากับ -0.5 ถึง 0.5 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรถูกที่ 2 แสดงได้ดังตารางที่ 3.2 และเมื่อนำผลการทดสอบในตารางไปพล็อตกราฟความสัมพันธ์จะได้ดังรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9

ตารางที่ 3.2 ผลทดสอบการทำงานด้วยการต่อวงจรจริงเมื่อใช้กับอาร์ทีดีชนิด PT100 และ PT1000

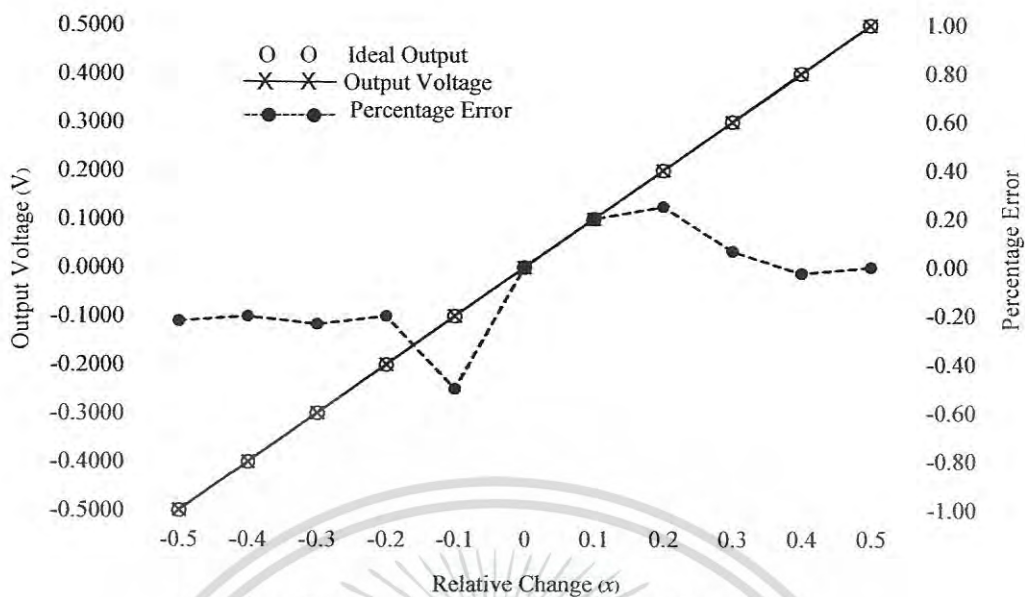
x	PT 100 RTD ($R_0 = 100 \Omega$)		PT 1000 RTD ($R_0 = 1000 \Omega$)	
	v_o (V)	Error(%)	v_o (V)	Error(%)
-0.5	-0.5019	0.38	-0.4989	-0.22
-0.4	-0.4014	0.35	-0.3992	-0.20
-0.3	-0.3007	0.23	-0.2993	-0.23
-0.2	-0.1989	-0.55	-0.1996	-0.20
-0.1	-0.0992	-0.80	-0.0995	-0.50
0.0	0.0003	0.03	0.0000	0.00
0.1	0.0998	-0.20	0.1002	0.20
0.2	0.2006	0.30	0.2005	0.25
0.3	0.3012	0.40	0.3002	-0.07
0.4	0.4010	0.25	0.3999	-0.03
0.5	0.5016	0.32	0.5000	0.00

รูปที่ 3.8 และ 3.9 เป็นผลการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2 เมื่อทำงานร่วมกับ PT100 และ PT1000 ตามลำดับโดยจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเมื่อทำการชดเชยค่าความผิดพลาดเกณฑ์ด้วยการปรับตัวต้านทาน R_{g2} แล้วให้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าจากการคำนวณและมีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น โดยเมื่อทดสอบการทำงานกับ PT100 จะมีค่าความผิดพลาดสูงสุดที่ -0.8% และมีความผิดพลาดสูงสุดเมื่อทดสอบกับ PT1000 เท่ากับ -0.5%



รูปที่ 3.8 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อทำงานร่วมกับ PT100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อทำงานร่วมกับ PT1000

3.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้อธิบายวงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวจำนวน 2 วงจร และการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเมื่อพิจารณาตามอุดมคติและไม่เป็นไปตามอุดมคติ พร้อมทั้งเสนอแนวทางในการปรับปรุงวงจร ด้วยการสร้างวงจรจากออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์แทนวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง และเพิ่มชุดชดเชยออฟเซตขึ้นในวงจร การผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะเห็นว่าวงจรที่นำเสนอให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้น และมีค่าความผิดพลาดน้อยลงอย่างชัดเจน การยืนยันความถูกต้องของการทำงานสามารถพิสูจน์ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริง

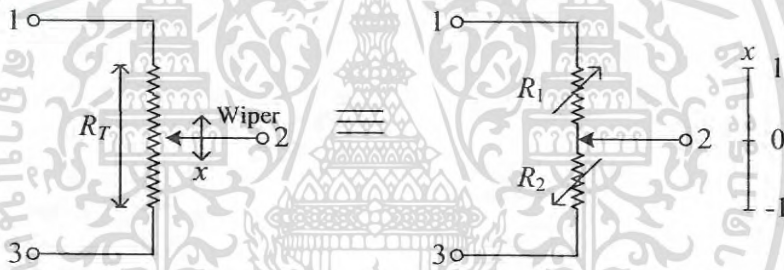
บทที่ 4

วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างจำนวน 4 วงจร ในแต่ละวงจรจะกล่าวถึงแนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจร การวิเคราะห์วงจรตามออคติและไม่เป็นไปตามออคติ จากนั้นจะนำเสนอเทคนิคในการลดค่าความผิดพลาดของวงจร และยื่นการสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอด้วยการวิเคราะห์ทางทฤษฎี และการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

สำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างที่ใช้ในการวิจัยครั้งนี้กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน (ΔR) อย่างเป็นเชิงเส้น เซนเซอร์ความต้านทานแสดงในรูปที่ 4.1 และสามารถเขียนสมการที่อธิบายความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (4.1)



รูปที่ 4.1 โครงสร้างพื้นฐานและวงจรสมมูลของเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง

$$R_1 = \frac{R_T}{2}(1+x) = R_0 + \Delta R \quad (4.1)$$

$$R_2 = \frac{R_T}{2}(1-x) = R_0 - \Delta R \quad (4.2)$$

เมื่อ $R_T = R_1 + R_2$ คือค่าความต้านทานรวมของเซนเซอร์ และอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของเซนเซอร์ความต้านทานถูกกำหนดเป็นตัวแปร x ซึ่งสามารถแสดงในสมการที่ (4.3)

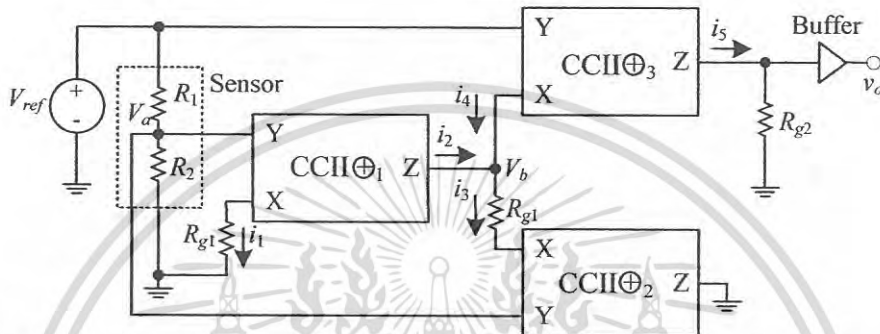
$$x = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 - R_2}{R_T} = \frac{\pm \Delta R}{R_0} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1

4.2.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์ห้วงจร

วงจรมีใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สองชนิดบวกจำนวน 3 ตัว มีแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง และใช้การกำหนดเกณฑ์ขยายของวงจรด้วยตัวต้านทานจำนวน 2 ตัวคือ R_{g1} และ R_{g2} ดังแสดงในรูปที่ 4.2 การทำงานของวงจรเมื่อวิเคราะห์ตามอุดมคติสามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1

พิจารณาที่โหนด V_a จะได้

$$V_a = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.4)$$

$$i_1 = \frac{V_a}{R_{g1}} \quad (4.5)$$

แต่ $i_2 = i_1$ ดังนั้น จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) จะสามารถเขียนสมการ i_2 ได้เป็น

$$i_2 = \frac{V_{ref}}{R_{g1}} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.6)$$

พิจารณาที่โหนด V_b จะได้

$$V_b = V_{ref} \quad (4.7)$$

$$i_3 = \frac{V_b - V_a}{R_{g1}} \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า V_a และ V_b จากสมการที่ (4.4) และ (4.7) ลงในสมการที่ (4.8) จะได้

$$i_3 = \frac{V_{ref}}{R_{g1}} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.9)$$

แต่ $i_4 = i_3 - i_2$ ดังนั้น แทนค่า i_3 และ i_2 จากสมการที่ (4.6) และ (4.9) จะสามารถเขียนสมการ i_4 ได้ดังสมการที่ (4.10)

$$i_4 = \frac{V_{ref}}{R_{g1}} \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.10)$$

พิจารณาที่เอาต์พุต จะได้

$$v_o = i_5 R_{g2} \quad (4.11)$$

แต่ $i_5 = i_4$ ดังนั้น เมื่อแทนค่า i_4 จากสมการที่ (4.10) ลงในสมการที่ (4.8) จะได้

$$v_o = \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{ref} \quad (4.12)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.3) จะสามารถเขียนสมการที่ (4.12) ได้ใหม่เป็น

$$v_o = x V_{ref} A_G \quad (4.13)$$

เมื่อ A_G คือเกนที่ขยายมีค่าเท่ากับ $\frac{R_{g2}}{R_{g1}}$ และจากสมการที่ (4.13) จะเห็นได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.2 มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น

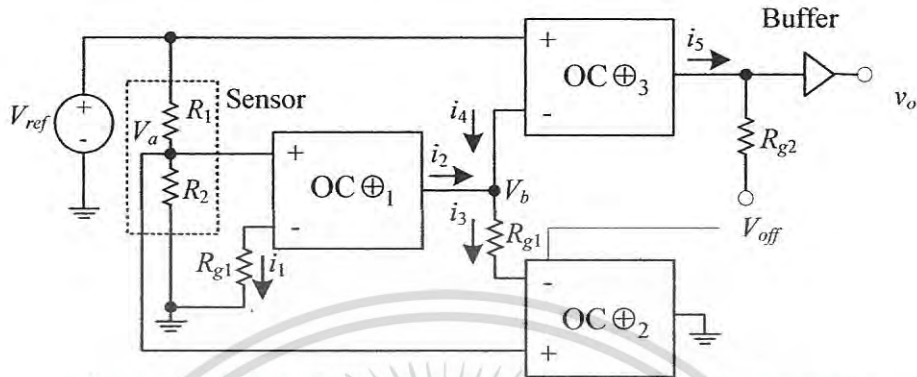
เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.2 ใหม่โดยรวมเอาผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรสายพานกระแสที่สองทั้ง 3 ตัว สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ใหม่ดังสมการที่ (4.14) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ข.1

$$v_o = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_1 - R_2(1 - \varepsilon_i)}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_{g2} V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) ถ้า $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_i = 0.01$, $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $R_{g1} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่าผิดพลาดเกนของวงจรในรูปที่ 4.2 มีค่าเท่ากับ -3.83%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 และผลการวิเคราะห์วงจร



รูปที่ 4.3 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง โดยประกอบไปด้วยอุปกรณ์ออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์จำนวน 3 ตัว, ตัวต้านทานปรับค่าเกณฑ์ R_{g1} และ R_{g2} และใช้เทคนิคป้อนแรงดันขนาดเล็ก ๆ เพื่อชดเชยแรงดันออฟเซตของวงจร เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรโดยพิจารณาความไม่เป็นตามอุดมคติของอุปกรณ์ร่วมด้วยจะได้สมการเอาต์พุตดังสมการที่ (4.15) รายละเอียดการวิเคราะห์ที่แสดงในภาคผนวกที่ ข.2

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2 + \varepsilon_c R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}(1 - \varepsilon_c)kR_{g2}}{R_x + (1+k)R_{g1}} \right) + V_{off} \quad (4.15)$$

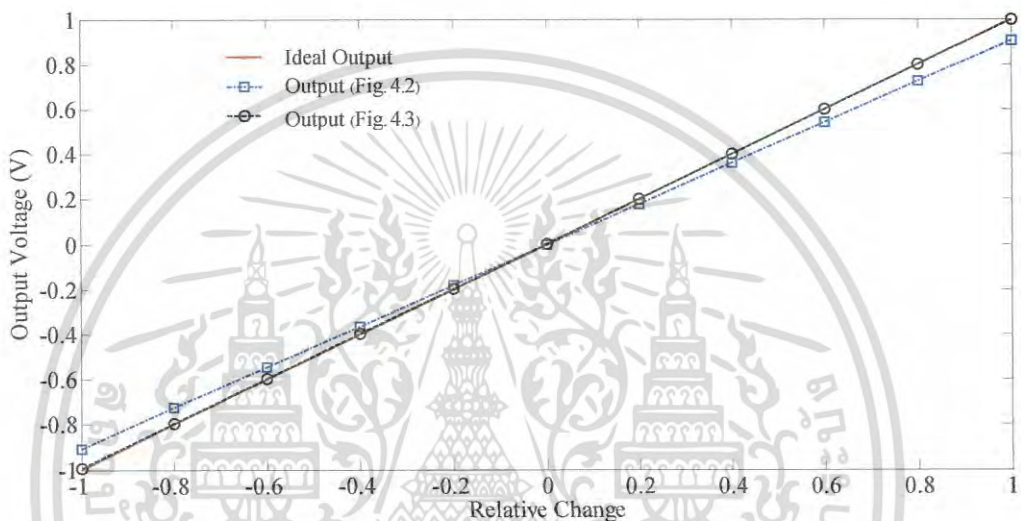
จากสมการที่ (4.15) เมื่อกำหนด $V_{off} = 0$ และให้ $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_c = 0.00015$, $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $R_{g1} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่าผิดพลาดเกณฑ์ของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 มีค่าเท่ากับ 0.029% และในการชดเชยค่าผิดพลาดเกณฑ์สามารถทำได้โดยการปรับค่า R_{g2} เพื่อปรับเกณฑ์ขยาย A_G

4.2.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1

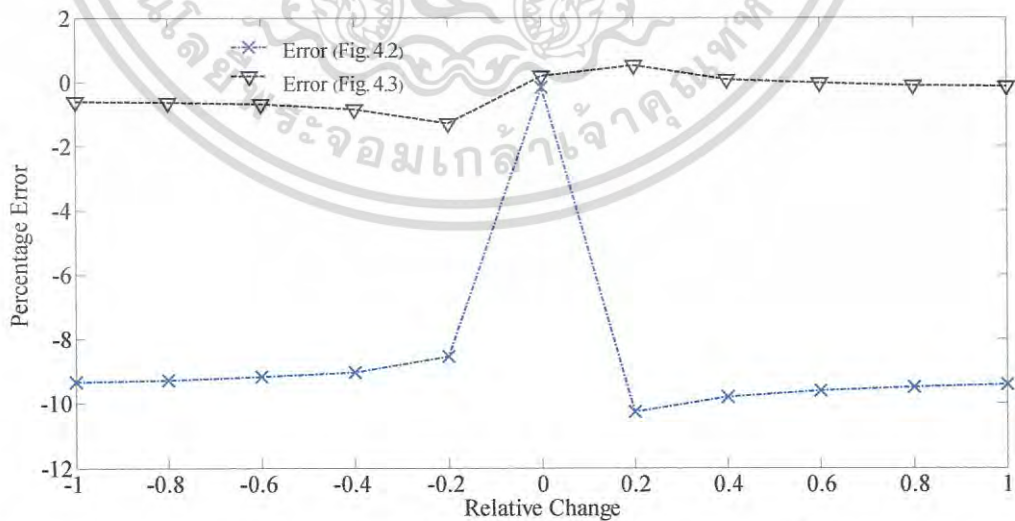
การทดสอบการทำงานของวงจรทำโดยการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 และใช้ไอซีเบอร์ AD844 สร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง จ่ายไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10\text{V}$ ให้แรงดันอินพุตของวงจร $V_{ref} = 0.1\text{V}$ และกำหนดให้ $R_{g2} = 10\text{k}\Omega$, $R_{g1} = 1\text{k}\Omega$ เพื่อให้มีเกณฑ์ขยายเท่ากับ 10 โดยเลือกย่านที่ทำการทดสอบคือ $R_T = 1\text{k}\Omega$ โดยกำหนดช่วงการเลียนแบบการทำงานของวงจรให้มีค่าอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซนเซอร์ (x) เท่ากับ -1 ถึง 1 โดยการปรับเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 เพื่อให้เกิดค่า x ตามที่ต้องการ

ในรูปที่ 4.4 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอในรูปที่ 4.3 เปรียบเทียบกับวงจรพื้นฐานในรูปที่ 4.2 โดยไม่มีการชดเชยความผิดพลาดด้วยการป้อนแรงดัน V_{off} หรือการปรับตัวต้านทาน R_{g2} โดยในรูปที่ 4.4 (ก) เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเซนเซอร์ (x) ส่วนรูปที่ 4.4 (ข) เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดกับค่า x



(ก) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับอัตราการเปลี่ยนแปลง (x)



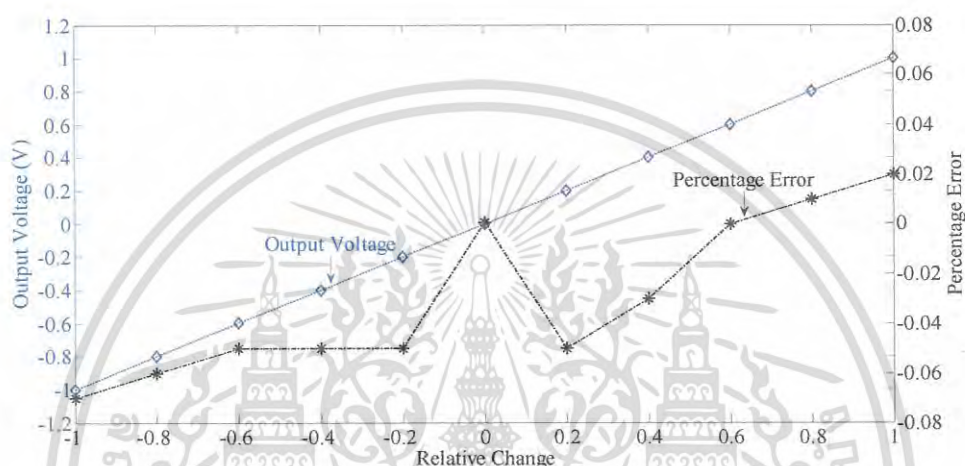
(ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดกับอัตราการเปลี่ยนแปลง (x)

รูปที่ 4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อนำเสนอสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างกัน

วงจรที่ 1 เมื่อไม่มีการชดเชยค่าความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจากผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานจะเห็นได้ว่าวงจรพื้นฐานในรูปที่ 4.2 มีความผิดพลาดมากกว่า 10% ส่วนวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 มีความผิดพลาดสูงสุดไม่เกิน 1.4% ในรูปที่ 4.5 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 เมื่อมีการชดเชยด้วยแรงดัน V_{off} เท่ากับ -0.177 mV และมีการปรับตัวต้านทาน R_{g2} เพื่อให้เกณฑขยายมีค่าเท่ากับ 10.035 จากรูปจะเห็นได้ว่าผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานมีค่าใกล้เคียงกับค่าทางอุดมคติโดยมีความผิดพลาดสูงสุดไม่เกิน -0.08%

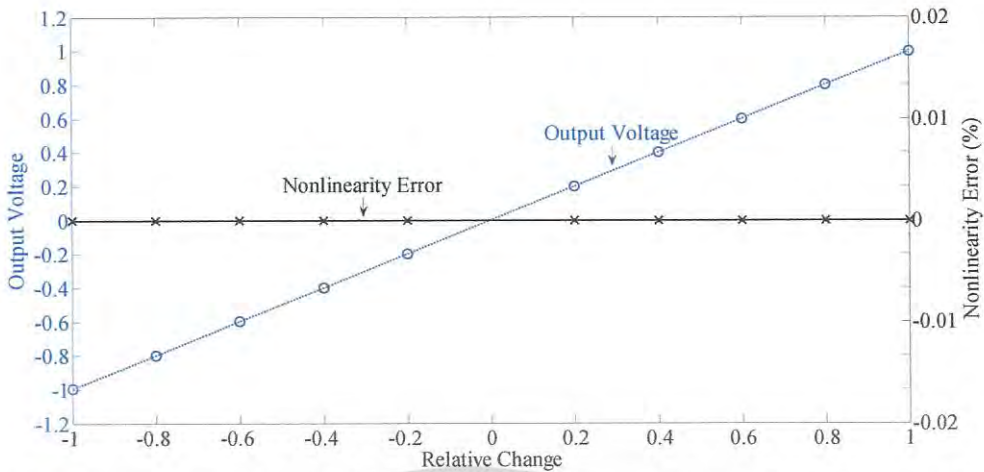


รูปที่ 4.5 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 เมื่อมีการชดเชยแรงดัน และมีการปรับเกณฑ

4.2.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 ด้วยการต่อวงจรจริง

สำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริงนั้นจะใช้อุปกรณ์เช่นเดียวกับการเปลี่ยนแปลงการทำงาน และทำการทดสอบด้วยการต่อวงจรบนบอร์ดทดลองวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Breadboard) โดยตัวต้านทานที่ใช้มีความผิดพลาด $\pm 1\%$ ใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้แบบ Trimmer Potentiometer (Trimpot) 25 Turns ในการจำลองเป็นเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 และใช้ไอซีเบอร์ AD844 สร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองจ่ายไฟเลี้ยงวงจร $\pm 9V$ ให้แรงดันอินพุตของวงจร $V_{ref} = 0.1V$ เกณฑขยายเท่ากับ 10 โดยเลือกย่านที่ทำการทดสอบคือ $R_T = 1k\Omega$ ผลการทดสอบวงจรในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1 เมื่อมีการชดเชยด้วยแรงดัน V_{off} เท่ากับ -30 mV และเกณฑขยายมีค่าเท่ากับ 10.13 จะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจรที่นำเสนอมีความเป็นเชิงเส้นและมีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

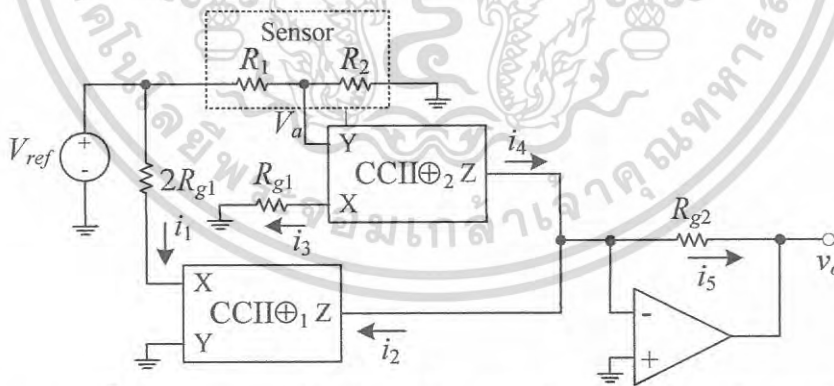


รูปที่ 4.6 ผลทดสอบวงจรด้วยการต่อวงจรจริง เมื่อมีการชดเชยแรงดัน และมีการปรับค่าเกณฑ์

4.3 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

4.3.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 และผลการวิเคราะห์ห้วงจร

วงจรมุ่งใช้แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง V_{ref} เป็นอินพุตของวงจร และใช้ตัวต้านทาน R_{g1} และ R_{g2} เป็นตัวกำหนดอัตราขยายของวงจร เช่นเดียวกับวงจรที่ 1 เพียงแต่วงจรนี้ใช้วงจรสายพาน-กระแสน์ที่สองชนิดบวกจำนวน 2 ตัว และออปแอมป์ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.7 การทำงานของวงจรเมื่อวิเคราะห์ตามอุดมคติสามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.7 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

พิจารณาที่ $CCII^+_1$

$$i_1 = \frac{V_{ref}}{2R_{g1}} \quad (4.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่ $CCII\oplus_2$

$$V_a = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.17)$$

$$i_3 = \frac{V_a}{2R_{g1}} \quad (4.18)$$

แทนค่า V_a จากสมการที่ (4.17) ลงในสมการที่ (4.18) จะได้

$$i_3 = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{V_{ref}}{2R_{g2}} \quad (4.19)$$

พิจารณาที่ออปแอมป์

$$i_5 = i_4 - i_2 \quad (4.20)$$

แต่ $i_2 = i_1$ และ $i_4 = i_3$ และ ดังนั้นแทนค่า i_1 จากสมการที่ (4.16) และ i_3 จากสมการที่ (4.19) ลงในสมการที่ (4.20) จะได้

$$i_5 = \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{V_{ref}}{2R_{g1}} \quad (4.21)$$

แต่

$$v_o = -i_5 R_{g2} \quad (4.22)$$

แทนค่า i_5 จากสมการที่ (4.21) ลงในสมการที่ (4.22) จะได้

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_{g2}}{2R_{g1}} \right) V_{ref} \quad (4.23)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.3) จะสามารถเขียนสมการที่ (4.23) ได้ใหม่เป็น

$$v_o = x V_{ref} A_G \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ A_G คือเกนที่ขยายมีค่าเท่ากับ $\frac{R_{g2}}{2R_{g1}}$ และจากสมการที่ (4.24) จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น

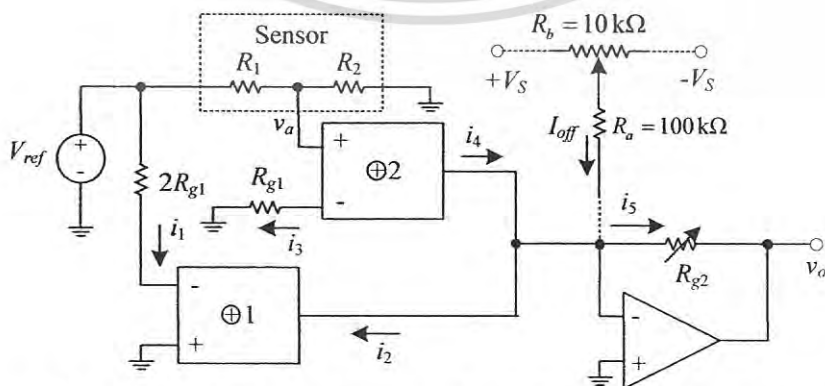
เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.7 ใหม่โดยพิจารณาถึงผลกระทบจากความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและแอมป์ สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ใหม่ดังสมการที่ (4.25) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ข.3

$$v_o = (1 - \varepsilon_i) V_{ref} \left\{ \left(\frac{R_{g2}}{2R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_x} \right) \right\} - \left(\frac{(1 - \varepsilon_i) R_{g2} V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \right) + V_{off,OP} \quad (4.25)$$

จากสมการที่ (4.25) ถ้ากำหนดให้ $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_i = 0.01$, $V_{off,CC} = 0.15 \text{ V}$, $V_{off,OP} = 0.003 \text{ V}$, $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $R_{g1} = 0.5 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$, จะได้ค่าผิดพลาดเกนที่ของวงจรในรูปที่ 4.7 มีค่าประมาณ -694.19%

4.3.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 และผลการวิเคราะห์วงจร

วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 แสดงในรูปที่ 4.8 วงจรนี้ปรับปรุงจากวงจรพื้นฐานในรูปที่ 4.7 โดยการใช้ขั้วป้อนเรชแนลคอนเวอร์เตอร์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองเพื่อลดผลจากความต้านทานแฝงที่ขั้ว X และเพิ่มส่วนการชดเชยผลจากแรงดันออฟเซต ซึ่งประกอบไปด้วยตัวต้านทาน R_a และตัวต้านทานปรับค่าได้ R_b ที่ต่อคร่อมระหว่างแรงดันด้านบวกและด้านลบ ซึ่งทำให้มีกระแส I_{off} ขนาดเล็ก ๆ เกิดขึ้น กระแส I_{off} นี้จะไปหักล้างออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจร



รูปที่ 4.8 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

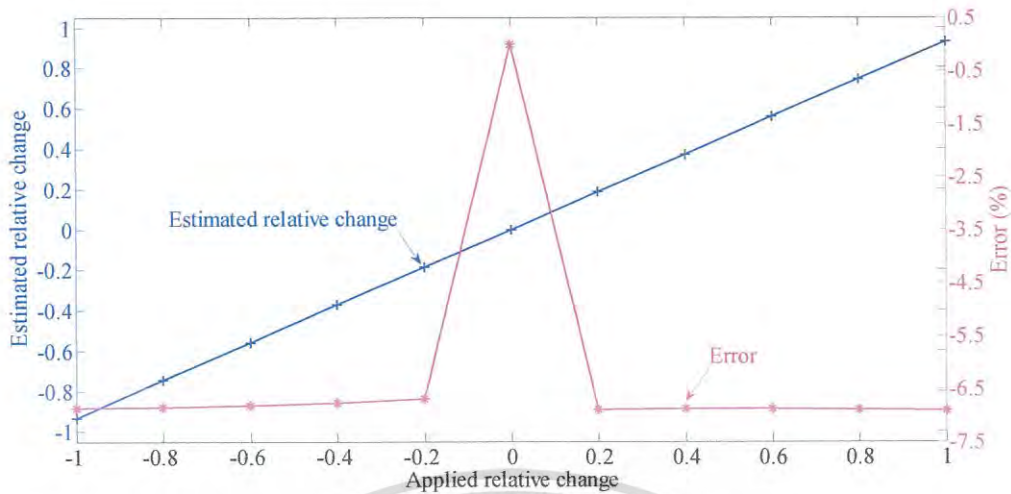
เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.8 โดยรวมเอาผลกระทบจากการไม่เป็นตามอุดมคติของอุปกรณ์ ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์และออปแอมป์มาพิจารณาด้วย สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดัง สมการที่ (4.26) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ข.4

$$v_o = (1 - \varepsilon_c) R_{g2} V_{ref} \left\{ \frac{(1+k)}{R_x + (1+k) + 2R_{g1}} - \left(\frac{kR_2}{(R_1 + R_2)R_x + (1+k)R_{g1}} \right) \right\} + \frac{(1 - \varepsilon_c)(1+k)R_{g2}V_{off,OC}}{R_x + (1+k) + 2R_{g1}} + V_{off,OP} - R_{g2}I_{off} \quad (4.26)$$

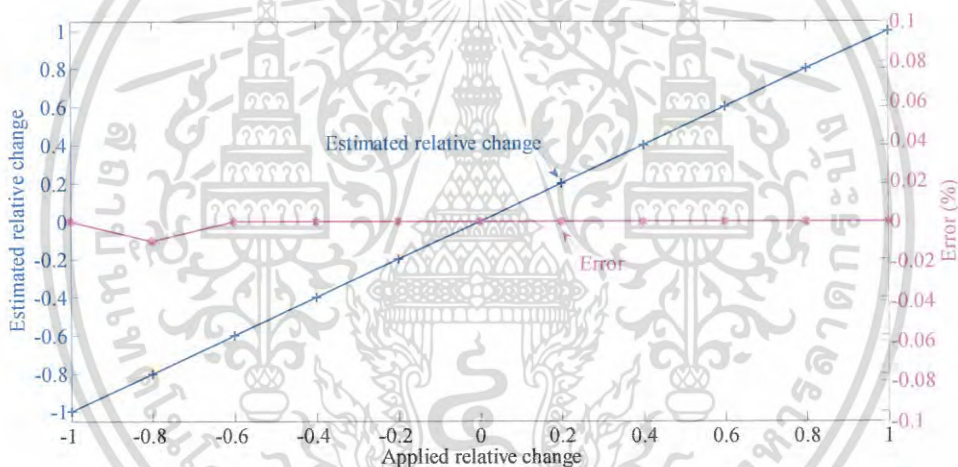
จากสมการที่ (4.26) จะเห็นได้ว่าสมการเอาต์พุตมีส่วนประกอบของออฟเซตของอุปกรณ์ ออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ ($V_{off,OP}$) และออฟเซตของออปแอมป์ ($V_{off,OP}$) ดังนั้น ถ้ากระแส I_{off} ที่ป้อนเข้ามาสามารถชดเชยออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจรได้ทั้งหมด และกำหนด $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_c = 0.00015$, $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $R_{g1} = 0.5 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$ จะได้ค่าเกณฑ์ ผิดพลาดของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 เท่ากับ -0.065%

4.3.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSIPCE และการทดสอบการทำงานของวงจรที่สร้าง จากอุปกรณ์จริงเป็นการยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรที่นำเสนอนี้ โดยใช้ออปแอมเบอร์ LM358 และไอซีเบอร์ AD844 สร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ป้อนไฟเลี้ยงให้วงจรเท่ากับ $\pm 5\text{V}$ และให้ $R_{g1} = 0.5 \text{ k}\Omega$ และ $R_{g2} = 1 \text{ k}\Omega$ เพื่อให้เกณฑ์ขยายเท่ากับ 1 กำหนดให้แรงดันอินพุต V_{ref} ของวงจรเท่ากับ 1V ซึ่งแรงดันอินพุตของวงจรจะถูกกำหนดไว้เป็นค่าต่ำ ๆ เพื่อจำกัดกระแสที่ไหล ผ่านวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองซึ่งเป็นอุปกรณ์หนึ่งที่ใช้สร้างออปปอเรชันแนลคอนเวเยอร์ และการ ทำบาลานซ์บริดจ์สามารถทำได้โดยการป้อนกระแส I_{off} ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยการหมุนปรับตัว ด้านทาน R_b จนกระทั่งแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ในกรณีที่อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน ของเซนเซอร์ (α) เท่ากับศูนย์ โดยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 4.7 และวงจร เชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 ในรูปที่ 4.8 เมื่อ R_T มีค่าเท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$ และมีอัตราการเปลี่ยนความต้านทานของเซนเซอร์ตั้งแต่ -1 ถึง 1 แสดงในรูปที่ 4.9 และ 4.10



รูปที่ 4.9 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรพื้นฐานในรูปที่ 4.7 เมื่อ R_T มีเท่ากับ 1 k Ω



รูปที่ 4.10 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรเชื่อมต่อในรูปที่ 4.8 เมื่อ R_T มีเท่ากับ 1 k Ω

จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 จะเห็นว่าวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอให้ค่าความถูกต้องที่ดีกว่าวงจรพื้นฐาน โดยวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอมีความผิดพลาดสูงสุดมีค่าน้อยกว่า -0.01% ส่วนวงจรพื้นฐานมีความผิดพลาดของวงจรสูงมากกว่า 10%

เพื่อแสดงถึงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอเมื่อใช้งานกับเซนเซอร์ความต้านทานที่มีค่าความต้านทานรวม (R_T) ที่แตกต่างกันไป จะทำการเปลี่ยนแบบการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 เมื่อ R_T มีค่าตั้งแต่ 0.1 k Ω ถึง 200 k Ω ซึ่งครอบคลุมย่านของเซนเซอร์ความต้านทานสำหรับตรวจจับตำแหน่งแบบโพเทนทิโอมิเตอร์ (Potentiometer Position Sensor) โดยกำหนดค่า R_1 และ R_2 เพื่อให้ x มีค่าเท่ากับ -1, -0.5, 0.5, และ 1 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรที่นำเสนอแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งพบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.45%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ผลการเปลี่ยนการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างเมื่อ R_T มีค่าตั้งแต่ 0.1 k Ω ถึง 200 k Ω

R_T (k Ω)	Applied $x = -1$		Applied $x = -0.5$		Applied $x = 0.5$		Applied $x = 1$	
	Estimated x	Error (%)	Estimated x	Error (%)	Estimated x	Error (%)	Estimated x	Error (%)
0.1	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
0.2	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
0.5	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
1	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
2	-1.0000	0.00	-0.4999	-0.02	0.5000	0.00	1.0001	0.01
5	-0.9999	-0.01	-0.4999	-0.02	0.5000	0.00	1.0001	0.01
10	-0.9998	-0.02	-0.4999	-0.02	0.5000	0.00	1.0002	0.02
20	-0.9996	-0.04	-0.4998	-0.04	0.5001	0.02	1.0005	0.05
50	-0.9989	-0.11	-0.4997	-0.06	0.5002	0.04	1.0011	0.11
100	-0.9978	-0.22	-0.4994	-0.12	0.5005	0.10	1.0022	0.22
200	-0.9956	-0.44	-0.4988	-0.24	0.5010	0.20	1.0045	0.45

4.3.4 ผลทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 ด้วยการต่อวงจรจริง

ในการทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อวงจรที่ 2 โดยการต่อวงจรจริงจะทำการทดสอบใน 2 กรณีคือ ทดสอบกับเซนเซอร์ความต้านทานแบบโพเทนทิโอมิเตอร์ ส่วนกรณีที่ 2 ทดสอบกับเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งแบบเชิงเส้น (Linear Motion Potentiometer) ทำการทดสอบโดยสร้างวงจรในรูปที่ 4.8 ด้วยไอซีเบอร์ AD844 และ LM358 ซึ่งทำงานเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและออปแอมป์ตามลำดับ โดยแผ่นวงจรที่สร้างขึ้นแสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แผ่นวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าวงจรประกอบไปด้วยไอซีจำนวน 4 ตัว คือไอซีเบอร์ AD844 และเบอร์ LM358 อย่างละ 2 ตัว โดย LM358 เป็นไอซีที่บรรจุออปแอมป์จำนวน 2 ตัวไว้ในไอซีตัวเดียวกัน หรือเรียกว่า Dual Operational Amplifiers โดยออปแอมป์นี้จะใช้สำหรับสร้างอุปกรณ์

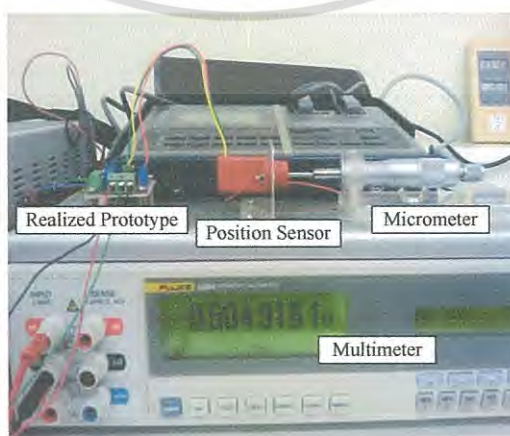
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ส่วนบุคคลซึ่งการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่อผู้ยู่ได้เห็นว่าไม่เหมาะสมในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปพอเรชันแนลคอนเวเยอร์ จำนวน 2 ตัว และวงจรถยาย 1 ตัว ส่วนตัวต้านทานต่าง ๆ เลือกใช้เป็น ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้เพื่อความยืดหยุ่นในการใช้งาน

การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายกับเซนเซอร์ความต้านทานแบบโพเทนทิโอมิเตอร์ สำหรับ R_T ที่แตกต่างกันจำนวน 3 ค่า คือ 0.1 k Ω , 5 k Ω และ 200 k Ω โดยกำหนดช่วงการทดสอบให้มีค่า อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) เท่ากับ -1 ถึง 1 โดยการหมุนไวเปอร์ (Wiper) ของเซนเซอร์เพื่อปรับเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 เพื่อนำไปคำนวณค่า x ที่เกิดขึ้น จากผลการทดสอบวงจรถ่ายที่แสดงในตารางที่ 4.2 จะพบว่าค่าที่ได้จากการทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายเชื่อมต้อมีค่าใกล้เคียงกับทางที่ได้จากการคำนวณ โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ $\pm 0.70\%$

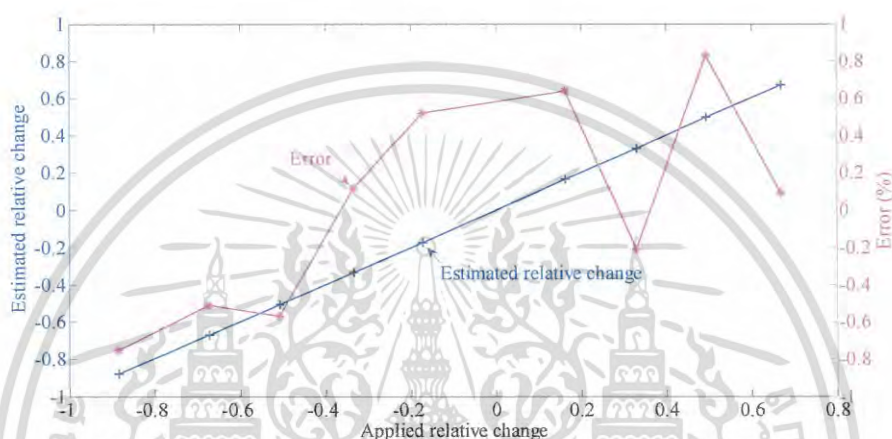
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบวงจรถ่ายด้วยการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 0.1$ k Ω , 5 k Ω และ 200 k Ω

$R_T = 0.1$ k Ω			$R_T = 5$ k Ω			$R_T = 200$ k Ω		
Applied x	Estimated x	Error (%)	Applied x	Estimated x	Error (%)	Applied x	Estimated x	Error (%)
-1.0000	-0.9945	-0.55	-0.9998	-0.9956	-0.42	-0.1000	-0.9930	-0.70
-0.7990	-0.7957	-0.41	-0.8002	-0.7973	-0.36	-0.7998	-0.7960	-0.47
-0.6007	-0.5980	-0.46	-0.6032	-0.6011	-0.35	-0.6000	-0.5978	-0.37
-0.4001	-0.3987	-0.32	-0.3998	-0.3990	-0.19	-0.3997	-0.3988	-0.22
-0.1994	-0.1988	-0.07	-0.1969	-0.1968	-0.06	-0.1994	-0.1990	-0.19
0.1996	0.1997	0.06	0.2010	0.2014	0.20	0.1993	0.1989	-0.22
0.4017	0.4023	0.16	0.4006	0.4020	0.34	0.3997	0.3999	0.04
0.6004	0.6026	0.37	0.6012	0.6028	0.26	0.6003	0.6020	0.28
0.7962	0.7994	0.40	0.8003	0.8030	0.33	0.7998	0.8034	0.45
1.0000	1.0029	0.29	0.9998	1.0037	0.39	1.0000	1.0045	0.45



รูปที่ 4.12 การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายเมื่อใช้งานกับเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งแบบเชิงเส้น เอกสารนี้เขียนเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเบี่ยงเบนจากการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบการทำงานของวงจรกับเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งแบบเชิงเส้น (Linear Motion Potentiometer) LM10 จาก TT Electronics AB ซึ่งมีคุณสมบัติคือ มีความต้านทานรวมของเซนเซอร์ (R_T) เท่ากับ 1 k Ω มีระยะการเคลื่อนที่เท่ากับ 10 mm \pm 0.5 mm และมีค่าผิดพลาดความถี่ 20% การปรับค่าของเซนเซอร์ที่ใช้ทดสอบทำได้โดยหมุนไมโครมิเตอร์ซึ่งติดอยู่กับตัวเซนเซอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.12 และแสดงผลการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.13 โดยจะเห็นได้ว่าวงจรเชื่อมต่อกันสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2 สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถูกต้องสูงโดยมีค่าความผิดพลาดไม่ถึง $\pm 1\%$

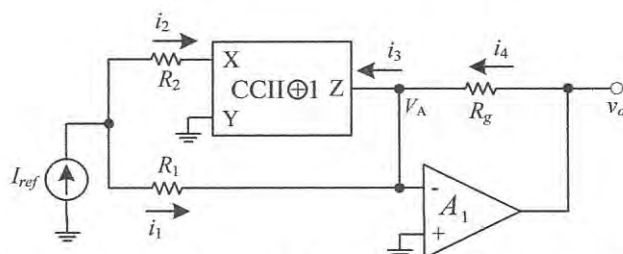


รูปที่ 4.13 ผลการทำงานของวงจรเมื่อใช้งานกับเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง LM10

4.4 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3

4.4.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3 และผลการวิเคราะห์วงจร

วงจรพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดแตกต่างวงจรที่ 3 สร้างจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและออปแอมป์อย่างละหนึ่งตัว โดยมีตัวต้านทาน R_x เป็นตัวกำหนดเกณฑ์ขยายและมีแหล่งจ่ายกระแสเป็นอินพุตของวงจร วงจรนี้แสดงในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.14 เมื่อพิจารณาตามอุดมคติ สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.27)$$

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.28)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_A จะได้

$$i_4 = i_3 - i_1 \quad (4.29)$$

แต่ $i_3 = i_2$ ดังนั้นเขียนสมการที่ (4.29) ได้ใหม่เป็น

$$i_4 = i_2 - i_1 \quad (4.30)$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุต

$$v_o = R_g i_4 \quad (4.31)$$

แทนค่า i_4 จากสมการที่ (4.30) จะได้

$$v_o = R_g (i_2 - i_1) \quad (4.32)$$

แทนค่า i_1 และ i_2 จากสมการที่ (4.27) และ (4.28) จะได้

$$v_o = R_g \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{ref} = x R_g I_{ref} \quad (4.33)$$

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.14 ใหม่โดยรวมเอาผลการความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองและแอมป์ สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ใหม่ดังสมการที่ (4.34) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ข.5

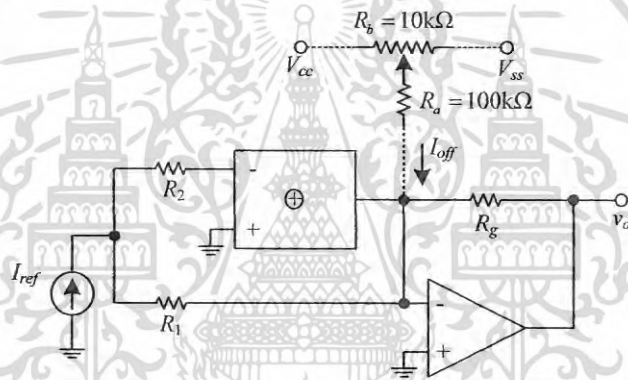
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = I_{ref} R_g \left(\frac{(1 - \varepsilon_1) R_1 - R_2}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) + V_{off,OP} \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.34) ถ้า $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_1 = 0.01$, $I_{ref} = 1 \text{ mV}$, $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$ และ $V_{off,OP} = 0.003 \text{ V}$ จะได้ค่าผิดพลาดเกณฑ์ของวงจรในรูปที่ 4.14 มีค่าเท่ากับ -6.12%

4.4.2 วงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3 และผลการวิเคราะห์ห้วงจร

รูปที่ 4.15 แสดงวงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่าง วงจรประกอบไปด้วยออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์, ออปแอมป์, ตัวต้านทานสำหรับปรับเกนขยาย R_g และตัวต้านทานตรวจวัด R_1 และ R_2 โดยมีตัวต้านทาน R_a และ R_b ต่อร่วมด้วยเพื่อใช้ในการทำบาลานซ์บริดจ์ก่อนการวัด และชดเชยแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจร



รูปที่ 4.15 วงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3

เมื่อวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 4.15 โดยรวมเอาผลกระทบจากการไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ออปโปเรชันแนลคอนเวเยอร์และออปแอมป์มาพิจารณาด้วย สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (4.35) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ข.6

$$v_o = R_g I_{ref} \left(\frac{kR_1(1 - \varepsilon_c) - (R_x + (1+k)R_2)}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) - (R_g I_{off} + V_{off,OP}) \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.35) จะแสดงพจน์ของแรงดันออฟเซตที่เกิดจากออปแอมป์ $V_{off,OP}$ และถ้ากระแส I_{off} สามารถชดเชยแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นได้ทั้งหมด จะสามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$v_o = R_g I_{ref} \left(\frac{kR_1(1 - \varepsilon_c) - (R_x + (1+k)R_2)}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) \quad (4.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.36) ถ้ากำหนดให้ $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_c = 0.00015$, $I_{ref} = 1\text{mA}$, $R_g = 1 \text{k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{k}\Omega$ จะได้ค่าความผิดพลาดเกณฑ์ของวงจรเท่ากับ -0.005%

4.4.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3

สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอสามารถยืนยันผ่านการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้มีดังต่อไปนี้ ออปเปอร์แอมป์แรงดันกระแสสูงซึ่งสร้างจากไอซีเบอร์ AD844 และ ออปแอมป์เบอร์ LM358 ไฟเลี้ยงอุปกรณ์ขนาด $\pm 10\text{V}$ กำหนดค่าต่าง ๆ ของวงจรดังต่อไปนี้ $I_{ref} = 1\text{mA}$ และ $R_g = 1 \text{k}\Omega$ โดยเลียนแบบการทำงานของเซนเซอร์ความต้านทานโพเทนทิโอมิเตอร์ ที่มีค่า $R_T = 1 \text{k}\Omega$ และ $5 \text{k}\Omega$ และกำหนดช่วงการเลียนแบบการทำงานของวงจรให้มีอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) เท่ากับ -1 ถึง 1 ซึ่งสามารถทำได้ด้วยการปรับเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 เพื่อให้เกิดค่า x ตามที่ต้องการ ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงในตารางที่ 4.3

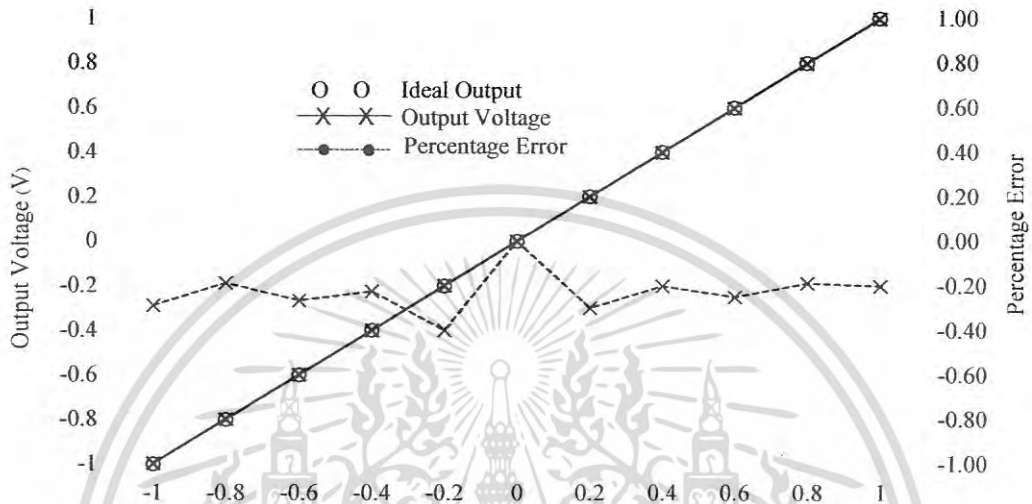
ตารางที่ 4.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเมื่อไม่มีการชดเชยค่าความผิดพลาด

x	$R_T = 1 \text{k}\Omega$		$R_T = 5 \text{k}\Omega$	
	v_o (V)	Error (%)	v_o (V)	Error (%)
-1.0	-1.0000	0.000	-1.0000	0.000
-0.8	-0.7999	-0.013	-0.8000	0.000
-0.6	-0.5999	-0.017	-0.6000	0.000
-0.4	-0.3999	-0.025	-0.3999	-0.025
-0.2	-0.1999	-0.050	-0.2000	0.000
0.0	4.97 μV	-0.0005	5.33 μV	-0.00053
0.2	0.1999	-0.050	0.2000	0.000
0.4	0.3999	-0.025	0.4000	0.000
0.6	0.5999	-0.017	0.6000	0.000
0.8	0.7997	-0.013	0.8000	0.000
1.0	1.0000	0.000	1.0000	0.000

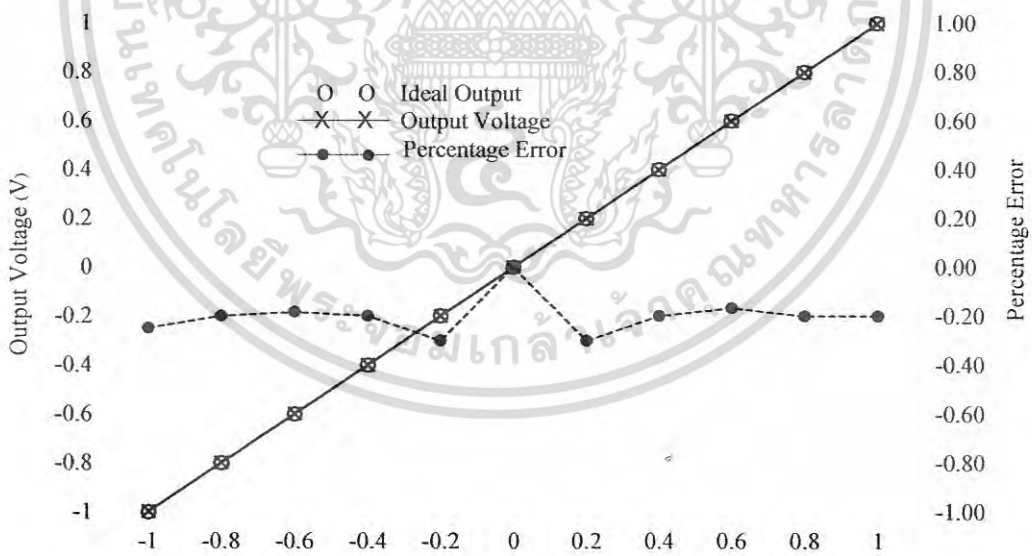
4.4.4 ผลทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3 ด้วยการต่อวงจรจริง

ทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรในรูปที่ 4.15 ลงบนบอร์ดทดลองวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Breadboard) ด้วยไอซีเบอร์ AD844 เพื่อสร้างวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ของเอกสารนี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และใช้ออป-แอมป์เบอร์ LM358 ไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 9V$ กำหนดให้ $I_{ref} = 1mA$ และ $R_g = 1 k\Omega$ ทำการทดสอบจำนวน 2 ครั้งคือ $R_T = 1 k\Omega$ และ $5 k\Omega$ ที่อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) เท่ากับ -1 ถึง 1 โดยการปรับเปลี่ยนค่า R_1 และ R_2 เพื่อให้เกิดค่า x ตามที่ต้องการ



รูปที่ 4.16 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 1 k\Omega$ และมีการชดเชยออฟเซต



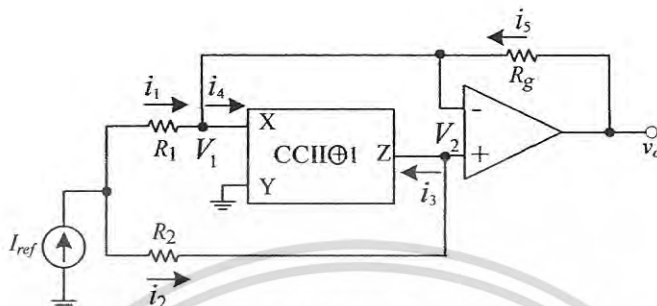
รูปที่ 4.17 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 5 k\Omega$ และมีการชดเชยออฟเซต

ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจร เมื่อ $R_T = 1 k\Omega$ และ $5 k\Omega$ แสดงในรูปที่ 4.16 และ 4.17 ตามลำดับ โดยเอาต์พุตที่ได้ผ่านการชดเชยค่าความผิดพลาดของวงจรที่เกิดจากออฟเซตของอุปกรณ์ด้วยการปรับตัวต้านทาน R_b เพื่อป้อนกระแส I_{off} ขนาดเล็ก ๆ มีค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรเมื่อ

$R_T = 1 k\Omega$ มีค่าเท่ากับ -0.4% และมีค่าเท่ากับ -0.3% เมื่อ $R_T = 5 k\Omega$

4.5 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4

4.5.1 แนวคิดพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4 และผลการวิเคราะห์วงจร



รูปที่ 4.18 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4

วงจรพื้นฐานในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ชนิดแตกต่างวงจรที่ 4 ใช้อุปกรณ์เช่นเดียวกับในวงจรที่ 3 ทุกประการ คือ สร้างจากวงจรสายพานกระแสที่สองและออปแอมป์อย่างละหนึ่งตัว โดยมีตัวต้านทาน R_g เป็นตัวกำหนดเกนที่ขยายและมีแหล่งจ่ายกระแส I_{ref} เป็นอินพุตของวงจร แตกต่างกันเพียงการต่อออปแอมป์เพื่อขยายสัญญาณในส่วนท้ายเท่านั้น วงจรดังกล่าวแสดงในรูปที่ 4.18 การทำงานของวงจรเมื่อพิจารณาตามอุดมคติสามารถอธิบายดังต่อไปนี้

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.37)$$

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.38)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_1 $i_5 = i_4 - i_1$ (4.39)

แต่ $i_4 = i_3 = i_2$ ดังนั้น สามารถเขียนสมการที่ (4.39) ได้ใหม่เป็น

$$i_5 = i_2 - i_1 \quad (4.40)$$

แทนค่า i_1 และ i_2 จากสมการที่ (4.37) และ (4.38) ลงในสมการที่ (4.40) จะได้

$$i_5 = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) I_{ref} \quad (4.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_2

$$v_o = R_g i_5 \quad (4.42)$$

แทนค่า i_5 จากสมการที่ (4.41) ลงใน (4.42) จะได้

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) R_g I_{ref} = x R_g I_{ref} \quad (4.43)$$

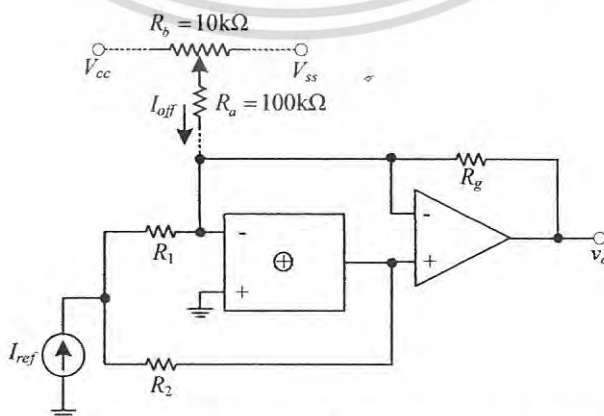
เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.18 ใหม่โดยรวมเอาผลกระทบจากความไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและออปแอมป์มาพิจารณาร่วมด้วย จะสามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ใหม่ ดังสมการที่ (4.44) รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวกที่ ข.7

$$v_o = \frac{R_g I_{ref}}{(1 - \varepsilon_i)} \left(\frac{(R_1 + R_x) - (1 - \varepsilon_i) R_2}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) + V_{off,OP} \quad (4.44)$$

จากสมการที่ (4.44) ถ้า $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_i = 0.01$, $I_{ref} = 1 \text{ mV}$, $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$ และ $V_{off,OP} = 0.003 \text{ V}$ จะได้ค่าผิดพลาดของวงจรรูปที่ 4.18 มีค่าเท่ากับ 23.67%

4.5.2 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถูกที่ 4 และผลการวิเคราะห์วงจร

รูปที่ 4.19 แสดงวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถูกที่ 4 วงจรประกอบไปด้วยออปเปอร์เรชันแนลคอนเวเยอร์, ออปแอมป์, ตัวต้านทานปรับเกนที่ขยาย R_g และตัวต้านทานตรวจวัด R_1 และ R_2 โดยมีตัวต้านทาน R_a และ R_b ต่อร่วมด้วยเพื่อใช้ในการทำบาลานซ์บริดจ์ก่อนการวัด และเป็นการชดเชยออฟเซตที่เกิดขึ้นภายในวงจร



รูปที่ 4.19 วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถูกที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์วงจรตามคุณสมบัติของอุปกรณ์โดยรวมเอาผลจากความไม่เป็นอุดมคติของตัวอุปกรณ์ เช่น ความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส $(1-\varepsilon_c)$ ที่ไหลจากพอร์ต X ไปยังพอร์ต Z ของออปพอเรชันแนลคอนเวเยอร์ และแรงดันออฟเซตของออปแอมป์ ($V_{off,OP}$) ดังนั้น สามารถเขียนสมการเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 4.19 ได้ดังสมการที่ (4.45) รายละเอียดการวิเคราะห์ที่แสดงในภาคผนวกที่ ข.8

$$v_o = \frac{R_g I_{ref}}{(1-\varepsilon_c)} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1 - (1-\varepsilon_c)kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) - R_g I_{off} + V_{off,OP} \quad (4.45)$$

จากสมการที่ (4.45) จะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดจากออฟเซตอันเนื่องมาจาก $V_{off,OP}$ สามารถกำจัดได้โดยกระแส I_{off} จึงกล่าวได้ว่าการป้อนกระแส I_{off} สามารถลดผลกระทบจากออฟเซตของอุปกรณ์ได้ ดังนั้นสมการที่ (4.45) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$v_o = \frac{R_g I_{ref}}{(1-\varepsilon_c)} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1 - (1-\varepsilon_c)kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) \quad (4.46)$$

จากสมการที่ (4.46) ถ้ากำหนดให้ $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_c = 0.00015$, $I_{ref} = 1\text{mA}$, $R_g = 1 \text{k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{k}\Omega$ จะได้ค่าความผิดพลาดเกณฑ์ของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4 มีค่าเท่ากับ 0.05% ส่วนการชดเชยค่าความผิดพลาดของเกณฑ์สามารถทำได้โดยการปรับอัตราขยาย A_G ด้วยการปรับตัวต้านทาน R_x

4.5.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4

สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอสามารถยืนยันผ่านการเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้มีดังต่อไปนี้ ออปพอเรชันแนลคอนเวเยอร์ซึ่งสร้างจากไอซีเบอร์ AD844 และออปแอมป์เบอร์ LM358 ไฟเลี้ยง $\pm 10\text{V}$, $I_{ref} = 1\text{mA}$ และ $R_g = 1 \text{k}\Omega$ โดยเลียนแบบการทำงานของเซนเซอร์โพเทนทิโอมิเตอร์ ที่มีค่า $R_T = 1 \text{k}\Omega$ และ $5 \text{k}\Omega$ และกำหนดช่วงการเลียนแบบการทำงานของวงจรให้มีค่าอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) เท่ากับ -1 ถึง 1 ซึ่งสามารถทำได้ด้วยการปรับ R_1 และ R_2 เพื่อให้เกิดค่า x ตามที่ต้องการ ผลการเลียนแบบการทำงานแสดงในตารางที่ 4.4 โดยค่าผิดพลาดสูงสุดเมื่อ $R_T = 1 \text{k}\Omega$ มีค่าเท่ากับ 0.4% และมีค่าเท่ากับ 0.25% เมื่อ $R_T = 5 \text{k}\Omega$ ซึ่งผลการเลียนแบบนี้ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยไม่มีการชดเชย

ตารางที่ 4.4 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4 เมื่อไม่มีการชดเชยค่าความผิดพลาด

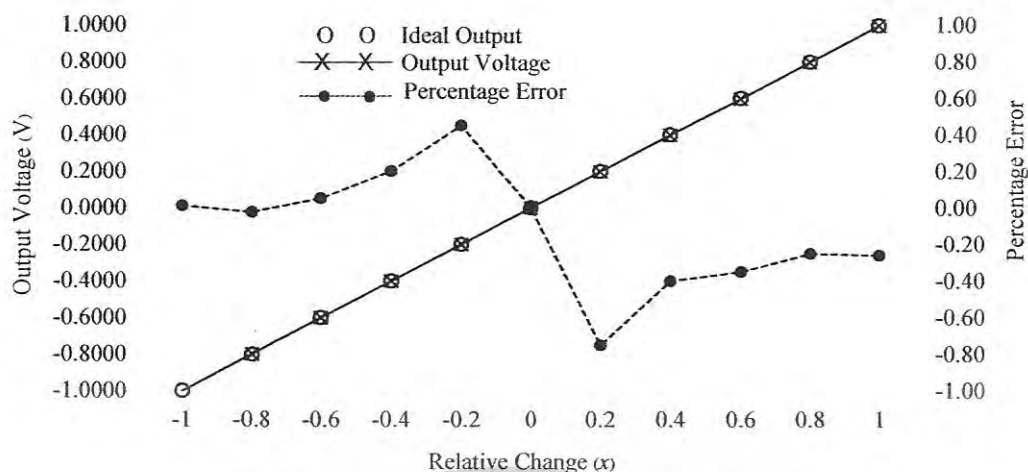
x	$R_T = 1 \text{ k}\Omega$		$R_T = 5 \text{ k}\Omega$	
	v_o (V)	Error (%)	v_o (V)	Error (%)
-1.0	-1.0008	0.080	-1.0005	0.050
-0.8	-0.8008	0.100	-0.8005	0.065
-0.6	-0.6008	0.133	-0.6005	0.083
-0.4	-0.4008	0.200	-0.4005	0.125
-0.2	-0.2008	0.400	-0.2005	0.250
0.0	-0.82mV	-0.082	-0.51mV	-0.051
0.2	0.1992	-0.400	0.1995	-0.250
0.4	0.3992	-0.200	0.3995	-0.125
0.6	0.5992	-0.133	0.5995	-0.083
0.8	0.7992	-0.100	0.7995	-0.065
1.0	0.9992	-0.080	0.9995	-0.050

4.5.4 ผลทดสอบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4 ด้วยการต่อวงจรจริง

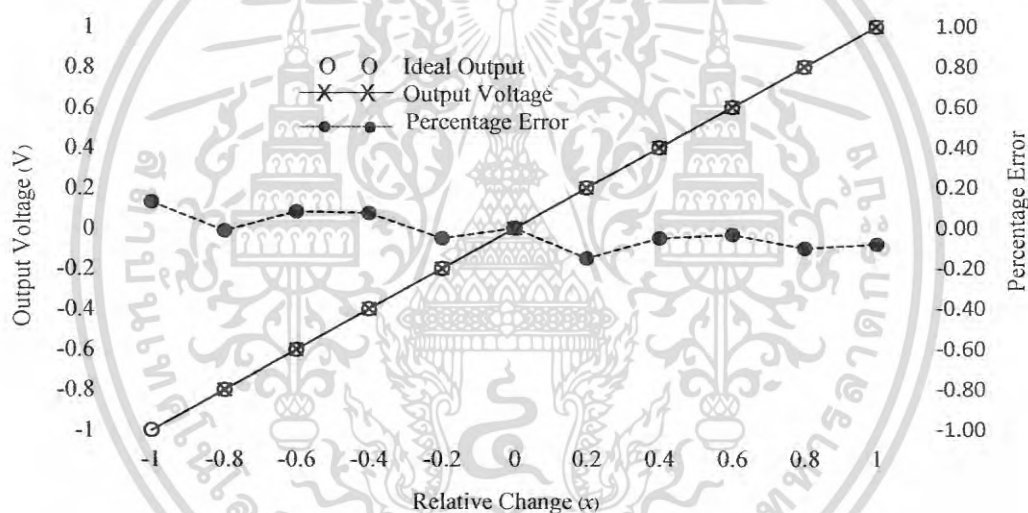
ทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรในรูปที่ 4.19 ลงบนบอร์ดทดลองวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Breadboard) ด้วยไอซีเบอร์ AD844 เพื่อสร้างวงจรสายพานกระแสรูนที่สองและไอซี LM358 เพื่อสร้างออปแอมป์ บ้อนไฟเลี้ยงวงจรเท่ากับ $\pm 9\text{V}$ กำหนดให้ $I_{ref} = 1\text{mA}$ และ $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ทำการทดสอบจำนวน 2 ครั้งคือ $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ และ $5 \text{ k}\Omega$ ที่อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ (x) เท่ากับ -1 ถึง 1 โดยการปรับเปลี่ยนค่า R_1 และ R_2 เพื่อให้เกิดค่า x ตามที่ต้องการ

ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจร เมื่อ $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ และ $5 \text{ k}\Omega$ แสดงในรูปที่ 4.20 และ 4.21 ตามลำดับ โดยเอาต์พุตที่ได้ไม่มีชดเชยค่าความผิดพลาดของวงจรที่เกิดจากออฟเซตของอุปกรณ์ โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดของวงจรเมื่อ $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ มีค่าเท่ากับ -0.75% และมีค่าเท่ากับ -0.15% เมื่อ $R_T = 5 \text{ k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ เมื่อไม่มีการชดเชยออฟเซต



รูปที่ 4.21 ผลการต่อวงจรจริงเมื่อ $R_T = 5 \text{ k}\Omega$ เมื่อไม่มีการชดเชยออฟเซต

4.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้อธิบายวงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างกันจำนวน 4 วงจร และการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเมื่อพิจารณาตามอุดมคติและไม่เป็นไปตามอุดมคติ พร้อมทั้งเสนอแนวทางการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นด้วยการใช้ออปอเรนชันแนลคอนเวเยอร์และชดเชยออฟเซต การผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดน้อยลงอย่างชัดเจน ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดสอบวงจรด้วยการต่อวงจรจริงมีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี

บทที่ 5

เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

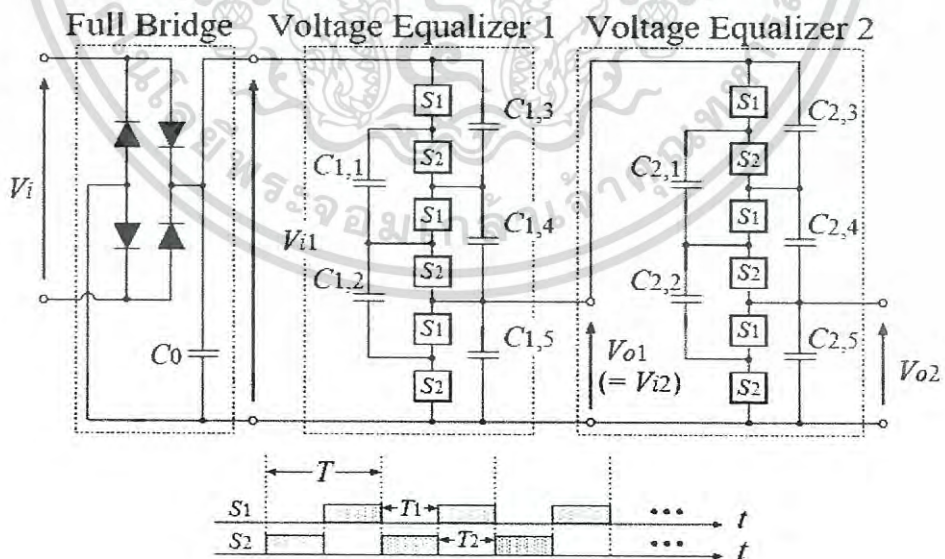
ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบเอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/9$ โดยจะใช้การวิเคราะห์ทางทฤษฎี การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และทดสอบการทำงานด้วยการต่อวงจรจริง โดยในขั้นแรกจะหาคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรสมมูลแบบ 4 ขั้ว จากนั้นจะใช้การเลียนแบบการทำงานเพื่อเปรียบเทียบกับคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์อื่น และสุดท้ายจะยืนยันความเป็นไปได้ของงานที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงบนบอร์ดทดลองวงจรอิเล็กทรอนิกส์

5.2 คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์

เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจส่วนส่วนต่อไปของวิทยานิพนธ์ ในหัวข้อนี้จึงแสดงรายละเอียดและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่เพิ่งนำเสนอเมื่อเร็ว ๆ นี้ [32] โดยเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม ซึ่งรายละเอียดแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 เอซี-ดีซีที่นำเสนอใน [32]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32] ประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่, วงจรปรับเท่า (equalizer) จำนวน 2 ชุด, สวิตช์ 12 ตัว, ตัวเก็บประจุ 11 ตัว และไดโอด 4 ตัว ซึ่งในวงจรปรับเท่าจะมีตัวเก็บประจุหลัก $C_{k,3}$, $C_{k,4}$ และ $C_{k,5}$ ($k = \{1,2\}$) ทำงานเป็นตัวแบ่งแรงดันโดยเมื่อมีแรงดันสะสมในตัวเก็บประจุเหล่านี้จะทำให้มีค่าเท่ากันเนื่องจากสัญญาณนาฬิกาที่ไม่เหลื่อมกัน (non-overlapped) แบบ 2 เฟส ดังนั้น เมื่อพิจารณาการทำงานในช่วงเวลา T_1 ตัวเก็บประจุ $C_{k,1}$ และ $C_{k,2}$ จะต่อกับตัวเก็บประจุหลัก $C_{k,3}$ และ $C_{k,4}$ ในลักษณะขนานกัน ในช่วงเวลา T_2 ตัวเก็บประจุ $C_{k,1}$ และ $C_{k,2}$ จะต่อกับตัวเก็บประจุหลัก $C_{k,4}$ และ $C_{k,5}$ ในลักษณะขนานกัน ดังนั้นแรงดันในวงจรปรับเท่าจะมีค่าเท่ากับที่จ่ายให้กับ $C_{k,3}$, $C_{k,4}$ และ $C_{k,5}$ ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/3$ จึงเป็นไปตามการทำงานของวงจรปรับเท่า และเมื่อนำวงจรปรับเท่านี้อนุกรมกัน จะได้สัญญาณเอาต์พุต V_{o2} เท่ากับสมการที่ 5.1

$$V_{o2} = \left(\frac{1}{3} \times \frac{1}{3}\right) V_i = V_{o1} \times \left(\frac{1}{3}\right) V_i = \frac{1}{9} V_{i1} \quad (5.1)$$

เมื่อ V_{i1} คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

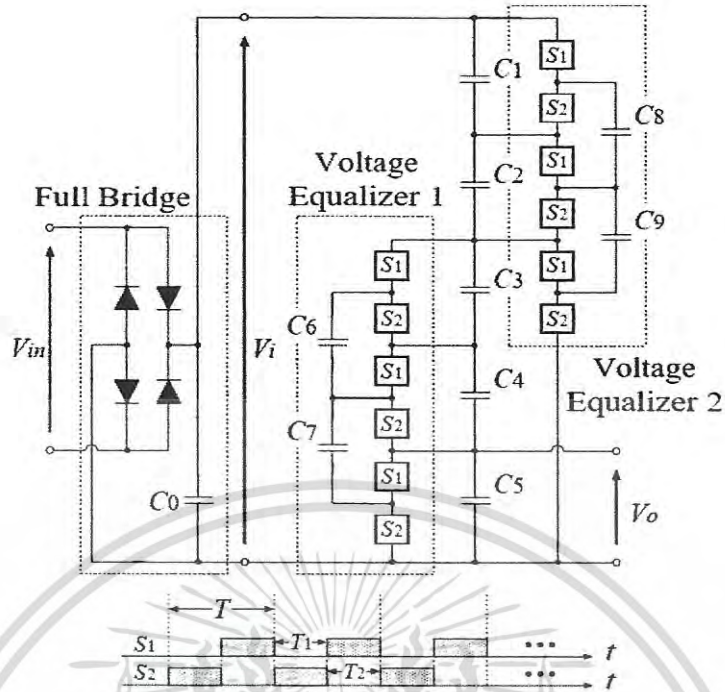
V_{o1} คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรปรับเท่าตัวที่ 1 ซึ่งแรงดันนี้เท่ากับ V_{i2}

V_{o} คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรปรับเท่าตัวที่ 2 ซึ่งแรงดันนี้เท่ากับ V_{o2}

จากสมการที่ (5.1) จะเห็นว่าอัตราส่วนการแปลงผันของวงจรใน [32] อยู่ในรูปของการคูณกันของอัตราส่วนของวงจรปรับเท่าในแต่ละตัว ดังนั้นในการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนการแปลงผันจึงสามารถทำได้ยาก และจากคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมข้างต้นจะเห็นว่า คอนเวอร์เตอร์นี้ไม่สามารถสร้างอัตราส่วนการแปลงผันที่มีค่าเป็นจำนวนเฉพาะได้

5.3 เอเชีย-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่นำเสนอ

ในรูปที่ 5.2 แสดงเอเชีย-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์ มีตัวเก็บประจุหลัก C_k (เมื่อ k มีค่าเท่ากับ $1, \dots, 5$) ตัวเก็บประจุที่เหลือ คือ C_j (เมื่อ j มีค่าเท่ากับ $6, \dots, 9$) และ C_0 คือ ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่ทำให้สัญญาณเรียบขึ้น V_{in} คือ ไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ T คือคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีส่วนประกอบคือ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ และวงจรปรับเท่าที่ต่อกันแบบวางซ้อน ในวงจรปรับเท่าที่ต่อกันแบบวางซ้อนนั้น แรงดันบางส่วนในตัวเก็บประจุของวงจรปรับเท่าตัวแรกถูกแปลงโดยวงจรปรับเท่าตัวที่สอง โดยมีสัญญาณนาฬิกาที่ไม่เหลื่อมกันแบบสองเฟส



รูปที่ 5.2 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่นำเสนอ โดยมีอัตราส่วนการสลับการแปลงผัน 1/9

เมื่อพิจารณาวงจรปรับเท่าตัวที่ 1 ตัวเก็บประจุ C_6 และ C_7 จะต่อกับตัวเก็บประจุหลัก C_3 และ C_4 ในช่วงเวลา T_1 ทำให้แรงดันของตัวเก็บประจุ C_3 เท่ากับแรงดันของ C_4 ในคาบเวลาถัดมา (T_2) C_6 และ C_7 จะต่อกับตัวเก็บประจุหลัก C_4 และ C_5 ทำให้แรงดันของตัวเก็บประจุ C_4 เท่ากับแรงดันของ C_5 ดังนั้น อัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุ C_3 , C_4 และ C_5 จะเท่ากับ 1:1:1 และเช่นเดียวกันกับวงจรปรับเท่าตัวที่สอง 2 ตัวเก็บประจุ C_8 และ C_9 จะต่อกับตัวเก็บประจุหลัก C_1 และ C_2 ในช่วงเวลา T_1 ทำให้แรงดันของตัวเก็บประจุ C_1 เท่ากับแรงดันของ C_2 ในคาบเวลา T_2 ตัวเก็บประจุ C_8 และ C_9 จะต่อกับตัวเก็บประจุหลัก C_2 และต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_3 , C_4 และ C_5 ตามลำดับ ในช่วงเวลานี้แรงดันของ C_2 จะเท่ากับแรงดันของ ตัวเก็บประจุ C_3 , C_4 และ C_5 ต่ออนุกรมกัน ดังนั้นอัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 และ C_5 จะเท่ากับ 3 : 3 : 1 : 1 : 1 ดังนั้นสมการเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (5.2)

$$V_o = \frac{V_{C_5}}{5} \times V_i \quad (5.2)$$

$$\sum_{k=1}^5 V_{C_k}$$

เมื่อ V_{C_k} คือ อัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว ดังนั้น สมการที่ (5.2) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

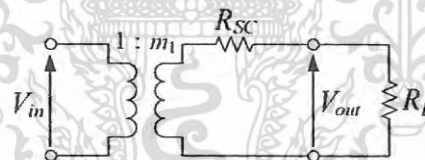
$$V_o = \left(\frac{V_{C_s}}{V_{C_s}(3+3+1+1)} \right) V_i \quad (5.3)$$

$$V_o = \frac{1}{9} V_i \quad (5.4)$$

ดังนั้นจากสมการจะเห็นได้ว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอขึ้นแตกต่างกับคอนเวอร์เตอร์ใน [32] คือ อัตราส่วนการแปลงผันของวงจรที่นำเสนอสามารถหาได้จากการนำค่าผลรวมของอัตราส่วนแรงดันของ V_{C_k} จึงทำให้คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีมีวงจรที่ไม่ซับซ้อนและยังสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันได้ง่ายอีกด้วย โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถกำหนดอัตราส่วนการแปลงผันโดยการนำแรงดันของวงจรปรับเท่ามารวมกัน และเพื่อแสดงให้เห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันได้ คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/7$ จะถูกอธิบายในภาคผนวก ค ต่อไป

5.4 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

ในหัวข้อนี้จะแสดงวงจรสมมูล และคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ เช่น ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าและแรงดันเอาต์พุต

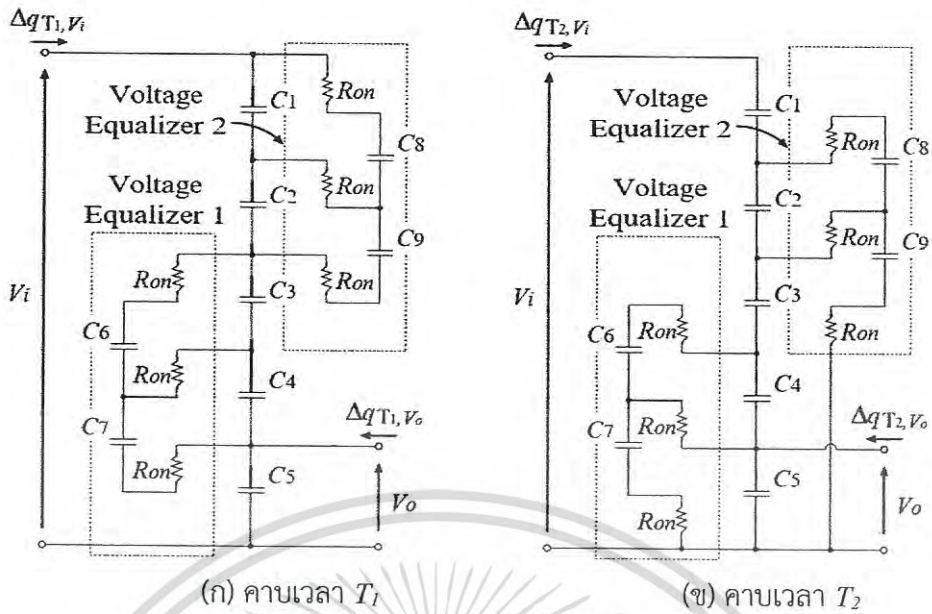


รูปที่ 5.3 วงจรสมมูลแบบ 4 ขั้ว

ในรูปที่ 5.3 ได้แสดงวงจรสมมูลของวงจรที่นำเสนอที่สร้างจากวงจรสมมูล 4 ขั้วที่เคยนำเสนอใน [33]-[35] โดย m_1 คือ อัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio) ของหม้อแปลงอุดมคติ R_{sc} คือ ค่าความต้านทานภายใน และ R_L คือ โหลดของเอาต์พุต

ในการวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์จะกำหนดให้ วงจรสมมูลที่แสดงในรูปที่ 5.3 ไม่พิจารณาผลจากอุปกรณ์แฝงภายในวงจรและค่าคงตัวของเวลา (Time Constant) ของคอนเวอร์เตอร์ต้องมีค่ามากกว่าคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา และเพื่อที่จะวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอให้เหมือนกับการวิเคราะห์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดให้ไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นอินพุตของวงจรเป็นรูปคลื่นแบบขั้นบันได การวิเคราะห์ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าสูงสุดและแรงดันเอาต์พุตสูงสุดจะมีการวิเคราะห์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 วงจรสมมูลชั่วขณะของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

เมื่อพิจารณาในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) สามารถเขียนวงจรสมมูลชั่วขณะได้ดังรูปที่ 5.4 โดยในการวิเคราะห์จะแบ่งคาบของการทำงาน (T_i) เป็นสองช่วง ($i=1, 2$) คือ T_1 และ T_2 และสามารถหา m_i และ R_{SC} โดยการใช้วงจรชั่วขณะในรูปที่ 5.4 ประจุไฟฟ้าใน C_k ($k=1, \dots, 9$) จะมีค่าเท่ากันที่จุดเริ่มและจุดสิ้นสุดของคาบการทำงาน ดังนั้น สามารถหาผลต่างของประจุใน C_k ได้ดังสมการที่ (5.5)

$$\Delta q_{T_1}^k + \Delta q_{T_2}^k = 0 \quad (5.5)$$

เมื่อ $T = T_1 + T_2$ และ $T_1 = T_2 = \frac{T}{2}$ และ $\Delta q_{T_i}^k$ คือประจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุแต่ละตัว (k -th) ในแต่ละคาบการทำงาน (T_i) ดังนั้นจากรูปที่ 5.4 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประจุไฟฟ้าในคาบ T_1 สามารถหาได้สมการที่ (5.6) ถึง (5.10)

$$\Delta q_{T_1, V_i} = \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^8 \quad (5.6)$$

$$\Delta q_{T_1, V_o} = -\Delta q_{T_1}^4 + \Delta q_{T_1}^5 - \Delta q_{T_1}^7 \quad (5.7)$$

$$\Delta q_{T_1}^4 = \Delta q_{T_1}^3 + \Delta q_{T_1}^6 - \Delta q_{T_1}^7 \quad (5.8)$$

$$\Delta q_{T_1}^3 = \Delta q_{T_1}^2 - \Delta q_{T_1}^6 + \Delta q_{T_1}^9 \quad (5.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta q_{T_1}^2 = \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^8 - \Delta q_{T_1}^9 \quad (5.10)$$

เมื่อ $\Delta q_{T_i, V_i}$ และ $\Delta q_{T_i, V_o}$ คือ ความแตกต่างของประจุไฟฟ้าใน V_i และ V_o ตามลำดับ และเมื่อพิจารณาที่รูป 5.4 (ข) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประจุไฟฟ้าในคาบ T_2 สามารถหาได้สมการที่ (5.11) ถึง (5.15)

$$\Delta q_{T_2, V_i} = \Delta q_{T_2}^1 \quad (5.11)$$

$$\Delta q_{T_2, V_o} = -\Delta q_{T_2}^4 + \Delta q_{T_2}^5 - \Delta q_{T_1}^6 + \Delta q_{T_2}^7 \quad (5.12)$$

$$\Delta q_{T_2}^4 = \Delta q_{T_2}^3 - \Delta q_{T_2}^6 \quad (5.13)$$

$$\Delta q_{T_2}^3 = \Delta q_{T_2}^2 + q_{T_2}^8 - \Delta q_{T_2}^9 \quad (5.14)$$

$$\Delta q_{T_2}^2 = \Delta q_{T_2}^1 - \Delta q_{T_2}^8 \quad (5.15)$$

เมื่อ $\Delta q_{T_i, V_i}$ และ $\Delta q_{T_i, V_o}$ คือ ความแตกต่างของประจุไฟฟ้าใน V_i และ V_o ตามลำดับ ดังนั้นอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงอุดมคติ ในรูปที่ 5.3 สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุต ดังนั้นสามารถเขียนค่าเฉลี่ยของกระแสอินพุต ค่าเฉลี่ยของกระแสเอาต์พุต ได้ดังสมการที่ (5.16) และ (5.17) ตามลำดับ

$$\bar{I}_i = \frac{1}{T} \left(\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_i} \right) = \frac{\Delta q_{V_i}}{T} \quad (5.16)$$

$$\bar{I}_o = \frac{1}{T} \left(\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_o} \right) = \frac{\Delta q_{V_o}}{T} \quad (5.17)$$

เมื่อ Δq_{V_i} และ Δq_{V_o} คือประจุไฟฟ้าที่จุดอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ ดังนั้นจากสมการข้างต้นสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$\bar{I}_i = \frac{1}{9} \bar{I}_o \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\Delta q_{V_i} = -\frac{1}{9}\Delta q_{V_o}$ และจากสมการที่ (5.18) อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง m_i ในรูปที่ 5.4 จะมีค่าเท่ากับ

$$m_i = \frac{1}{9} \quad (5.19)$$

สำหรับการหาค่าของ R_{SC} นั้น จะอธิบายด้วยค่าพลังงานที่เกิดขึ้น โดยจะพิจารณาพลังงานที่เกิดขึ้นในรูปที่ 5.4 (ก) จะได้พลังงานที่เกิดขึ้นในคาบเวลา T_i (W_{T_i}) เท่ากับ

$$\begin{aligned} W_{T_1} = & \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^8)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^8 - \Delta q_{T_1}^9)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^9)^2 \\ & + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^6)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^6 - \Delta q_{T_1}^7)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^7)^2 \end{aligned} \quad (5.20)$$

เมื่อแทนค่าตัวแปร จากสมการที่ (5.5) ถึง (5.15) ลงในสมการที่ (5.20) จะสามารถเขียนพลังงานที่เกิดขึ้นในรูปที่ 5.4 (ก) ได้ดังสมการที่ (5.21)

$$W_{T_1} = \frac{20 R_{on}}{27 T_1} (\Delta q_{V_o})^2 \quad (5.21)$$

และสามารถหาพลังงานที่เกิดขึ้นในรูปที่ 5.4 (ข) ได้ดังสมการที่ (5.22)

$$\begin{aligned} W_{T_2} = & \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^8)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^8 - \Delta q_{T_2}^9)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^9)^2 \\ & + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^6)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^6 - \Delta q_{T_2}^7)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^7)^2 \end{aligned} \quad (5.22)$$

เมื่อแทนค่าตัวแปร จากสมการที่ (5.5) ถึง (5.15) ลงในสมการที่ (5.22) จะสามารถเขียนพลังงานที่เกิดขึ้นในรูปที่ 5.4 (ข) ได้ดังสมการที่ (5.23)

$$W_{T_2} = \frac{20 R_{on}}{27 T_2} (\Delta q_{V_o})^2 \quad (5.23)$$

เมื่อรวมสมการที่ (5.21) กับ (5.23) เข้าด้วยกัน จะได้พลังงานที่เกิดขึ้นทั้งหมดเท่ากับ

$$W_T = \sum_{i=1}^2 W_{T_i} = \frac{80 R_{on}}{27 T} (\Delta q_{V_o})^2 \quad (5.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ในวงจรสมมูลแบบ 4 ขั้วในรูปที่ 5.3 สามารถหาพลังงานที่เกิดขึ้นทั้งหมดได้ดังสมการที่ (5.25)

$$W_T = \left(\frac{\Delta q_{V_o}}{T} \right)^2 R_{SC} T \quad (5.25)$$

และเนื่องจากพลังงานที่เกิดขึ้นสูญเสียให้กับ R_{SC} ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (5.24) กับ (5.25) จะสามารถหาค่าของ R_{SC} ได้เป็น

$$R_{SC} = \frac{80R_{on}}{27} \quad (5.26)$$

ดังนั้นสามารถหาวงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอได้โดยจากสมการที่ (5.19) และสมการที่ (5.26) ซึ่งสามารถเขียนในรูปของ K-Matrix ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \overline{V_i} \\ \overline{I_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9 & 0 \\ 0 & 1/9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 80R_{on}/27 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_o} \\ \overline{I_o} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

จากสมการที่ (5.27) สามารถหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้า (η) สูงสุด และแรงดันเอาต์พุต V_{out} สูงสุด ได้ดังนี้

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_{SC}} = \frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \quad (5.28)$$

$$V_{out} = \frac{V_i}{9} \left(\frac{R_L}{R_L + R_{SC}} \right) = \frac{V_i}{9} \left(\frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \right) \quad (5.29)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (5.28) และ (5.29) จะเห็นได้ว่า R_{SC} เป็นตัวแปรที่มีความสำคัญที่จะทำให้เกิดประสิทธิภาพทางไฟฟ้า หาก R_{SC} มีขนาดเล็ก จะส่งผลให้ประสิทธิภาพทางไฟฟ้ามีค่ามาก ดังนั้นการเปรียบเทียบคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์ที่เคยนำเสนอมาแล้วใน [22], [31], และ [32] แสดงให้เห็นในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบความต้านทานภายในของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์อื่น

	R_{sc}	อัตราส่วนการแปลงผัน
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ	$80R_{on} / 27$	1/9
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [22]	$280R_{on} / 81$	1/9
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [31]	$40R_{on} / 9$	1/9
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32]	$80R_{on} / 27$	1/9

จากตารางที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าความต้านทานภายใน R_{sc} ของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีค่าเท่ากับคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32] และมีประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่สูงสุดเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์อื่น เนื่องจากมีค่าความต้านทาน R_{sc} น้อยที่สุด

ตารางที่ 5.2 การเปรียบเทียบจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์

	สวิตช์	ตัวเก็บประจุ	ไดโอด	รวม
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ	12	10	4	26
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [22]	28	10	4	42
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [31]	12	9	4	25
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32]	12	11	4	27

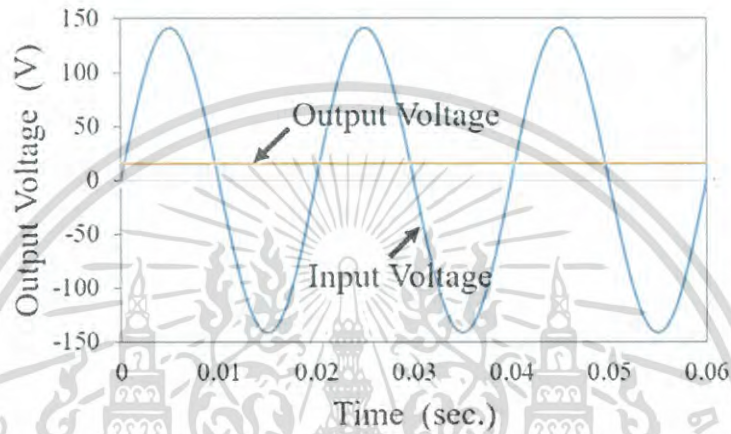
การเปรียบเทียบจำนวนอุปกรณ์ของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [22], [31] และ [32] แสดงในตารางที่ 5.2 และจากตารางที่ 5.1 และ 5.2 พบว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [31] มีจำนวนอุปกรณ์น้อยที่สุดแต่มีค่าความต้านทานภายใน R_{sc} มากที่สุด แต่อย่างไรก็ตาม จำนวนอุปกรณ์ของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอก็มีเพียงตัวเก็บประจุที่เพิ่มขึ้นอีก 1 ตัวเมื่อเปรียบเทียบกับ [31]

5.5 ผลการเลียนแบบการทำงาน

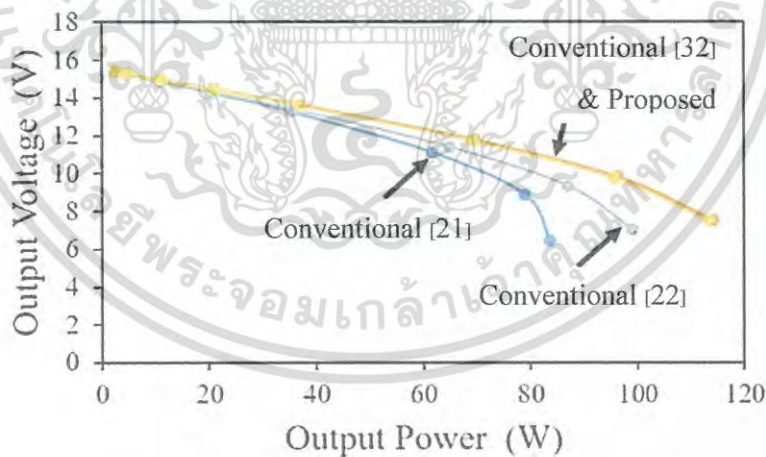
คุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถแสดงให้เห็นผ่านการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยมีการเลียนแบบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [22], [31] และ [32] ที่กำหนดให้มีอัตราส่วนการแปลงผันที่คงที่ และเพื่อเป็นการเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ที่เพิ่งนำเสนอมาเร็ว ๆ นี้ จะใช้การเลียนแบบการทำงานเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ใน [31] และ [32] โดยกำหนดให้มีอัตราส่วนในการแปลงผันเท่ากับ 1/9 เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมใน [31] และ [32] ไม่สามารถทำให้อัตราส่วนการแปลงผันเป็นเลขจำนวนเฉพาะได้ ซึ่งแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอที่ใช้วงจรปรับเท่า จึงสามารถสร้างคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเป็นจำนวนเฉพาะได้ ดังนั้นเพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับเปลี่ยนอัตราการแปลงผันของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ จะอธิบายถึงคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/7$ ในภาคผนวก ค

การเลียนแบบการทำงานแสดงให้เห็นถึงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตและประสิทธิภาพทางไฟฟ้า โดยกำหนดให้ $V_{in} = 100V@50Hz$, $T = 1\mu s$, $R_{on} = 0.1$, $C_o = 99\ \mu F$ และ $C_{1,k} = C_{2,k} = 33\ \mu F$ ผลการเลียนแบบการทำงานของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเทียบกับเวลาของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ เมื่อจ่ายโหลดเท่ากับ $100\ \Omega$



รูปที่ 5.6 กราฟแสดงแรงดันเอาต์พุตเทียบกับกำลังไฟฟ้า

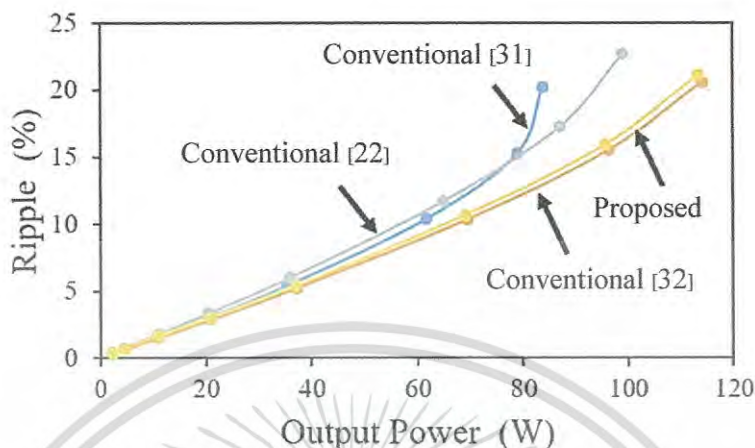
เมื่อพิจารณารูปที่ 5.5 จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายแรงดันกระแสตรงให้กับความต้านทานโหลด $100\ \Omega$ ได้ ในรูปที่ 5.6 จะแสดงการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตระหว่างคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์ใน [22], [31] และ [32] โดยจากรูปจะพบว่าเอาต์พุตจากคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจะมีค่ามากกว่าคอนเวอร์เตอร์ใน [22] และ [31] และแรงดันเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงกันมากกับ

คอนเวอร์เตอร์ใน [32] แต่คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใช้อุปกรณ์ในการสร้างที่น้อยกว่า (ตารางที่ 5.2)

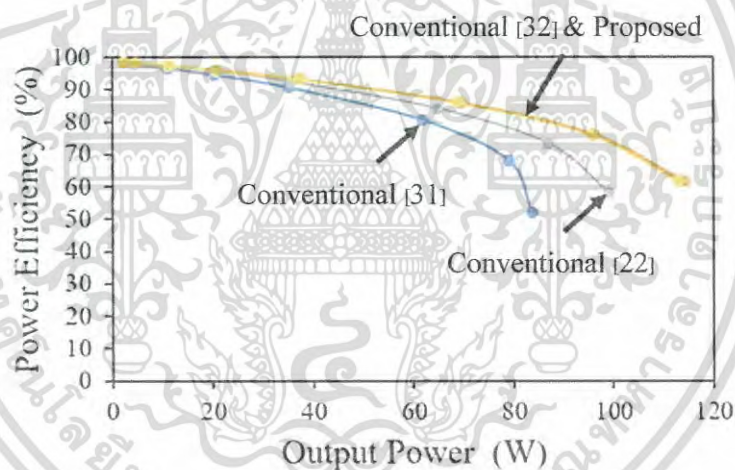
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติหาไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเห็นว่าผลการเลียนแบบการทำงานมีความสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎี เนื่องจากค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานภายใน R_{SC}



รูปที่ 5.7 กราฟแสดงค่าริบเบิลเทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 5.8 กราฟประสิทธิภาพทางไฟฟ้าเทียบกับกำลังไฟฟ้า

ในรูปที่ 5.7 แสดงการเปรียบเทียบค่าริบเบิล (Ripple) ระหว่างคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ กับคอนเวอร์เตอร์ใน [22], [31] และ [32] ซึ่งพบว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ มีค่าริบเบิลที่น้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ใน [22], [31] แต่มีขนาดใหญ่กว่าคอนเวอร์เตอร์ใน [32] เนื่องจากขนาดของตัวเก็บประจุหลักของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีขนาดเล็กกว่าคอนเวอร์เตอร์ใน [32]

ในรูปที่ 5.8 แสดงประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ โดยจากรูปจะเห็นว่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีค่าสูงกว่าคอนเวอร์เตอร์ใน [22], [31] และเกือบจะเท่ากับคอนเวอร์เตอร์ใน [32] ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถให้ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่มีค่ามากกว่า 90% เมื่อกำลังไฟฟ้าน้อยกว่า 50 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 สรุปผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์

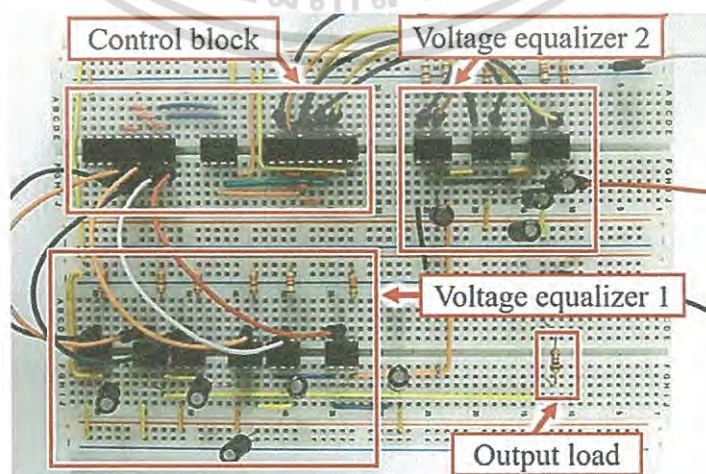
	ขนาด	ประสิทธิภาพ	แรงดันสูญเสีย	ริบเปิล
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ	2	1	1	2
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [22]	4	3	3	4
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [31]	1	4	4	3
คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32]	3	1	1	1

* เมื่อ 1 คือ ดีที่สุด และ 4 คือ แย่ที่สุด

ตารางที่ 5.3 แสดงสรุปผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับคอนเวอร์เตอร์อื่น จากตารางจะพบว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีสรรถนะที่ดีกว่าคอนเวอร์เตอร์ใน [22] และ [31] และเมื่อเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ใน [32] จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเกือบจะมีคุณสมบัติเดียวกันกับคอนเวอร์เตอร์ใน [32] แต่อย่างไรก็ตาม คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันได้โดยการรวมค่าของวงจรรีบเท่า ทำให้สามารถสร้างอัตราส่วนการแปลงผันที่เป็นจำนวนเฉพาะได้

5.6 การทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

วงจรของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอลูกสร้างขึ้นบนบอร์ดทดลองวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ดังแสดงในรูปที่ 5.9 เพื่อยืนยันการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ โดยไอซีสำเร็จรูปที่ใช้ในการทดสอบแสดงในตารางที่ 5.4 การทดสอบนี้จะใช้หม้อแปลงขนาดเล็กลงจะต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายกับวงจรที่ทำการทดสอบเพื่อต้องการแยกแหล่งจ่ายไฟฟ้าออกจากโหลด ในการทดลองตามรูปที่ 5.9 จะใช้ไฟโตรีเลย์แบบมอสเฟสแทนสวิตช์แบบมอสเฟส และการขับไฟโตรีเลย์จะใช้ทรานซิสเตอร์ที่ต่อกันแบบดาร์ริงตัน (Darlington) ต่อระหว่างไฟโตรีเลย์กับไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณนาฬิกา

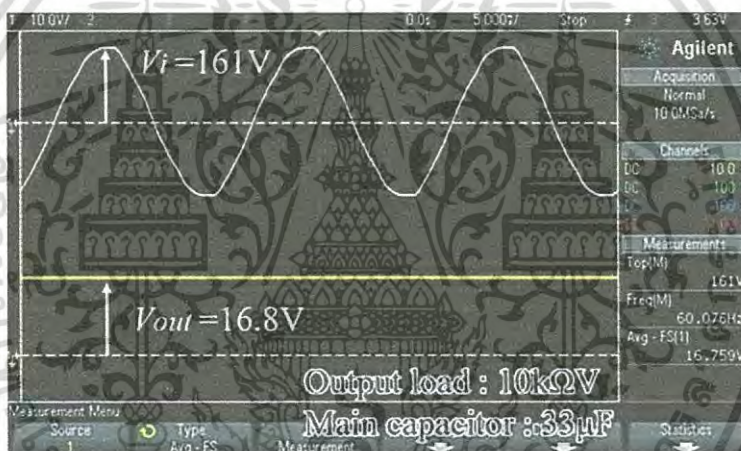


รูปที่ 5.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสืบสร้างโดยไอซีสำเร็จรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เนาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 อุปกรณ์ที่ใช้สร้างคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

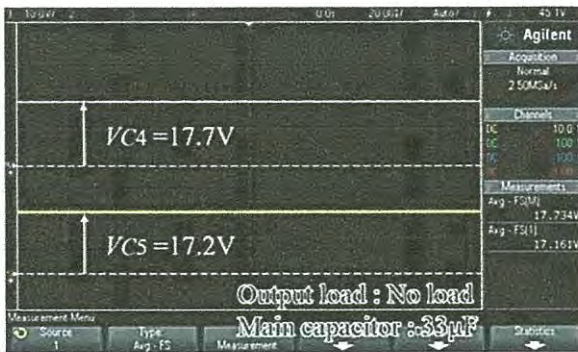
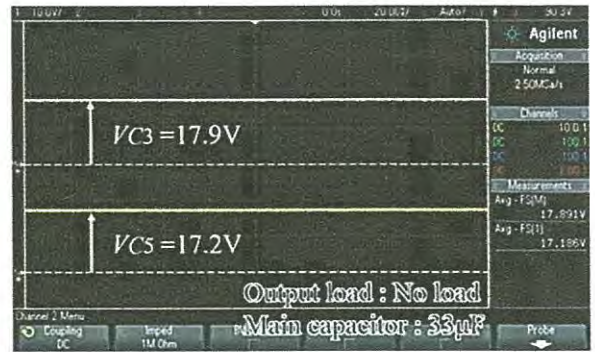
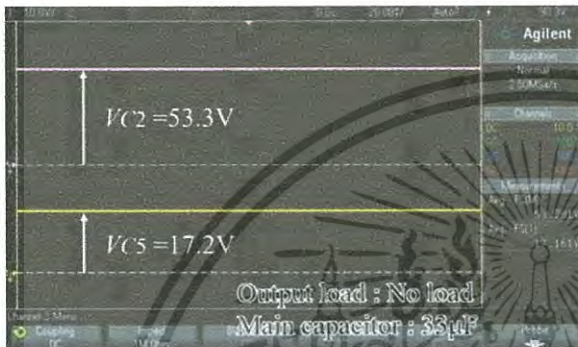
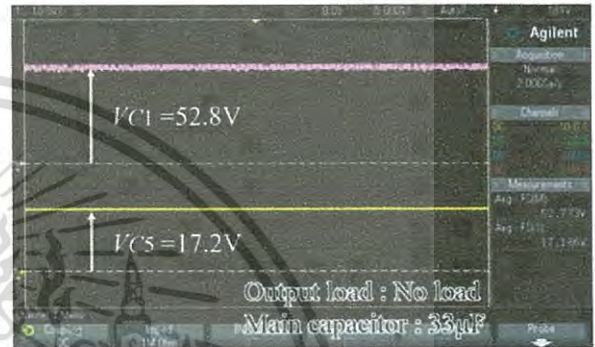
ส่วนของวงจร	อุปกรณ์	เบอร์ไอซี/ขนาด
วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	- ไดโอด - ตัวเก็บประจุ	1N4007 165 μ F
ส่วนควบคุม	- ไมโครคอนโทรลเลอร์ - วงจรขับแบบดาร์ริงตัน - ตัวต้านทาน	PIC12F1822 TDG2083APG 330 Ω
วงจรปรับเท่า	- สวิตช์กำลัง - ตัวเก็บประจุ	AQ212 33 μ F
โหลด	- ตัวต้านทาน	1 k Ω



รูปที่ 5.10 กราฟแสดงเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจากการต่อวงจรจริง

ในรูปที่ 5.10 ได้แสดงผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 5.9 โดยแรงดันอินพุต V_m ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 141V@60Hz คาบของสัญญาณนาฬิกา $T = 100\mu$ s และอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิกำหนดให้เท่ากับ 1:1 อย่างไรก็ตาม เนื่องจากกระบวนการในการผลิตหม้อแปลงไฟฟ้า ในทางปฏิบัติแล้ว อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงมีค่าเท่ากับ 1:1.13 และด้วยเหตุนี้เอง ผลการวัดแรงดันอินพุต V_m จึงมีค่าเท่ากับ 161 V ($\approx 141 \times 1.13$) หรืออาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุตที่ใช้ในการทดลองนี้มีค่าเท่ากับ 113V@60Hz จากรูปที่ 5.10 แสดงผลการวัดค่าของแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอได้ค่าเท่ากับ 16.8 V เมื่อโหลดมีค่าเท่ากับ 10 k Ω ในรูปที่ 5.11 แสดงผลการวัดค่าของแรงดันของตัวเก็บประจุหลัก $C_1 - C_5$ ซึ่งมีอัตราส่วนของแรงดันเท่าคือ $C_1 : C_2 : C_3 : C_4 : C_5 = 1 : 1 : 1 : 3 : 3$ ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/9 จึงแสดงในการทดลองนี้ และจากผลการทดลองข้างต้นจึงทำให้สามารถเชื่อได้ว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้สามารถใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) ตัวเก็บประจุ C_4 และ C_5 (ข) ตัวเก็บประจุ C_3 และ C_5 (ค) ตัวเก็บประจุ C_2 และ C_5 (ง) ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_5

รูปที่ 5.11 ผลการวัดค่าแรงดันของตัวเก็บประจุ

5.7 บทสรุป

คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อนและวงจรปรับเท่าถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ วงจรปรับเท่าถูกต่อกันแบบวางซ้อนทำให้แรงดันบางส่วนของตัวเก็บประจุในวงจรปรับเท่าถูกแปลงโดยวงจรปรับเท่าอีกวงจรหนึ่ง ดังนั้นอัตราส่วนการแปลงผันของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถทำได้จากส่วนกลับของผลรวมของอัตราเปลี่ยนแปลงแรงดันของตัวเก็บประจุหลัก

เมื่อพิจารณาคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/9$ ด้วยการวิเคราะห์ทางทฤษฎี การเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง จะพบว่าการวิเคราะห์ทางทฤษฎีด้วยวงจรสมมูลแบบ 4 ขั้ว เพื่อหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้าสูงสุดและแรงดันเอาต์พุตสูงสุดตามทฤษฎีแล้ว ผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีแสดงให้เห็นว่าความต้านทานภายใน R_{sc} ของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีค่าน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ที่เคยนำเสนอมา ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจึงให้ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่สูงกว่าและมีแรงดันสูญเสียที่น้อยกว่า แต่คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้ก็มีความต้านทานภายใน R_{sc} เท่ากับคอนเวอร์เตอร์ใน [32]

การยืนยันผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีสามารถทำได้โดยการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งพบว่าผลของการเลียนแบบการทำงานมีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี โดยการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลียนแบบการทำงานแสดงให้เห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีค่าประสิทธิภาพมากกว่า 90% และมีรีเปิลน้อยกว่า 7% เมื่อกำลังไฟฟ้าน้อยกว่า 50 W ยิ่งไปกว่านั้น คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถลดจำนวนตัวเก็บประจุไปหนึ่งตัวจากคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32] โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจะให้ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าและแรงดันสูญเสียเกือบจะเท่ากับคอนเวอร์เตอร์ใน [32]

การยืนยันความเป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรลงบนบอร์ดทดลองวงจรอิเล็กทรอนิกส์ พบว่าหากป้อนสัญญาณอินพุตเท่ากับ $113\text{V}@60\text{Hz}$ คอนเวอร์เตอร์จะให้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 17 VDC เมื่อโหลดมีค่าเท่ากับ $10\text{ k}\Omega$ นอกจากนี้การทดลองยังชี้ให้เห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถทำให้อัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/9$ เนื่องจากสัดส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุหลัก คือ $C_1 : C_2 : C_3 : C_4 : C_5 = 1 : 1 : 1 : 3 : 3$ ดังนั้นจากผลการทดลองนี้ทำให้สามารถยืนยันถึงประสิทธิภาพและความเป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้นำเสนอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

จากการวิเคราะห์การทำงานและการเลียนแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ ความต้านทานที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทั้ง 6 วงจรพบว่า วงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวและชนิดแตกต่างกันให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความเป็นเชิงเส้นกับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ โดยใช้อปอปรเซชันแนลคอนเวเยอร์ ออปแอมป์ วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง และตัวต้านทานในการออกแบบ และสามารถลดผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรพื้นฐาน พร้อมทั้งนำเสนอเทคนิคการชดเชยแรงดันออฟเซตด้วยวิธีการที่ง่ายต่อการใช้งาน การยืนยันสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอสามารถยืนยันได้จากผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงที่มีความสอดคล้องกัน คุณสมบัติของและจำนวนอุปกรณ์หลักที่ใช้สร้างวงจรเชื่อมต่อที่นำเสนอสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 สรุปคุณสมบัติและจำนวนอุปกรณ์ของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานที่นำเสนอ

ลำดับ	ชนิดของเซนเซอร์	อุปกรณ์		ค่าความผิดพลาด (%)	
		CCII	ออปแอมป์	วงจรพื้นฐาน	วงจรที่นำเสนอ
วงจรที่ 1	เชิงเดี่ยว	3	1	-29.3	-0.803
วงจรที่ 2	เชิงเดี่ยว	1	2	-34.3	-0.09
วงจรที่ 1	แตกต่างกัน	3	3	-3.83	-0.029
วงจรที่ 2	แตกต่างกัน	2	3	-694.19	-0.065
วงจรที่ 3	แตกต่างกัน	1	2	-6.12	-0.005
วงจรที่ 4	แตกต่างกัน	1	2	23.67	0.05

สำหรับเอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอโดยใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ $1/9$ มีค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้ามากกว่า 90% และมีรีเปลน้อยกว่า 7% เมื่อกำลังไฟน้อยกว่า 50 W ยิ่งไปกว่านั้น คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถลดจำนวนตัวเก็บประจุไปหนึ่งตัวจากคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอใน [32] โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจะให้ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าและแรงดันสูญเสียเกือบจะเท่ากับคอนเวอร์เตอร์ใน [32] โดยคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันได้และมีวิธีการควบคุมสวิตซ์ที่ไม่ซับซ้อน ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ข้อเสนอแนะ

วงจรถูกเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยวและชนิดแตกต่างที่ได้นำเสนอให้ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้นกับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเซนเซอร์ และมีค่าความถูกต้องสูง สำหรับการตรวจวัดโดยใช้เซนเซอร์ความต้านทานนั้น นอกจากปัญหาเรื่อง ความเป็นเชิงเส้นของวงจรถูกเชื่อมต่อยังมีปัญหาเรื่องความต้านทานของสายในการวัดระยะไกล ดังนั้น ในการพัฒนาขั้นต่อไปจึงควรพัฒนาให้วงจรถูกเชื่อมต่อสามารถชดเชยความต้านทานของสายได้ในการวัด ระยะไกล และพัฒนาให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถูกเชื่อมต่ออยู่ในรูปแบบดิจิทัลเพื่อความสะดวกในการ แสดงผล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

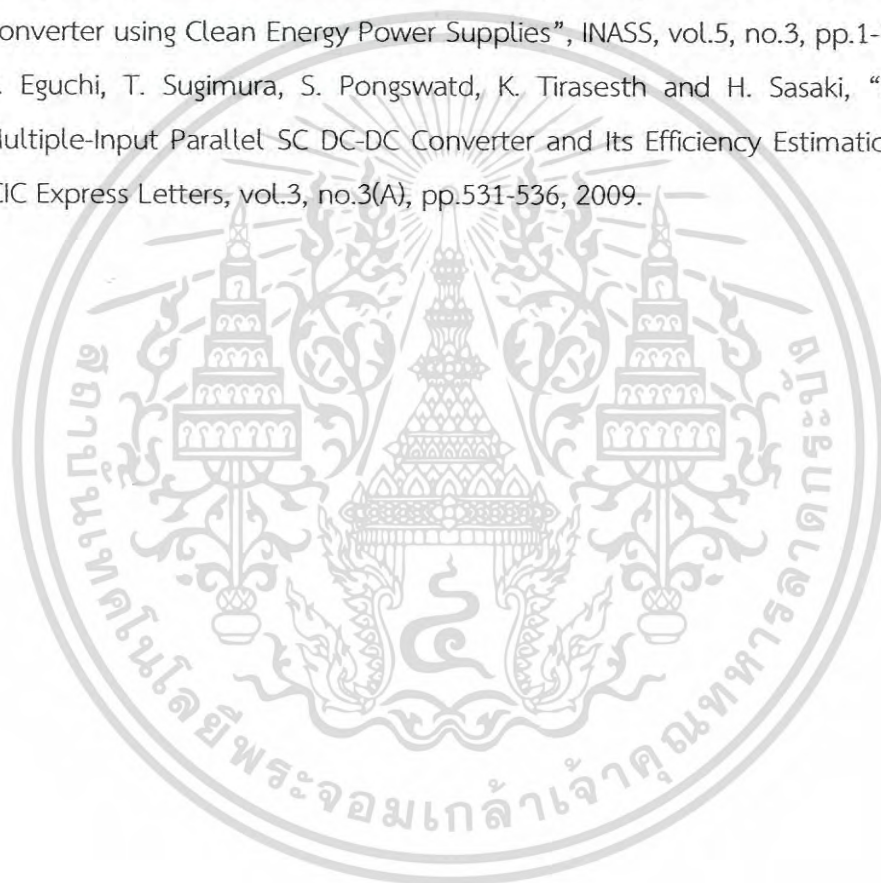
- [1] T. L. Floyd, "Electric Circuits Fundamentals", Pearson Education International, 2004.
- [2] J. M. Michael, "Industrial Control Electronics Application and Design", Prentice-Hall International, New Jersey, 1989.
- [3] S. J. Azhari and H. Kaabi, "AZKA Cell, the Current-mode Alternative of Wheatstone Bridge", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 47, no. 9, pp.1277-1284, Sep. 2000.
- [4] Y. H. Ghallab and W. Badawy, "A New Topology for a Current-mode Wheatstone Bridge", IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 53, no. 1, pp.18-22, Jan. 2006.
- [5] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Interface Circuit for Single Active Element Resistive Sensors", ICIC Express Letters, vol. 4, no. 5(B), pp.1985-1990, Oct. 2010.
- [6] P. Julsereewong, A. Julsereewong and J. Waeophet, "Operational Conveyor-based Interface Circuit for Single Resistive Sensors", ECTI-CON 2011, pp. 102-105, 2011.
- [7] P. Julsereewong, A. Julsereewong, W. Nokkrathok, "Simple Linearization Circuit for Single Resistive Sensors," ITC-CSCC 2011, pp. 991-994, 2011.
- [8] S. J. Gift, "Hybrid Current Conveyor-Operational Amplifier Circuit", Int. J. of Electron., vol. 88, no. 12, pp.1225-1235, Dec. 2001.
- [9] S. Gift and B. Maundy, "New Configurations for the Measurement of Small Resistance Changes", IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 53, no.3, pp. 178-182, Mar. 2006.
- [10] P. Julsereewong, A. Julsereewong and T. Najaroen, "Operational Conveyor-Based Interface Circuit for Differential Resistive Sensors", *The SICE annual Conf.*, Sep. 2011.
- [11] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Resistive Sensor Interface Circuits using Operational Conveyor and Operational Amplifier," ICIC Express Letters, vol. 6, no. 3, pp. 651-656, Mar, 2012.

- [12] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum and H. Sasaki, "Interface Circuit using Operational Conveyor for Differential Resistive Sensors", The 10th ECTI-CON, May 2013.
- [13] T. Junsing, A. Julsereewong, "Alternative of Bridge-Based Circuits for Differential Resistive Sensors", IREE, vol. 12, no. 2, 2017.
- [14] J. W. Dally, W. F. Riley and K. G. McConnell, "Instrumentation for Engineering Measurements", John Wiley & Sons, Inc., 1993
- [15] สมศักดิ์ กริทธิวุฒิศเรษฐ์, "เครื่องมือวัดอุตสาหกรรม", กรุงเทพฯ : สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2555.
- [16] ผศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "เซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์", กรุงเทพฯ : สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2548.
- [17] W. Kester, "Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning", Analog Device, 1993.
- [18] สุทธิศักดิ์ สังข์ทอง, "วงจรเชื่อมต่อสำหรับเปียโซรีซิสทีฟทรานสดิวเซอร์ ที่ทำงานภายใต้แรงดันต่ำ และใช้กำลังต่ำ", วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.
- [19] Adel S. Sedra and Gordon W Roberts, "Analogue IC Design: The Current-Mode Approach", Peter Peregrinus Ltd., 1990.
- [20] K. C. Smith and A. Sedra, "The Second Generation Current Conveyor and Its Application", IEEE Trans., Vol.CT-17, pp. 132-154, 1970.
- [21] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, "Realization and Analysis of New Switched-Capacitor AC-DC Converters", T. IEICE Trans., vol.E72, no.12, pp.1292-1298, 1989.
- [22] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, "Realization of a Switched-Sapacitor AC-DC Sonverter with a Low Output-Voltage Ripple and Its Design", T. IEICE Trans., vol.E73, no.9, pp.1434-1441, 1990.
- [23] I. Oota, I. Harada, T. Inoue and F. Ueno, "High Efficiency Control Method of Switched-Capacitor AC-DC Converter", T. IEICE Trans., vol.J76, no.6, pp.422-431, 1993.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] K. Eguchi, H. Zhu, I. Oota, S. Terada and F. Ueno, "A Novel Control Method of a Switched-Capacitor AC-DC Converter for Small Power Applications", The 4th ECTI-CON, pp.317-320, 2007.
- [25] I. Oota, N. Hara and F. Ueno, "An AC-DC Converter using a Differential Switched-Capacitor Transformer", Proc. of the 1998 IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol.2, pp.763-769, 1998.
- [26] N. Hara, I. Oota, F. Ueno and I. Harada, "A Programmable Ring Type Switched-Capacitor AC-DC Converter", Proc. of the 1999 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications, vol.1, pp.159-162, 1999.
- [27] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi and F. Ueno, "A Ring Type Switched-Capacitor (SC) Programmable Converter with DC or AC input/DC or AC output", Proc. of the 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp.29-32, 2004.
- [28] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi and F. Ueno, "Separate Type Switched-Capacitor (SC) AC-DC Converter", ISCAS 2006, pp.5055-5058, 2006.
- [29] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and T. Inoue, "A Design Method of Switched-Capacitor Power Converters by Employing a Ring-Type Power Converter", IJICIC, vol.5, no.10(A), pp.2927-2938, 2009.
- [30] S. Hirakawa, S. Terada, K. Eguchi and I. Oota, "AC-DC Converter using Digital-Selecting Type Switched-Capacitor", The 25th ITC-CSCC, pp.474-477, 2010.
- [31] K. Abe, I. Oota, W. L. Do, S. Kittipanyangam and K. Eguchi, "Design of a Step-Down Switched-Capacitor AC/DC Converter with Series-Connected Converter Blocks", ICIC Express Letters, vol.10, no.8, pp.2045-2050, 2016.
- [32] K. Abe, K. Smerpitak, S. Pongswatd, I. Oota and K. Eguchi, "A Step-Down Switched-Capacitor AC-DC Converter with Double Conversion Topology", IJICIC, vol.13, no.1, pp.319-330, 2017.
- [33] R. L. Andersen, T. B. Lazzarin and I. Barbi, "A 1-kW Step-Up/Step-Down Switched-Capacitor AC-AC Converter", IEEE Trans. Power Electronics, vol.28, no.7, pp.3329-3340, 2013.
- [34] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen and I. Barbi, A "Switched-Capacitor Three-Phase AC-AC Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.62, no.2, pp.735-745, 2015.

- [35] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, "Synthesis and Analysis of a Switched-Capacitor-Based Battery Equalizer using Level-Shift Circuits", INASS, vol.5, no.4, pp.1-9, 2012.
- [36] K. Eguchi, P. Julsereewong, A. Julsereewong, K. Fujimoto and H. Sasaki, "A Dickson-Type Adder/Subtractor DC-DC Converter Realizing Step-Up/Step-Down Conversion", IJICIC, vol.9, no.1, pp.123-138, 2013.
- [37] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, "A Hybrid-Input Negative Ring-Type Converter using Clean Energy Power Supplies", INASS, vol.5, no.3, pp.1-10, 2012.
- [38] K. Eguchi, T. Sugimura, S. Pongswatd, K. Tirasesth and H. Sasaki, "Design of a Multiple-Input Parallel SC DC-DC Converter and Its Efficiency Estimation Method", ICIC Express Letters, vol.3, no.3(A), pp.531-536, 2009.

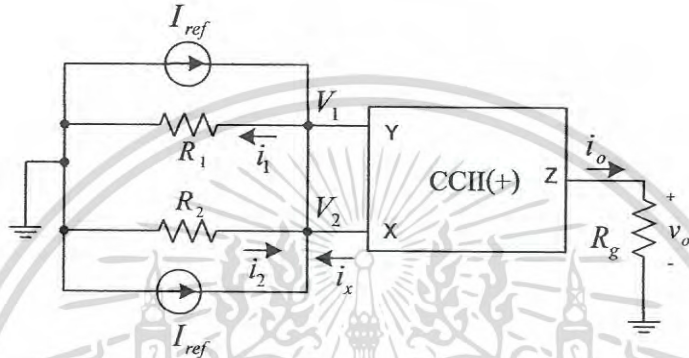


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรเชื่อมต้อสำหรับเซนเซอร์
ความต้านทานเชิงเดี่ยวเมื่อไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ก.1 การวิเคราะห์วงจร AZKA Cell



รูปที่ ก.1 AZKA Cell

ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรสายพานกระแส มีพารามิเตอร์ที่ต้องพิจารณาร่วมด้วย คือ ความต้านทานแฝง (R_x) และแรงดันออฟเซต ($V_{off,CC}$)

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_1

$$V_1 = I_{ref} R_1 \tag{ก.1}$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_2

$$i_2 = \frac{V_2}{R_2 + R_x} \tag{ก.2}$$

แต่ $V_2 = V_1$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (ก.2) ได้ใหม่เป็น

$$i_2 = \frac{I_{ref} R_1}{R_2 + R_x} \tag{ก.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $i_x = i_2 - I_{ref}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (ก.4) ใดๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า i_2 จากสมการที่ (ก.3) ลงในสมการ (ก.4) จะได้

$$i_x = \frac{I_{ref} R_1}{R_2 + R_x} - I_{ref} \quad (ก.5)$$

$$i_x = I_{ref} \left(\frac{R_1 - R_2 - R_x}{R_2 + R_x} \right) \quad (ก.6)$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุต

$$v_o = i_o R_g \quad (ก.7)$$

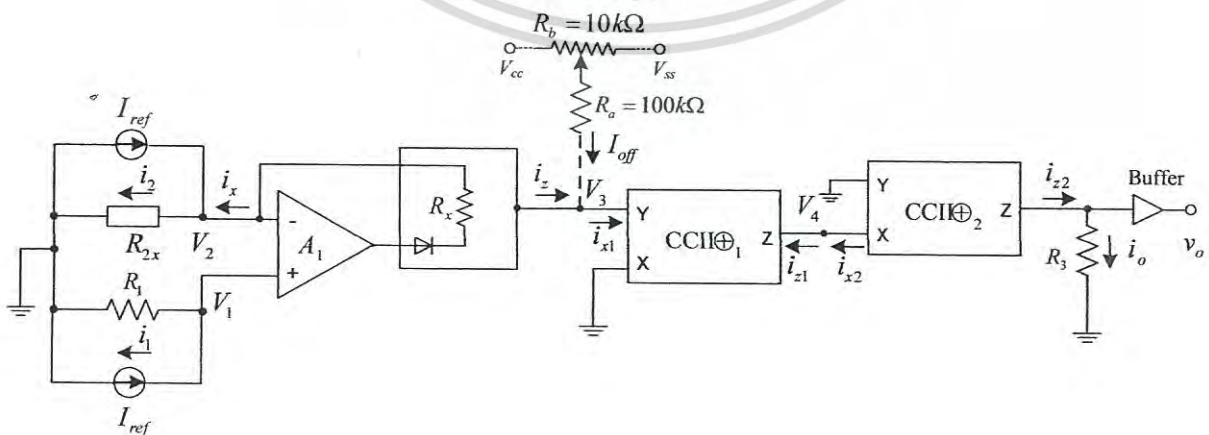
แต่ $i_o = (1 - \varepsilon_i) i_x$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (ก.7) ได้ใหม่เป็น

$$v_o = (1 - \varepsilon_i) i_x R_g \quad (ก.8)$$

แทนค่า i_x จากสมการ (ก.6) ลงในสมการ (ก.8) จะได้

$$v_o = I_{ref} (1 - \varepsilon_i) R_g \left(\frac{R_1 - R_2 - R_x}{R_2 + R_x} \right) \quad (ก.9)$$

ก.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1



รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 1 ด้านการคำนวณ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนด V_1

$$V_1 = I_{ref} R_1 \quad (ก.10)$$

พิจารณาที่โหนด V_2

$$i_2 = \frac{V_2}{R_{2x}} \quad (ก.11)$$

แต่ $V_1 = V_2$ ดังนั้น

$$i_2 = \frac{I_{ref} R_1}{R_{2x}} \quad (ก.12)$$

แต่ $R_{2x} = \frac{R_x + (1+k)R_2}{k}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (ก.12) ได้ใหม่เป็น

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{k}{R_x + (1+k)R_2} \right) R_1 \quad (ก.13)$$

พิจารณาที่โหนด V_2 จะได้

$$i_x = i_2 - I_{ref} \quad (ก.14)$$

แทนค่า i_2 จากสมการ (ก.13) ลงในสมการ (ก.14) จะได้

$$i_x = I_{ref} \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1+k)R_2)}{R_x + (1+k)R_2} \right) \quad (ก.15)$$

พิจารณาที่โหนด V_3 จะได้

$$i_z = (1 - \varepsilon_c) i_x \quad (ก.16)$$

แทนค่า i_x จากสมการ (ก.15) ลงในสมการ (ก.16) จะได้

$$i_z = I_{ref} (1 - \varepsilon_c) \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1+k)R_2)}{R_x + (1+k)R_2} \right) \quad (ก.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนด V_3 จะได้

$$i_{x1} = i_{\pm} + I_{off} \quad (ก.18)$$

แทนค่า i_{\pm} จากสมการที่(ก.17) ลงในสมการที่ (ก.18) จะได้

$$i_{x1} = I_{ref}(1 - \varepsilon_c) \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1+k)R_2)}{R_x + (1+k)R_2} \right) + I_{off} \quad (ก.19)$$

พิจารณาที่โหนด V_4

$$i_{z1} = (1 - \varepsilon_i) i_{x1} \quad (ก.20)$$

แทนค่า i_{x1} จากสมการที่(ก.19) ลงในสมการที่ (ก.20) จะได้

$$i_{z1} = I_{ref}(1 - \varepsilon_c)(1 - \varepsilon_i) \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1+k)R_2)}{R_x + (1+k)R_2} \right) + (1 - \varepsilon_i) I_{off} \quad (ก.21)$$

พิจารณาที่โหนด v_o

$$v_o = i_{z2} R_g \quad (ก.22)$$

แต่ $i_{z2} = (1 - \varepsilon_i) i_{x2}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (ก.22) ได้ใหม่เป็น

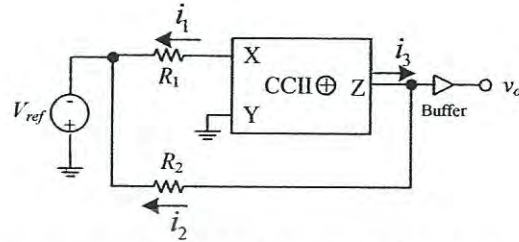
$$v_o = (1 - \varepsilon_i) i_{x2} R_g \quad (ก.23)$$

แต่ $i_{x2} = i_{z1}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า i_{z1} จากสมการที่ (ก.21) ลงในสมการที่ (ก.23) สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ใหม่เป็น

$$v_o = I_{ref}(1 - \varepsilon_c)(1 - \varepsilon_i)^2 R_g \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1+k)R_2)}{R_x + (1+k)R_2} \right) + (1 - \varepsilon_i)^2 R_g I_{off} \quad (ก.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2



รูปที่ ก.3 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานเชิงเดี่ยววงจรที่ 2

เมื่อพิจารณาที่วงจรสายพานกระแสจะได้

$$i_1 = \frac{V_{ref}}{R_1 + R_x} \quad (ก.25)$$

$$i_2 = \frac{V_{ref} + v_o}{R_2} \quad (ก.26)$$

$$i_3 = (1 - \varepsilon_i) i_1 \quad (ก.27)$$

แทนค่า i_1 จากสมการ (ก.25) ลงในสมการ (ก.27) จะได้

$$i_3 = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{V_{ref}}{R_1 + R_x} \right) \quad (ก.28)$$

แต่ $i_2 = i_3$ ดังนั้น สามารถเขียนสมการได้เป็น

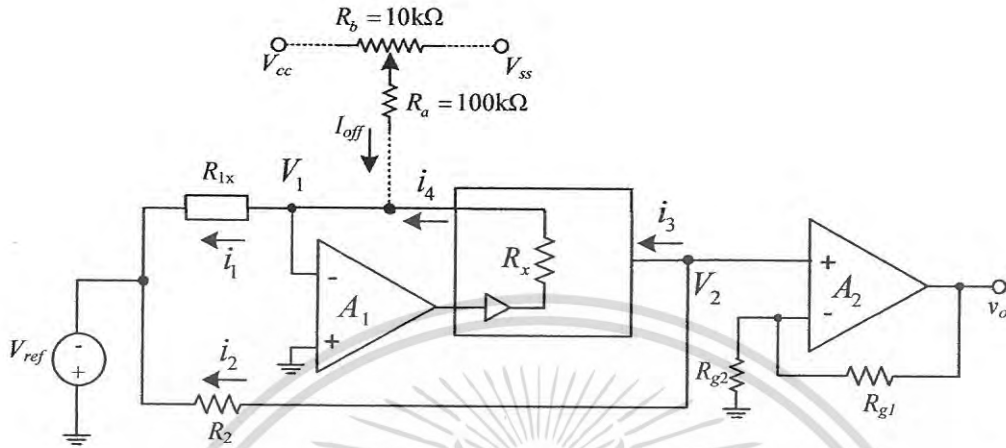
$$\frac{V_{ref} + v_o}{R_2} = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{V_{ref}}{R_1 + R_x} \right) \quad (ก.29)$$

จะได้

$$v_o = V_{ref} \left(\frac{(1 - \varepsilon_i) R_2 - R_1 - R_x}{R_1 + R_x} \right) \quad (ก.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.4 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์
ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2



รูปที่ ก.4 วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดเชิงเดี่ยววงจรที่ 2

พิจารณาที่ A_1 จะได้

$$i_1 = \frac{V_{off,OC} - (-V_{ref})}{R_{1x}} \quad (ก.31)$$

แต่ $R_{1x} = \frac{R_x + (1+k)R_2}{k}$ ดังนั้น สามารถเขียนสมการ (ก.31) ได้ใหม่เป็น

$$i_1 = \frac{k(V_{off,OC} + V_{ref})}{R_x + (1+k)R_2} \quad (ก.32)$$

พิจารณาที่โหนด V_1

$$i_4 = i_1 - I_{off} \quad (ก.33)$$

พิจารณาที่โหนด V_2

$$i_3 = (1 - \varepsilon_c) i_4 \quad (ก.34)$$

แต่

$$i_2 = i_3 = \frac{V_2 - (-V_{ref})}{R_2} \quad (ก.35)$$

แทนค่า i_4 จากสมการที่ (ก.33) ลงในสมการที่ (ก.34) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_3 = (1 - \varepsilon_c)(i_1 - I_{off}) \quad (ก.36)$$

แทนค่า i_1 จากสมการที่ (ก.32) และ i_3 จากสมการที่ (ก.35) ลงในสมการที่ (ก.36) จะได้

$$\frac{V_{ref} + V_2}{R_2} = (1 - \varepsilon_c) \left\{ \frac{k(V_{off,OC} + V_{ref})}{R_x + (1+k)R_1} - I_{off} \right\} \quad (ก.37)$$

$$V_{ref} + V_2 = (1 - \varepsilon_c) R_2 \left\{ \frac{k(V_{off,OC} + V_{ref})}{R_x + (1+k)R_1} \right\} - (1 - \varepsilon_c) R_2 I_{off} \quad (ก.38)$$

จะได้

$$V_2 = \left\{ \frac{(1 - \varepsilon_c) R_2 k V_{ref}}{R_x + (1+k)R_1} - V_{ref} \right\} + (1 - \varepsilon_c) R_2 \left\{ \frac{k V_{off,OC}}{R_x + (1+k)R_1} - I_{off} \right\} \quad (ก.39)$$

พิจารณาที่ A_2 จะได้

$$v_o = \left(1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \right) V_2 \quad (ก.40)$$

แทนค่า V_2 จากสมการที่ (ก.39) ลงในสมการที่ (ก.40) จะได้

$$v_o = \left\{ 1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \right\} \left\{ \left\{ \frac{(1 - \varepsilon_c) R_2 k V_{ref}}{R_x + (1+k)R_1} - V_{ref} \right\} + (1 - \varepsilon_c) R_2 \left\{ \frac{k V_{off,OC}}{R_x + (1+k)R_1} - I_{off} \right\} \right\} \quad (ก.41)$$

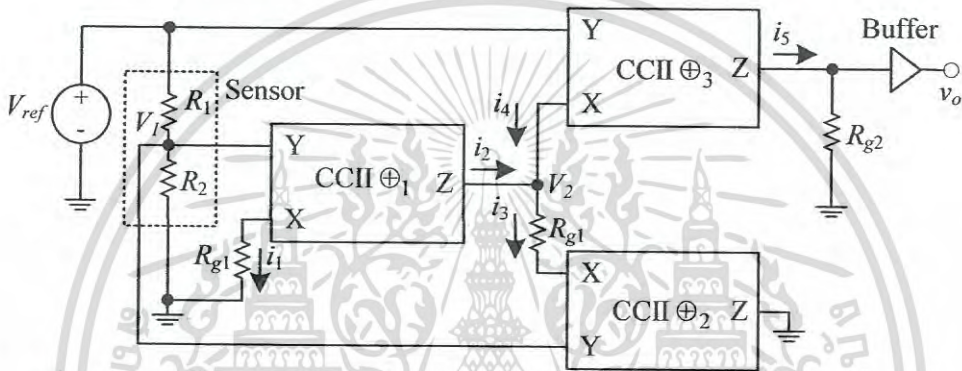
$$v_o = \left\{ 1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \right\} \left\{ \left\{ V_{ref} \left(\frac{(1 - \varepsilon_c) R_2 k}{R_x + (1+k)R_1} - 1 \right) \right\} + (1 - \varepsilon_c) R_2 \left\{ \frac{k V_{off,OC}}{R_x + (1+k)R_1} - I_{off} \right\} \right\} \quad (ก.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์
ความต้านทานชนิดแตกต่างเมื่อไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ข.1 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1



รูปที่ ข.1 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1

พิจารณาที่โหนด V_1

$$V_1 = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (ข.1)$$

$$i_1 = \frac{V_1}{R_{g1} + R_x} \quad (ข.2)$$

แทนค่า V_1 จากสมการ (ข.1) ลงในสมการ (ข.2) จะได้

$$i_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.3)$$

พิจารณาที่โหนด V_2

$$i_2 = (1 - \epsilon_i) i_1 \quad (ข.4)$$

แทนค่า i_1 จากสมการที่ (ข.3) ลงในสมการ (ข.4) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_2 = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.5)$$

พิจารณาที่โหนด V_2
$$i_3 = \frac{V_2 - V_1}{R_{g1} + R_x} \quad (ข.6)$$

พิจารณาที่ $CCII \oplus_3$ จะได้
$$V_2 = V_{ref} \quad (ข.7)$$

แทนค่า V_1 และ V_2 จากสมการที่ (ข.1) และ (ข.7) ลงในสมการที่ (ข.6) จะได้

$$i_3 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.8)$$

พิจารณาที่โหนด V_2
$$i_4 = i_3 - i_2 \quad (ข.9)$$

แทนค่า i_2 และ i_3 จากสมการที่ (ข.5) และ (ข.8) ลงในสมการที่ (ข.9) จะได้

$$i_4 = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_2(1 - \varepsilon_i)}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.10)$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุต
$$i_5 = (1 - \varepsilon_i) i_4 \quad (ข.11)$$

แทนค่า i_4 จากสมการ (ข.10) ลงใน (ข.11) จะได้

$$i_5 = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_1 - R_2(1 - \varepsilon_i)}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.12)$$

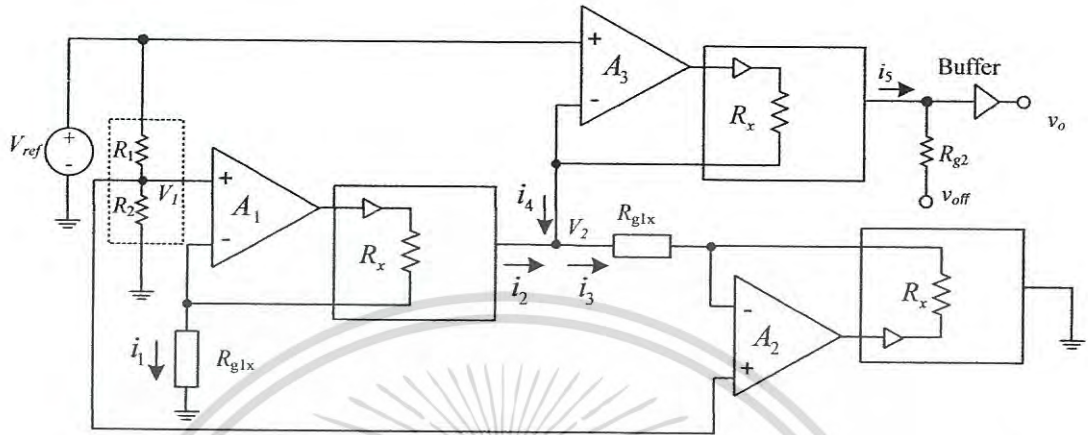
$$v_o = i_5 R_{g2} \quad (ข.13)$$

แทนค่า i_5 จากสมการ (ข.12) ลงใน (ข.13) จะได้

$$v_o = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_1 - R_2(1 - \varepsilon_i)}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_{g2} V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับ เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1



รูปที่ ข.2 วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 1

พิจารณาที่โหนด V_1 จะได้

$$V_1 = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \tag{ข.15}$$

พิจารณาที่โหนด $OC \oplus_1$ จะได้

$$i_1 = \frac{V_1}{R_{glx}} \tag{ข.16}$$

แต่ $R_{glx} = \frac{R_x + (1+k)R_{g1}}{k}$ ดังนั้น เขียนสมการ (ข.16) ได้ใหม่เป็น

$$i_1 = \frac{kV_1}{R_x + (1+k)R_{g1}} \tag{ข.17}$$

พิจารณาที่โหนด V_2 จะได้

$$V_2 = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \tag{ข.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $i_2 = (1 - \epsilon_c) i_1$ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใดๆ (ข.19) ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่โหนด $OC\oplus_3$ จะได้

$$i_3 = \frac{V_1 - V_2}{R_{g2x}} \quad (\text{ข.20})$$

แต่ $R_{g1x} = \frac{R_x + (1+k)R_{g1}}{k}$ ดังนั้น เขียนสมการ (ข.20) ได้ใหม่เป็น

$$i_3 = \frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} (V_1 - V_2) \quad (\text{ข.21})$$

$$i_4 = i_3 - i_2 \quad (\text{ข.22})$$

แทนค่า $i_2 = (1 - \varepsilon_c)i_1$ ลงในสมการที่ (ข.22) จะได้

$$i_4 = i_3 - (1 - \varepsilon_c)i_1 \quad (\text{ข.23})$$

แทนค่า i_1 และ i_3 จากสมการที่ (ข.17) และ (ข.21) ลงในสมการที่ (ข.23) จะได้

$$i_4 = \left\{ \frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} (V_1 - V_2) \right\} - \left\{ (1 - \varepsilon_c) \frac{kV_1}{R_x + (1+k)R_{g1}} \right\} \quad (\text{ข.24})$$

$$i_4 = \frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} \left((V_1 - V_2) - (1 - \varepsilon_c)V_1 \right) \quad (\text{ข.25})$$

แทนค่า V_1 และ V_2 จากสมการที่ (ข.15) และ (ข.18) ลงใน (ข.25) จะได้

$$i_4 = \frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} \left\{ \left(V_{ref} - \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} \right) - \left((1 - \varepsilon_c) \frac{V_{ref} R_2}{R_1 + R_2} \right) \right\}$$

$$i_4 = \frac{V_{ref} k}{R_x + (1+k)R_{g1}} \left(\frac{R_1 - R_2 + \varepsilon_c R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (\text{ข.26})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

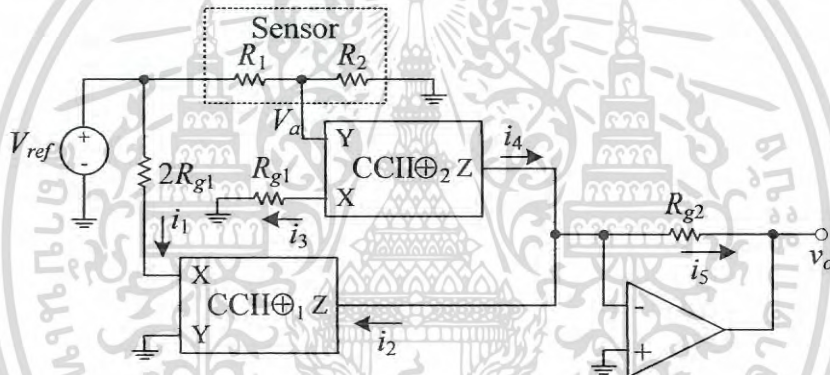
พิจารณาที่ $OC\oplus_3$ จะได้

$$v_o = i_5 R_{g2} + V_{off} = i_4 (1 - \varepsilon_c) R_{g2} + V_{off} \quad (ข.27)$$

แทนค่า i_4 ลงในสมการที่ (ข.27) จะได้

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2 + \varepsilon_c R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref} (1 - \varepsilon_c) k R_{g2}}{R_x + (1 + k) R_{g1}} \right) + V_{off} \quad (ข.28)$$

ข.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2



รูปที่ ข.3 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อนำสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

พิจารณาที่ $CCII\oplus_1$ จะได้

$$i_1 = \frac{V_{ref} - V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \quad (ข.29)$$

$$i_2 = (1 - \varepsilon_i) i_1 \quad (ข.30)$$

แทนค่า i_1 จากสมการที่ (ข.29) จะได้

$$i_2 = (1 - \varepsilon_i) \frac{V_{ref} - V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \quad (ข.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่ $CCII \oplus_2$ จะได้

$$V_A = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (ข.32)$$

$$i_3 = \frac{V_A}{R_{g1} + R_x} \quad (ข.33)$$

แทนค่า V_A ลงในสมการที่ (ข.33)
$$i_3 = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.34)$$

$$i_4 = (1 - \varepsilon_i) i_3 \quad (ข.35)$$

แทนค่า i_3 จากสมการที่ (ข.34) จะได้

$$i_4 = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) \quad (ข.36)$$

$$i_5 = i_4 - i_2 \quad (ข.37)$$

แทนค่า i_2 และ i_4 จากสมการที่ (ข.31) และ (ข.36) ลงในสมการที่ (ข.37) จะได้

$$i_5 = (1 - \varepsilon_i) \left\{ \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{V_{ref} - V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \right) \right\} \quad (ข.38)$$

เมื่อพิจารณาที่ออปแอมป์จะได้

$$v_o = V_{off,OP} - i_5 R_{g2} \quad (ข.39)$$

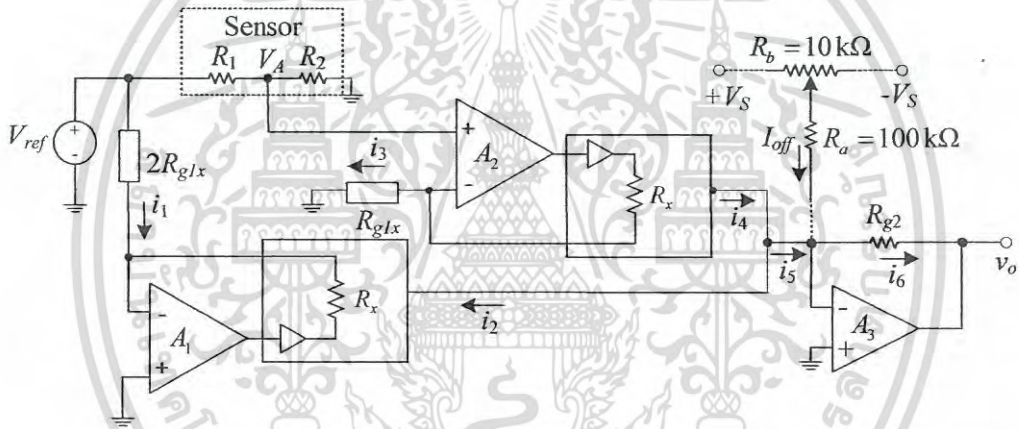
$$v_o = V_{off,OP} - (1 - \varepsilon_i) R_{g2} \left\{ \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{V_{ref} - V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \right) \right\}$$

$$= V_{off,OP} - (1 - \varepsilon_i) R_{g2} \left\{ \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{V_{ref}}{2R_{g1} + R_x} \right) + \left(\frac{V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \right) \right\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= (1 - \varepsilon_i) \left\{ \left(\frac{V_{ref} R_{g2}}{2R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{ref} R_{g2}}{R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{R_{g2} V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \right) \right\} + V_{off,OP} \\
 v_o &= (1 - \varepsilon_i) V_{ref} \left\{ \left(\frac{V_{ref} R_{g2}}{2R_{g1} + R_x} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_x} \right) \right\} \\
 &\quad - \left(\frac{(1 - \varepsilon_i) R_{g2} V_{off,CC}}{2R_{g1} + R_x} \right) + V_{off,OP}
 \end{aligned} \tag{ข.40}$$

ข.4 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับ เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2



รูปที่ ข.4 วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 2

พิจารณาที่ $OC \oplus_1$ จะได้

$$i_1 = \frac{V_{ref} - V_{off,OC}}{2R_{g1x}} \tag{ข.41}$$

แต่ $2R_{g1x} = \frac{R_x + (1+k)2R_{g1}}{k}$ ดังนั้น เขียนสมการ (ข.41) ได้ใหม่เป็น

$$i_1 = \frac{k(V_{ref} - V_{off,OC})}{R_x + (1+k)2R_{g1}} \tag{ข.42}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $i_2 = (1 - \varepsilon_i) i_1$ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (ข.43) ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า i_1 จากสมการที่ (ข.42) จะได้

$$i_2 = (1 - \varepsilon_c) \frac{k(V_{ref} - V_{off,OC})}{R_x + (1+k)2R_{g1}} \quad (\text{ข.44})$$

พิจารณาที่ $OC \oplus_2$ จะได้

$$i_3 = \frac{V_A}{R_{g1x}} \quad (\text{ข.45})$$

$$V_A = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (\text{ข.46})$$

แทนค่า V_A และ R_{g1x} ลงในสมการ (ข.45) จะได้

$$i_3 = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} \right) V_{ref} \quad (\text{ข.47})$$

$$i_4 = (1 - \varepsilon_c) i_3 \quad (\text{ข.48})$$

แทนค่า i_3 จากสมการที่ (ข.47) จะได้

$$i_4 = (1 - \varepsilon_c) \left(\frac{V_{ref} R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} \right) \quad (\text{ข.49})$$

$$i_5 = i_4 - i_2 \quad (\text{ข.50})$$

แทนค่า i_2 และ i_4 จากสมการที่ (ข.44) และ(ข.49) ลงในสมการที่ (ข.50) จะได้

$$i_5 = (1 - \varepsilon_c) \left\{ \left(\frac{V_{ref} R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{k}{R_x + (1+k)R_{g1}} \right) - \frac{k(V_{ref} - V_{off,OC})}{R_x + (1+k) + 2R_{g1}} \right\} \quad (\text{ข.51})$$

เมื่อพิจารณาที่ออปแอมป์จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_6 = i_5 + I_{off} \quad (\text{ข.52})$$

$$v_o = V_{off,OP} - i_6 R_{g2} \quad (\text{ข.53})$$

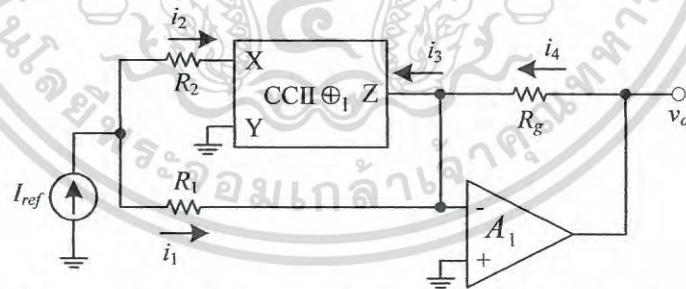
แทนค่า i_6 จากสมการที่ (ข.52) ลงใน (ข.53) จะได้

$$v_o = V_{off,OP} - R_{g2}(i_5 + I_{off}) \quad (\text{ข.54})$$

แทนค่า i_5 จากสมการที่ (ข.51) ลงใน (ข.54) จะได้

$$v_o = (1 - \varepsilon_c) R_{g2} V_{ref} \left\{ \frac{(1+k)}{R_x + (1+k) + 2R_{g1}} - \left(\frac{kR_2}{(R_1 + R_2)R_x + (1+k)R_{g1}} \right) \right\} - \frac{(1 - \varepsilon_c)(1+k)R_{g2}V_{off,OC}}{R_x + (1+k) + 2R_{g1}} + (V_{off,OP} - R_{g2}I_{off}) \quad (\text{ข.55})$$

ข.5 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3



รูปที่ ข.5 วงจรพื้นฐานของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_2 + R_x}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) \quad (\text{ข.56})$$

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) \quad (\text{ข.57})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในของวิทยาลัยอาชีวศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (ข.58) ใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า i_2 จากสมการที่ (ข.57) ลงในสมการที่ (ข.58) จะได้

$$i_3 = (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) I_{ref} \quad (\text{ข.59})$$

พิจารณาที่ออปแอมป์ จะได้

$$i_4 = i_3 - i_1 \quad (\text{ข.60})$$

แต่

$$i_4 = \frac{v_o - v_{off,OP}}{R_g} \quad (\text{ข.61})$$

จากสมการที่ (ข.60) และ (ข.61) จะได้

$$v_o = (i_3 - i_1) R_g + V_{off,OP} \quad (\text{ข.62})$$

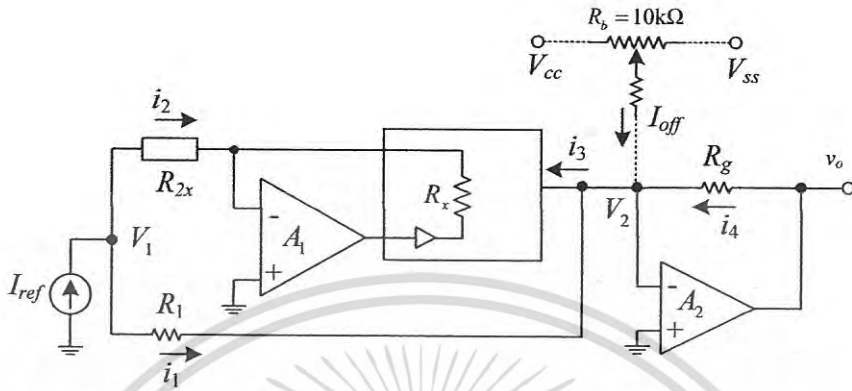
แทนค่า i_1 และ i_3 จากสมการที่ (ข.56) และ (ข.59) ลงในสมการที่ (ข.62) จะได้

$$v_o = \left\{ (1 - \varepsilon_i) \left(\frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) I_{ref} - I_{ref} \left(\frac{R_2 + R_x}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) \right\} R_g + V_{off,OP} \quad (\text{ข.63})$$

$$v_o = I_{ref} R_g \left(\frac{(1 - \varepsilon_i) R_1 - (R_2 + R_x)}{R_1 + (R_2 + R_x)} \right) + V_{off,OP} \quad (\text{ข.64})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.6 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับ เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3



รูปที่ ข.6 วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 3

พิจารณาที่โหนด V_1

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_{2x}}{R_1 + R_{2x}} \right) \tag{ข.65}$$

แต่ $R_{2x} = \frac{R_x + (1+k)R_2}{k}$ ดังนั้น

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_x + (1+k)R_2}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) \tag{ข.66}$$

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_{2x}} \right) \tag{ข.67}$$

แต่ $R_{2x} = \frac{R_x + (1+k)R_2}{k}$ ดังนั้น

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{kR_1}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) \tag{ข.68}$$

พิจารณาที่โหนด V_2

$$i_4 = i_3 - i_1 - I_{off} \tag{ข.69}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ $i_3 = (1 - \varepsilon_c)i_2$ ดังนั้นจะได้

$$i_4 = (1 - \varepsilon_c)i_2 - i_1 - I_{off} \tag{ข.70}$$

แทนค่า i_1 และ i_2 จากสมการที่ (ข.66) และ (ข.68) ลงในสมการที่ (ข.70) จะได้

$$i_4 = (1 - \varepsilon_c) \left(\frac{kR_1}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) I_{ref} - \left(\frac{R_x + (1+k)R_2}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) I_{ref} - I_{off} \tag{ข.71}$$

$$i_4 = \left(\frac{kR_1(1 - \varepsilon_c) - (R_x + (1+k)R_2)}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) I_{ref} - I_{off} \tag{ข.72}$$

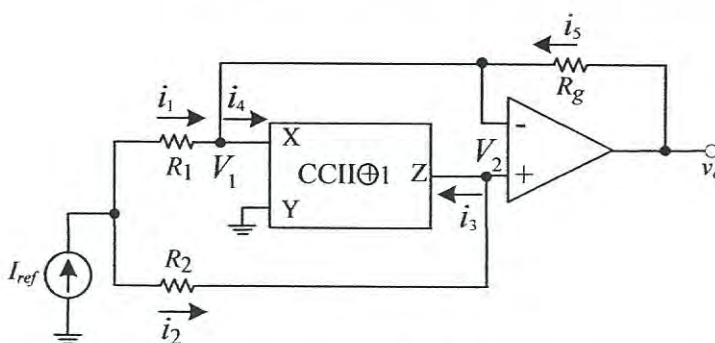
พิจารณาที่โหนด A_2

$$v_o = i_4 R_g + V_{off,OP} \tag{ข.73}$$

แทนค่า i_4 จากสมการที่ (ข.71) จะได้

$$v_o = R_g I_{ref} \left(\frac{kR_1(1 - \varepsilon_c) - (R_x + (1+k)R_2)}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2} \right) - (R_g I_{off} + V_{off,OP}) \tag{ข.74}$$

ข.7 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรถูกพื้นฐานของวงจรถูกเชื่อมต่อกันสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถูกที่ 4



รูปที่ ข.7 วงจรถูกพื้นฐานของวงจรถูกเชื่อมต่อกันสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรถูกที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_2}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) \quad (\text{ข.75})$$

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_1 + R_x}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) \quad (\text{ข.76})$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_2

$$i_3 = (1 - \varepsilon_i) i_4 \quad (\text{ข.77})$$

ดังนั้น

$$i_4 = \frac{i_3}{(1 - \varepsilon_i)} \quad (\text{ข.78})$$

แต่ $i_3 = i_2$ ดังนั้น สามารถเขียนสมการที่ (ข.78) ได้ใหม่เป็น

$$i_4 = \frac{I_{ref}}{(1 - \varepsilon_i)} \left(\frac{R_1 + R_x}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) \quad (\text{ข.79})$$

$$i_5 = i_4 - i_1 \quad (\text{ข.80})$$

แทนค่า i_1 และ i_4 จากสมการที่ (ข.75) และ (ข.79) ลงในสมการที่ (ข.80) จะได้

$$i_5 = \frac{I_{ref}}{(1 - \varepsilon_i)} \left(\frac{R_1 + R_x}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) - \left(\frac{R_2}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) \quad (\text{ข.81})$$

$$i_5 = \frac{I_{ref}}{(1 - \varepsilon_i)} \left(\frac{R_1 + R_x - (1 - \varepsilon_i) R_2}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) \quad (\text{ข.82})$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุตจะได้

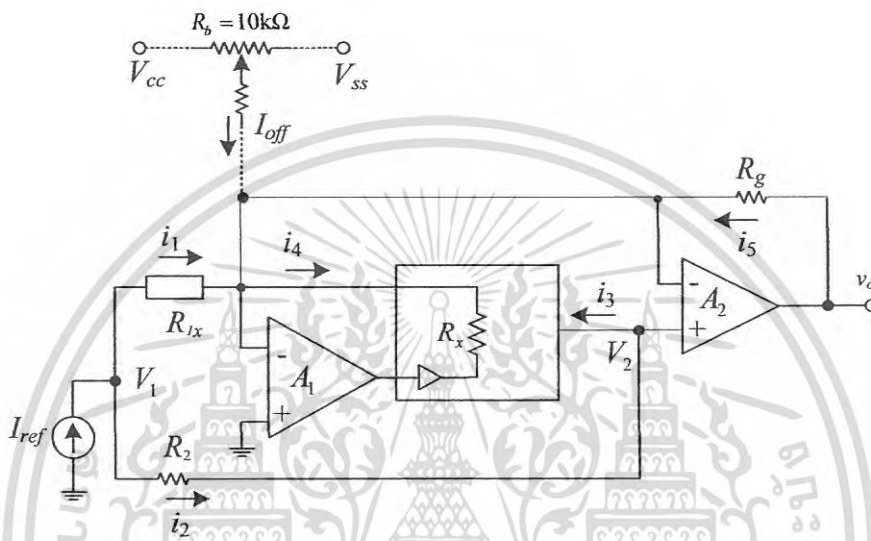
$$v_o = i_5 R_g + V_{off,OP} \quad (\text{ข.83})$$

แทนค่า i_5 จากสมการที่ (ข.82) ลงในสมการที่ (ข.83) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{R_g I_{ref}}{(1-\varepsilon_i)} \left(\frac{(R_1 + R_x) - (1-\varepsilon_i) R_2}{(R_1 + R_x) + R_2} \right) + V_{off,OP} \tag{ข.84}$$

ข.8 การวิเคราะห์ผลกระทบจากการไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรเชื่อมต่อสำหรับ เซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4



รูปที่ ข.8 วงจรสมมูลของวงจรเชื่อมต่อสำหรับเซนเซอร์ความต้านทานชนิดแตกต่างวงจรที่ 4

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{R_2}{R_{1x} + R_2} \right) \tag{ข.85}$$

แต่ $R_{1x} = \frac{R_x + (1+k)R_1}{k}$ ดังนั้น

$$i_1 = I_{ref} \left(\frac{kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) \tag{ข.86}$$

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_{1x}}{R_{1x} + R_2} \right) \tag{ข.87}$$

แต่ $R_{1x} = \frac{R_x + (1+k)R_1}{k}$ ดังนั้น

$$i_2 = I_{ref} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) \tag{ข.88}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่โหนด V_2

$$i_3 = (1 - \varepsilon_c) i_4 \quad (\text{ข.89})$$

ดังนั้น จากสมการที่ (ข.89) จะได้

$$i_4 = \frac{i_3}{(1 - \varepsilon_c)} \quad (\text{ข.90})$$

แต่ $i_3 = i_2$ ดังนั้น สามารถเขียนสมการที่ (ข.90) ได้ใหม่เป็น

$$i_4 = \frac{I_{ref}}{(1 - \varepsilon_i)} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) \quad (\text{ข.91})$$

พิจารณาที่ออปแอมป์ A_2 จะได้

$$i_5 = i_4 - i_1 - I_{off} \quad (\text{ข.92})$$

แทนค่า i_1 และ i_4 จากสมการที่ (ข.86) และ (ข.91) ลงในสมการที่ (ข.92) จะได้

$$i_5 = \frac{I_{ref}}{(1 - \varepsilon_i)} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) - I_{ref} \left(\frac{kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) - I_{off} \quad (\text{ข.93})$$

$$i_5 = \frac{I_{ref}}{(1 - \varepsilon_c)} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1 - (1 - \varepsilon_c)kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) - I_{off} \quad (\text{ข.94})$$

พิจารณาที่โหนดเอาต์พุต จะได้

$$v_o = i_5 R_g + V_{off,OP} \quad (\text{ข.95})$$

แทนค่า i_5 จากสมการที่ (ข.94) ลงในสมการที่ (ข.95) จะได้

$$v_o = \frac{R_g I_{ref}}{(1 - \varepsilon_c)} \left(\frac{R_x + (1+k)R_1 - (1 - \varepsilon_c)kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2} \right) - R_g I_{off} + V_{off,OP} \quad (\text{ข.96})$$

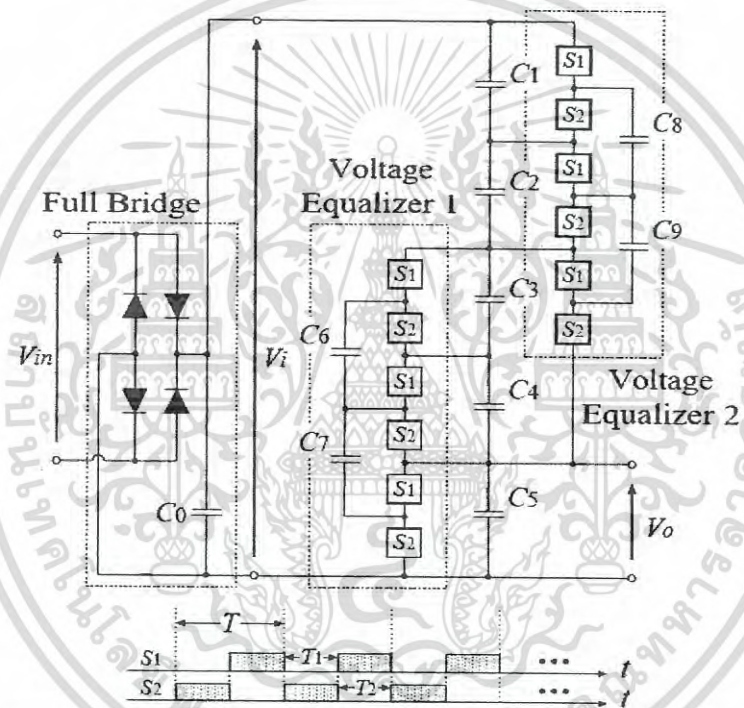
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/7

โดยเทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน

เอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/7 จะถูกนำเสนอในหัวข้อนี้ เพื่อแสดงให้เห็นว่า เทคนิคการสร้างคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผันของคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นจำนวนเฉพาะได้ โดยคอนเวอร์เตอร์นี้แสดงในรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ โดยมีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/7

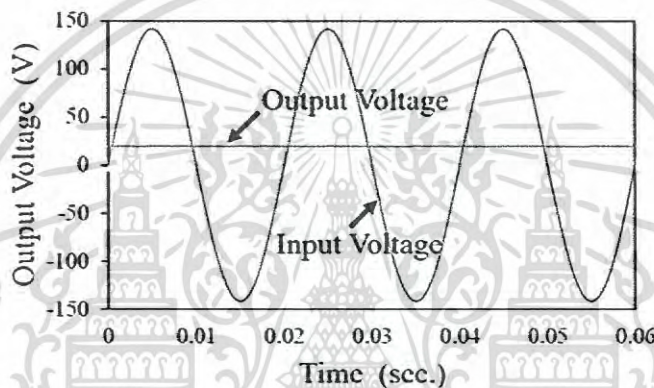
รูปที่ ค.1 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่ใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบวางซ้อน โดยมีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/7 หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในรูปคือ เมื่อพิจารณาวงจรปรับเท่า (Equalizer) วงจรแรก ตัวเก็บประจุ C_6 และ C_7 จะต่อกับตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 ในช่วงเวลา T_1 และในช่วงเวลานี้ แรงดันของ C_3 จะมีค่าเท่ากับแรงดันของ C_4 ในช่วงเวลาต่อมา ตัวเก็บประจุ C_6 และ C_7 จะต่อกับตัวเก็บประจุ C_4 และ C_5 ในช่วงเวลา T_2 และในช่วงเวลานี้ แรงดันของ C_4 จะมีค่าเท่ากับแรงดันของ C_5 ดังนั้นอัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุ C_3 , C_4 และ C_5 จะมีค่าเท่ากับ 1 : 1 : 1 เช่นเดียวกับการทำงานของวงจรปรับเท่าตัวที่ 2 ตัวเก็บประจุ C_8 และ C_9 จะต่อกับตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ในช่วงเวลา T_1 และในช่วงเวลานี้ แรงดันของ C_1 จะมีค่าเท่ากับแรงดันของ C_2 ในช่วงเวลาต่อมา ตัวเก็บประจุ C_8 และ C_9 จะต่อกับตัวเก็บประจุ C_2 และต่อกับตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 แบบอนุกรมกัน ในช่วงเวลา T_2 และในช่วงเวลานี้ แรงดันของ C_2 จะมีค่าเท่ากับ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

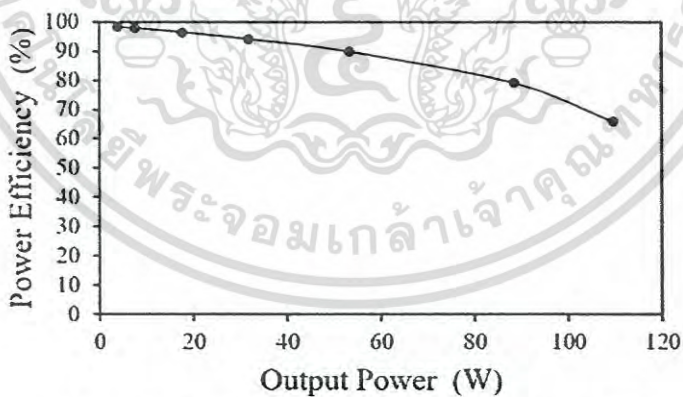
แรงดันของตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 ที่ต่ออนุกรมกัน ดังนั้นอัตราส่วนแรงดันของตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_4 และ C_5 จะเท่ากับ $2 : 2 : 1 : 1 : 1$ ดังนั้นสมการเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (ค.1)

$$V_o = \frac{V_{C_5}}{\sum_{k=1}^5 V_{C_k}} \times V_i = \left(\frac{V_{C_5}}{V_{C_5} (3+3+1+1+1)} \right) V_i = \frac{1}{7} V_i \quad (\text{ค.1})$$

จากสมการที่ (ค.1) จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถปรับเปลี่ยนอัตราส่วนการแปลงผัน และยังสามารถสร้างคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันที่มีค่าเป็นจำนวนเฉพาะได้อีกด้วย



รูปที่ ค.2 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเทียบกับเวลา



รูปที่ ค.3 ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าเมื่อเทียบกับกำลังไฟฟ้า

การเลียนแบบการทำงานของเอช-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อที่จะยืนยันการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ข้างต้น โดยกำหนดเงื่อนไขการทำงานคือ $V_{in} = 100V@50Hz$, $T = 1\mu s$, $R_{on} = 0.1$, $C_o = 99\mu F$ และ $C_{1,k} = C_{2,k} = 33\mu F$ ในรูปที่ ค.2 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เทียบกับเวลา ในรูปที่ ค.3 แสดงประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ จากรูปจะเห็นได้ว่าคอนเวอร์เตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพทางไฟฟ้ามากกว่า 90% เมื่อเอาต์พุตมีกำลังไฟฟ้าน้อยกว่า 50W ซึ่งค่าประสิทธิภาพนี้ขึ้นอยู่กับความต้านทานสวิตช์และขนาดความจุของ C_o



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Interface Circuit for Single Active Element Resistive Sensors", ICIC Express Letters, vol. 4, no. 5(B), pp.1985-1990, Oct. 2010.
2. A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Resistive Sensor Interface Circuits using Operational Conveyor and Operational Amplifier," ICIC Express Letters, vol. 6, no. 3, pp. 651-656, Mar, 2012.
3. A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum and H. Sasaki, "Interface Circuit using Operational Conveyor for Differential Resistive Sensors", The 10th ECTI-CON, May 2013.
4. T. Junsing, A. Julsereewong, "Alternative of Bridge-Based Circuits for Differential Resistive Sensors", IREE, vol. 12, no. 2, 2017.
5. K.Eguchi, T. Junsing, A. Julsereewong, W. Do and I. Oota, "Desing of Nesting-Type Switched-Capacitor Equalizers" IJICIC, vol. 13, no. 4, pp. 1369-1384, Aug, 2017.



ICIC Express Letters

An International Journal of Research and Surveys

Editors-in-Chief

Junzo Watada, Waseda University, Japan

Yan Shi, Tokai University, Japan

Indexed by *Ei Compendex (Elsevier)*
Scopus (Elsevier)
INSPEC (IET)

Published by ICIC International

<http://www.iicic.org/icicel.htm>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICIC EXPRESS LETTERS

Volume 4, Number 5(B), October 2010

CONTENTS (*Continued*)

Adaptive Control for Missile Systems with Parameter Uncertainty <i>Zhiwei Lin, Zheng Zhu, Yuanqing Xia and Shuo Wang</i>	1937
Application of Plant Growth Simulation Algorithm on SMT Problem <i>Tong Li, Weiling Su and Jiangong Liu</i>	1945
A Controller Design for T-S Fuzzy Model with Reconstruction Error <i>Hugang Han and Yanchuan Liu</i>	1951
An Analysis for Parameter Configuration to Find a Trigger of Change <i>Rika Ito and Kenichi Kikuchi</i>	1959
Complexity Reduction Algorithm for Enhancement Layer of H.264/SVC <i>Kentaro Takei, Takafumi Katayama, Tian Song and Takashi Shimamoto</i>	1965
Modeling of Enterprises Risk Management and Its Robust Solution Method <i>Min Huang, Yanli Huo, Chunhui Xu and Xingwei Wang</i>	1973
Fundamental Study of Clustering Images Generated from Customer Trajectory by Using Self-Organizing Maps <i>Asako Ohno, Tsutomu Inamoto and Hajime Murao</i>	1979
Interface Circuit for Single Active Element Resistive Sensors <i>Amphawan Julsereewong, Prasit Julsereewong, Tipparat Rungkhum Hirofumi Sasaki and Hiroshi Isoguchi</i>	1985
Analytic Solution of Shock Waves Equation with Higher Order Approximation <i>Valentin A. Soloiu, Marvin H.-M. Cheng and Cheng-Yi Chen</i>	1991
Fuzzy Opinion Survey Based on Interval Value <i>Lily Lin, Huey-Ming Lee and Jin-Shieh Su</i>	1997
Certificate of Authorization with Watermark Processing in Computer System <i>Nai-Wen Kuo, Huey-Ming Lee and Tsang-Yean Lee</i>	2003
Weighted Similarity Retrieval of Video Database <i>Ping Yu</i>	2009
Job Scheduling of Retrieving Dynamic Pages from Online Auction Websites on Grid Architecture <i>Chong-Yen Lee, Hau-Dong Tsui and Ya-Chu Tai</i>	2015
An Improvement on Li and Hwang's Biometrics-Based Remote User Authentication Scheme <i>Wen-Gong Shieh and Mei-Tzu Wang</i>	2021
Multiple Robot System Applying in Chinese Chess Game <i>Song-Hiang Chia, Kuo-Lan Su, Sheng-Ven Shiau and Chia-Ju Wu</i>	2027
Towards a Dynamic and Vigorous SOA ESB for C4I Architecture Framework <i>Abdullah S Alghamdi, Iftikhar Ahmad and Muhammad Nasir</i>	2033
Joint Multiple Parameters Estimation for Vector-Sensor Array Using Biquaternions <i>Fei Wang, Hailin Li and Jianjiang Zhou</i>	2039

INTERFACE CIRCUIT FOR SINGLE ACTIVE ELEMENT RESISTIVE SENSORS

AMPHAWAN JULSEREEWONG¹, PRASIT JULSEREEWONG¹, TIPPARAT RUNGKHAM¹
HIROFUMI SASAKI² AND HIROSHI ISOGUCHI³

¹Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
{kcamphaw; kjprasit}@kmitl.ac.th; jorrying@hotmail.com

²Professor Emeritus
Tokai University
9-1-1, Toroku, Kumamoto 862-8652, Japan
hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

³Kumamoto Prefectural College of Technology
Kikuyou-machi 869-1102, Japan
isoguchi@kumamoto-pct.ac.jp

Received February 2010; accepted April 2010

ABSTRACT. *This article presents an effective method to realize interface circuit for single active element resistive sensors. The realization is composed of op-amp in conjunction with current conveyors. Surpassing the previous circuit using only single current conveyor, the proposed configuration affords significant improvement in accuracy. PSPICE simulation results are used to confirm the performance of the proposed circuit.*

Keywords: Interface circuit, Resistive sensor, Single active element, Linearization, Current conveyor, Op-amp

1. Introduction. Resistive sensors are commonly used to measure physical quantities such as pressure, force, strain, temperature, and fluid flow. Their interface circuits are usually realized as bridge configuration. A conventional voltage-mode Wheatstone bridge (VMWB) as shown in Figure 1(a) is widely used to measure small resistance changes [1]. It can be arranged in a quarter (single-element varying), half (two-element varying), or full (all-element varying) configuration based on the number of bridge arms including sensitive elements. In order to improve the VMWB, a current-mode Wheatstone bridge (CMWB) as shown in Figure 1(b) has been reported [2]. Three major advantages of this approach over the traditional VMWB are reducing bridge elements, summation of sensors' effects, and common mode cancellation. Table 1 summarizes output signals of both traditional VMWB and CMWB in single-element and all-element varying configurations. If the bridge is balanced at a known point (R_0), the amount of deviation from the balanced condition (ΔR), as indicated by output signal, indicates the amount of change in the parameter being measured. It can be seen that for single-element varying case the resulting outputs of both bridges are nonlinear function of the ratio $\Delta R/R_0$. Therefore, a linearization technique is required in the case where only one resistor is sensitive to the variation of measured parameter.

In current-mode, the linearization circuit based on second generation current conveyor (CCII) has been proposed [2]. Unfortunately, an accuracy of the linearization circuit is limited by the equivalent resistance at input port X (R_x) of the CCII.

In this article, the circuit method to improve the linearization circuit as proposed by [2] is described. The high loop gain of an op-amp can be utilized to minimize the limitation

caused by R_x of the CCII, when the op-amp works in conjunction with the CCII [3]. Based on the improved linearization structure, the proposed interface circuit is realized for single active resistive sensors such as a Resistance Temperature Detector (RTD) or strain gage. It employs op-amp and CCII, which are easily implemented in integrated circuit form. The effectiveness of the proposed configuration arranged in single-element varying is evident by PSICE simulation results.

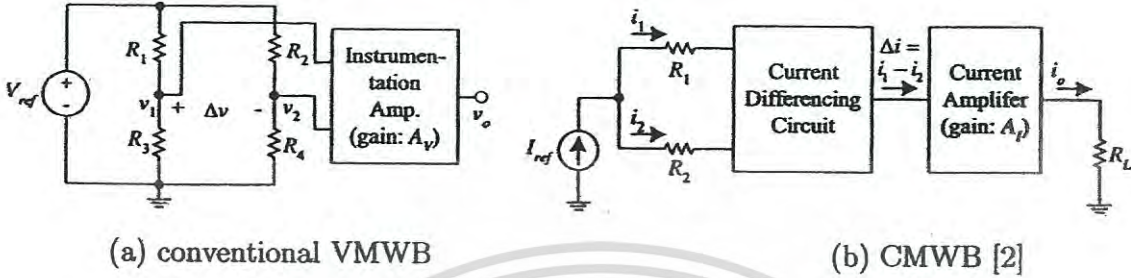


FIGURE 1. Bridge configurations

TABLE 1. Output signals of traditional VMWB and CMWB

Configuration	Traditional VMWB		CMWB	
	conditions	output	conditions	output
Single-element varying	$R_1 = R_2 = R_3 = R_0$ and $R_4 = R_0 \pm \Delta R$	$v_o = \left(\frac{\mp \Delta R}{4R_0 \pm 2\Delta R}\right) A_V V_{ref}$	$R_1 = R_0$ and $R_2 = R_0 \pm \Delta R$	$i_o = \left(\frac{\pm \Delta R}{2R_0 \pm \Delta R}\right) A_I I_{ref}$
All-element varying	$R_1 = R_4 = R_0 \mp \Delta R$ and $R_2 = R_3 = R_0 \pm \Delta R$	$v_o = \left(\frac{\pm \Delta R}{R_0}\right) A_V V_{ref}$	$R_1 = R_0 \mp \Delta R$ and $R_2 = R_0 \pm \Delta R$	$i_o = \left(\frac{\pm \Delta R}{R_0}\right) A_I I_{ref}$

2. Circuit Descriptions. CCII is one of versatile building blocks in analog circuit design [4]. Basically, the CCII as shown in Figure 2 is a three-port active element, whose characteristics can be described by the following matrix equation,

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{1}$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio $\alpha (= 1 - \epsilon_i, \epsilon_i$ is the current transfer error from port X to port Z) denote a positive CCII (CCII \oplus) and a negative CCII (CCII \ominus), respectively.

To examine the performance of the CCII-based linearization circuit as shown in Figure 3, the effects of its non-idealities such as ϵ_i, R_x , and V_{off}^{CC} are studied, where V_{off}^{CC} denotes an offset voltage produced at port X when $v_y = 0$. By using routine circuit analysis, the output current i_o is related to the reference current I_{ref} by

$$i_o = (1 - \epsilon_i) \left(\frac{(R_1 - R_2 - R_x) I_{ref} - V_{off}^{CC}}{R_2 + R_x} \right) \tag{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From (2), it is evident that R_x is one of major factors that contribute to an inaccuracy of the circuit as shown in Figure 3.

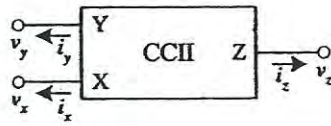


FIGURE 2. Circuit symbol of the CCII

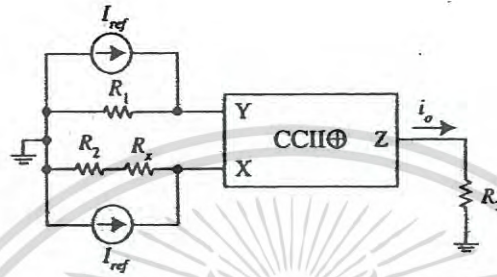


FIGURE 3. Practical linearization circuit based on the equivalent circuit of CCII [2]

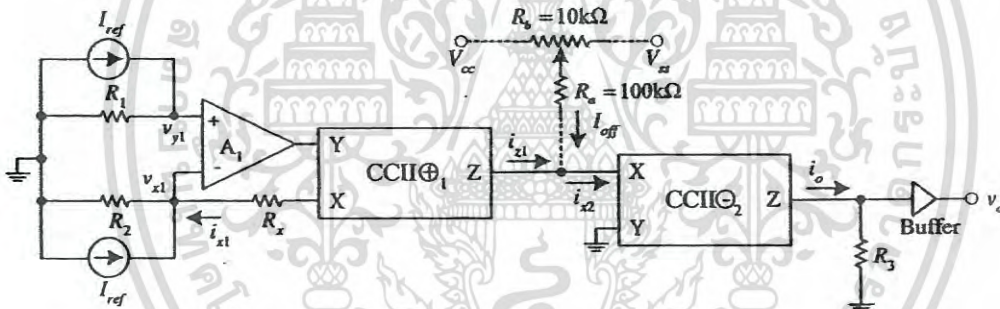


FIGURE 4. Proposed interface circuit for single active element resistive sensors

To minimize the error due to R_x of the CCII, the proposed interface circuit uses op-amp A_1 and $CCII\Theta_1$ in a hybrid configuration as shown in Figure 4. Both input ports of $CCII\Theta_1$ are placed in the negative feedback loop of A_1 . The high loop gain of A_1 ensures that the current i_{x1} does not depend on R_x . The presence of the resistors $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ and $R_b = 10 \text{ k}\Omega$ is there to balance the bridge before measurements are taken by altering the balance of current at port X of $CCII\Theta_2$. From routine circuit analysis, i_o can be stated as

$$i_o = (1 - \epsilon_{ip})(1 - \epsilon_{in}) \left(\frac{(R_1 - R_2)I_{ref} - V_{off}^{opamp}}{R_2} \right) \quad (3)$$

where ϵ_{ip} and ϵ_{in} are the current transfer errors of $CCII\Theta_1$ and $CCII\Theta_2$, respectively, and V_{off}^{opamp} is an offset voltage of A_1 . It can be seen that R_x is neglected by the high loop gain of A_1 . In addition, a small current I_{off} can be added or subtracted from the virtual earth input of $CCII\Theta_2$. This means that V_{off}^{opamp} can be cancelled by an appropriate external current applied by varying R_b . Then after the offset value correction, i_o can be rewritten as

$$i_o = (1 - \epsilon_{ip})(1 - \epsilon_{in}) \left(\frac{R_1 - R_2}{R_a} \right) I_{ref} \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Considering at output terminal, the buffered output voltage v_o can be given by

$$v_o = R_3 i_o = (1 - \varepsilon_{ip})(1 - \varepsilon_{in}) \left(\frac{R_1 - R_2}{R_2} \right) R_3 I_{ref} \quad (5)$$

In practice, when available IC AD844 providing a buffered output terminal is used as the CCII, thus v_o can be easily obtained without any additional circuitry. Moreover, R_3 is utilized as a gain control resistor. This implies that the gain error caused by ε_{ip} and ε_{in} can be compensated by slightly tuning R_3 . Then after the gain error correction, the final output value is

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_2} \right) R_3 I_{ref} \quad (6)$$

In single-element varying configuration, conditions of the elements are $R_1 = R_0 \pm \Delta R$ and $R_2 = R_0$, thus v_o can be expressed as

$$v_o = \pm \frac{\Delta R}{R_0} R_3 I_{ref} \quad (7)$$

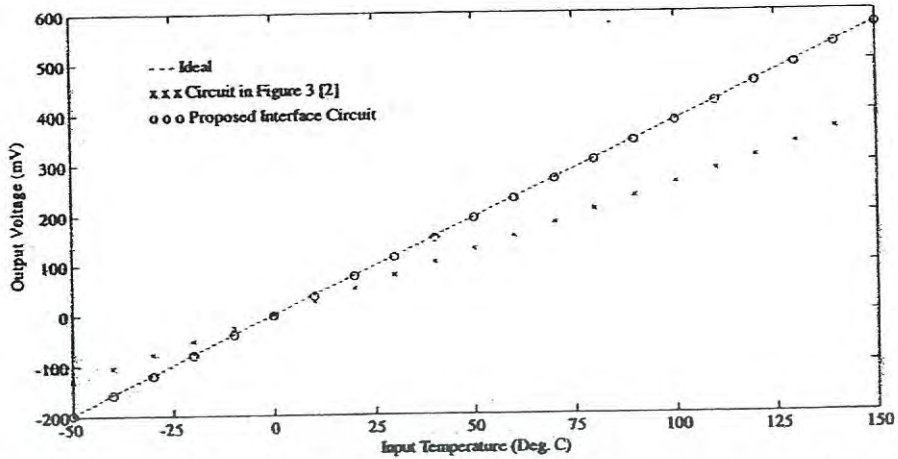
From (7), it is apparent that the output voltage is linearly related to ΔR . Therefore the proposed interface circuit as shown in Figure 4 can be used for single active resistive sensors such as RTD or strain gage. For $\Delta R = 0$, the output can be balanced by adjusting R_b accordingly until the output is equal to zero.

3. PSPICE Simulation Results. To verify the operational characteristic of the proposed circuit in comparison with the previous circuit in [2], the schemes in Figure 3 and Figure 4 were simulated by PSPICE program. The AD844 and LF358 devices were used as CCII's and op-amps, respectively. Simulations were carried out for RTD and strain gage types of single active element resistive sensors [5]. To mimic the action of the platinum RTD producing a positive change in resistance for a positive change in temperature [6], a nominal value of 100 Ω (Pt100) was assumed for R_0 , and $I_{ref} = 1$ mA and $R_3 = 1$ k Ω were chosen in order to set the gain factor to 1. The measured results for a temperature variation from -50 $^{\circ}\text{C}$ to 150 $^{\circ}\text{C}$, in steps of 10 $^{\circ}\text{C}$ are plotted in Figure 5.

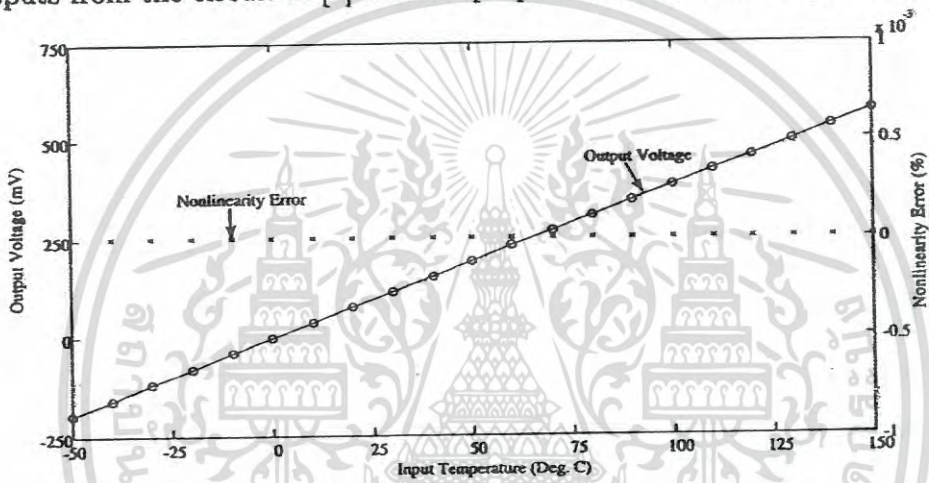
From Figure 5(a), it is evident that the results of the proposed circuit agree well with the calculated values with a maximum variation less than 0.6%, whereas the results from [2] show a maximum variation more than 30%. It is obvious that the accuracy improvement of measuring resistance changes can be achieved using the proposed realization method. Figure 5(b) displays the results of the proposed circuit without compensation and its linear regression. The nonlinearity errors measured using a best fit straight-line for absolute minimum squared-error are approximately equal to zero. It is shown that using the proposed interface circuit provides the linear dependence of output voltage versus resistance variation. In the case of simulation for measuring small resistance changes in strain gage, the nominal value of 120 Ω was assumed for R_0 and the resistance was allowed to vary by no more than 1%, where $I_{ref} = 1$ mA and $R_3 = 50$ k Ω were chosen in order to set the gain factor to 50. The measured results obtained are shown in Figure 6, where the resistance variation ratio $x = \Delta R/R_0$. It can be observed that the output of the circuit in Figure 3 [2] includes the small offset and large gain errors whereas the output of the proposed circuit without compensation includes the large offset and very small gain errors. However, reducing offset and gain errors in the output of the proposed interface circuit can be easily done by supplying the small current I_{off} and slightly adjusting the gain R_3 , respectively.

4. Conclusions. The interface circuit using op-amp and CCII's has been described in this article. The proposed circuit is perfectly suitable for single active element resistive sensors. By comparing the proposed circuit with the previous resistance bridges arranged in single-element varying, the following advantages can be achieved

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Outputs from the circuit in [2] and the proposed circuit versus input temperature



(b) Outputs from the proposed circuit without compensation and nonlinearity error versus input temperature

FIGURE 5. Results of simulation for RTD Pt100

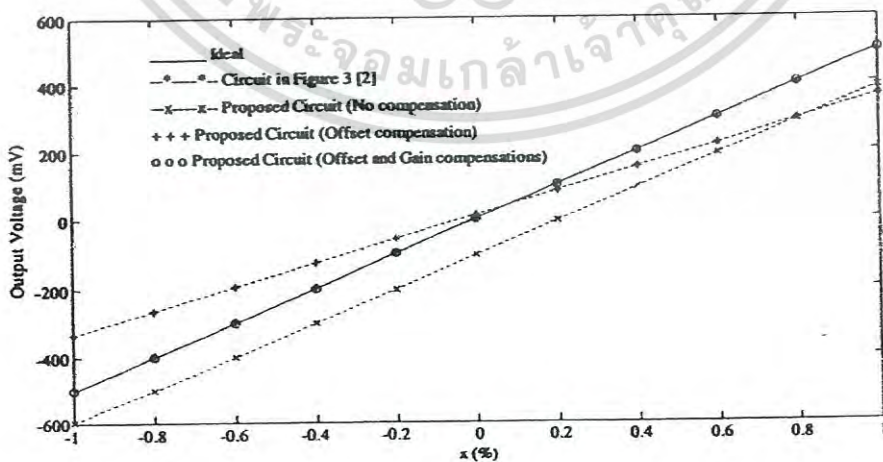


FIGURE 6. Results of simulation for 120 Ω strain gage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (1) reducing bridge elements in comparison with the traditional VMWB
- (2) linear characteristic in comparison with the traditional VMWB and CMWB
- (3) better accuracy in comparison with the linearization circuit as proposed in [2]
- (4) ease of balance the bridge before measurements
- (5) ease of offset and gain error compensations

PSPICE simulation results in excellent agreement with the theoretical values have been obtained.

REFERENCES

- [1] T. L. Floyd, *Electric 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. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol.47, no.9, pp.1277-1284, 2000.
- [3] S. J. G. Gift, Hybrid current conveyor-operational amplifier circuit, *Int. J. of Electron.*, vol.88, no.12, pp.1225-1235, 2001.
- [4] A. Julsereewong, V. Riewruja, H. Sasaki, K. Fujimoto and M. Yahara, A negative proportional characteristic VCO using CCII's and NAND RS-flip flop, *ICIC Express Letters*, vol.2, no.1, pp.35-40, 2008.
- [5] NJATC, *Fundamental of Instrumentation*, Delmar Cengage Learning, United States of America, 2008.
- [6] ASTM, *Annual Book of ASTM Standards*, vol. 14.03 Temperature Measurement, United States of America, 1998.





ICIC Express Letters

An International Journal of Research and Surveys

Editors-in-Chief
Yan Shi, Tokai University, Japan
Junzo Watada, Waseda University, Japan

Indexed by *Ei Compendex (Elsevier)*
Scopus (Elsevier)
INSPEC (IET)

Published by ICIC International
<http://www.ijicic.org/icicel.htm>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICIC EXPRESS LETTERS

AN INTERNATIONAL JOURNAL OF RESEARCH AND SURVEYS

VOLUME 6, NUMBER 3, March 2012

CONTENTS

- An Analysis of Behavior of Differential Evolution Based on Characteristics Inheritance 581
Jun-ichi Kushida, Kazuhisa Oba and Katsuari Kamei
- Teaching Material Structure Analysis Applying Fuzzy Graph 589
Kenichi Nagashima and Takenobu Takizawa
- Near Optimal Linear Quadratic Regulator for a Class of Stochastic Systems Modeled by Singularly Perturbed Ito Differential Equations with State and Control Multiplicative White Noise 595
Vasile Dragan, Hiroaki Mukaidani and Peng Shi
- The Parameterization of all Robust Stabilizing Internal Model Controllers 603
Nghia Thi Mai, Tatsuya Hoshikawa, Kou Yamada, Iwanori Murakami Yoshinori Ando and Masafumi Hosoya
- Nonlinear Adaptive Controller for Omni-Directional Walker: Dynamic Model Improvement and Experiment 611
Renpeng Tan, Shuoyu Wang, Yinlai Jiang, Kenji Ishida and Masakatsu G. Fujie
- Robust Nonlinear Control Design to a Manipulator Based on Operator Approach 617
Aihui Wang and Mingcong Deng
- Learning and Reasoning on Background Net – Its Application to Text Categorization 625
Sio-Long Lo and Liya Ding
- Analysis of Two-Handed Tasks with a Myoelectric upper Limb Prosthesis and a Healthy Arm on Computer Simulation 633
Kazuhiro Shiraishi, Mitsutaka Harata and Eiichi Inohira
- SEM Analysis on Acceptance Factors of Ubiquitous Healthcare Service Using HPM 639
Nyamsuren Davaadorj, Mincheol Kim and Sujeong Nam
- An Amplitude Detector Using Up-Down Counter 645
Anucha Kaewpoonsuk, Ratchanoo Katman, Amphawan Julsereewong and Vanchai Riewruja
- Resistive Sensor Interface Circuits Using Operational Conveyor and Operational Amplifier 651
Amphawan Julsereewong, Prasit Julsereewong, Tipparat Rungkhum Hirofumi Sasaki and Hiroshi Isoguchi
- Guaranteed Cost Control for Uncertain Switched Time-Delay Systems with Sampled-Data State Feedback and Nonlinear Perturbations 657
Chang-Hua Lien, Ker-Wei Yu, Bao-Ren Hong and Hao-Chin Chang
- Target Searching Problems Using the Mobile Robot in Unknown Environment 665
Sheng-Wen Shiao, Jie-Tong Zou, Kuo-Lan Su and Yi-Lin Liao
- Design of a Multi-Rate Output Feedback System with PID Structure 673
Hironobu Sakaguchi, Takao Sato, Nozomu Araki and Yasuo Konishi

(Continued)

RESISTIVE SENSOR INTERFACE CIRCUITS USING OPERATIONAL CONVEYOR AND OPERATIONAL AMPLIFIER

AMPHAWAN JULSREEWONG¹, PRASIT JULSREEWONG¹, TIPPARAT RUNGKHAM¹
HIROFUMI SASAKI² AND HIROSHI ISOGUCHI³

¹Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
{ kcamphaw; kjprasit }@kmitl.ac.th; jurrying@hotmail.com

²Tokai University
9-1-1, Toroku, Kumamoto 862-8652, Japan
hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

³Kumamoto Prefectural College of Technology
Kikuyou-machi 869-1102, Japan
isoguchi@kumamoto-pct.ac.jp

Received June 2011; accepted September 2011

ABSTRACT. A simple technique based on commercially available devices to implement three interface circuits for both differential resistive sensors and single resistive sensors is presented in this article. Each proposed scheme uses an operational conveyor and an operational amplifier as active elements. Surpassing the previously reported circuits, the proposed circuits provide not only simpler structures but also higher accuracy. Performances of the proposed circuits are verified through computer simulations.

Keywords: Resistive sensor, Interface circuit, Linearization, Operational conveyor, Operational amplifier

1. Introduction. Resistive sensors are widely used in the industry for measuring physical quantities such as temperature, pressure, and strain. There are two major types of resistive sensors: differential type and single type. Differential resistive sensors, such as potentiometric sensors, have two sensing elements. The value of one of the sensing elements increases while the value of another decreases with respect to parameter being sensed. Single resistive sensors, such as strain gages and resistive temperature detectors (RTDs), have only one sensing element whose resistance is sensitive to the variation of parameter being measured. Interface circuits for resistive sensors are usually realized as bridge configurations as shown in Figure 1 [1,2] whose output signals are summarized in Table 1, where R_0 is the nominal value of sensing resistance at balanced bridge and ΔR denotes the sensing resistance change that indicates the amount of change in the parameter being measured. For differential type, the current-mode Wheatstone bridge (CMWB) in Figure 1(b) uses half of the sensing resistors of the voltage-mode Wheatstone bridge (VMWB) in Figure 1(a). The configuration of Figure 1(b) can be practically implemented using three second generation current conveyors (CCII). However, its accuracy is limited by the equivalent input resistance at port X (R_x) of the CCII. To overcome this disadvantage, the circuit using three operational floating current conveyors (OFCCs) has been introduced in [3]. The only inconvenience of this technique is the complicated structure for hardware implementation. For single type, it can be seen that the resulting outputs of both configurations are nonlinear functions of sensing resistance change. A linearization technique is, therefore, strongly required [4-6]. The configuration of these approaches is simple and can be easily realized using commercially available devices. Unfortunately, the

technique proposed in [4] requires two well-matched reference current sources, while three operational conveyors are employed in [5], and single CCII and two operational conveyors are used in [6]. Alternatively, the configurations using single CCII and single opamp for measuring resistance changes have been reported in [7]. These circuits offer several advantages over the conventional resistance bridge such as no common mode input signal, reduced bridge elements, and low-cost amplifying circuitry. However, they are suitable for measuring only quite small resistance changes such as strain gauge resistive sensors because their outputs are nonlinear functions of the ratio $\Delta R/R_0$.

In view of above limitations in previous works, three resistive sensor interface circuits implemented in integrated circuit form are presented in this article. First two circuits are suitable for use with differential resistive sensors. The realization method of these proposed circuits applies ideas introduced in [2,7], so that the schemes with simple structure and high accuracy can be obtained. The third proposed circuit can be used for interfacing single resistive sensors. PSPICE simulation results are included to confirm the effectiveness and correct operation of the proposed circuits.



(a) Conventional wheatstone bridge [1] (b) Alternative of wheatstone bridge [2]

FIGURE 1. Bridge configurations

TABLE 1. Output signals of bridge configurations of Figure 1

Sensor	Figure 1(a)		Figure 1(b)	
	Conditions	Output	Conditions	Output
Differential Type	$R_1 = R_4 = R_0 \mp \Delta R$ $R_2 = R_3 = R_0 \pm \Delta R$	$v_o = \pm \frac{\Delta R}{R_0} A_V V_{ref}$	$R_1 = R_0 \mp \Delta R$ $R_2 = R_0 \pm \Delta R$	$i_o = \pm \frac{\Delta R}{R_0} A_I I_{ref}$
Single Type	$R_1 = R_2 = R_3 = R_0$ $R_4 = R_0 \pm \Delta R$	$v_o = \frac{\mp \Delta R}{4R_0 \pm 2\Delta R} A_V V_{ref}$	$R_1 = R_0$ $R_2 = R_0 \pm \Delta R$	$i_o = \frac{\pm \Delta R}{2R_0 \pm \Delta R} A_I I_{ref}$

2. Operational Conveyor. Figure 2 shows the schematic diagram of the operational conveyor, the hybrid structure of opamp and CCII suggested by [8]. The operational conveyor offers significant improvement in accuracy of the CCII. Both input ports of the CCII are located in the negative feedback of the opamp and this is helpful for easing the elimination of the resistance R_x effect. The high loop gain of the opamp ensures that the voltage at port X is closely tracked to the voltage at port Y. The current and voltage characteristics of the operational conveyor can be described by the following set of equations.

$$i_y = 0, \quad v_x = v_y, \quad i_z = \pm i_x \tag{1}$$

where the plus and minus signs of the current i_z represent the positive and negative operational conveyors, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

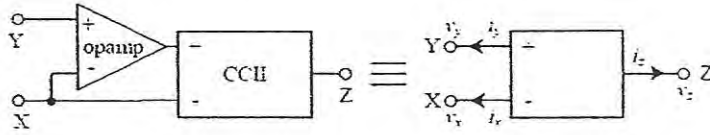


FIGURE 2. Schematic diagram of the operational conveyor

3. **Proposed Circuits I and II.** Figure 3 shows two proposed circuits for interfacing differential resistive sensors. Each circuit consists of the operational conveyor, opamp, gain resistor R_g , and sensing resistors R_1 and R_2 . The resistors R_a and R_b are connected to balance before measurements. The values of the resistances of the differential resistive sensor possessing a linear characteristic can be given by

$$R_1 = \frac{R_T}{2}(1 + x) = R_0 \pm \Delta R \quad \text{and} \quad R_2 = \frac{R_T}{2}(1 - x) = R_0 \mp \Delta R \quad (2)$$

where $R_T = R_1 + R_2$ is the total resistance of the sensor. The amount of change in the parameter being measured is indicted by the parameter x , which can be stated as

$$x = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 - R_2}{R_T} = \frac{\pm \Delta R}{R_0} \quad (3)$$

From circuit analysis using the device characteristics given in (1), the output voltage v_o of the proposed circuits I and II, respectively, can be stated as

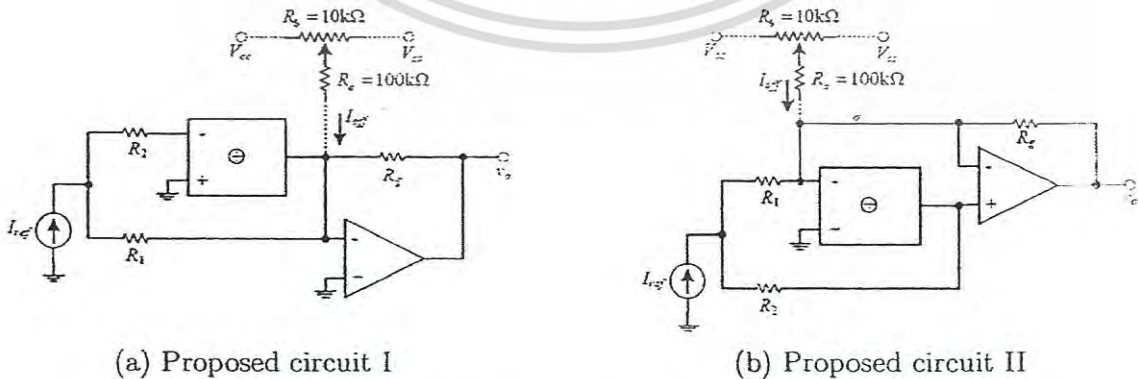
$$v_o = \left(\frac{kR_1 - (R_x + (1 + k)R_2)}{kR_1 + R_x + (1 + k)R_2} \right) R_g I_{ref} \quad (4)$$

$$v_o = \left(\frac{(R_x + (1 + k)R_1) - kR_2}{R_x + (1 + k)R_1 + kR_2} \right) R_g I_{ref} \quad (5)$$

where k is a low-frequency gain of the opamp (used for realizing operational conveyor). Using typical component values such as $k = 10^5$ and $R_x = 50\Omega$, the expressions of the v_o for both proposed circuits I and II are similar, which can be approximately given by

$$v_o \cong \frac{(R_1 - R_2)}{R_1 + R_2} R_g I_{ref} = x R_g I_{ref} \quad (6)$$

From (6), it is clearly seen that v_o is linearly related to x .



(a) Proposed circuit I

(b) Proposed circuit II

FIGURE 3. Proposed interface circuits for differential resistive sensors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. **Proposed Circuits III.** Figure 4 shows the third proposed circuit for interfacing single resistive sensors, which consists of the operational conveyor, opamp, gain resistors R_{g1} and R_{g2} , resistor with nominal value $R_1 (= R_0)$, and sensing resistor $R_2 (= R_0 \pm \Delta R)$. The resistors R_a and R_b are connected to balance before measurements. From circuit analysis of Figure 4, the output voltage v_o can be expressed as

$$v_o = \left(1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}}\right) \left(\frac{kR_2}{(1+k)R_1 + R_x} - 1\right) V_{ref} \tag{7}$$

If $k = 10^5$ and $R_x = 50\Omega$, v_o can be approximately given by

$$v_o \cong \left(1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}}\right) \left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right) V_{ref} = x A_G V_{ref} \tag{8}$$

where

$$A_G = 1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \tag{9}$$

From (8), it is evident that v_o is linearly related to x . Therefore, the proposed circuit as shown in Figure 4 can be suitably used for interfacing single resistive sensors.

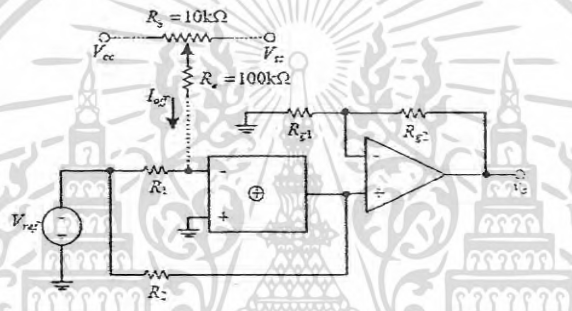


FIGURE 4. Proposed interface circuit III for single resistive sensors

5. **Effects of Device Non-Idealities.** Deviations from the ideal performances of all three proposed circuits are due to device non-idealities such as the offset voltage ($v_{off,oc}$) and the current tracking error from port X to port Z (ϵ_c) of the operational conveyor and the offset voltage ($v_{off,op}$) of the opamp. Reanalysis of the proposed circuits yields the output voltages including non-ideal characteristics as follows.

For Proposed circuit I;

$$v_o = \left(\frac{kR_1(1 - \epsilon_c) - (R_x + (1+k)R_2)}{kR_1 + R_x + (1+k)R_2}\right) R_g I_{ref} + (v_{off,op} - R_g I_{off}) \tag{10}$$

For Proposed circuit II;

$$v_o = \left(\frac{(R_x + (1+k)R_1) - (1 - \epsilon_c)kR_2}{R_x + (1+k)R_1 + kR_2}\right) \frac{R_g I_{ref}}{(1 - \epsilon_c)} + (v_{off,op} - R_g I_{off}) \tag{11}$$

For Proposed circuit III;

$$v_o = \left(\left(\frac{kR_2(1 - \epsilon_c)}{(1+k)R_1 + R_x} - 1\right) A_G V_{ref} + R_2(1 - \epsilon_c) \left(\frac{v_{off,oc}}{(1+k)R_1 + R_x} - I_{off}\right)\right) \tag{12}$$

From (10)-(12), it can be seen that the offset error due to $v_{off,op}$ (or $v_{off,oc}$) can be cancelled by the current I_{off} . This means that supplying the appropriate external current I_{off} can reduce the device offset effects. The difference of the proposed circuits I and II can be investigated from (10) and (11). The accuracy of the proposed circuit II is less than that of the proposed circuit I, and this is due to the effect of ϵ_c . If $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\epsilon_c = 0.00015$, $I_{ref} = 1 \text{ mA}$, $R_g = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 0.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0.4 \text{ k}\Omega$, then the gain errors of the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

proposed circuits I and II are approximately equal to -0.005% and 0.05% , respectively. From (12), if $k = 10^5$, $R_x = 50 \Omega$, $\epsilon_c = 0.00015$, $-V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $A_G = 10$, $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 110 \Omega$, the gain error of the proposed circuit III is approximated to -0.18% . In order to compensate the gain errors, we can slightly adjust the gain A_G value.

6. Simulation Results. Performances of three proposed interface circuits have been evaluated through PSPICE simulations using commercially available devices. The operational conveyor and opamp have been simulated using the LF358 and AD844 devices. The supply voltages were set to $\pm 10 \text{ V}$. Circuit parameters of the proposed circuits I and II were chosen as $I_{ref} = 1 \text{ mA}$ and $R_g = 1 \text{ k}\Omega$. The component values of the proposed circuit III were selected as $-V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $R_{g1} = 9 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 1 \text{ k}\Omega$.

TABLE 2. Simulation results of proposed circuits I and II for potentiometric sensors

x	Ideal	Proposed Circuit I				Proposed Circuit II			
		$R_T = 1 \text{ k}\Omega$		$R_T = 5 \text{ k}\Omega$		$R_T = 1 \text{ k}\Omega$		$R_T = 5 \text{ k}\Omega$	
		$v_o(\text{V})$	Error(%)	$v_o(\text{V})$	Error(%)	$v_o(\text{V})$	Error(%)	$v_o(\text{V})$	Error(%)
-1.0	-1.0	-1.0000	0.000	-1.0000	0.000	-1.0008	0.080	-1.0005	0.050
-0.8	-0.8	-0.7999	-0.013	-0.8000	0.000	-0.8008	0.100	-0.8005	0.065
-0.6	-0.6	-0.5999	-0.017	-0.6000	0.000	-0.6008	0.133	-0.6005	0.083
-0.4	-0.4	-0.3999	-0.025	-0.3999	-0.025	-0.4008	0.200	-0.4004	0.125
-0.2	-0.2	-0.1999	-0.050	-0.2000	0.000	-0.2008	0.400	-0.2005	0.250
0.0	0.0	$4.97 \mu\text{V}$	-0.0005	$5.33 \mu\text{V}$	-0.00053	-0.82 mV	0.082	-0.51 mV	-0.051
0.2	0.2	0.1999	-0.050	0.2000	0.000	0.1992	-0.400	0.1995	-0.250
0.4	0.4	0.3999	-0.025	0.4000	0.000	0.3992	-0.200	0.3995	-0.125
0.6	0.6	0.5999	-0.017	0.6000	0.000	0.5992	-0.133	0.5995	-0.083
0.8	0.8	0.7997	-0.013	0.8000	0.000	0.7992	-0.100	0.7995	-0.065
1.0	1.0	1.0000	0.000	1.0000	0.000	0.9992	-0.080	0.9995	-0.050

TABLE 3. Simulation results of proposed circuit III for Pt100 and Pt1000 RTDs

x	Ideal	No compensations				With offset compensation			
		Pt100 RTD		Pt1000 RTD		Pt100 RTD		Pt1000 RTD	
		$R_0 = 100 \Omega$	Error(%)	$R_0 = 1000 \Omega$	Error(%)	$R_0 = 100 \Omega$	Error(%)	$R_0 = 1000 \Omega$	Error(%)
-0.5	-0.5	-0.5032	0.64	-0.5040	0.80	-0.5009	0.18	-0.5009	0.18
-0.4	-0.4	-0.4034	0.85	-0.4044	1.10	-0.4007	0.18	-0.4007	0.18
-0.3	-0.3	-0.3037	1.23	-0.3044	1.63	-0.3006	0.20	-0.3005	0.17
-0.2	-0.2	-0.2039	1.95	-0.2053	2.65	-0.2004	0.20	-0.2003	0.15
-0.1	-0.1	-0.1042	4.20	-0.1058	5.80	-0.1002	0.20	-0.1001	0.10
0.0	0.0	-4.5 mV	-0.45	-6.3 mV	-0.63	$-7.4 \mu\text{V}$	-0.001	$37 \mu\text{V}$	0.004
0.1	0.1	0.0953	-4.70	0.0933	-6.70	0.1002	0.20	0.1002	0.20
0.2	0.2	0.1950	-2.50	0.1928	-3.60	0.2004	0.20	0.2003	0.15
0.3	0.3	0.2948	-1.73	0.2923	-2.57	0.3006	0.20	0.3005	0.17
0.4	0.4	0.3945	-1.38	0.3918	-2.05	0.4008	0.20	0.4006	0.15
0.5	0.5	0.4942	-1.16	0.4913	-1.74	0.5009	0.18	0.5008	0.16

Measured results of the proposed circuits I and II (with no compensations) from simulations carried out for emulating $1 \text{ k}\Omega$ and $5 \text{ k}\Omega$ potentiometric sensors are summarized in Table 2. It can be observed that the results of the proposed circuits I and II agree well with the ideal values with a maximum variation less than 0.06% and 0.5% , respectively. However, reducing these errors can be easily done by applying the current I_{off} and adjusting the gain resistor R_G . Table 3 summarizes the measured results of the proposed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuit III from simulations carried out for emulating Pt100 and Pt1000 RTDs. The outputs of the proposed circuit III with no compensations include the large offset and small gain errors. It is evident that the offset error is reduced when the small current I_{off} is applied. The results from the circuit with offset compensation are in good agreement with the ideal values with a maximum worst-case error less than 0.3%. Additionally, this gain error can be minimized by slightly adjusting the gain A_G .

7. Conclusion. Three simple structures for interfacing resistive sensors have been proposed. The realization technique employs operational conveyor and opamp as active elements. By comparing the proposed circuits with the previously reported resistance bridges and resistive sensor interface circuits, the following advantages can be achieved.

(1) Proposed circuits I and II reduce the bridge elements in comparison with the traditional VMWB.

(2) Proposed circuits I and II provide better accuracy in comparison with the CMWB using only CCIIs.

(3) Proposed circuit III offers linear characteristic and better accuracy in comparison with the traditional VMWB and CMWB, and the configurations using CCII and opamp proposed in [7].

(4) Proposed circuit III reduces the components used in comparison with the circuits reported in [4-6].

(5) All proposed circuits provide ease of balance the bridge before measurements and ease of offset and gain error compensations.

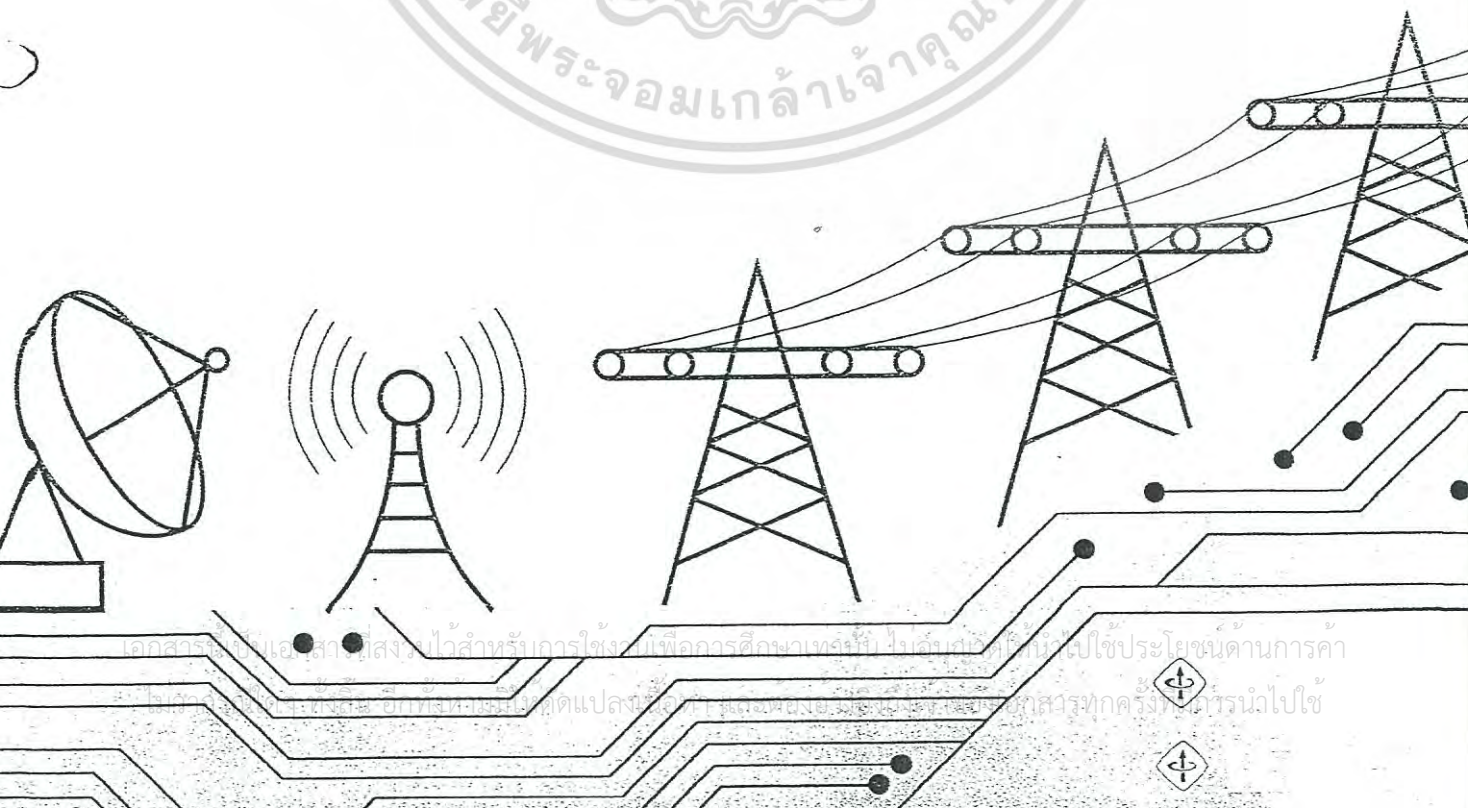
Simulation results in excellent agreement with the theoretical analysis have been obtained.

REFERENCES

- [1] T. L. Floyd, AZKA cell, *Electric Circuits Fundamentals*, 2004.
- [2] S. J. Azhari and H. Kaabi, AZKA cell, the current-mode alternative of Wheatstone bridge, *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol.47, no.9, pp.1277-1284, 2000.
- [3] Y. H. Ghallab and W. Badawy, A new topology for a current-mode Wheatstone bridge, *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.53, no.1, pp.18-22, 2006.
- [4] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki and H. Isoguchi, Interface circuit for single active element resistive sensors, *ICIC Express Letters*, vol.4, no.5(B), pp.1985-1990, 2010.
- [5] P. Julsereewong, A. Julsereewong and J. Wacopphet, Operational conveyor-based interface circuit for single resistive sensors, *ECTI-CON 2011*, pp.102-105, 2011.
- [6] P. Julsereewong, A. Julsereewong and W. Nokkrathok, Simple linearization circuit for single resistive sensors, *ITC-CSCC 2011*, pp.991-994, 2011.
- [7] S. Gift and B. Maundy, New configurations for the measurement of small resistance changes, *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.53, no.3, pp.178-182, 2006.
- [8] S. Gift, Hybrid current conveyor-operational amplifier circuit, *Int. J. of Electron.*, vol.88, no.12, pp.1225-1235, 2001.



PROGRAM BOOK
ECTI-CON 2013



Paper ID: 1506

Temperature and Devices Dimension Dependence on Threshold voltage, the Low field mobility and the Series parasitic resistance of PMOSFET

N. Sakuna², R. Muanghlua²,
S. Niemcharoen²

²Department of Electronics Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

A. Ruangphanit¹, A. Poyai¹

¹National Electronics and Computer Technology Center
Pathumthani, Thailand
corresponding author:
anucha.ruangphanit@nectec.or.th

Abstract: This paper presents the temperature and devices dimension dependence on the threshold voltage, low field mobility and series parasitic resistance of PMOS over operating temperature range of 27 °C to 125 °C. The relation of I_{DS} and V_{GS} in linear region was used with a different of channel length and channel width. The parameters extraction procedure is based on the measurement of the transconductance characteristics of MOSFET in linear region. The results show that, the temperature coefficient for threshold voltage is around 1.7mV/K approximately. The low field mobility degradation parameter is decreased by the factor of 0.68. The temperature coefficient of source-drain series resistance per unit channel width (RDSW) is approximately 16.7 ohm- μ m/K. These data are necessary not only should be compared with the results of NMOS but also should be used for the circuit designer to understanding well in the elevated operating temperatures.

Paper ID: 1525

Interface Circuit Using Operational Conveyors for Differential Resistive Sensors

Amphawan Julsereewong,
Tipparat Rungkhun, Prasit Julsereewong
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok,
Thailand, 10520
kcamphaw@kmitl.ac.th.
kjprasit@kmitl.ac.th. juryying@hotmail.com

Hirofumi Sasaki
School of Industrial Engineering,
Tokai University
9-1-1, Toroku, Kumamoto,
Japan, 862-8652
hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

Abstract: In this paper, a simple and accurate circuit for interfacing differential resistive sensors is presented. The realization method employs three operational conveyors as active elements to provide voltage output linearly proportional to sensing resistance change. The performance is confirmed through PSPICE simulation and experimental results.

Keywords: resistive sensor, differential type, interface circuit, sensor electronic interface, operational conveyor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Interface Circuit Using Operational Conveyors for Differential Resistive Sensors

Amphawan Julsereewong[#], Prasit Julsereewong[#], Tipparat Rungkhum[#], and Hirofumi Sasaki^{*}

[#]Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,

Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520

¹kcamphaw@kmitl.ac.th, ²kjprasit@kmitl.ac.th, ³juryying@hotmail.com

^{*}School of Industrial Engineering, Tokai University,

9-1-1, Toroku, Kumamoto, Japan, 862-8652

⁴hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

Abstract—In this paper, a simple and accurate circuit for interfacing differential resistive sensors is presented. The realization method employs three operational conveyors as active elements to provide voltage output linearly proportional to sensing resistance change. The performance is confirmed through PSPICE simulation and experimental results.

Keywords— Resistive sensor, Differential type, Interface circuit, Sensor electronic interface, Operational conveyor

I. INTRODUCTION

Differential resistive sensors such as potentiometric sensors are commonly used to sense linear or angular position and displacement [1]. A typical potentiometric sensor has two sensing resistances (for example, R_1 and R_2). The value of one of the sensing resistances increases while the value of another sensing resistance decreases with respect to parameter being measured. The values of the resistances of the potentiometric sensor with linear characteristic can be stated as [2]

$$R_1 = \frac{R_T}{2}(1+x) \text{ and } R_2 = \frac{R_T}{2}(1-x) \quad (1)$$

where $R_T = R_1 + R_2$ denotes the total sensor resistance whose value is usually in the range of kilohms (e.g. 1 k Ω or 5 k Ω), and x is a relative change whose value ranges from -1 to 1 . The parameter x showing the amount of change in the parameter being sensed can be given by

$$x = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

Usually, a voltage-mode Wheatstone bridge (VMWB) is employed for firstly interfacing resistive sensors in analog systems [3]. In order to reduce the number of sensing elements and to improve the performances of the VMWB, the current-mode Wheatstone bridge (CMWB) has been reported [4]. One possible practical realization of the CMWB for differential resistive sensors is based on the use of second generation current conveyors (CCII). Unfortunately, an equivalent input resistance at port X (R_x) of the CCII used deteriorates the circuit performance. The realization methods to solve the limitation caused by R_x have been suggested [5]–[7]. The technique proposed in [5] uses three operational floating current conveyors (OFCCs) as basic building blocks.

The OFCC is a six-terminal network including two inputs, three outputs, and common ground, which can be realized by applying the principle of supply current sensing to a current feedback operational amplifier (opamp). The OFCC is practically implemented through the use of the Analog Device AD846AQ and current mirrors composed of Harris transistor array CA3096CE. Nevertheless, the CMWB using OFCCs is complicated, and well-matched transistors to form each OFCC are needed. The OFCC-based CMWB would be integrated on the chip in an integrated circuit (IC) process. A cost of specific IC fabrication varies with the production volume. Ordering small quantity is one of common causes of uneconomical fabrication. Alternatively, the methods implemented through the use of readily commercial ICs have been introduced [6]–[7]. One obvious advantage of the configurations realized in discrete form is that the devices are commercially available and fairly inexpensive for individual circuit design. However, these circuits are excited by applying current signals. This means that additional voltage-to-current converters are required for use with voltage source reference.

The aim of this paper is, therefore, to present the simple and accuracy interface circuit with voltage excitation. The realization method employs operational conveyors, hybrid structure of opamp and CCII suggested by [8], which is easily constructed from readily commercial available components. PSPICE simulation and experimental results are given to demonstrate the effectiveness of the proposed circuit.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

A. Characteristic of CCII.

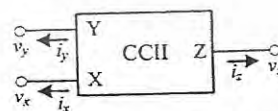


Fig. 1 Circuit symbol of CCII

Basically, the CCII as shown in Fig. 1 is a three-port active element, whose characteristics can be described by the following set of equations.

$$i_y = 0, v_x = v_y, i_z = \pm\alpha i_x \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where the plus and minus signs of the current transfer ratio α_i ($= 1 - \varepsilon_i$, ε_i is the current tracking error from port X to port Z) denote a positive CCII and a negative CCII, respectively.

A. Basic Configuration of the Proposed Method

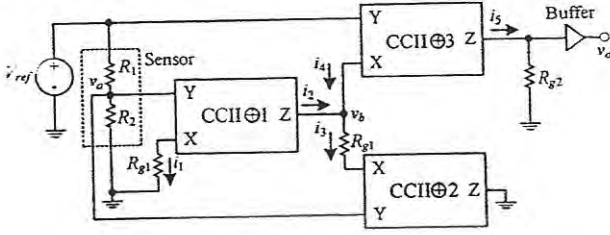


Fig. 2 Basic configuration using CCII

Fig. 2 shows the basic configuration using three positive CCII. Based on the ideal CCII, the currents i_1 , i_2 , and i_3 can be expressed as

$$i_2 = i_1 = \frac{v_a}{R_{g1}} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{V_{ref}}{R_{g1}} \quad (4)$$

$$i_3 = \frac{v_b - v_a}{R_{g1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{V_{ref}}{R_{g1}} \right) \quad (5)$$

where V_{ref} is the reference voltage, and $i_5 = i_1 = i_3 - i_2$, thus results in

$$v_o = R_{g2} i_5 = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{R_{g2}}{R_{g1}} V_{ref} = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) A_v V_{ref} \quad (6)$$

where $A_v = R_{g2}/R_{g1}$ is the voltage gain of the circuit. By substituting (2) into (6), v_o can now be rewritten as

$$v_o = x A_v V_{ref} \quad (7)$$

From (7), it is evident that v_o is linearly related to x . Therefore, the circuit in Fig. 2 can be used as interface module for differential resistive sensors. In practice, when available AD844 component from Analog Devices providing a buffered output terminal is used as the CCII, thus the buffered output v_o can be easily obtained without additional circuitry.

C. Non-ideal Effects in the Configuration of Fig. 2.

Taking into account the non-idealities of the CCII used in Fig. 2, v_o can be expressed as

$$v_o = \frac{1}{2} (2x + \varepsilon_1 (1-x)) (1 - \varepsilon_1) (1 - \varepsilon_{A_{v1}}) A_v V_{ref} \quad (8)$$

where $\varepsilon_{A_{v1}} = R_x / (R_{g1} + R_x)$ and R_x is the equivalent input resistance at port X of the CCII. With typical values of $R_x = 50 \Omega$ and $R_{g1} = 1 \text{ k}\Omega$, the gain error $\varepsilon_{A_{v1}}$ is approximately equal to 0.0476. If $x = 0.2$, $\varepsilon_1 = 0.01$, $A_v = 10$, and $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, then the output error of about -4% is predicted.

D. Operational Conveyor.

The operational conveyor as shown in Fig. 3 provides significant improvement in accuracy of the CCII [8]. Both

input ports of the CCII are placed in the negative feedback of the opamp and this is helpful to minimize the effect of R_x . Its current and voltage characteristics can be described by the following set of equations.

$$i_y = 0, v_x = v_y, i_z = \pm \alpha_c i_x \quad (9)$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio α_c ($= 1 - \varepsilon_c$, ε_c is the current tracking error from port X to port Z) are a positive operational conveyor and a negative operational conveyor, respectively.

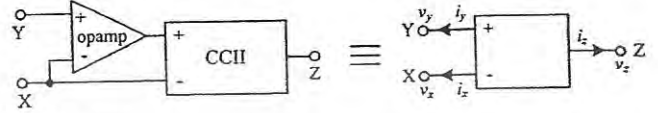


Fig. 3 Circuit symbol of operational conveyor

E. Proposed Interface Circuit.

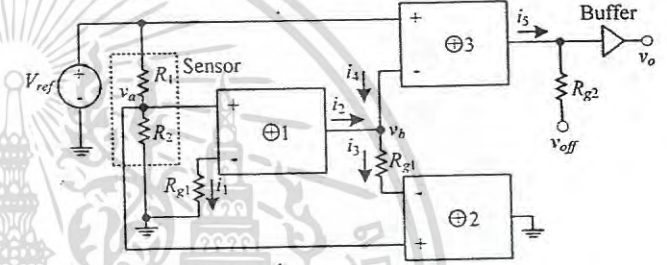


Fig. 4 Proposed interface circuit

Fig. 4 shows the operational conveyor-based configuration of the proposed interface circuit. The output voltage including device non-idealities can be expressed as

$$v_o = \frac{1}{2} (2x + \varepsilon_c (1-x)) (1 - \varepsilon_c) (1 - \varepsilon_{A_{v2}}) A_v V_{ref} + v_{off} \quad (10)$$

where $\varepsilon_{A_{v2}} = (R_{g1} + R_x) / (R_{g1}(1+k) + R_x)$, k is the low frequency gain of the opamp, and v_{off} is an appropriate external voltage applied for offset error compensation when $x = 0$. With typical values of $R_x = 50 \Omega$, $k = 10^5$, and $R_{g1} = 1 \text{ k}\Omega$, the gain error $\varepsilon_{A_{v2}}$ is approximately equal to 0.000105. Since, for the opamp used to form the operational conveyor, $k \gg 1$, then $\varepsilon_{A_{v2}}$ can be neglected. The output v_o can be approximately given by

$$v_o \cong \frac{1}{2} (2x + \varepsilon_c (1-x)) (1 - \varepsilon_c) A_v V_{ref} + v_{off} \quad (11)$$

For example, if $x = 0.2$, $\varepsilon_c = 0.0001$, $A_v = 10$, $V_{ref} = 0.1 \text{ V}$, $v_{off} = 0 \text{ V}$, the output error is approximately equal to 0.01%.

III. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

In order to confirm the theoretical expectation, the basic configuration using CCII of Fig. 2 and the proposed circuit depicted in Fig. 4 were simulated using PSPICE. The proposed circuit was also prototyped and the simulation results were verified. In simulations and experiments, the

AD844 and LF358 devices were used as CCIIIs and opamps, respectively. The supply voltages were set to ± 10 V, and the reference voltage was chosen as $V_{ref} = 0.1$ V. Simulations and experiments were carried out for differential resistive sensor whose $R_T = 1$ k Ω .

A. Simulation Studied

Fig. 5 shows simulation results of the circuits of Fig. 2 and Fig. 4 without error compensation in response to the relative change x in the range of ± 1 , where the parameters chosen were $v_{off} = 0$ V and $A_v = 10$. The simulation results of the basic configuration using CCIIIs show a maximum variation more than 10% whereas the results of the proposed circuit using operational conveyors show a maximum variation less than 1%. From Fig. 6, the measured results were obtained from the proposed circuit by setting $v_{off} = -0.177$ mV and $A_v = 10.035$. For the values of relative change between -1 to 1 ,

close agreement with ideal v_o is observed and the maximum percentage error is less than -0.08% . It is apparent that offset and gain errors of the proposed circuit can be reduced by applying v_{off} and slightly adjusting A_v , respectively.

B. Experimental Results

For experiment purpose, the proposed circuit of Fig. 4 was implemented on printed circuit board. All the resistors used were in the form of $\pm 1\%$ tolerance resistors. Two selectively matched resistors were employed for R_{g1} . The voltage gain A_v was varied by variation of R_{g2} . The differential resistive sensor was emulated by a multi-turn linear potentiometer of $R_T = 1$ k Ω . In order to compensate the errors, $v_{off} = -30$ mV and $A_v = 10.13$ were used in our experiments. Fig. 7 displays plots of the output voltage and nonlinearity error referred to the best-fit straight line versus the relative change. It is seen that the experimental results agree with the theoretical values within

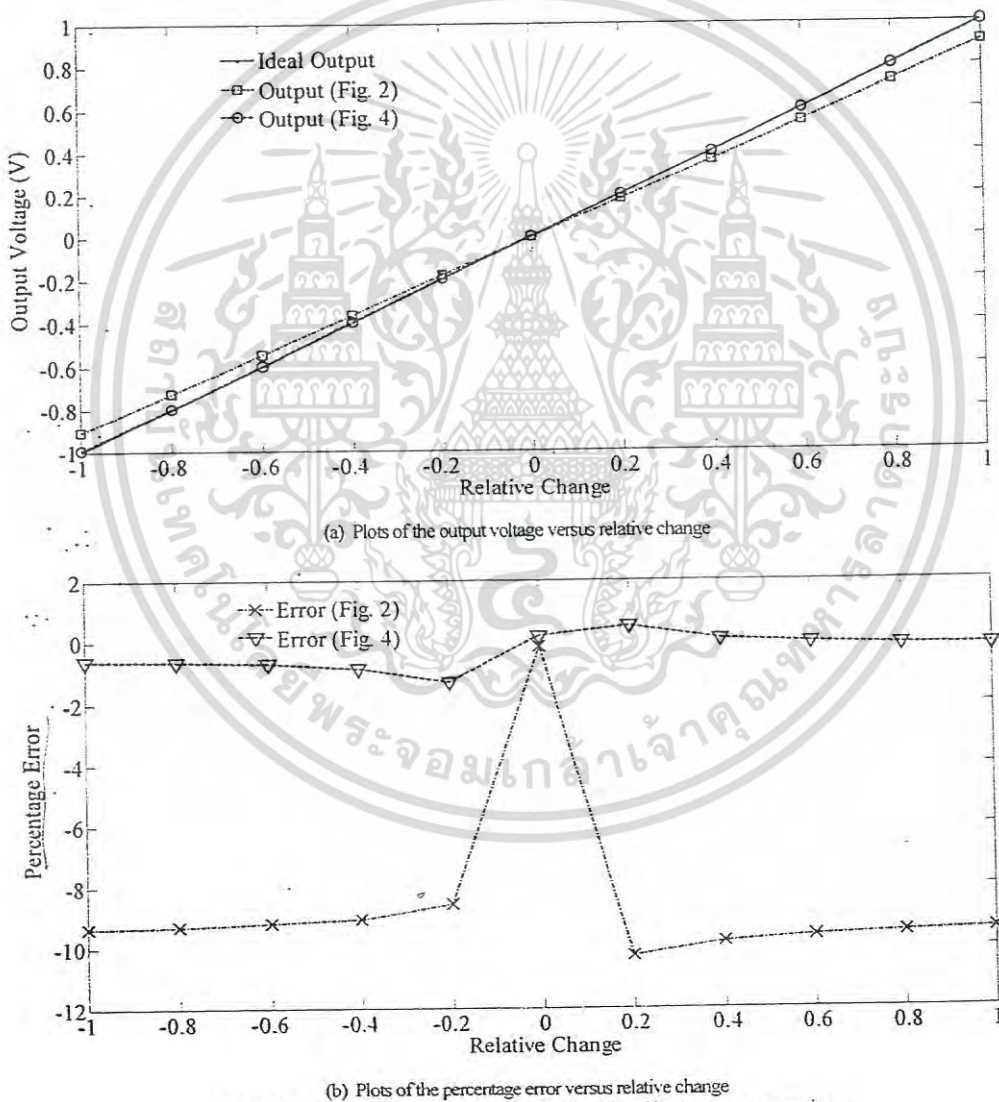


Fig. 5 Simulation results of the circuits of Figs. 2 and 4 without error compensation

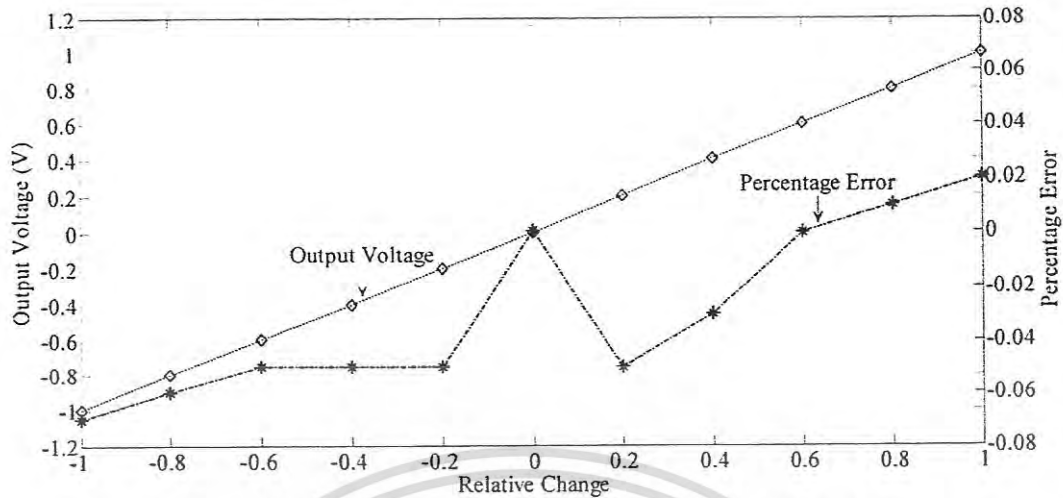


Fig. 6 Simulation results of the proposed circuit of Fig. 4 with error compensation ($v_{os} = -0.177$ mV and $A_v = 10.035$)

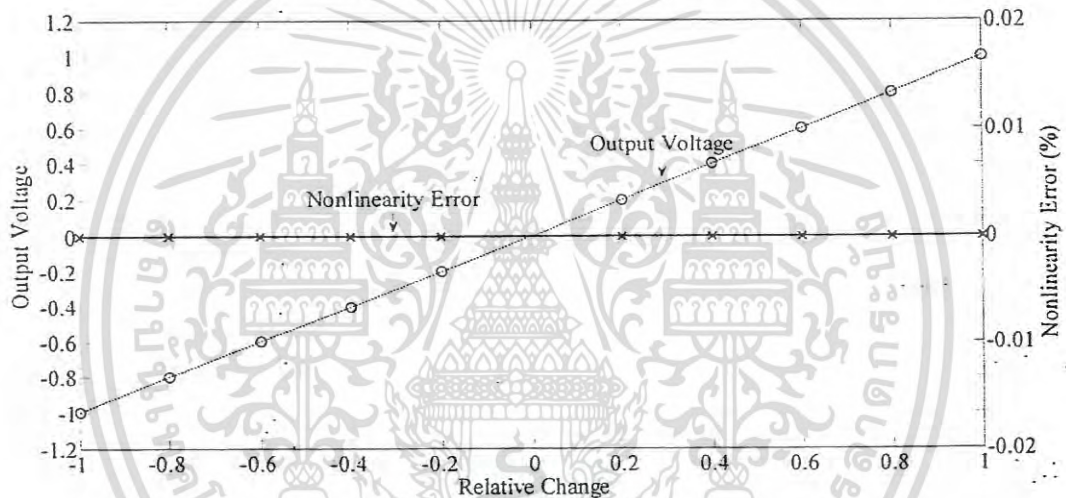


Fig. 7 Experimental results of the proposed circuit of Fig. 4 with error compensation ($v_{os} = -30$ mV and $A_v = 10.13$)

0.55% as well as the error due to the circuit nonlinearity is approximately equal to zero. This means that the proposed circuit provides the output voltage with high accuracy and linearity over the full range of relative change.

IV. CONCLUSION

We have demonstrated that the simple and accurate interface circuit for differential resistive sensors can be implemented by using operational conveyors. Simulation and experimental results based upon commercially available devices have been shown to agree very well with the expected values. In addition, the proposed circuit provides ease of offset and gain error compensations. It also reduces the number of sensing elements in comparison with the well-known Wheatstone bridge.

REFERENCES

- [1] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, New York: Wiley, 2001.
- [2] F. Reverter and O. Casas, "Interfacing Differential Resistive Sensors to Microcontrollers: A Direct Approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 10, pp. 3405-3410, Oct, 2009.
- [3] T. L. Floyd, *Electric Circuits Fundamentals*, Pearson Education International, 2004.
- [4] S. J. Azhari and H. Kaabi, "AZKA cell, the current-mode alternative of Wheatstone bridge," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 47, no. 9, pp. 1277-1284, Sep, 2000.
- [5] Y. H. Ghallab and W. Badawy, "A new topology for a current-mode Wheatstone bridge," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 53, no. 1, pp. 18-22, Jan, 2006.
- [6] P. Julsereewong, A. Julsereewong, and T. Najaroen, "Operational conveyor-based interface circuit for differential resistive sensors," *Proc. of the SICE annual Conf.*, pp.2366-2369, 2011.
- [7] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, and H. Isoguchi, "Resistive sensor interface circuits using operational conveyor and operational amplifier," *ICIC Express Letters*, vol. 6, no. 3, pp. 651-656, Mar, 2012.
- [8] S. J. Gift, "Hybrid current conveyor-operational amplifier circuit," *Int. J. of Electron.*, vol. 88, no. 12, Dec. 2001, pp. 1225-1235.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Praise Worthy Prize

INFORMATION

- [For Readers](#)
- [For Authors](#)
- [For Librarians](#)

[Cookies Policy](#)

FONT SIZE

USER

You are logged in as...

amphawan

- [My Journals](#)
- [My Profile](#)
- [Log Out](#)



HOME	PRAISE WORTHY PRIZE	ABOUT
USER HOME	SEARCH	CURRENT
ARCHIVES	ANNOUNCEMENTS	
OTHER JOURNALS	DOWNLOAD ISSUES	
SUBMIT YOUR PAPER	SPECIAL ISSUE	

[PRAISE WORTHY PRIZE HOMEPAGE](#)

SUBSCRIPTION

[My Subscriptions](#)
[Give a gift subscription](#)

NOTIFICATIONS

- [View \(3 new\)](#)
- [Manage](#)

JOURNAL CONTENT

Search

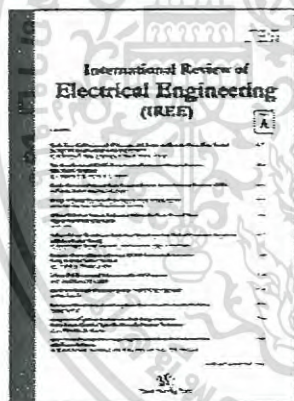
All

Browse

- [By Issue](#)
- [By Author](#)
- [By Title](#)
- [Other Journals](#)

Home > **International Review of Electrical Engineering (IREE)**

International Review of Electrical Engineering (IREE)



Editor-in-Chief:

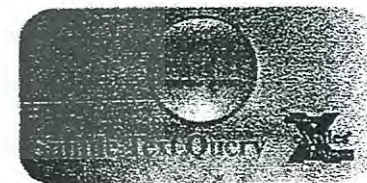
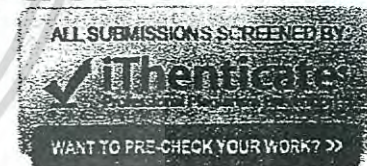
Prof. **Santolo Meo**
 Department of Electrical Engineering and Information Technology (DIETI)
 FEDERICO II University
 21 Claudio - I80125 Naples, Italy

Editorial Board

NEW 2015 Journal Metrics

SJR 2015: 0.441 (i)
 SNIP 2015: 0.381 (i)
 IPP 2015: 0.485 (i)
 Powered by **Scopus**
 SCImago Journal Rank 2015: Q2
 Cites per Doc (2y) 0.719 (i)
 H Index: 23 (i)

ISSN: 1827-6660
 e-ISSN: 1827-6679



Praise Worthy Papers

Most cited papers
 Powered by **Scopus**

Highly commended papers
[Commended paper](#)

Most Popular Papers

[Two-Switch CRM Resonant DC-DC Converter with Soft-Switching Operation](#)
H. Do et al.
 3203 views since: 2014-08-31

[Overview on Maximum Power Point Tracking \(MPPT\)](#)

Journal Aims

The **International Review of Electrical Engineering (IREE)** is a peer-reviewed journal that publishes original theoretical and applied papers on all aspects of electrical engineering. The topics to be covered include, but are not limited to:

instrumentations and measurements, power devices, energy conversion, mathematical modelling, electrical machines, power electronics and its applications (power electronics

นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tracking (MPPT) Techniques for Photovoltaic Power Systems
M. Hossain et al.
2560 views
since: 2013-08-31

Optimal Placement and Sizing of Distributed Generation for Minimize Losses in Unbalance Radial Distribution Systems Using Quantum Genetic Algorithm
N. Aryani et al.
1757 views
since: 2014-02-28

Design of Optimized Sliding Mode Control to Improve the Dynamic Behavior of PMSG Wind Turbine with NPC Back-to-Back Converter
A. Golshani et al.
1669 views
since: 2013-08-31

Review of Permanent-Magnet Brushless DC Motor Basic Drives Based on Analysis and Simulation Study
S. Mozaffari Niapour et al.
1611 views
since: 2014-10-31

Substation Reliability Evaluation
Hemakumar Reddy Galiveeti, Arup Kumar Goswami, Naiin B Dev Choudhury

Behavior of Energy Dispatch and Line Rating respect to Environmental Variables
Javier Rosero Garcia, Julio Chinchilla

Alternative of Bridge-Based Circuits for Differential Resistive Sensors
Tipparat Junsing, Amphawan Julsereewong

Comparative Apodized Surfaces Acoustics Waves Filters applied to IF TV Filter
Radia Adda Neggaz, Abderrahmane Belghoraf, Mohammed Meziane

Implementation of a Low-Cost Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Mechanism
Arckarakit Chaithanakulwat, Vijit Kinnares

Please send any questions about this web site to info@praiseworthyprize.com
Copyright © 2005-2017 Praise Worthy Prize



Alternative of Bridge-Based Circuits for Differential Resistive Sensors

Tipparat Junsing, Amphawan Julsereewong

Abstract – This paper presents an alternative approach to implement a signal conditioning circuit for measuring resistance relative changes of differential resistive sensors. The proposed analog circuit uses two operational conveyors and one operational amplifier (opamp) as active building blocks to produce an output voltage as a function of the relative change of the sensor. In comparison with the classic voltage-mode Wheatstone bridge (VMWB) configuration, the sensor relative change can be estimated by the proposed circuit without using any sensor reference resistor. Surpassing a current-mode Wheatstone bridge (CMWB) using second-generation current conveyors (CCIIs), the proposed configuration provides higher accuracy. Compared to existing mixed-mode configurations realized in integrated circuit form, the proposed circuit offers simpler construction. PSPICE simulation and experimental results are given to verify the effectiveness of the proposed circuit. Test results obtained by utilizing the implemented prototype for a commercial linear position sensor are also included. Copyright © 2017 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: Analog Circuit, Bridge-based Circuit, Differential Resistive Sensor, Potentiometer, Signal Conditioning

I. Introduction

A signal conditioning produces the operations required to transform a sensor output into a form required to interface with other elements of measurement systems [1]. One of signal conditioning techniques is an analog conversion to convert one type of electrical variation into another. With resistive sensors, the parameter being measured is transformed into a resistance change, it is then necessary to provide a signal conditioning circuit for converting this resistance change into a voltage or current change. Generally, this is realized by bridge circuits for precise measurements of small resistance variations [2]-[4]. The most common bridge circuit is the voltage-mode Wheatstone bridge (VMWB), which consists of four resistors connected in a quadrilateral arrangement [2]. In order to improve the traditional VMWB, the novel current-mode circuit called “AZKA cell” has been introduced [3]. The AZKA cell with current-difference amplification configuration can function as the current-mode Wheatstone bridge (CMWB). One practical realization of this CMWB is based on the use of second-generation current conveyors (CCIIs). For conversion of differential resistive sensors, the CMWB using CCIIs employs only two resistors instead of four resistors as in the VMWB realization. However, an accuracy of the CMWB using CCIIs in integrated circuit form is limited by the equivalent input resistance at port X (R_x) of the CCIIs used. In order to minimize this limitation caused by R_x , the CMWB using three operational floating current conveyors (OFCCs) has been proposed [4].

The OFCC is a six-terminal network including two inputs, three outputs, and common ground, which can be constructed by applying the principle of supply current sensing to a current feedback operational amplifier (opamp). However, the well-matched transistors to form current mirrors are needed for realizing the OFCC. In recent years, in an interesting attempt to improve the CMWB using CCIIs, a mixed-mode approach to implement signal conditioning circuits in integrated circuit form has been presented [5]-[6]. Unfortunately, these schemes designed for differential resistive sensors employ a constant current source that is not as readily available as a constant voltage source. More recently, an interface circuit driven by using voltage source reference for differential resistive sensors has been introduced [7]. It is implemented through the employment of three operational conveyors as active components. The operational conveyor is a hybrid structure of opamp and CCII [8], which has a cancellation of the negative effect of R_x .

The goal of this paper is to present a new signal conditioning circuit with reduced number of active devices used for differential resistive sensors. The proposed circuit using two operational conveyors and one opamp has been analyzed, simulated, implemented, and experimentally tested. The remainder of this paper is divided into four sections. The descriptions of basic principle and the proposed circuit are explained in Section II. The effects of device non-idealities are discussed in Section III, and the results are demonstrated in Section IV. The paper is concluded in Section V.

II. Circuit Descriptions

Details of the differential resistive sensor, the conventional VMWB and CMWB configurations, basic configuration of the proposed circuit, and the proposed signal conditioning circuit are described as follows.

II.1. Differential Resistive Sensor

Differential resistive sensors such as potentiometers are generally used as elements in measurement systems for measuring linear or angular displacement and position [9]. The potentiometer consists of a resistive track with a sliding contact (or wiper terminal), which can be moved over the length of the track as shown in Fig. 1. Their sliding contacts are usually linked to Bourdon or bellow elements to transform displacement into electric resistance [10]. In addition, resistive potentiometers in the ranges of kilohms (e.g. 1 kΩ or 5 kΩ) are widely employed for position detection of mechanical components such as throttle and accelerator pedal in automotive industry [11]. With potentiometer possessing linear characteristic, the resistance between one end of the track and the wiper varies at a constant rate as the slider is moved along the track. The values of two sensing resistances R_1 and R_2 can be expressed as:

$$R_1 = \frac{R_T}{2}(1+x) \text{ and } R_2 = \frac{R_T}{2}(1-x) \quad (1)$$

where $R_T = R_1 + R_2$ denotes a total value of the sensor track resistance, and x determined as an indication of change in the parameter being sensed is a relative change of the sensor, which can be stated as:

$$x = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 - R_2}{R_T} \quad (2)$$

The value of x can range from -1 to 1 . The simplest signal conditioning for measurement systems using resistive sensors is based on a voltage divider circuit. However, the single voltage divider is commonly applied to measure high-value resistances and suits the sensors with large variation in resistance.

II.2. Conventional VMWB and CMWB Configurations

For measuring small resistance variations of differential resistive sensors, the signal conditioning circuits are usually realized as bridge configurations as shown in Figs. 2(a)-(b) [2]-[3]. The VMWB configuration in Fig. 2(a) comprises four passive elements R_1, R_2, R_3 and R_4 . The differential resistive sensor is represented by two resistors R_1 and R_2 . The elements R_3 and R_4 are used as the sensor reference resistors. Typically, the nominal values of four resistors are chosen to be equal. This means that all resistances are equal to $R_T/2$ for $x = 0$. The difference voltage Δv across

the bridge is zero, and then the bridge is to be balanced. The value change of x creates a nonzero voltage Δv , which is then amplified by an instrumentation amplifier having voltage gain A_V .

The CMWB in Fig. 2(b) employs half of the resistors used in the conventional VMWB. It reduces the number of passive elements. A possible practical implementation of the CMWB is illustrated in Fig. 3 [3]. The circuit uses two CCII's; one of them is positive CCII \oplus and another one is negative CCII \ominus . However, there is neither simulation nor experimental results that demonstrate this scheme in [3].

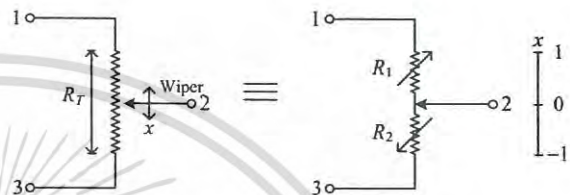
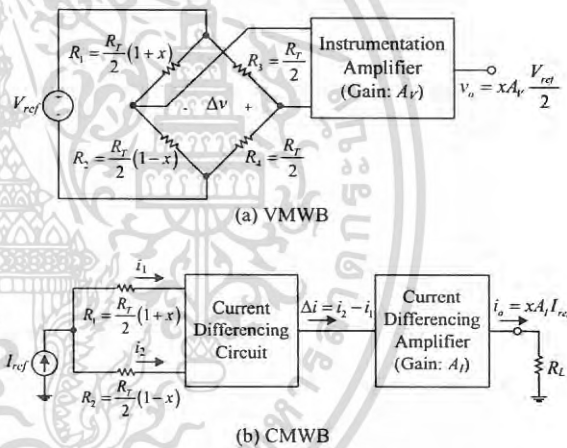


Fig. 1. Basic structure and equivalent circuit of a differential resistive sensor



Figs. 2. Analog bridge-based circuits for differential resistive sensors

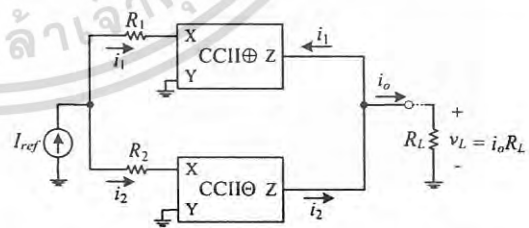


Fig. 3. Possible implementation of the CMWB using CCII's [3]

By taking into consideration the equivalent input resistance R_x of the CCII's used, the output current i_o of the CMWB in Fig. 3 for differential resistive sensors can be given by:

$$i_o = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2 + 2R_x} \right) I_{ref} = (1 - \epsilon_x) x I_{ref} \quad (3)$$

and:

$$\varepsilon_x = \frac{2R_x}{R_1 + R_2 + 2R_x} = \frac{2R_x}{R_T + 2R_x} \quad (4)$$

where ε_x is the error due to R_x of the configuration of Fig. 3. If R_T is 1 k Ω , and the commercially available active component AD844 from Analog Device is used as the CCII with R_x range of 50 Ω to 65 Ω , ε_x will be in the range of 9%-11.5%.

From (4), it is evident that R_x deteriorates the accuracy of the CMWB using CCII.

II.3. Basic Configuration of Proposed Circuit

Fig. 4 shows a basic configuration of the proposed circuit, which is based on the use of two positive CCII and one opamp. From circuit analysis, the currents i_1 and i_3 can be written as:

$$i_1 = \frac{V_{ref}}{2R_{g1}} \quad (5)$$

$$i_3 = \frac{v_a}{R_{g1}} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{V_{ref}}{R_{g1}} \quad (6)$$

For ideal positive CCII, we have $i_2 = i_1$, $i_4 = i_3$, and $i_5 = i_3 - i_1$. From (5) and (6), the output voltage v_o in terms of R_1 and R_2 can be obtained as:

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) A_G V_{ref} = x A_G V_{ref} \quad (7)$$

where:

$$A_G = \frac{R_{g2}}{2R_{g1}} \quad (8)$$

From (8), we can observe the linear relationship between the output voltage v_o and the relative change x . However, non-idealities of the devices used cause the deviation from ideal performance of the scheme of Fig. 4. The actual v_o can be given by:

$$v_o = \left(\frac{R_{g2}}{2R_{g1} + R_x} - \left(\frac{1-x}{2} \right) \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_x} \right) (1 - \varepsilon_i) V_{ref} + \frac{R_{g2}}{2R_{g1} + R_x} (1 - \varepsilon_i) v_{off,CC} + v_{off,op} \quad (9)$$

where ε_i and $v_{off,CC}$ are the current tracking error from port X to port Z and the offset voltage of the CCII, respectively, and $v_{off,op}$ is an offset voltage of the opamp. If $R_x = 50 \Omega$, $\varepsilon_i = 0.01$, $v_{off,CC} = 0.15 \text{ V}$, $v_{off,op} = 0.003 \text{ V}$, $R_{g1} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 100 \text{ k}\Omega$, $V_{ref} = 1 \text{ V}$, and $x = 1$, the output error is approximately equal to -15.59%.

II.4. Proposed Signal Conditioning Circuit

Fig. 5 shows the circuit diagram of the proposed circuit by replacing the CCII with the operational conveyors to reduce the restriction of the basic configuration of Fig. 4.

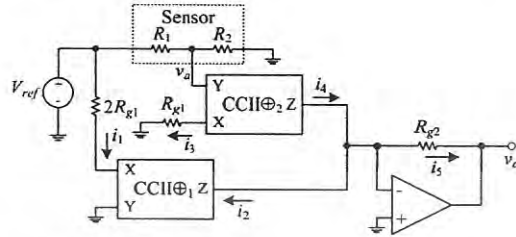


Fig. 4. Basic configuration of the proposed circuit

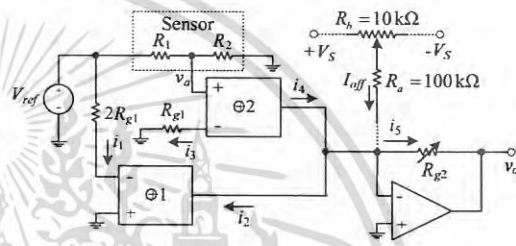


Fig. 5. Proposed circuit for differential resistive sensors

The balancing technique is based on an effective method suggested by Gift and Maundy [12], which uses the resistor R_a and the variable resistor R_b . Adjustment of R_b connected across the bipolar power supply results in small current I_{off} being subtracted from or added to the virtual ground of the opamp, then the voltage output v_o can be zero for $x = 0$. From circuit analysis, the currents i_2 and i_4 can be stated as:

$$i_2 = i_1 = \frac{(1+k)V_{ref}}{(1+k)2R_{g1} + R_x} \quad (10)$$

$$i_4 = i_3 = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{kV_{ref}}{(1+k)R_{g1} + R_x} \quad (11)$$

where k is a low-frequency gain of the opamp used for realizing operational conveyor. The current i_5 flowing through the resistor R_{g2} can be given by:

$$i_5 = i_4 - i_2 + I_{off} \quad (12)$$

From (10)-(12), the output voltage v_o can be written as:

$$v_o = \frac{(1+k)R_{g2}V_{ref}}{(1+k)2R_{g1} + R_x} + \frac{kR_2R_{g2}V_{ref}}{\left((1+k)R_{g1} + R_x \right) (R_1 + R_2)} - R_{g2}I_{off} \quad (13)$$

Using typical component values such as $k = 10^5$ and $R_x = 50 \Omega$ and setting $I_{off} = 0$, then (13) can be approximately given by:

$$v_o \cong \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) A_G V_{ref} = x A_G V_{ref} \quad (14)$$

From (14), the relative change x of the sensor can be estimated by:

$$x \cong \frac{v_o}{A_G V_{ref}} \quad (15)$$

As it is clear from (14) and (15), the proposed circuit of Fig. 5 provides the linear characteristic and cancellation for the effect of R_x . Thus this new alternative approach is suitable for use with differential resistive sensors.

III. Effects of Device Non-idealities

In practical implementation, the deviation from ideal performance of the proposed circuit is due to non-idealities of the devices used. Reanalysis of the proposed circuit yields the output voltage including non-ideal characteristics as:

$$v_o = \frac{(1+k)(1-\varepsilon_c)R_{g2}V_{ref}}{(1+k)2R_{g1} + R_x} + \frac{R_2 k(1-\varepsilon_c)R_{g2}V_{ref}}{(R_1 + R_2)((1+k)R_{g1} + R_x)} v_{off,op} + \frac{(1+k)(1-\varepsilon_c)R_{g2}v_{off,oc}}{(1+k)2R_{g1} + R_x} + R_{g2}I_{off} \quad (16)$$

where ε_c and $v_{off,oc}$ denote the current tracking error from port X to port Z and the offset voltage of the operational conveyors, respectively. From (16), it is evident that the dc offset errors due to $v_{off,oc}$ and $v_{off,op}$ can be compensated by the current I_{off} . This means that supplying the appropriate external current I_{off} can reduce the device offset effects. The output voltage including the gain error can be rewritten as:

$$v_o = \frac{(1+k)(1-\varepsilon_c)R_{g2}V_{ref}}{(1+k)2R_{g1} + R_x} + \frac{R_2 k(1-\varepsilon_c)R_{g2}V_{ref}}{(R_1 + R_2)((1+k)R_{g1} + R_x)} \quad (17)$$

Since, for an opamp $k \gg 1$, then v_o can be approximated by:

$$v_o = \left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \right) (1-\varepsilon_c) A_G V_{ref} = (1-\varepsilon_c) x A_G V_{ref} \quad (18)$$

If $\varepsilon_c = 0.00015$, then the gain error of about -0.015% is expected. It should be noted that the gain error of the proposed circuit can be compensated by slightly adjusting the value of A_G .

IV. Simulation and Experimental Results

To verify the performance, the proposed circuit was simulated with PSPICE program, and its prototype was implemented using commercially available components and experimentally tested. In simulations and experiments, the commercial LM358 and AD844 ICs were used to function as the opamp and CCII, respectively. The complete circuit was supplied at $\pm 5 \text{ V}$, and the reference voltage was chosen as $V_{ref} = 1 \text{ V}$. The reference voltage of the proposed circuit was set to be low to limit the currents flowing through the CCII's used to construct the operational conveyors. To balance the output, the small current I_{off} was applied by adjusting R_b accordingly until v_o was set to zero for $x = 0$. The voltage gain A_G was set to 1, however, for compensating the gain error, this value was slightly adjusted by variation of R_{g2} . Referring to (15), the ideal value of x is equal to v_o .

IV.1. PSPICE Simulation Results

Before implementation of the prototype, the given theoretical analysis of the proposed circuit was verified using PSPICE program. Simulation results of the configurations of Figs. 3 and 4 and the proposed circuit of Fig. 5 for $R_T = 1 \text{ k}\Omega$ are illustrated in Figs. 6(a)-(c), respectively, where the circuit parameters of Fig. 3 were chosen as $I_{ref} = 1 \text{ mA}$ and $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, thus the estimated relative change x in Fig. 3 is equal to the voltage across the load v_L . It can be seen from Figs. 6(a)-(c) that the proposed circuit offers a better agreement of theoretical analysis. A maximum variation of the proposed circuit in Fig. 5 is less than -0.01% , whereas maximum variations of the CMWB using CCII's in Fig. 3 and the basic configuration of Fig. 4 are more than -6.70% and -10.00% , respectively.

To demonstrate the proposed circuit performance for supporting wide-range values of R_T , the proposed circuit in Fig. 5 was also simulated using different values of R_T from $0.1 \text{ k}\Omega$ to $200 \text{ k}\Omega$ (which covers various typical ranges of potentiometer position sensors) as given in Table I, where the values of the applied relative change x were set to $-1, -0.5, 0.5, \text{ and } 1$. From simulation results of the proposed circuit, close agreement with (15) is observed, and the errors are less than 0.45% .

IV.2. Experimental Results

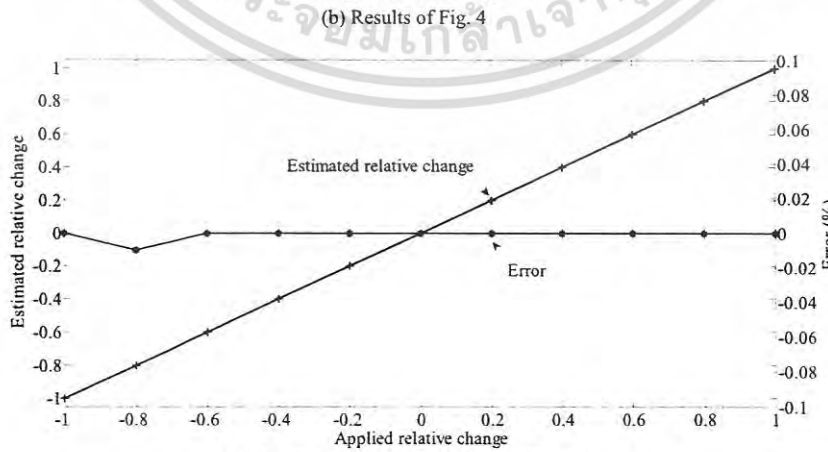
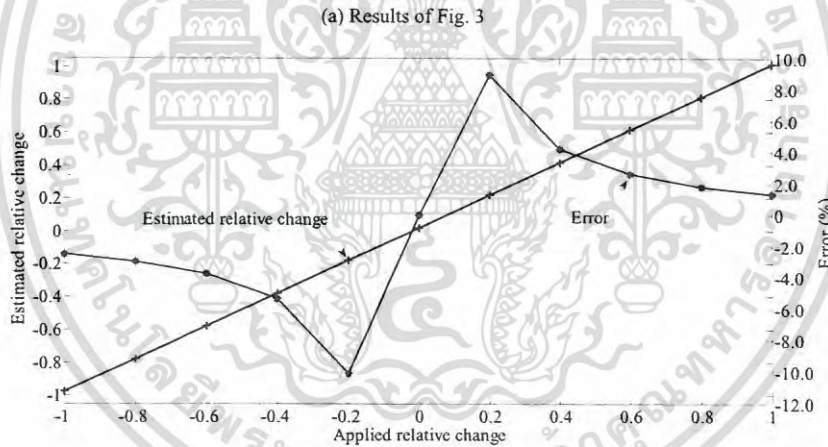
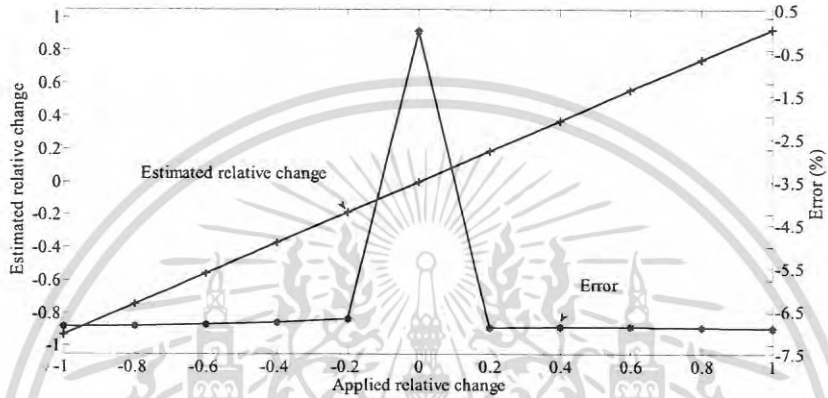
As a check on the validity of the proposed circuit, the prototype implemented with discrete components was experimentally tested for three different values of R_T , i.e. $R_T = 0.1 \text{ k}\Omega, 5 \text{ k}\Omega, \text{ and } 200 \text{ k}\Omega$. The sensor relative change x was emulated by moving the wiper of high

accuracy commercial potentiometers, whose the actual values were calculated by the measured resistances R_1 and R_2 . The measurements of two sensing resistances R_1 and R_2 were performed using an 8.5 digit reference multimeter (Fluke 8508A). The experimental results in Table II show that the estimated x values of the implemented prototype agree very well with the applied x values within $\pm 0.70\%$.

The realized prototype of the proposed circuit was also interfaced to a commercial position sensor and tested as shown in Fig. 7.

The sensor was a linear motion potentiometer LM10 from TT Electronics AB with following characteristics: total resistance of 1 k Ω , effective travel of 10 mm \pm 0.5 mm, and tolerance of $\pm 20\%$. The sensor was characterized by varying position values determined by a micrometer.

Experimentally tested results are plotted as illustrated in Fig. 8. It can be seen that the proposed circuit can be used for providing highly accurate signal conditioning of the differential resistive sensor.



(c) Results of the proposed circuit of Fig. 5

Figs. 6. Simulation results for $R_T = 1\text{ k}\Omega$

TABLE I
SIMULATION RESULTS FOR SENSOR TOTAL RESISTANCE (R_T) BETWEEN 0.1 k Ω AND 200 k Ω

R_T (k Ω)	Applied $x = -1$		Applied $x = -0.5$		Applied $x = 0.5$		Applied $x = 1$	
	Estimated x	Error (%)	Estimated x	Error (%)	Estimated x	Error (%)	Estimated x	Error (%)
0.1	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
0.2	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
0.5	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
1	-1.0000	0.00	-0.5000	0.00	0.5000	0.00	1.0000	0.00
2	-1.0000	0.00	-0.4999	-0.02	0.5000	0.00	1.0001	0.01
5	-0.9999	-0.01	-0.4999	-0.02	0.5000	0.00	1.0001	0.01
10	-0.9998	-0.02	-0.4999	-0.02	0.5000	0.00	1.0002	0.02
20	-0.9996	-0.04	-0.4998	-0.04	0.5001	0.02	1.0005	0.05
50	-0.9989	-0.11	-0.4997	-0.06	0.5002	0.04	1.0011	0.11
100	-0.9978	-0.22	-0.4994	-0.12	0.5005	0.10	1.0022	0.22
200	-0.9956	-0.44	-0.4988	-0.24	0.5010	0.20	1.0045	0.45

TABLE II
EXPERIMENTAL RESULTS FOR THREE DIFFERENT VALUES OF R_T

Applied x	$R_T = 0.1$ k Ω		Applied x	$R_T = 5$ k Ω		Applied x	$R_T = 200$ k Ω	
	Estimated x	Error (%)		Estimated x	Error (%)		Estimated x	Error (%)
-1.0000	-0.9945	-0.55	-0.9998	-0.9956	-0.42	-0.1000	-0.9930	-0.70
-0.7990	-0.7957	-0.41	-0.8002	-0.7973	-0.36	-0.7998	-0.7960	-0.47
-0.6007	-0.5980	-0.46	-0.6032	-0.6011	-0.35	-0.6000	-0.5978	-0.37
-0.4001	-0.3987	-0.32	-0.3998	-0.3990	-0.19	-0.3997	-0.3988	-0.22
-0.1994	-0.1988	-0.07	-0.1969	-0.1968	-0.06	-0.1994	-0.1990	-0.19
0.1996	0.1997	0.06	0.2010	0.2014	0.20	0.1993	0.1989	-0.22
0.4017	0.4023	0.16	0.4006	0.4020	0.34	0.3997	0.3999	0.04
0.6004	0.6026	0.37	0.6012	0.6028	0.26	0.6003	0.6020	0.28
0.7962	0.7994	0.40	0.8003	0.8030	0.33	0.7998	0.8034	0.45
1.0000	1.0029	0.29	0.9998	1.0037	0.39	1.0000	1.0045	0.45

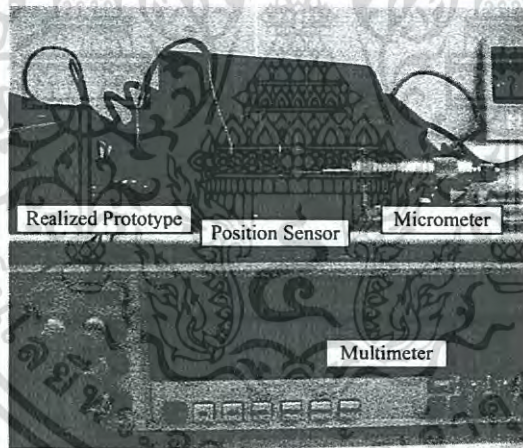


Fig. 7. Experimental setup for the prototype interfaced to a commercial linear-position sensor

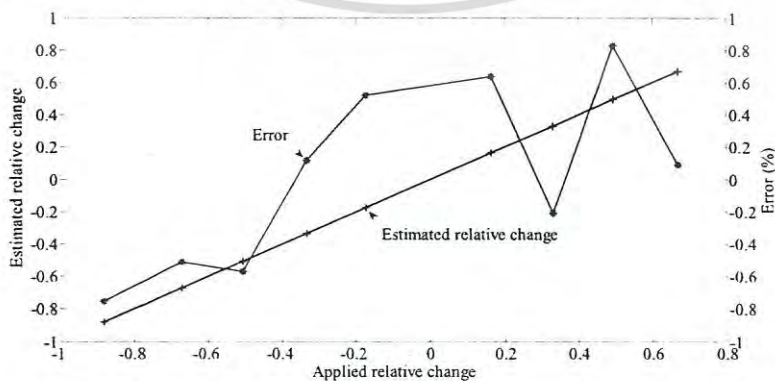


Fig. 8. Experimentally tested results of the prototype for use with a LM10 position sensor

For comparison with the previous works implemented in integrated circuit form, the interface circuits for differential resistive sensors in [5]-[7] are referenced.

Table III summarizes the number of active components used in the proposed circuit and those of the previous works. The circuits in [5] and [6] are driven by the constant current source, whereas the circuit in [7] and the proposed circuit are driven by the constant voltage source.

By comparing the proposed circuit with the circuit in [7], the number of CCIIs used for realizing the operational conveyor is reduced. Hence, the proposed signal conditioning circuit exhibits simple configuration. Table IV gives the comparison concerning errors in simulation and experimental results. It is seen that the proposed circuit also has the attractive feature of high accuracy.

TABLE III
NUMBER OF ACTIVE COMPONENTS USED

Active Component	Circuit in [5]	Circuit in [6]	Circuit in [7]	Proposed Circuit
Operational Conveyor Opamp	2	1	3	2
Current Source	-	1	-	1
Voltage Source	1	1	-	-
	-	-	1	1

TABLE IV
ERRORS IN SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

Errors	Circuit in [5]	Circuit in [6]	Circuit in [7]	Proposed Circuit
Errors in Simulation Results	±0.05%	±0.50%	±0.08%	±0.45%
Errors in Experimental Results	±1.05%	N/A	±0.55%	±0.80%

V. Conclusion

A new configuration to implement the alternative of analog bridge-based circuits for differential resistive sensors has been described in this paper. The implementation technique employs two operational conveyors and one opamp as active elements to provide output linearly proportional to sensor relative change. By comparing the proposed circuit with the previously reported analog bridge-based circuits, the following advantages can be achieved:

- (1) Proposed circuit does not require sensor reference resistors in comparison with the traditional VMWB.
- (2) Proposed circuit offers better accuracy in comparison with the CMWB using CCIIs [3] and the interface circuits in [5]-[6].
- (3) Proposed circuit provides simpler construction in comparison with the mixed-mode configurations [5]-[7].

Simulation and experimental results confirm that the proposed signal conditioning circuit has adequate characteristics for differential resistive sensors.

References

- [1] C. D. Johnson, *Process Control Instrumentation Technology* (Prentice-Hall, USA, 1997).
- [2] R. Pallas-Areny, J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning* (John Wiley & Sons, USA, 2001).
- [3] S. J. Azhari, H. Kaabi, AZKA Cell the Current-Mode Alternative of Bridge, *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 47, September 2000, pp.1277-1284.
- [4] Y. H. Ghallab, W. Badawy, A New Topology for Current-Mode Wheatstone Bridge, *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.53, January 2006, pp.18-22.
- [5] P. Julsereewong, A. Julsereewong, T. Najaroen, Operational conveyor-based interface circuit for differential resistive sensors, *The SICE annual Conf.*, September 13-18, 2011, Tokyo, Japan.
- [6] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, H. Isoguchi, Resistive Sensor Interface Circuits Using Operational Conveyor and Operational Amplifier, *ICIC Express Letters*, vol. 6, n.3, March 2012, pp.651-656.
- [7] A. Julsereewong, P. Julsereewong, T. Rungkhum, H. Sasaki, Interface circuit using operational conveyor for differential resistive sensors, *The 10th ECTI-CON*, May 15-17, 2013, Krabi, Thailand.
- [8] S. J. Gift, Hybrid Current Conveyor-Operational Amplifier Circuit, *Int. J. of Electron.*, vol.88 n.12, December 2001, pp.1225-1235.
- [9] J. Frasen, *Handbook of Modern Sensors. Physics Designs and Applications* (Springer-Verlag, USA, 2004).
- [10] B. G. Liptak, *Instrument Engineers' Handbook. Process Measurement and Analysis* (Butterworth-Heinemann, USA, 1995).
- [11] J. D. Turner, L. Austin, Sensors for Automotive Telematics, *Meas. Sci. & Technol.*, vol.11 n.2, February 2000, pp. R58-R79.
- [12] S. Gift, B. Maundy, New Configurations for the Measurement of Small Resistance Changes, *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.53 n.3, March 2006, pp.178-182.

Authors' information

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand.



Tipparat Junsing was born in Nonthaburi, Thailand, on November 11, 1983. She received the B.Eng. degree in electrical (communication) engineering from the King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand, in 2005, and the M.Eng. degree in instrumentation engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 2008. She is currently enrolled as a Doctor of Engineering student in Faculty of Engineering, KMITL. She is interested in the field of analog circuit design for electronic instrumentation.



Amphawan Julsereewong was born in Phayao, Thailand, on December 8, 1976. She received the B.Eng. degree in instrumentation engineering, and the M.Eng. and the D.Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1998, 2000, and 2006, respectively. Since 1998, she has been a member of the Department of Instrumentation and Control Engineering at the Faculty of Engineering, KMITL, where she is currently an Associate Professor of Electrical Engineering. Her research interests are in the areas of analog circuit design, industrial data communications, and digital fieldbus systems.

DESIGN OF A NESTING-TYPE SWITCHED-CAPACITOR AC/DC CONVERTER USING VOLTAGE EQUALIZERS

KEI EGUCHI¹, TIPPARAT JUNSING², AMPHAWAN JULSEREEWONG²
WANGLOK DO¹ AND ICHIROU OOTA³

¹Department of Information Electronics
Fukuoka Institute of Technology
3-30-1 Wajirohigashi, Higashi-ku, Fukuoka 811-0295, Japan
eguti@fit.ac.jp; dwl12345@naver.com

²Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
juryying@hotmail.com; amphawan.ju@kmitl.ac.th

³Department of Information, Communication and Electronics Engineering
National Institute of Technology, Kumamoto College
2659-2 Suya, Koushi, Kumamoto 861-1102, Japan
oota-i@kumamoto-nct.ac.jp

Received February 2017; revised May 2017

ABSTRACT. For electric appliances, an electric circuit that changes an alternating current (ac) into a direct current (dc) is necessary. Among others, a small and light ac/dc converter is indispensable to develop novel mobile devices. As one of the most promising design approaches, the ac/dc converter designed by switched-capacitor (SC) techniques attracts many researchers' attention, because the SC ac/dc converter can be implemented without a high turn ratio transformer. Owing to the heavy transformer-less design, the SC ac/dc converter can realize smaller size and lighter weight than traditional ac/dc converters. However, the SC ac/dc converter suffers from complexity of the circuit control and the inflexibility of conversion ratio. To overcome these problems, this paper proposes a nesting-type SC ac/dc converter using voltage equalizers. Unlike conventional SC ac/dc converters, the proposed converter consists of a full waveform rectifier with a big capacitor and nested voltage equalizers. In the nested voltage equalizers, a part of the capacitor voltage of a voltage equalizer is converted by other voltage equalizers, where each voltage equalizer is controlled by non-overlapped two-phase clock pulses. By the nesting conversion, the conversion ratio of the proposed converter is expressed as a reverse value of the total sum of main capacitors' voltage ratios. Therefore, the proposed converter can achieve not only simple circuit control but also flexible conversion ratios. Concerning the $1/9\times$ step-down SC ac/dc converter, the advantages of the proposed converter were investigated by theoretical analysis, simulated program with integrated circuit emphasis (SPICE) simulations, and experiments. First, mathematical formulas for estimating the characteristics of the proposed converter were derived theoretically by utilizing a simple four equivalent circuit. Then, by comparing the proposed converter with conventional SC ac/dc converters, the effectiveness of the proposed converter was clarified by SPICE simulations. Finally, the feasibility of the proposed converter was confirmed by using the experimental circuit implemented on a breadboard.

Keywords: Ac/dc converters, Nesting conversion, Switched-capacitor circuits, Inductor-less circuits, Voltage equalizers

1. **Introduction.** For electric appliances, an electric circuit that changes an alternating current (ac) into a direct current (dc) is a vital component. Among others, a small
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and light ac/dc converter is indispensable to develop novel mobile devices. In general, the ac/dc converter has been implemented by using a high turn ratio transformer. The traditional ac/dc converter is useful for high and middle power applications, though the magnetic components in these converters are heavy and bulky. However, due to the existence of magnetic components, these traditional approaches are difficult to realize small and light converter.

As one of the most promising design approaches, the switched-capacitor (SC) technique [1-17] has been receiving much attention in order to design small and light ac/dc converters [1-12]. Although the SC ac/dc converter is not suitable for high power applications, the SC ac/dc converter can be implemented without a high turn ratio transformer. Therefore, the SC ac/dc converter can realize smaller size and lighter weight than traditional ac/dc converters. Over the past few decades, the study of the SC ac/dc converter has been tackled to design small and light converters. In 1989, the first SC ac/dc converter was proposed by Oota et al. [1]. By using multi-phase clock pulses, a part of the voltage stored in capacitors is provided as an output voltage one by one. Owing to the bidirectional converter topology, Oota's converter can achieve step-up/step-down ac/dc conversion. Based on this study, Oota et al. suggested the series-parallel type ac/dc converter [2] and its control method [3]. The series-parallel type converter can improve power efficiency for the 1st ac/dc converter. However, due to the slow switching control, the ripple noise of these converters is large. To overcome this problem, we proposed a high-speed control method for the series-parallel type ac/dc converter [4]. By using the high-speed control technique [4], the ripple noise of the series-parallel type ac/dc converter was reduced. However, this technique suffers from the complex switching control. Following this study, Oota et al. developed the differential SC ac/dc converter [5]. In the differential SC ac/dc converter, the differential voltage of two inputs is provided to an output load. However, the differential SC ac/dc converter requires two types of inputs. Apart from these converter topologies, Hara et al. and Terada et al. developed the ring-type ac/dc converter [6-9]. Unlike the series-parallel type ac/dc converter, the ring-type ac/dc converter can offer not only small inrush current but also flexible conversion ratios. Following these studies, Hirakawa et al. proposed the digital-selecting type ac/dc converter [10]. Unlike the ring-type converter and the series-parallel type converter, the voltage ratio of capacitors is set to powers of 2 in the digital-selecting type ac/dc converter. For this reason, the digital-selecting type ac/dc converter can achieve more flexible conversion ratio than the ring-type converter. However, many circuit components are necessary to implement these ac/dc converters. Furthermore, the switching control for the ring-type ac/dc converter and the digital-selecting type converter is complex, because the conversion ratio must be changed according to the amplitude of an ac input. To achieve simple switching control and small number of circuit components, Abe et al. proposed the series-connected ac/dc converter [11] and its improved topology [12]. By connecting voltage equalizers [13-15] in series, a high step-down conversion ratio is realized with small number of circuit components. Furthermore, the series-connected ac/dc converter [12] requires only two-phase clock pulses for ac/dc conversion. Therefore, the series-connected ac/dc converter [12] offers not only small size but also simple switching control. However, there is still room for improvement. The series-connected ac/dc converter can provide only the conversion ratios expressed by the multiplication form of conversion ratios of voltage equalizers. Therefore, the application field of the series-connected ac/dc converter is limited due to the inflexible conversion ratio. Of course, other converter topologies for dc/dc converters [16-18] have been proposed in past studies. However, these topologies cannot be applied for the SC ac/dc converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In this paper, we propose a nesting-type SC ac/dc converter in order to offer flexible conversion ratio and simple circuit control. Unlike conventional SC ac/dc converters, the proposed converter consists of a full waveform rectifier with a big capacitor and nested voltage equalizers. By nesting the voltage equalizers, the proposed converter converts a part of the capacitor voltage of a voltage equalizer by other voltage equalizers. By the nesting conversion, the conversion ratio of the proposed converter is expressed as a reverse value of the total sum of main capacitors' voltage ratios. In addition, the proposed topology can reduce the number of circuit components, because the voltage ratio of main capacitors is not equal by the nesting conversion. Therefore, the proposed converter realizing nesting conversion can offer not only flexible conversion ratios but also small number of circuit components. Furthermore, as reported in [13-15], the voltage equalizer is operated by non-overlapped two-phase clock pulses. Therefore, the proposed converter using nested voltage equalizers can achieve simple circuit control.

Concerning the proposed converter realizing the $1/9 \times$ step-down conversion, we conduct theoretical analysis, simulated program with integrated circuit emphasis (SPICE) simulations, and experiments. First, to estimate the circuit characteristics, a simple four equivalent circuit of the proposed converter is derived theoretically. Then, by using the SPICE simulator, the characteristic of the proposed converter is compared with that of conventional converters. Finally, to confirm the feasibility of the proposed circuit, experiments are performed by using the experimental circuit implemented on a breadboard.

The rest of this paper is as follows. In Section 2, the difference between the proposed topology and conventional topology [12] is discussed in detail in order to show the originality of the proposed topology. In Section 3, the equivalent model of the proposed converter is obtained theoretically to clarify the design condition of the proposed converter. Sections 4 and 5 describe the SPICE simulated results and experimental results to demonstrate the effectiveness of the proposed converter. Finally, the results of this study are summarized in Section 6.

2. Circuit Configuration.

2.1. Conventional SC ac/dc converter. As an example of conventional SC ac/dc converters, the circuit configuration and the operation principle of the conventional ac/dc converter with double conversion topology [12] are discussed in this section. Figure 1 depicts the circuit configuration of the conventional series-connected converter reported in [12]. The conventional converter of Figure 1 is composed of a full bridge circuit with a big capacitor and two voltage equalizers, where 12 power switches, 11 capacitors, and 4 diodes are used. In the voltage equalizer, the main capacitors $C_{k,3}$, $C_{k,4}$ and $C_{k,5}$ ($k = \{1, 2\}$) work as a capacitive voltage divider, where electric charges stored in these capacitors are equalized by using non-overlapped two-phase clock pulses. Concretely, in State- T_1 , the flying capacitors $C_{k,1}$ and $C_{k,2}$ are connected to the main capacitors $C_{k,3}$ and $C_{k,4}$ in parallel. Next, in State- T_2 , $C_{k,1}$ and $C_{k,2}$ are connected to the main capacitors $C_{k,4}$ and $C_{k,5}$ in parallel. By repeating these processes, each voltage equalizer equalizes the electric charges of $C_{k,3}$, $C_{k,4}$ and $C_{k,5}$. Thus, the $1/3 \times$ step-down conversion is realized by each voltage equalizer. By connecting these voltage equalizers in series, the output voltage V_{o2} becomes

$$V_{o2} = \left(\frac{1}{3} \times \frac{1}{3} \right) V_i = V_{o1} \times \left(\frac{1}{3} \right) V_i = \frac{1}{9} V_{i1}, \quad (1)$$

where V_{i1} is the output voltage of the full bridge circuit, $V_{o1} (= V_{i2})$ is the output voltage of the voltage equalizer-1, and $V_o (= V_{o2})$ is the output voltage of the voltage equalizer-2. As (1) shows, the conversion ratio of the conventional converter is expressed by the

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

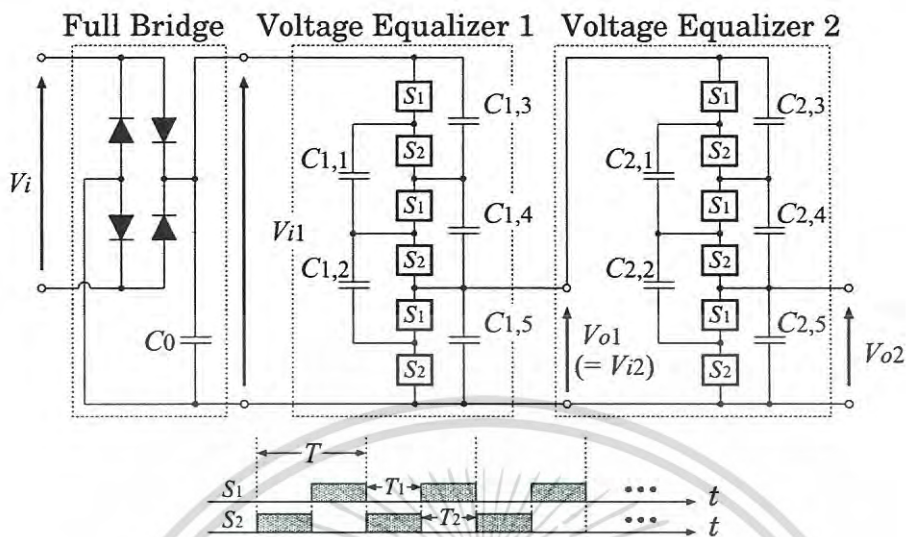


FIGURE 1. Conventional SC ac/dc converter proposed in [12]

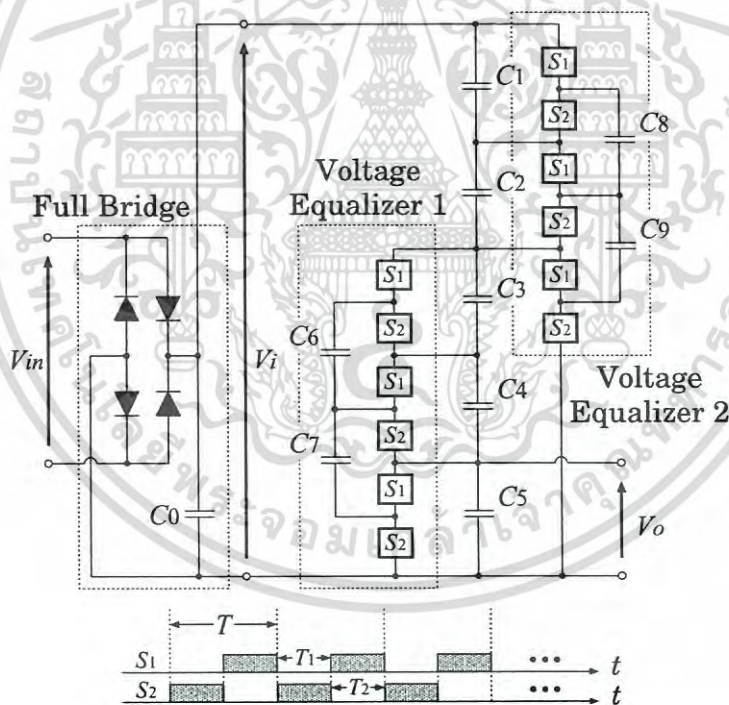


FIGURE 2. Proposed SC ac/dc converter realizing the $1/9 \times$ step-down conversion

multiplication form of conversion ratios of voltage equalizers. Hence, the conventional converter is difficult to realize flexible conversion ratio. For example, the series-connected converter cannot offer the conversion ratios of the prime number.

2.2. Proposed SC ac/dc converter. Figure 2 illustrates an example of the circuit configuration of the proposed SC ac/dc converter. In Figure 2, C_k ($k = 1, \dots, 5$) is a main capacitor, C_j ($j = 6, \dots, 9$) is a flying capacitor, C_0 is a smoothing capacitor, V_{in} is an ac input. V_o is a dc output, and T is a period of clock pulses. As Figure 2 shows, the

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

proposed converter consists of a full waveform rectifier with a big capacitor and nested voltage equalizers. In the nested voltage equalizers, a part of the capacitor voltage of the voltage equalizer-1 is converted by the voltage equalizer-2, where each voltage equalizer is controlled by non-overlapped two-phase clock pulses. Concretely, in the voltage equalizer-1, the flying capacitors C_6 and C_7 are connected to the main capacitors C_3 and C_4 in State- T_1 . In this timing, the voltage of C_3 becomes the same as that of C_4 . Next, C_6 and C_7 are connected to the main capacitors C_4 and C_5 in State- T_2 . In this timing, the voltage of C_4 becomes the same as that of C_5 . Therefore, the voltage ratio of capacitors C_3 , C_4 , and C_5 becomes 1 : 1 : 1. Similarly, in the voltage equalizer-2, the flying capacitors C_8 and C_9 are connected to the main capacitors C_1 and C_2 in State- T_1 . In this timing, the voltage of C_1 becomes the same as that of C_2 . Next, in State- T_2 , the flying capacitors C_8 and C_9 are connected to the capacitors C_2 and the series-connected capacitors C_3 , C_4 , and C_5 , respectively. In this timing, the voltage of C_2 becomes the same as that of the series-connected capacitors C_3 , C_4 , and C_5 . By repeating these processes, the voltage ratio of capacitors C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , and C_5 becomes 3 : 3 : 1 : 1 : 1. Thus, the output voltage V_o becomes

$$V_o = \frac{V_{C5}}{\sum_{k=1}^5 V_{Ck}} \times V_i = \frac{V_{C5}}{V_{C5}(3+3+1+1+1)} \times V_i = \frac{1}{9} V_i, \quad (2)$$

where V_{Ck} denotes the voltage of the k -th capacitor. Unlike the conventional SC ac/dc converter [12], the conversion ratio of the proposed converter is expressed as a reverse value of the total sum of V_{Ck} ratios. For this reason, the proposed converter can achieve not only simple circuit control but also flexible conversion ratios. Of course, the proposed converter can provide other conversion ratios by combining voltage equalizers. In Appendix, the proposed converter realizing the $1/7 \times$ step-down conversion will be described.

3. Theoretical Analysis. In this section, by deriving a simple equivalent circuit of the proposed converter, the characteristics, such as power efficiency and output voltage, of the proposed converter are clarified theoretically. To derive the equivalent circuit of the proposed converter, we employ a four-terminal equivalent model reported in [16-18]. Figure 3 illustrates the four-terminal equivalent model, where m_1 is the turn ratio of an ideal transformer, R_{SC} is the internal resistance called the SC resistance, and R_L is the output load. In the SC dc/dc converter, it is known that the four-terminal equivalent model shown in Figure 3 can be obtained under the following conditions: 1) all of circuit components have negligibly small parasitic elements and 2) the time constant of the converter is much larger than a period of clock pulses. To deal with the proposed ac/dc converter as a dc/dc converter, we assume an ac input as a staircase ac waveform. In other words, the maximum power efficiency and maximum output voltage are derived theoretically in this analysis.

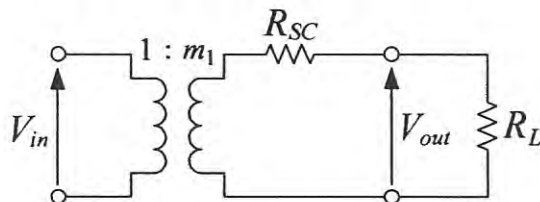


FIGURE 3. Four-terminal equivalent model

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใชงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผูผูชื้อได้นำไปใชประโยชนดานการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิใหัดัดแปลงเนื้อหา และตองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช

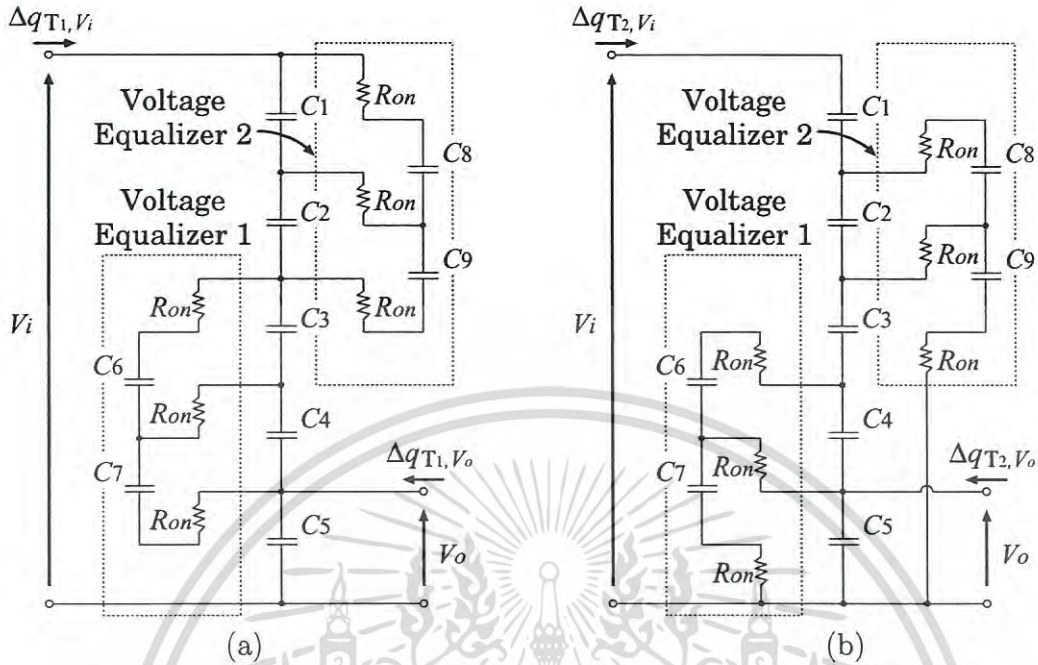


FIGURE 4. Instantaneous equivalent circuits of the converter blocks: (a) State- T_1 and (b) State- T_2

In a steady state, the instantaneous equivalent circuits of the proposed converter are illustrated in Figure 4. As Figure 4 shows, the proposed converter has two states in T_i ($i = 1, 2$): State- T_1 and State- T_2 . By using these instantaneous equivalent circuits, we obtain the parameters m_1 and R_{SC} in Figure 3. At the start and end of the cycle T in a steady state, the electric charge in C_k ($k = 1, \dots, 9$) has to be the same. Therefore, the following equations are satisfied concerning the differential value of the electric charge in C_k :

$$\Delta q_{T_1}^k + \Delta q_{T_2}^k = 0, \quad \text{where } T = T_1 + T_2 \quad \text{and} \quad T_1 = T_2 = \frac{T}{2}. \quad (3)$$

In (3), $\Delta q_{T_i}^k$ denotes the electric charge of the k -th capacitor in State- T_i . From Figure 4(a), the relations between the differential values of electric charges in State- T_1 are given by

$$\begin{aligned} \Delta q_{T_1, V_i} &= \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^8, \\ \Delta q_{T_1, V_o} &= -\Delta q_{T_1}^4 + \Delta q_{T_1}^5 - \Delta q_{T_1}^7, \\ \Delta q_{T_1}^4 &= \Delta q_{T_1}^3 + \Delta q_{T_1}^6 - \Delta q_{T_1}^7, \\ \Delta q_{T_1}^3 &= \Delta q_{T_1}^2 - \Delta q_{T_1}^6 + \Delta q_{T_1}^9, \end{aligned} \quad \text{and} \quad \Delta q_{T_1}^2 = \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^8 - \Delta q_{T_1}^9, \quad (4)$$

where $\Delta q_{T_1, V_i}$ and $\Delta q_{T_1, V_o}$ are the differential values of electric charges in V_i and V_o , respectively. On the other hand, from Figure 4(b), the relations between the differential values of electric charges in State- T_2 are given by

$$\begin{aligned} \Delta q_{T_2, V_i} &= \Delta q_{T_2}^1, \\ \Delta q_{T_2, V_o} &= -\Delta q_{T_2}^4 + \Delta q_{T_2}^5 - \Delta q_{T_2}^6 + \Delta q_{T_2}^7. \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \Delta q_{T_2}^4 &= \Delta q_{T_2}^3 - \Delta q_{T_2}^6, \\ \Delta q_{T_2}^3 &= \Delta q_{T_2}^2 + \Delta q_{T_2}^8 - \Delta q_{T_2}^9, \\ \text{and } \Delta q_{T_2}^2 &= \Delta q_{T_2}^1 - \Delta q_{T_2}^8, \end{aligned} \quad (5)$$

where $\Delta q_{T_2, V_i}$ and $\Delta q_{T_2, V_o}$ are the differential values of electric charges in V_i and V_o , respectively. Here, the turn ratio of an ideal transformer in Figure 3, m_1 , can be obtained by the relation between the input current and the output current. By combining (3)-(5), the average input current and the average output current can be expressed as

$$\bar{I}_i = \frac{1}{T} \left(\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_i} \right) = \frac{\Delta q_{V_i}}{T} \quad \text{and} \quad \bar{I}_o = \frac{1}{T} \left(\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_o} \right) = \frac{\Delta q_{V_o}}{T}, \quad (6)$$

where Δq_{V_i} and Δq_{V_o} are electric charges in the input/output terminals. By solving the algebraic equations of (3)-(6), we have the relation between the input and output currents as follows:

$$\bar{I}_i = -\frac{1}{9} \bar{I}_o, \quad \text{where} \quad \Delta q_{V_i} = -\frac{1}{9} \Delta q_{V_o}. \quad (7)$$

From (7), the parameter m_1 of Figure 3 is obtained as

$$m_1 = \frac{1}{9}. \quad (8)$$

Next, the derivation of the parameter R_{SC} is described by considering the consumed energy of Figure 4. The consumed energy of Figure 4(a), W_{T_1} , can be expressed by

$$\begin{aligned} W_{T_1} &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^8)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^8 - \Delta q_{T_1}^9)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^9)^2 \\ &+ \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^6)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^6 - \Delta q_{T_1}^7)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^7)^2. \end{aligned} \quad (9)$$

By substituting (3)-(5) into (9), the consumed energy in State- T_1 can be rewritten as

$$W_{T_1} = \frac{20R_{on}}{27T_1} (\Delta q_{V_o})^2. \quad (10)$$

On the other hand, the consumed energy of Figure 4(b), W_{T_2} , can be expressed by

$$\begin{aligned} W_{T_2} &= \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^8)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^8 - \Delta q_{T_2}^9)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^9)^2 \\ &+ \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^6)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^6 - \Delta q_{T_2}^7)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^7)^2. \end{aligned} \quad (11)$$

By substituting (3)-(5) into (11), the consumed energy in State- T_2 can be rewritten as

$$W_{T_2} = \frac{20R_{on}}{27T_2} (\Delta q_{V_o})^2. \quad (12)$$

By combining (10) and (12), we have the total consumed energy as follows:

$$W_T = \sum_{i=1}^2 W_{T_i} = \frac{80R_{on}}{27T} (\Delta q_{V_o})^2. \quad (13)$$

In the four-terminal equivalent model of Figure 3, the consumed energy is defined by

$$W_T := \left(\frac{\Delta q_{V_o}}{T} \right)^2 \cdot R_{SC} \cdot T, \quad (14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

because energy is consumed only by the SC resistance R_{SC} . By comparing (13) with (14), the parameter R_{SC} is obtained as

$$R_{SC} = \frac{80R_{on}}{27}. \quad (15)$$

Finally, we can have the four-terminal equivalent model by combining (8) and (15). In other words, the equivalent model of the proposed converter can be expressed by the following K-matrix:

$$\begin{bmatrix} \overline{V}_i \\ \overline{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9 & 0 \\ 0 & 1/9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 80R_{on}/27 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V}_o \\ -\overline{I}_o \end{bmatrix}. \quad (16)$$

From (16), the maximum power efficiency η and the maximum output voltage V_{out} can be estimated as follows:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_{SC}} = \frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \quad (17)$$

$$\text{and } V_{out} = \left(\frac{R_L}{R_L + R_{SC}} \right) \times \frac{V_i}{9} = \left(\frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \right) \times \frac{V_i}{9}. \quad (18)$$

As you can see from (17) and (18), R_{SC} is one of the most important factors to achieve high power efficiency. The smaller R_{SC} leads to the higher power efficiency.

The comparison result of the SC resistance between the proposed converter and the conventional converters reported in [2, 11, 12] is drawn in Table 1. As Table 1 shows, the SC resistance of the proposed converter is the same as that of the conventional converter reported in [12]. In the conversion ratio of 1/9, the proposed converter can achieve the highest power efficiency among them, because the SC resistance of the proposed converter is smaller than that of the conventional converters.

The comparison result of the number of circuit components between the proposed converter and the conventional converters reported in [2, 11, 12] is drawn in Table 2. As Tables 1 and 2 show, the number of circuit components for the conventional converter [11] is the smallest, though R_{SC} of the conventional converter reported in [11] is the largest. However, the difference between the proposed converter and the conventional converter reported in [11] is only one capacitor.

TABLE 1. Comparison of the internal resistances

	R_{SC}	Step-down ratio
Proposed converter	$80R_{on}/27$	1/9
Conventional converter [2]	$280R_{on}/81$	1/9
Conventional converter [11]	$40R_{on}/9$	1/9
Conventional converter [12]	$80R_{on}/27$	1/9

TABLE 2. Comparison of the number of circuit components

	Power switch	Capacitor	Diode	Total
Proposed converter	12	10	4	26
Conventional converter [2]	28	10	4	42
Conventional converter [11]	12	9	4	25
Conventional converter [12]	12	11	4	27

4. **Simulation.** In this section, the characteristics of the proposed converter are investigated by using the SPICE simulator. In the SPICE simulations, the proposed ac/dc converter was compared with the conventional converters [2, 11, 12] realizing a fixed conversion ratio, because the proposed ac/dc converter provides the fixed conversion ratios. Furthermore, to compare the proposed converter with the state-of-the-art converters [11, 12], the conversion ratio was set to 1/9, because the series-connected ac/dc converters [11, 12] cannot offer the conversion ratios of the prime number such as 1/7×. Of course, unlike the series-connected ac/dc converters [11, 12], the proposed converter can provide other conversion ratios by combining voltage equalizers. To show the flexibility of conversion ratio of the proposed converter, an example of the proposed converter realizing the 1/7× step-down conversion will be described in Appendix.

In SPICE simulations, output voltages and power efficiency were demonstrated under conditions that $V_{in} = 100V@50Hz$, $T = 1\mu s$, $R_{on} = 0.1\Omega$, $C_0 = 99\mu F$ and $C_{1,k} = C_{2,k} = 33\mu F$. Figure 5 demonstrates the simulated output voltage of the proposed converter as a function of time. As you can see from Figure 5, the proposed converter can offer the 1/9× stepped-down DC voltage to the output load $R_L (= 100\Omega)$. Of course, the proposed converter can offer various types of output voltages by combining voltage equalizers. The comparison of output voltages between the proposed converter and the conventional converters [2, 11, 12] is shown in Figure 6. As Figure 6 shows, the output voltage of the proposed converter is higher than that of the conventional converters [2, 11]. Furthermore, the number of circuit components for the proposed converter is smaller than that of the conventional converter [12] (see Table 2), though the output voltage of the proposed converter is almost the same as that of the conventional converter [12]. The simulated result of Figure 6 agrees well with the theoretical result described in Section 3. As (18) shows, the voltage drop of the simulated voltage depends on the SC resistance R_{SC} .

Figure 7 demonstrates the comparison of output ripples between the proposed converter and the conventional converters [2, 11, 12]. As Figure 7 shows, the proposed converter can achieve smaller ripple noise than the conventional converters [2, 11]. However, the output ripple of the proposed converter is larger than that of the conventional converter [12], because the synthetic capacity of main capacitors for the proposed converter is smaller than that for the conventional converter [12].

Figure 8 shows the simulated power efficiency as a function of the output power. As you can see from Figure 8, the power efficiency of the proposed converter is higher than

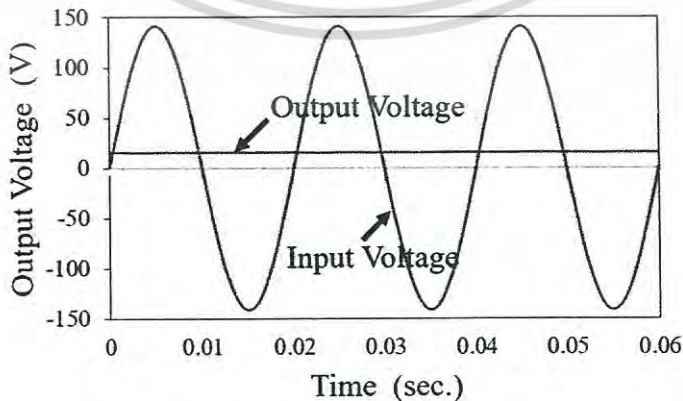


FIGURE 5. Simulated output voltage of the proposed converter when the output load is 100Ω

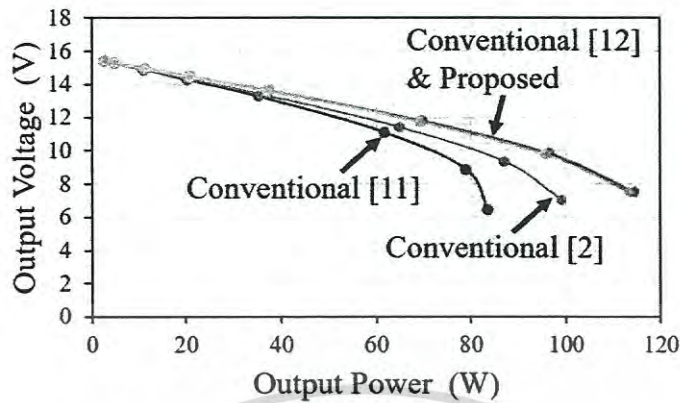


FIGURE 6. Simulated output voltages as a function of the output power

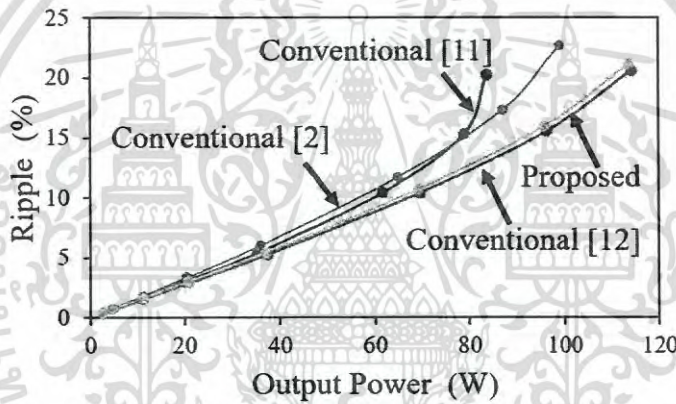


FIGURE 7. Simulated ripples as a function of the output power

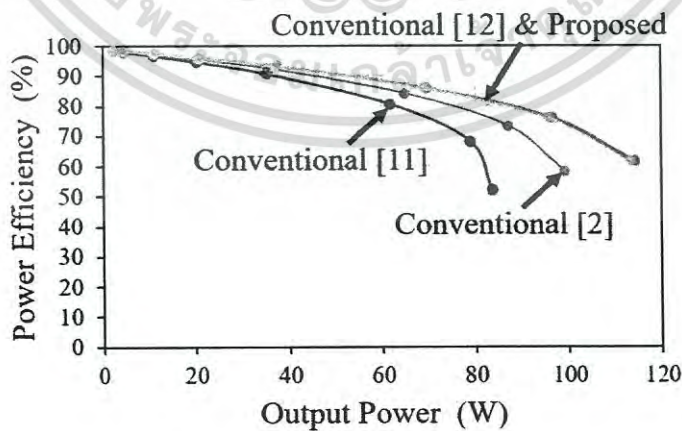


FIGURE 8. Simulated power efficiency as a function of the output power

that of the conventional converters [2, 11]. On the other hand, the power efficiency of the proposed converter is almost the same as that of the conventional converter [12].
 ไม่วากกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 3. Summary of comparison results

	Size	Efficiency	Voltage drop	Ripple
Proposed converter	2	1	1	2
Conventional converter [2]	4	3	3	4
Conventional converter [11]	1	4	4	3
Conventional converter [12]	3	1	1	1

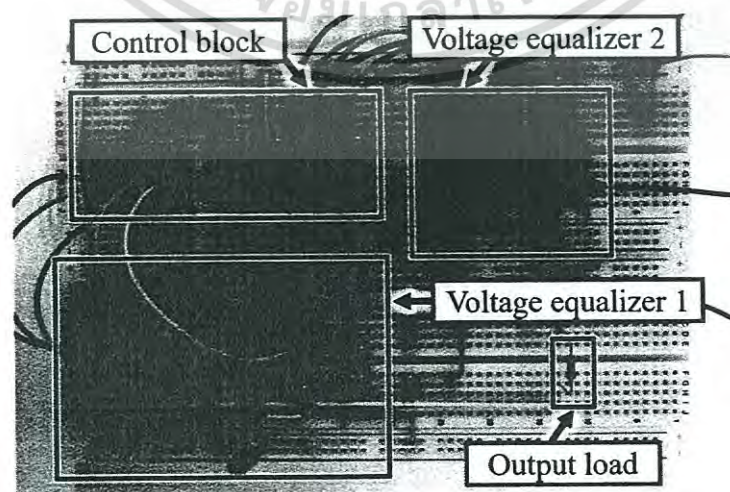
1: Best \longleftrightarrow 4: Worst.

The proposed converter and the conventional converter [12] can achieve more than 90% efficiency when the output power is less than 50W.

Table 3 shows the summary of comparison results. Obviously, the proposed converter achieves a better performance than the conventional converters [2, 11]. Compared with the conventional converter [12], the performance of the proposed converter is almost the same. However, the proposed converter can realize various types of conversion ratios by combining voltage equalizers.

5. Experiments. To confirm the validity of circuit design, an example of the experimental circuit of the proposed converter was implemented on a breadboard. The experimental circuit of the proposed converter is demonstrated in Figure 9. The experimental circuit of Figure 9 was built on a breadboard by using commercially available circuit components shown in Table 4, where a small transformer was connected between the commercial power source and the experimental circuit in order to isolate the power source from the output load. In the experimental circuit of Figure 9, the photo MOS relay was used in substitution for MOS switch. To drive the photo MOS relays, Darlington transistor arrays were connected between the photo MOS relays and the micro-controller that generates clock pulses.

Figure 10 demonstrates the measured output voltage of the experimental circuit shown in Figure 9. In Figure 10, the input voltage was set to $V_{in} = 141V@60Hz$, the period of clock pulses was set to $T = 100\mu s$, and the turn ratio of the transformer between the primary side and the secondary side was set to 1 : 1. However, due to component fluctuations in the transformer, the practical turn ratio was 1 : 1.13. For this reason,



เอกสารนี้เป็นเอกสาร **FIGURE 9.** Experimental circuit of the proposed converter ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 4. Circuit components of the experimental converters

Parts	Components	Models
Full bridge circuit	Diode switch	1N4007
	Capacitor	$165\mu\text{F}$
Control block	Micro controller	PIC12F1822
	Darlington driver IC	TDG2083APG
	Current control resistance	330Ω
Voltage equalizer	Power switch	AQV212
	Capacitor	$33\mu\text{F}$
Output load	Resistance	$10\text{k}\Omega$



FIGURE 10. Measured output voltage of the experimental circuit

In Figure 10, the measured input voltage was about 161V ($\approx 141\text{V} \times 1.13$). In other words, the input voltage of the experimental circuit is $113\text{V}@60\text{Hz}$. As Figure 10 shows, the measured output voltage of the proposed converter is about 16.8V when the output load is $10\text{k}\Omega$. Figure 11 shows the measured voltages of the main capacitors $C_1 \sim C_5$. As Figure 11 shows, the voltage ratio of main capacitors is $C_1 : C_2 : C_3 : C_4 : C_5 = 1 : 1 : 1 : 3 : 3$. Therefore, about $1/9 \times$ stepped-down voltage is offered by the experimental circuit. The feasibility of the proposed converter can be confirmed by the experimental results of Figures 10 and 11.

6. Conclusions. For small power applications, a nesting-type SC ac/dc converter using voltage equalizers has been proposed in this paper. By nesting the voltage equalizers in the proposed converter, a part of the capacitor voltage of a voltage equalizer is converted by other voltage equalizers. By the nesting conversion, the conversion ratio of the proposed converter is expressed as a reverse value of the total sum of main capacitors' voltage ratios.

Concerning the $1/9 \times$ step-down SC ac/dc converter, we investigated the advantages of the proposed converter by theoretical analysis, SPICE simulations, and experiments. In the theoretical analysis, a four-terminal equivalent model of the proposed converter was derived theoretically. From the equivalent circuit, we obtained the maximum power efficiency and the maximum output voltage, theoretically. The theoretical results revealed that the SC resistance of the proposed converter is smaller than conventional converters. Hence, the proposed converter can achieve higher power efficiency and smaller voltage

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

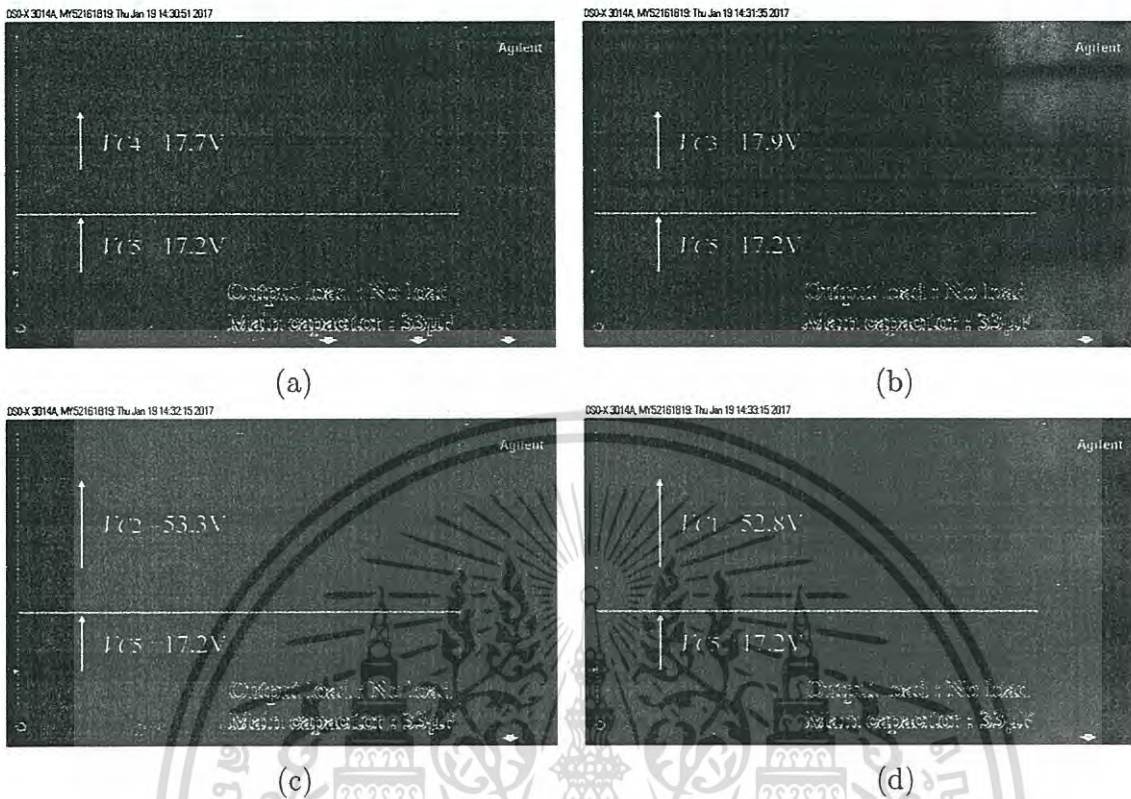


FIGURE 11. Measured voltage of capacitors; (a) C_5 vs. C_4 , (b) C_5 vs. C_3 , (c) C_5 vs. C_2 , and (d) C_5 vs. C_1

drop than conventional converters. However, the SC resistance of the proposed converter was the same as that of the conventional converter with double conversion topology.

To confirm the validity of the theoretical analysis, SPICE simulations were conducted concerning the proposed converter and conventional converters. The simulation results agreed well with the theoretical results. In the SPICE simulations, the proposed converter achieved more than 90% efficiency and less than 7% output ripple when the output power was less than 50W. Furthermore, the proposed converter can reduce one capacitor from the conventional converter with double conversion topology, though the power efficiency and the voltage drop of the proposed converter were almost the same as that of the conventional converter with double conversion topology.

In the experiments, we verified the feasibility of the proposed converter by using the experimental circuit implemented on a breadboard. When the output load was 10k Ω , the experimental circuit generated about 17V DC output by converting a 113V@60Hz AC input. The experimental circuit can provide the $1/9 \times$ stepped-down voltage, because the voltage ratio of main capacitors was demonstrated as $C_1 : C_2 : C_3 : C_4 : C_5 = 1 : 1 : 1 : 3 : 3$. From these results, the feasibility and effectiveness of the proposed converter were confirmed.

The hybrid IC implementation and its experimental analysis are left to a future study. In this work, the proposed converter was not implemented in a hybrid IC form. Therefore, the practical characteristics of the proposed converter including parasitic losses are not clear. In the future study, we are going to conduct the experiments concerning the implemented converter.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REFERENCES

- [1] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, Realization and analysis of new switched-capacitor AC-DC converters, *T. IEICE Trans.*, vol.E72, no.12, pp.1292-1298, 1989.
- [2] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, Realization of a switched-capacitor AC-DC converter with a low output-voltage ripple and its design, *T. IEICE Trans.*, vol.E73, no.9, pp.1434-1441, 1990.
- [3] I. Oota, I. Harada, T. Inoue and F. Ueno, High efficiency control method of switched-capacitor AC-DC converter, *T. IEICE Trans.*, vol.J76, no.6, pp.422-431, 1993.
- [4] K. Eguchi, H. Zhu, I. Oota, S. Terada and F. Ueno, A novel control method of a switched-capacitor AC-DC converter for small power applications, *Proc. of the 4th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pp.317-320, 2007.
- [5] I. Oota, N. Hara and F. Ueno, An AC-DC converter using a differential switched-capacitor transformer, *Proc. of the 1998 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol.2, pp.763-769, 1998.
- [6] N. Hara, I. Oota, F. Ueno and I. Harada, A programmable ring type switched-capacitor AC-DC converter, *Proc. of the 1999 International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications*, vol.1, pp.159-162, 1999.
- [7] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi and F. Ueno, A ring type switched-capacitor (SC) programmable converter with DC or AC input/DC or AC output, *Proc. of the 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp.29-32, 2004.
- [8] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi and F. Ueno, Separate type switched-capacitor (SC) AC-DC converter, *Proc. of the 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp.5055-5058, 2006.
- [9] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and T. Inoue, A design method of switched-capacitor power converters by employing a ring-type power converter, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.5, no.10(A), pp.2927-2938, 2009.
- [10] S. Hirakawa, S. Terada, K. Eguchi and I. Oota, AC-DC converter using digital-selecting type switched-capacitor, *Proc. of the 25th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications*, pp.474-477, 2010.
- [11] K. Abe, I. Oota, W. L. Do, S. Kittipanyangam and K. Eguchi, Design of a step-down switched-capacitor AC/DC converter with series-connected converter blocks, *ICIC Express Letters*, vol.10, no.8, pp.2045-2050, 2016.
- [12] K. Abe, K. Smerpitak, S. Pongswatd, I. Oota and K. Eguchi, A step-down switched-capacitor AC-DC converter with double conversion topology, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.13, no.1, pp.319-330, 2017.
- [13] R. L. Andersen, T. B. Lazzarin and I. Barbi, A 1-kW step-up/step-down switched-capacitor AC-AC converter, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.28, no.7, pp.3329-3340, 2013.
- [14] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen and I. Barbi, A switched-capacitor three-phase AC-AC converter, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.62, no.2, pp.735-745, 2015.
- [15] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, Synthesis and analysis of a switched-capacitor-based battery equalizer using level-shift circuits, *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol.5, no.4, pp.1-9, 2012.
- [16] K. Eguchi, P. Julserewong, A. Julserewong, K. Fujimoto and H. Sasaki, A Dickson-type adder/subtractor DC-DC converter realizing step-up/step-down conversion, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.9, no.1, pp.123-138, 2013.
- [17] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, A hybrid-input negative ring-type converter using clean energy power supplies, *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol.5, no.3, pp.1-10, 2012.
- [18] K. Eguchi, T. Sugimura, S. Pongswatd, K. Tirasesth and H. Sasaki, Design of a multiple-input parallel SC DC-DC converter and its efficiency estimation method, *ICIC Express Letters*, vol.3, no.3(A), pp.531-536, 2009.

Appendix.

Circuit configuration. To demonstrate the flexibility of the proposed converter, the proposed converter realizing the $1/7 \times$ step-down conversion is discussed in this section. Figure 12 illustrates the circuit configuration of the proposed converter realizing the $1/7 \times$ step-down conversion. The operation principle of Figure 12 is as follows. In the voltage equalizer 1, the flying capacitors C_6 and C_7 are connected to C_3 and C_4 in State- T_1 . In this timing, the voltage of C_3 becomes the same as that of C_4 . Next, C_6 and C_7 are connected to C_4 and C_5 in State- T_2 . In this timing, the voltage of C_4 becomes the same as that of C_5 . Therefore, the voltage ratio of capacitors C_3 , C_4 , and C_5 becomes 1 : 1 : 1. Similarly, in the voltage equalizer 2, the flying capacitors C_8 and C_9 are connected to C_1 and C_2 in State- T_1 . In this timing, the voltage of C_1 becomes the same as that of C_2 . Next, in State- T_2 , the flying capacitors C_8 and C_9 are connected to the capacitors C_2 and the series-connected capacitors C_3 and C_4 , respectively. In this timing, the voltage of C_2 becomes the same as that of the series-connected capacitors C_3 and C_4 . By repeating these processes, the voltage ratio of capacitors C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , and C_5 becomes 2 : 2 : 1 : 1 : 1. Therefore, the output voltage V_o becomes

$$V_o = \frac{V_{C5}}{\sum_{i=k}^5 V_{Ck}} \times V_i = \frac{V_{C5}}{V_{C5}(2 + 2 + 1 + 1 + 1)} \times V_i = \frac{1}{7} V_i. \tag{19}$$

As (19) shows, the proposed converter can offer flexible conversion ratios, though the conventional converter [12] cannot offer the conversion ratios of the prime number.

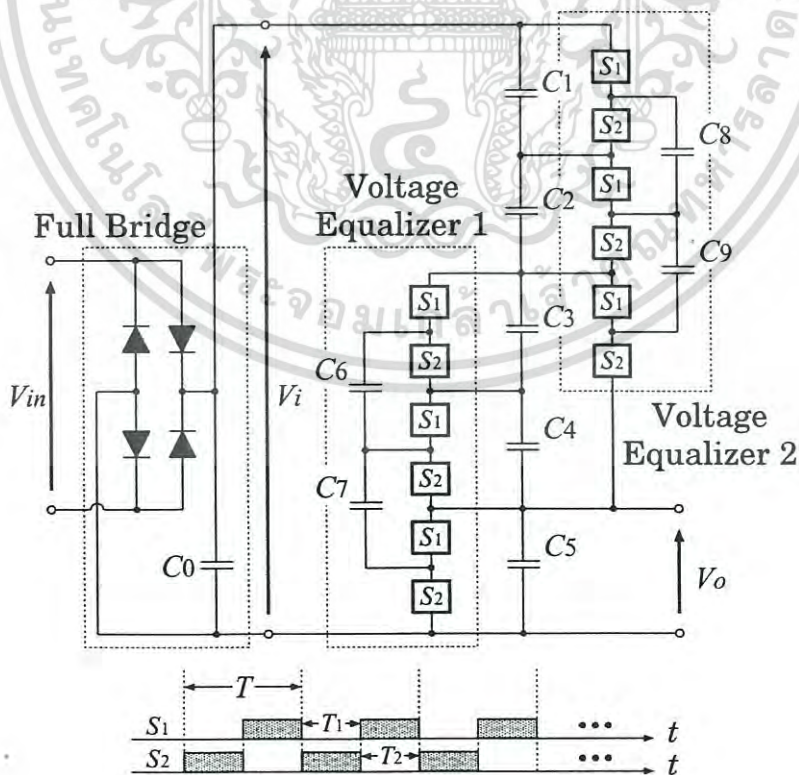


FIGURE 12. Proposed SC ac/dc converter realizing the $1/7 \times$ step-down conversion

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

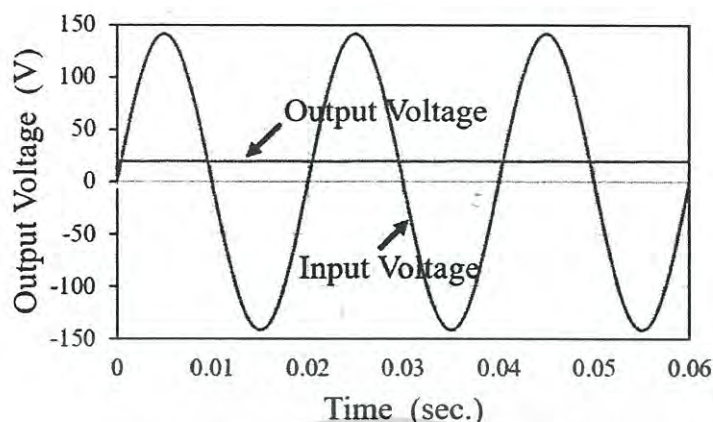


FIGURE 13. Simulated output voltage when the output load is 100Ω

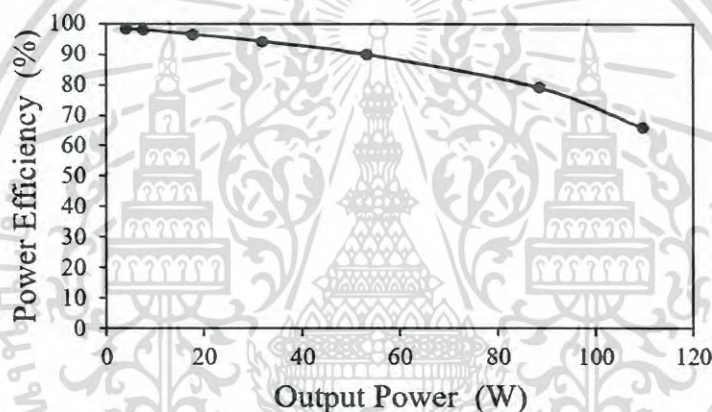


FIGURE 14. Simulated power efficiency as a function of the output power

Simulation. To validate the circuit design of Figure 12, we performed the SPICE simulation. Concerning the proposed converter realizing the $1/7\times$ step-down conversion, the output voltage and power efficiency were demonstrated under conditions that $V_{in} = 100\text{V}@50\text{Hz}$, $T = 1\mu\text{s}$, $R_{on} = 0.1\Omega$, $C_0 = 99\mu\text{F}$ and $C_{1,k} = C_{2,k} = 33\mu\text{F}$. Figure 13 demonstrates the simulated output voltage of the proposed converter as a function of time. As Figure 13 shows, the proposed converter can offer the $1/7\times$ stepped-down DC voltage to the output load $R_L (= 100\Omega)$. Figure 14 shows the simulated power efficiency as a function of the output power. From Figure 14, the proposed converter can achieve more than 90% efficiency when the output power is less than 50W. Of course, the power efficiency depends on the on-resistance of switches and the capacity of C_0 .