

การออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับหม้อแปลงผลต่าง
ความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นโดยอาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผัน

DESIGN OF LINEAR-RANGE EXTENSION CIRCUITS FOR LINEAR VARIABLE
DIFFERENTIAL TRANSFORMER USING ITS INVERSE TRANSFER CHARACTERISTIC



จักรพันธ์ วิจักขสุวรรณ
JAKKAPUN VIJAKSUWAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2566

KMITL-2023-EN-D-018-062

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF LINEAR-RANGE EXTENSION CIRCUITS FOR LINEAR VARIABLE
DIFFERENTIAL TRANSFORMER USING ITS INVERSE TRANSFER CHARACTERISTIC



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2023

KMITL-2023-EN-D-018-062

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2023

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นโดยอาศัย คุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผัน
นักศึกษา	นายจักรพันธ์ วิจักขสุวรรณ
รหัสนักศึกษา	61601186
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2566
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วรรณดี เพชรณิลล้าค่า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ศ.ดร.วันชัย รื้อจ่า

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำเชิงเส้นหรือ LVDT โดยอาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผันของสัญญาณ LVDT โดยทั่วไปสัญญาณที่ได้จาก LVDT มีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นค่อนข้างแคบเมื่อเทียบกับโครงสร้างทางกายภาพ เนื่องจากคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT เป็นฟังก์ชันเลขคี่ (Odd function) ของพหุนามกำลังสาม (Cubic polynomial) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผันของสัญญาณ LVDT ในการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นจำนวน 2 วงจร ในวงจรแรกอาศัยหลักการประมาณค่าด้วยอนุกรมโบนีเยล และวงจรที่สองใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ โครงสร้างของทั้ง 2 วงจรมีความเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน อุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบทั้ง 2 วงจรเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ที่สามารถหาซื้อได้ง่ายในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำให้วงจรที่ออกแบบมีราคาถูก ทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของทั้ง 2 วงจร ด้วยการต่อวงจรร่วมกับ LVDT ที่ใช้งาน ซึ่งผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรทั้ง 2 สามารถขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ รวมถึงมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว

Thesis	Design of Linear-Range Extension Circuits for Linear Variable Differential Transformer Using Its Inverse Transfer Characteristic
Student	Mr. Jakkapun Vijaksuwan
Student ID.	61601186
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Wandee Petchmaneelumka
Co-Advisor	Prof. Dr. Vanchai Riewruja

ABSTRACT

The linear-range extension circuits for a linear variable differential transformer (LVDT) using its inverse transfer characteristic are presented in this thesis. Generally, the measuring range of a commercial LVDT is linear in a narrow range compared to its physical dimensions. The linear-range extension transfer characteristic of the LVDT contains the odd function form of the cubic polynomial. This thesis proposes two circuits for compensating the nonlinear operating range of LVDT using its inverse transfer characteristic. The first circuit presents the technique of binomial series approximation. The second circuit applies an approximation of the hyperbolic sine function utilizing the class AB bipolar amplifier. The attractiveness of both circuit techniques is in a simple configuration. The performance of the proposed schemes is discussed in detail and confirmed by the experimental demonstration using commercial devices. The thesis proposed is emphasized in terms of significantly increasing with a maximum range extended, high accuracy, rapid responses, simple tuning, compactness, and low cost to develop the measuring range of the LVDT without modifying the LVDT's structures. The results have shown that both circuits can extend the linear operating range of the LVDT accurately and prompt reactions.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จด้วยดี ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า ที่ให้ความรู้และแนะนำแนวทางการงานวิจัยที่เคยนำเสนอในอดีต เพื่อให้เกิดความเข้าใจในองค์ประกอบสาระสำคัญของการศึกษางานวิจัยฉบับนี้ ตลอดจนให้คำปรึกษาและแก้ปัญหา เพื่อนำความรู้และทฤษฎีต่างๆ มาประยุกต์ให้เกิดประโยชน์เพื่อนำมาใช้ในการวิจัยอย่างถูกต้องและเป็นประโยชน์ในการศึกษาพัฒนาความรู้ทางด้านอุปกรณ์เซนเซอร์ชนิดนี้ต่อไป

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ธีรวัชร อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมหุ่นยนต์และปัญญาประดิษฐ์ ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาในเชิงความคิด การวิเคราะห์หลักเหตุผล ข้อเท็จจริงในการศึกษา ตลอดจนแนะนำแนวความรู้พร้อมให้คำปรึกษาแนะนำที่ดีเยี่ยมเสมอมา

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.อนุชา แก้วพลสุข หัวหน้าภาคฟิสิกส์ อาจารย์ประจำคณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ในการแนะนำแนวทางหลักคิดทฤษฎีต่างๆ เพื่อนำมาปรับปรุงแก้ไขการศึกษางานวิจัยฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.อภิวัน ฤกษ์รัตน์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กนกนุช ทรงสุวรรณกิจ รองคณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์ และน้องๆ ทีมวิจัยห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกท่าน สำหรับกำลังใจและการช่วยเหลือ ทดลองพัฒนาแก้ปัญหาาร่วมกัน ตลอดจนน้ำใจเอื้อเฟื้อที่มีให้ในทุกๆ ด้าน และคอยเป็นกำลังใจ ให้คำแนะนำที่ดีในหลายๆ ด้าน จนผ่านอุปสรรคได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้ให้โอกาสและมอบสถานที่ในการศึกษาวิจัย ตลอดจนเหล่าคณาจารย์ในภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือ อุปกรณ์ ในการทดลอง รวมถึงกำลังใจที่มีให้เสมอมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ คุณ ญาณัฐ วิจักขสุวรรณ และบุคคลสำคัญในครอบครัวอีกหลายท่าน ที่เป็นกำลังใจ ช่วยเป็นแรงผลักดันให้ข้าพเจ้าสำเร็จการศึกษาด้วยดีเสมอมา ด้วยความซาบซึ้งใจและยินดีเป็นอย่างยิ่ง

จักรพันธ์ วิจักขสุวรรณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 หลักการทำงานของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น.....	4
2.3 เทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล.....	15
2.3.1 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด.....	15
2.3.2 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	19
2.4 เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ถูกนำเสนอในอดีต.....	25
2.4.1 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการปรับโครงสร้าง.....	25
2.4.2 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการออกแบบเฉพาะ.....	27
2.4.3 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้เทคนิคตารางค้นหาแบบ แอนะล็อก.....	30
2.5 บทสรุป.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้การประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียล	35
3.1 กล่าวนำ	35
3.2 หลักการทำงานของวงจรด้วยเทคนิคการประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียล	35
3.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร	42
3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร	43
3.5 บทสรุป	49
บทที่ 4 เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์	50
4.1 กล่าวนำ	50
4.2 หลักการประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์	50
4.2.1 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์	55
4.3 หลักการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์	59
4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร	62
4.5 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร	63
4.6 บทสรุป	73
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ	74
5.1 บทสรุป	74
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ	75
เอกสารอ้างอิง	76
ภาคผนวก.....	79
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT	81
ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์	86

ประวัติผู้เขียน	119
-----------------------	-----

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ลักษณะภายนอกของ LVDT ที่มีขายทั่วไป	6
2.2 ภาพตัดขวางโครงสร้างภายในของ LVDT	6
2.3 โครงสร้างภายในของ LVDT	7
2.4 การต่อใช้งาน LVDT	8
2.5 สัญญาณ LVDT เมื่อแกนเหนียวนำเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ	9
2.6 ไดอะแกรมของ LVDT เมื่อต่อร่วมกับวงจรตีมอดูเลต	10
2.7 กราฟคุณลักษณะการถ่ายโอนของสัญญาณ LVDT เมื่อผ่านวงจรตีมอดูเลต	13
2.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัย วงจรหาค่าตำแหน่งยอด	16
2.9 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาค่าตำแหน่งค่ายอด	17
2.10 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.9 ที่ตำแหน่งต่างๆ	18
2.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชย ผลของอุณหภูมิ	19
2.12 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ	21
2.13 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.12 ที่ตำแหน่งต่างๆ	23
2.14 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยการปรับโครงสร้าง	26
2.15 วงจรสมมูลของ LVDT	27
2.16 วงจรสมมูล FOLVDT	28
2.17 กราฟแสดงระยะการเคลื่อนที่ต่อแรงดันเอาต์พุตระหว่าง LVDT และ FOLVDT	30
2.18 การต่อ LVDT แบบ 4 เส้น สำหรับวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้ ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก	31
2.19 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก	31
2.20 วงจรการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นด้วยเทคนิคตารางค้นหา แบบแอนะล็อก	31
2.21 สัญญาณที่จุดต่างๆ วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้เทคนิคตารางค้นหา แบบแอนะล็อก	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 สัญญาณเอาต์พุต v_o ต่อระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l	34
3.1 วงจรสมมูลของ LVDT.....	36
3.2 สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT.....	38
3.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ	39
3.4 กราฟการพล็อตสมการที่ (3.13).....	40
3.5 โครงสร้างวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ	40
3.6 ผลการจำลองคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผัน.....	41
3.7 สัญญาณเอาต์พุตความเป็นเชิงเส้นของ LVDT	41
3.8 วงจรต้นแบบของเทคนิคที่นำเสนอ	45
3.9 การจัดวางเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ.....	45
3.10 พฤติกรรมในทางปฏิบัติของ LVDT.....	46
3.11 คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอ	47
3.12 ผลการวัดค่าของวงจรที่นำเสนอ	47
3.13 ผลการวัดของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol}	48
3.14 ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ ε_l	48
4.1 วงจรสมมูลอย่างง่ายของ LVDT ที่ต่อร่วมกับวงจรเต็มดิวเลต	51
4.2 คุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT	53
4.3 ไดอะแกรมการชดเชยช่วงการวัดให้มีความเป็นเชิงเส้น	55
4.4 โครงสร้างของคลาสเอบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....	55
4.5 ไดอะแกรมสมมูลของ CFOA.....	57
4.6 วงจรสำหรับการสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์.....	58
4.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.4	58
4.8 วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอ	59
4.9 ผลการจำลองลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่เสนอ.....	60
4.10 ค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอ	61
4.11 วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ LVDT ที่นำเสนอ	64
4.12 แผงวงจรต้นแบบของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ LVDT ที่นำเสนอ.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดสอบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ LVDT ที่นำเสนอ	65
4.14 LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้	66
4.15 คุณลักษณะการถ่ายโอนที่วัดได้ของวงจรที่นำเสนอ	67
4.16 ผลการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT โดยใช้โปรแกรม LabVIEW	68
4.17 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ δ ของสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้น	69
4.18 ผลการวัดสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง	69
4.19 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ δ ของสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง	70
4.20 สัญญาณเอาต์พุต v_o ของวงจรที่นำเสนอ โดยใช้การสังเคราะห์สัญญาณ LVDT	71
4.21 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ δ_{lab} ของแรงดันเอาต์พุต v_o โดยใช้การสังเคราะห์ สัญญาณ LVDT	71
4.22 สัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรที่นำเสนอด้วยการป้อนสัญญาณอินพุต จากสัญญาณ LVDT จริง	72
4.23 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ϵ_{pab} ของแรงดันเอาต์พุต v_o กรณีใช้สัญญาณอินพุต จากสัญญาณ LVDT จริง	72
ก1 ภาพตัดขวางภายในโครงสร้างและรายละเอียดต่างๆ ของ LVDT	81
ก2 กราฟแสดงความหนาแน่นฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่ขดลวดทุติยภูมิ	82
ก3 ภาพตัดขวางโครงสร้างวงจรเฉพาะส่วน	82

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของเทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT ที่ถูกนำเสนอในอดีต.....	24
2.2 สรุปผลการวิเคราะห์คุณลักษณะการถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน	29
3.1 คุณสมบัติเฉพาะของ LVDT รุ่น E100	43
3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรที่นำเสนอ	44
4.1 คุณสมบัติเฉพาะของ LVDT รุ่น E100	66



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น (Linear variable differential transformer หรือ LVDT) เป็นทรานสดิวเซอร์แบบเหนี่ยวนำประเภทหนึ่งที่ใช้ในการตรวจวัดระยะหรือตำแหน่งที่มีจุดเด่นคือ มีความละเอียดในการวัดและความทนทานสูง จึงเป็นที่สนใจในการนำทรานสดิวเซอร์ประเภทนี้ไปประยุกต์ใช้ในงานทางวิศวกรรมกันอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะ ในเครื่องมือที่เกี่ยวข้องกับการวัดระยะ เช่น การวัดระยะการเปลี่ยนแปลงตำแหน่ง การวัดระดับของของการเหลว รวมถึงการวัดความดันจากพลังงานจลน์ที่มีผลต่อตำแหน่งที่เปลี่ยนไป ทำให้ทรานสดิวเซอร์ประเภทนี้เป็นที่นิยมในการนำไปประกอบเป็นส่วนหนึ่งในอุปกรณ์ที่ใช้ในอุตสาหกรรม อาทิเช่น อุตสาหกรรมยานยนต์ อุตสาหกรรมผลิตอุปกรณ์ทางการทหาร [1] – [3] ระบบเครื่องจักรอัตโนมัติ และอุปกรณ์การตรวจวัดทางวิทยาศาสตร์และการแพทย์ [4] – [9] เป็นต้น LVDT มีหลักการทำงานที่คล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วยขดลวดปฐมภูมิ (Primary winding) 1 ชุด ขดลวดทุติยภูมิ (Secondary winding) 2 ชุดที่ต่ออนุกรมกันแต่ทิศทางการพันขดลวดตรงกันข้าม และแกนเหนี่ยวนำที่สามารถเคลื่อนที่ได้ (Moveable core) สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ได้จะอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันไซน์ (Sinusoidal signal) ที่มีขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจาก LVDT นั้นเป็นสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดที่อาศัยสัญญาณพาห์ (Amplitude modulation with suppressed carrier, AMSC) [10] เกิดจากการคูณกันของสัญญาณแรงดันดีซีและสัญญาณกระตุ้น (Excitation signal) หรือสัญญาณพาห์ (Carrier signal) การประยุกต์ไปใช้งาน จึงต้องนำสัญญาณเอาต์พุต LVDT ที่ได้ไปต่อร่วมกับวงจรซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณเอาต์พุต ให้เป็นสัญญาณที่สัมพันธ์กับระยะทางที่แกนเหนี่ยวนำของ LVDT เคลื่อนที่ไป ด้วยโครงสร้างของ LVDT ทำให้สัญญาณ LVDT มีคุณลักษณะการถ่ายโอนตลอดช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนนั้นจะอยู่ในรูปแบบของความไม่เป็นเชิงเส้น หรือมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ซึ่งสามารถอธิบายได้ในรูปแบบของฟังก์ชันอันดับสาม (Third-order function) ดังนั้นการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT จึงเป็นงานวิจัยที่ได้รับความสนใจ ซึ่งมีการนำเสนอเทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT หลายเทคนิคด้วยกัน อาทิเช่น การปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT [11] ซึ่งทำให้ขนาดและความซับซ้อนของโครงสร้าง LVDT มีมากขึ้น จึงไม่เหมาะในการนำไปประยุกต์ใช้ในงานระบบฝังตัวที่ใช้ในพื้นที่จำกัด อีกเทคนิคหนึ่ง อาศัยวิธีการหาลำดับเศษส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Fractional order) เพื่อนำมาออกแบบวงจรสำหรับเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT [12] ซึ่ง LVDT ที่ใช้เทคนิคนี้ต้องมีการออกแบบเฉพาะ ทำให้เทคนิคนี้ไม่เหมาะกับ LVDT ในเชิงพาณิชย์ อีกเทคนิคหนึ่ง เป็นการใช้โครงข่ายประสาทเทียม (artificial neural network, ANN) [13], [14] ซึ่งเป็นการใช้โมเดลฝึกฝนที่ปรับตัวได้ (Adaptive inverse model) มาทำการชดเชยคุณลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ทว่าเทคนิคนี้ต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีความเร็วสูงเพื่อสร้างโมเดลฝึกฝนที่ปรับตัวได้ ทำให้โครงสร้างของวงจรมีขนาดใหญ่ ใช้เวลาในการตอบสนองมาก รวมถึงค่าใช้จ่ายที่สูงขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของช่วงปฏิบัติการของสัญญาณ LVDT โดยอาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนฟังก์ชันของสัญญาณ LVDT ซึ่งมีการนำเสนอ 2 เทคนิคด้วยกัน โดยวงจรที่นำเสนอสามารถใช้งานได้กับ LVDT ในเชิงพาณิชย์ อีกทั้งโครงสร้างของวงจรมีความเรียบง่าย ขนาดเล็ก และราคาถูก เนื่องจากอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นอุปกรณ์ที่สามารถหาซื้อได้ในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบวงจรชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของช่วงปฏิบัติการของสัญญาณ LVDT โดยอาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนฟังก์ชันของสัญญาณ LVDT ซึ่งนำเสนอ 2 เทคนิค โดยเทคนิคแรกใช้การประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมิยัล (Binomial series) และเทคนิคที่สองใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ (Hyperbolic sine function) ซึ่งวงจรที่ออกแบบจากทั้ง 2 เทคนิคสามารถใช้งานได้กับ LVDT ในเชิงพาณิชย์ โดยจุดเด่นของวงจรคือมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน ขนาดเล็ก อุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาซื้อได้ในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งยังมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 1.1 โครงสร้างของ LVDT เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้นเป็นสัญญาณไซน์เข้าไป ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ได้เป็นสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ซึ่งการนำสัญญาณ LVDT ไปประยุกต์ใช้งานจำเป็นต้องปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงหรือสัญญาณดิจิทัลที่ขึ้นกับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้วงจรดีมอดูเลต [10] ในการแปลงสัญญาณ LVDT ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยสัญญาณดิจิทัลที่ได้จะขึ้นกับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ทว่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ใกล้จุดตัดแกนศูนย์ ทำให้การนำ

LVDT ไปประยุกต์ใช้งานมีขีดจำกัด โดยคุณลักษณะการถ่ายโอน (Transfer characteristic) ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ LVDT ตลอดช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหี่ยวนำสามารถอธิบายได้ด้วยฟังก์ชันคี่ของพหุนามกำลังสาม (Odd function form of the cubic polynomial) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้อาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของสัญญาณ LVDT ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับสัญญาณ LVDT โดยนำเสนอ 2 เทคนิค เทคนิคแรกใช้การประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียล ซึ่งวงจรที่ออกแบบประกอบด้วยวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อก (Analog multiplier) และออปแอมป์ (Operational amplifier, opamp) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟในการออกแบบ เทคนิคที่สองใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ วงจรที่ออกแบบสำหรับเทคนิคนี้ ใช้วงจรขยายสัญญาณกระแสป้อนกลับ (Current feedback operational amplifier, CFOA) และวงจรขยายค่าความนำ (Operational transconductance amplifier, OTA) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟในการออกแบบ โดย CFOA ที่ใช้ได้มาจากออปแอมป์ชนิดไบโพลาร์ที่มีเอาต์พุตแบบคลาส AB (Class AB bipolar amplifier) โดยทั้งสองเทคนิคมีโครงสร้างวงจรที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน อุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาซื้อได้ในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ไม่จำเป็นต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของ LVDT จึงทำให้สามารถประยุกต์ใช้กับ LVDT เชิงพาณิชย์ได้

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT โดยอาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของสัญญาณ LVDT ซึ่งนำเสนอ 2 เทคนิค โดยเทคนิคแรกคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของสัญญาณ LVDT ถูกประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียล และเทคนิคที่สองใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ได้ทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรที่ออกแบบขึ้นทั้ง 2 เทคนิค และเพื่อยืนยันถึงสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอทั้ง 2 เทคนิค ได้ทำการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และทำการต่อวงจรจริงด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถหาซื้อได้ในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ โดยก่อนนำเสนอหลักการข้างต้น ได้ทำการอธิบายโครงสร้างและการทำงานของ LVDT การแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัล และทบทวนงานวิจัยการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT ที่มีการนำเสนอในอดีต เพื่อให้มีความเข้าใจถึงงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มากขึ้น

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาทั้งหมดออกเป็น 5 บท และภาคผนวกอีก 2 ภาคผนวก โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 กล่าวถึง บทนำซึ่งจะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้าเพื่อออกแบบวงจรที่นำเสนอ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดในบทต่างๆ ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 กล่าวถึง หลักการทำงานของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น เทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล และเทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่มีการนำเสนอในอดีต เพื่อให้เข้าใจถึงการทำงานของ LVDT และการปรับแต่งสัญญาณ LVDT ก่อนกล่าวถึงงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึง เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้การประมาณค่าแบบอนุกรมไบนอมียาล พร้อมทั้งแสดงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่นำเสนอและแสดงผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรถูกนำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 4 กล่าวถึง เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้การประมาณค่าฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ พร้อมทั้งแสดงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่นำเสนอและแสดงผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรถูกนำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 5 กล่าวถึง บทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะเพื่อเป็นแนวทางในการทำงานวิจัยต่อไป

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์คือส่วนของภาคผนวก ซึ่งแสดงถึงเนื้อหาเพิ่มเติมที่ถูกกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ และบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ

บทที่ 2

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

2.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับสัญญาณ LVDT ดังนั้นในบทนี้จึงขอกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานของ LVDT เพื่อให้มีความเข้าใจเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ยังกล่าวถึงการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล เนื่องจากสัญญาณ LVDT ที่ได้เป็นสัญญาณมอดูเลตระหว่างสัญญาณกระตุ้นกับสัญญาณตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำที่เคลื่อนที่ไป ทำให้การใช้งานสัญญาณ LVDT จำเป็นต้องนำไปผ่านวงจรดีมอดูเลต เพื่อแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ โดยกล่าวถึงวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการนำเสนอในอดีต เมื่อได้สัญญาณดิจิตอลที่เปลี่ยนแปลงไปตามการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำของ LVDT แล้ว ในบทนี้ยังได้กล่าวถึงงานวิจัยที่ทำการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT ที่มีการนำเสนอในอดีตเพื่อเป็นการศึกษาถึงข้อดี ข้อเสีย และเทคนิคหรือหลักการที่มีการนำเสนอมาแล้ว เพื่อนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับสัญญาณ LVDT ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

2.2 หลักการทำงานของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

LVDT เป็นทรานสดิวเซอร์ที่ใช้ในการตรวจวัดระยะที่มีคุณสมบัติในการตรวจวัดการเคลื่อนที่แบบระนาบเดียวด้วยความละเอียดสูง ลักษณะภายนอกของ LVDT ที่มีขายในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์แสดงดังรูปที่ 2.1 โครงสร้างภายในของ LVDT ประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิ 1 ชุด ขดลวดทุติยภูมิจำนวน 2 ชุด และแกนเหนี่ยวนำที่เคลื่อนที่ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดนั้นต่ออนุกรมกัน และตำแหน่งของขดลวดทุติยภูมิอยู่ทางด้านซ้ายและขวาของขดลวดปฐมภูมิ โดยมีจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิเท่ากัน แต่มีทิศทางการพันของขดลวดในทิศทางตรงข้าม ขดลวดทั้งสามชุดและแกนเหนี่ยวนำอยู่ภายในกระบอกสเตนเลสเพื่อความทนทานต่อสภาพแวดล้อม อีกทั้งมีฉนวนหุ้มเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอก ที่กึ่งกลางของ LVDT เป็นท่อกลวงเพื่อให้แกนเหนี่ยวนำที่ทำมาจากเหล็กผสมนิกเกิลที่มีความสามารถในการเหนี่ยวนำแม่เหล็กสูงเคลื่อนที่ผ่านท่อกลวงได้โดยไม่มีแรงเสียดทาน ในรูปที่ 2.3 (ก) และ 2.3 (ข) แสดงองค์ประกอบต่างๆ และวงจรสมมูลของ LVDT ตามลำดับ การเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำในขณะที่ป้อนแรงดันเป็น

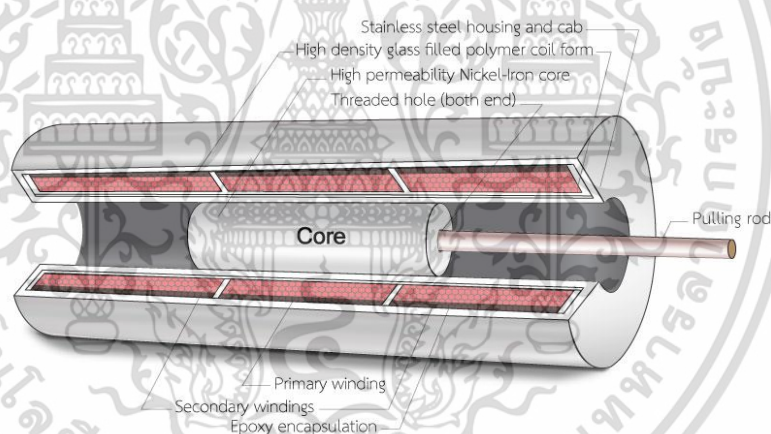
สัญญาณไซน์ v_{ex} กระตุ้นให้กับขดลวดปฐมภูมิ P จะได้แรงดัน v_{s1} และ v_{s2} ที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1 และ S_2 ตามลำดับ ซึ่งเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่สัมพันธ์กับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ โดยที่แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ทางเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

v_{s1} และ v_{s2} จะอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ประกอบไปด้วยเฟส (Phase) แสดงถึงตำแหน่ง และขนาด (Amplitude) แสดงถึงระยะการวัด



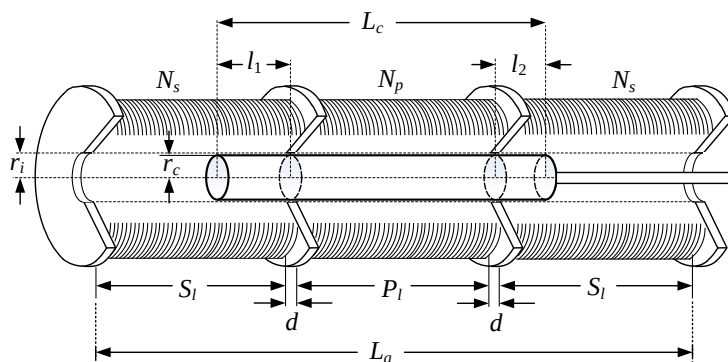
รูปที่ 2.1 ลักษณะภายนอกของ LVDT ที่มีขายทั่วไป



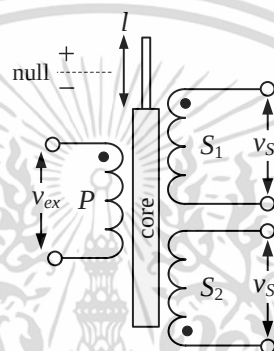
รูปที่ 2.2 ภาพตัดขวางโครงสร้างภายในของ LVDT

สำหรับการต่อสายภายนอกของ LVDT เพื่อนำไปใช้งาน สามารถแบ่งได้เป็น 2 รูปแบบ คือ การต่อ LVDT แบบ 4 สายหรือแบบเปิด (Open wire) และการต่อ LVDT แบบ 5 สายหรือแบบเรโซเมตริก (Ratio metric wire) [15] วิธีการต่อ LVDT แบบ 4 สายและแบบ 5 สายสามารถแสดงดังรูปที่ 2.4(ก) และรูปที่ 2.4(ข) ตามลำดับ โดยความแตกต่างของการต่อทั้งสองแบบจะอยู่ที่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.3 โครงสร้างภายในของ LVDT

(ก) องค์ประกอบภายใน

(ข) วงจรสมมูล

การต่อ LVDT แบบ 4 สายจากรูปที่ 2.4(ก) จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดที่คูณกับค่าสัมประสิทธิ์ความไวของ LVDT ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_{out} = k_T (v_{s1} - v_{s2}) \quad (2.1)$$

เมื่อ v_{out} คือ สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

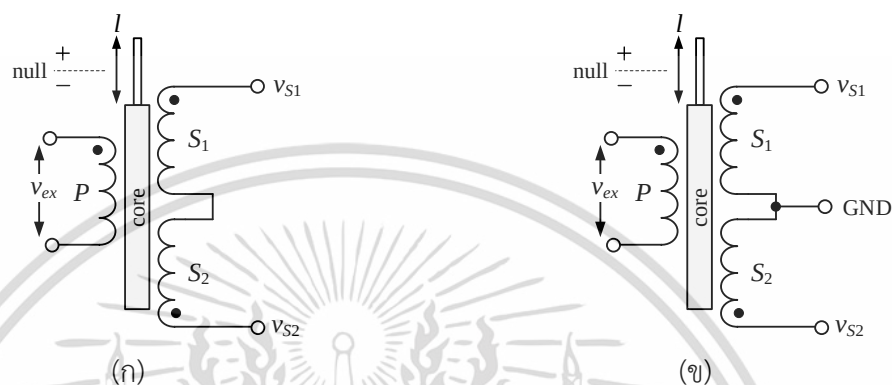
k_T คือ ค่าสัมประสิทธิ์ความไวของ LVDT

v_{s1} คือ สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ S_1

v_{s2} คือ สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ S_2

ข้อดีของการใช้งาน LVDT โดยการต่อ LVDT แบบ 4 สาย คือ สัญญาณ LVDT ที่ได้สามารถต่อกับวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานได้ง่าย แต่การใช้งาน LVDT แบบ 4 สายมีผลทำให้สัญญาณ LVDT เอกสารนี้มีความผิดพลาดได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิแวดล้อมเนื่องจากอุณหภูมิส่งผลกับการนำไฟฟ้าของวัสดุทุกชิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำของขดลวดและแกนเหนี่ยวนำของ LVDT ซึ่งวัสดุทำมาจากโลหะ อีกทั้งยังมีค่าสัมประสิทธิ์ความไวที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยน ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิอีกด้วย รวมถึงคุณภาพของสัญญาณกระตุ้นที่คุณภาพไม่ดีเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณ LVDT



รูปที่ 2.4 การต่อใช้งาน LVDT

(ก) การต่อแบบ 4 สาย

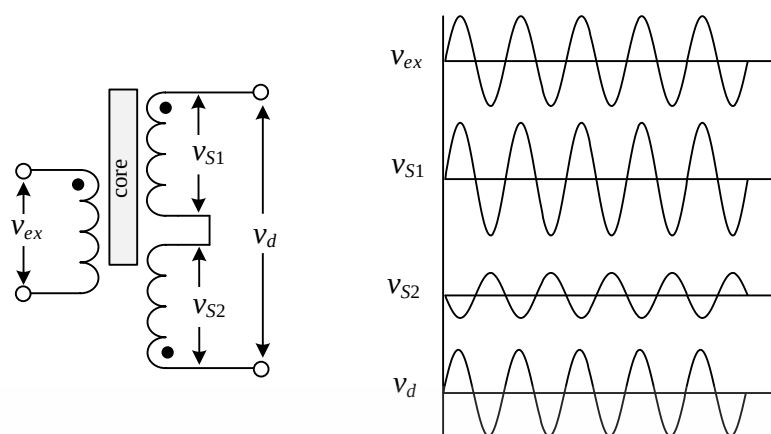
(ข) การต่อแบบ 5 สาย

สำหรับการต่อ LVDT แบบ 5 สายดังแสดงในรูปที่ 2.4(ข) จะได้สัญญาณเอาต์พุต v_{S1} และ v_{S2} ซึ่งเป็นค่าสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด ในการนำสัญญาณเอาต์พุตไปใช้งานจึงต้องนำไปผ่านวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อทำการคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} และระยะการวัด ดังนั้นวงจรปรับแต่งสัญญาณสำหรับการใช้งาน LVDT ที่ต่อแบบ 5 สายจึงมีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าการต่อแบบ 4 สาย แต่การต่อแบบ 5 สายสามารถเพิ่มเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่ขดลวดปฐมภูมิและสัญญาณที่ขดลวดทุติยภูมิได้ด้วยการนำไปคำนวณดังสมการที่ 2.2

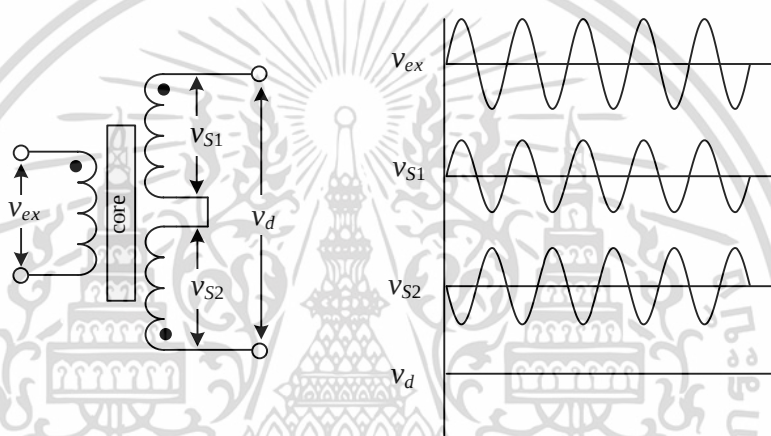
$$v_{out} = k_T \left(\frac{v_{S1} - v_{S2}}{v_{S1} + v_{S2}} \right) \quad (2.2)$$

เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยน ค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติการเหนี่ยวนำของแม่เหล็กจะส่งผลกระทบต่อแรงดัน v_{S1} และ v_{S2} อย่างเท่าๆ กัน ดังนั้นจึงสามารถชดเชยผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิได้ เช่นเดียวกับค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่จะถูกคำนวณโดยวงจรปรับแต่งสัญญาณโดยไม่ต้องอ้างอิงจากค่าเฟสของสัญญาณกระตุ้นทางด้านขดลวดปฐมภูมิ [15]

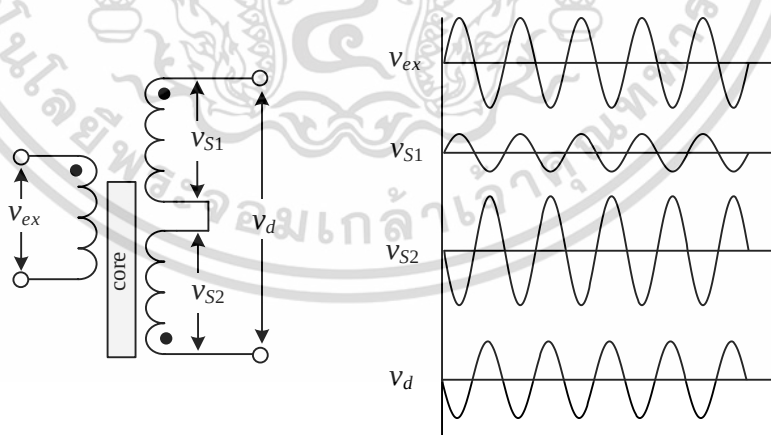
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.5 สัญญาณ LVDT เมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ

(ก) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางขดลวด S_1

(ข) แกนเหนี่ยวนำอยู่ตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างขดลวด S_1 และ S_2

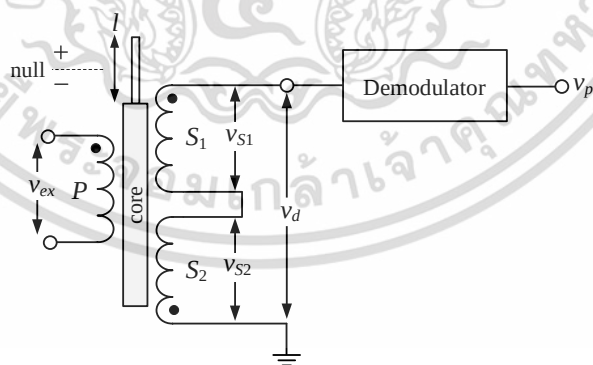
(ค) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางขดลวด S_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้เห็นถึงพฤติกรรมการทำงานของ LVDT ที่เข้าใจง่าย ได้นำ LVDT ที่ต่อใช้งานแบบ 4 สายป้อนสัญญาณไชนักระตุ้นเข้าที่ขดลวดปฐมภูมิ แล้วทำการเคลื่อนที่แกนเหนี่ยวนำไปยังตำแหน่งต่างๆ ภายในโครงสร้างของ LVDT จะได้สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่เปลี่ยนไปตามตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.5 จากรูปที่ 2.5(ข) เมื่อแกนเหนี่ยวนำอยู่ในตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างขดลวดทุติยภูมิทั้ง 2 ชุด แรงดัน v_{s1} และ v_{s2} ที่ขดลวดทุติยภูมิทั้ง 2 ชุดจะมีค่าเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้าม ทำให้สัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งตำแหน่งนี้เรียกว่าตำแหน่งศูนย์ของ LVDT (Null position, I_{null}) เมื่อแกนเหนี่ยวนำของ LVDT เคลื่อนที่ไปทางขดลวดทุติยภูมิชุดใดชุดหนึ่ง ทำให้แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิชุดนั้นมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิอีกชุดหนึ่งแรงดันมีค่าลดลง ดังแสดงรูปที่ 2.5(ก) และ 2.5(ค) ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างสัญญาณแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิทั้ง 2 ชุด จะมีแอมพลิจูดเปลี่ยนไปตามตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำของ LVDT โดยเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแสดงถึงทิศทางที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไป ซึ่งอาจใช้ทิศทาง “+” หรือ “-” โดยอ้างอิงจากตำแหน่งศูนย์ของ LVDT ในการกำหนดทิศทาง

จากที่กล่าวมาในข้างต้น สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT อยู่ในรูปของการมอดูเลตสัญญาณระหว่างสัญญาณกระตุ้นกับระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไป ดังนั้นการนำสัญญาณ LVDT ไปใช้งานจึงต้องนำไปผ่านวงจรปรับแต่งสัญญาณ เพื่อให้ได้ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล โดยวงจรปรับแต่งสัญญาณที่ใช้เป็นวงจรดีมอดูเลต [10], [15] – [20] ไดอะแกรมของ LVDT เมื่อต่อร่วมกับวงจรดีมอดูเลตแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ไดอะแกรมของ LVDT เมื่อต่อร่วมกับวงจรดีมอดูเลต

จากรูปที่ 2.6 เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้น $v_{ex} = V_{ex}\sin\omega_{ex}t$ เข้าที่ขดลวดปฐมภูมิ P ทำให้เกิดแรงดัน v_{s1} และ v_{s2} ตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิ S_1 และ S_2 ตามลำดับ สามารถเขียนสมการอย่างง่ายได้เป็น

$$v_{s1} = k_T V_{ex} (I_{null} - I) [\sin(\omega_{ex}t - \phi)] \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{s2} = k_T V_{ex} (I_{null} + l) [\sin(\omega_{ex} t - \phi)] \quad (2.4)$$

เมื่อ V_{ex} คือ แอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น

I_{null} คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

l คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์

ϕ คือ ความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$v_d = v_{s1} - v_{s2} = 2k_T V_{ex} l \sin(\omega_{ex} t - \phi) \quad (2.5)$$

เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT ในสมการที่ (2.5) ผ่านวงจรมอดูเลต [10] ทำให้สามารถตัดสัญญาณความถี่จากสัญญาณกระตุ้นได้ และเมื่อ k_T และ V_{ex} เป็นค่าคงที่ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_p จากวงจรมอดูเลตจึงเปลี่ยนแปลงตามระยะ l ที่แกนเหนี่ยวนำของ LVDT เคลื่อนที่ไป โดยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุต v_p และระยะเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT แสดงในรูปที่ 2.7 ในรูปที่ 2.7(ก) แสดงความสัมพันธ์ของขนาดสัญญาณ v_p เมื่อยังไม่พิจารณาทิศทางการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ (สัญญาณเอาต์พุต AC ของแรงดัน v_p) และระยะเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT ในรูปที่ 2.7(ข) แสดงความสัมพันธ์ของขนาดสัญญาณ v_p เมื่อพิจารณาทิศทางการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ (สัญญาณเอาต์พุต DC ของแรงดัน v_p) และระยะเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT จากรูปที่ 2.7(ข) จะเห็นได้ว่าสัญญาณ LVDT มีความเป็นเชิงเส้นกับระยะเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT เพียงแค่ช่วงแคบๆ เท่านั้น เนื่องจากเมื่อพิจารณาโครงสร้างของ LVDT ในรูปที่ 2.3(ก) แรงดันแรงดัน v_{s1} และ v_{s2} เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้น $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega_{ex} t$ เข้าที่ขดลวดปฐมภูมิ P จะได้สมการเป็น [ภาคผนวก ก]

$$v_{s1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_2 + P_l)}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} I_1^2 \quad (2.6)$$

และ

$$v_{s2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_1 + P_l)}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} I_2^2 \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ v_{s1} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1
 v_{s2} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ S_2
 ω_{ex} คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น
 r_i คือ รัศมีของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ
 P_l คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ
 S_l คือ ความยาวของขดลวดทุติยภูมิ
 r_c คือ รัศมีของแกนตรวจวัดระยะ
 L_d คือ ความยาวของ LVDT
 L_c คือ ความยาวของแกนเหนี่ยวนำที่ใช้ตรวจวัดระยะ
 d คือ ช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ
 N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ
 N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ
 Z_p คือ อิมพีแดนซ์ของขดลวดปฐมภูมิ
 l_1 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ S_1
 l_2 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ S_2

ดังนั้นจากสมการที่ (2.6) และ (2.7) สัญญาณเอาต์พุต $v_d = (v_{s1} - v_{s2})$ ของ LVDT สามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$v_d = K_r l (1 - K_n l^2) \quad (2.8)$$

$$\text{เมื่อ } K_r = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (P_l + 2d + l_0) l_0}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)}$$

$$\text{และ } K_n = \frac{1}{(P_l + 2d + l_0) l_0}$$

เมื่อ $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$ คือตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำที่ศูนย์ และ $l = (l_1 - l_2) / 2$ คือตำแหน่งหรือระยะของแกนเหนี่ยวนำที่เคลื่อนที่จากตำแหน่งศูนย์ ในทางปฏิบัติความยาวของขดลวดปฐมภูมิ P_l จะมีความยาวมากเมื่อเทียบช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ d นั่นคือ $P_l \gg d$ ถ้ากำหนดให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

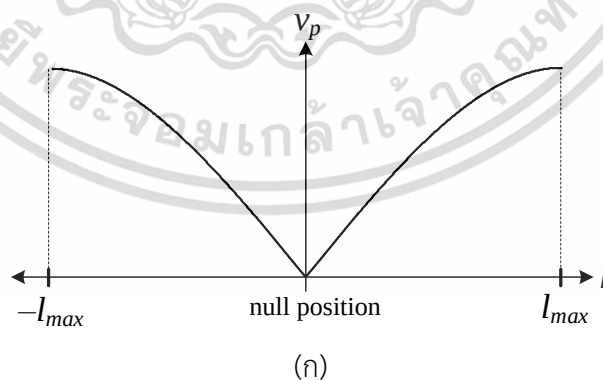
ความยาวของแกนเหนี่ยวนำ $L_c = (3P_l + 2d)$ สัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT ในสมการที่ (2.8) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_d = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s}{10^7 Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \frac{2P_l}{3S_l} \left(l - \frac{l^3}{2P_l^2} \right) = k_T l (1 - k_n l^2) \quad (2.9)$$

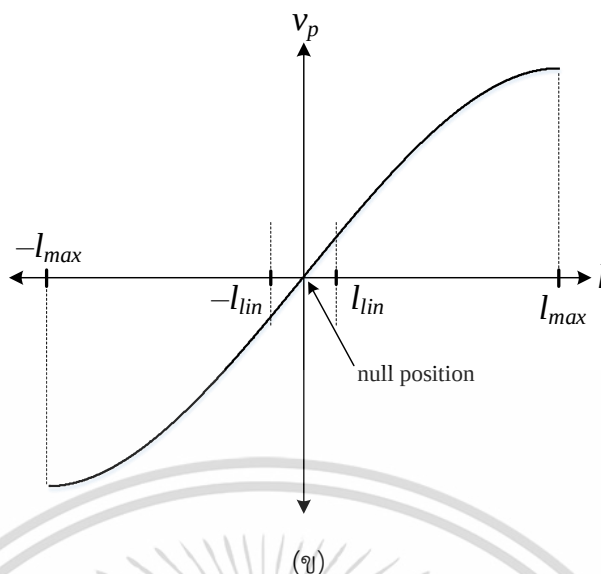
เมื่อ k_T และ k_n คือค่าความไวและสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ตามลำดับ แอมพลิจูดสูงของสัญญาณ v_d ในสมการที่ (2.9) ขึ้นอยู่กับตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ l ของ LVDT ในรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณ เมื่อนำไปผ่านวงจรตีมอดูเลตดังในรูปที่ 2.6 ทำให้ได้สัญญาณ v_p ที่เป็นตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำของ LVDT ซึ่งคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำแสดงในรูปที่ 2.7 ถ้าระยะ l ของแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ในช่วงแคบๆ ทำให้คุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT สามารถประมาณเป็นเชิงเส้นได้ ซึ่งช่วงการวัด l_m ที่เป็นเชิงเส้นถูกจำกัดด้วยเทอมของ k_n โดยสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น k_n สามารถอธิบายได้ในเทอมของค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ ϵ_i ของสัญญาณ LVDT ดังนั้นช่วงการวัดที่เป็นเชิงเส้น l_m สามารถเขียนเป็นสมการได้

$$l_m = \pm \sqrt{\frac{\epsilon_i}{k_n}} \quad (2.10)$$

ในทางปฏิบัติเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ϵ_i ของ LVDT ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อยู่ที่ 0.5% ถ้าช่วงการวัดที่เป็นเชิงเส้น l_m ของ LVDT มีค่า 2.13 mm ดังนั้น k_n จะมีค่าเท่ากับ $1.106 \times 10^{-3} \text{ V/mm}^2$



รูปที่ 2.7 กราฟคุณลักษณะการถ่ายโอนของสัญญาณ LVDT เมื่อผ่านวงจรตีมอดูเลต



รูปที่ 2.7 กราฟคุณลักษณะการถ่ายโอนของสัญญาณ LVDT เมื่อผ่านวงจรไดมอดูเลต (ต่อ)

(ก) กราฟขนาดของสัญญาณเอาต์พุต AC เทียบกับระยะการวัด l

(ข) กราฟขนาดของสัญญาณเอาต์พุต DC เทียบกับระยะการวัด l

จากที่กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่าสัญญาณ v_d ของ LVDT จากสมการที่ (2.8) และ (2.9) เป็นสมการพหุนามกำลังสามในรูปแบบของฟังก์ชันเลขชี้ ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT อยู่ในรูปของสมการพหุนามกำลังสามในรูปแบบของฟังก์ชันเลขชี้ นั่นเอง ซึ่งคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT ที่ได้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติเป็นเชิงเส้นของ LVDT ในวิทยานิพนธ์ฉบับ ซึ่งจะกล่าวถึงในบทถัดไป สำหรับข้อดีข้อเสียของ LVDT สามารถสรุปได้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของ LVDT

ข้อดี	ข้อเสีย
- โครงสร้างของ LVDT มีหลากหลายขนาด - มีขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา - แกนวัดระยะเคลื่อนที่อิสระไม่มีแรงเสียดทาน - อายุการใช้งานยาวนาน - มีรูปทรงกระบอกเรียบง่ายสะดวกใช้งาน - แข็งแรง ทนทานต่อสภาพแวดล้อม - เกิดผลของฮิสเทอรีซิส (hysteresis) น้อย - มาก จึงสามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่อง	- การประยุกต์วงจรความเป็นเชิงเส้นมีข้อจำกัด - แกนเหนียวนำวัดระยะมีขนาดเล็กอาจบิดโค้ง - สัญญาณเอาต์พุตที่มีกำลังไฟฟ้าที่ต่ำ มีความจำเป็นในการออกแบบวงจรเฉพาะทาง - อุณหภูมิภายนอกส่งผลต่อการทำงาน - ต้องต่อร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตในรูปของแรงดันดิจิทัล - การประยุกต์ใช้งานมีความจำเป็นต้องป้อนสัญญาณกระตุ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดี	ข้อเสีย
- รบกวนจากภายนอก มีอายุใช้งานยาวนาน - สัญญาณเอาต์พุตมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ทำให้ค่าสัญญาณมีความเสถียร - ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว	- วงจรป้อนสัญญาณกระตุ้นต้องมีความเสถียรและคุณภาพของสัญญาณมีผลต่อการวัด - แรงสั่นสะเทือนรุนแรงจากภายนอกมีกระทบต่อโครงสร้างและสัญญาณเอาต์พุต

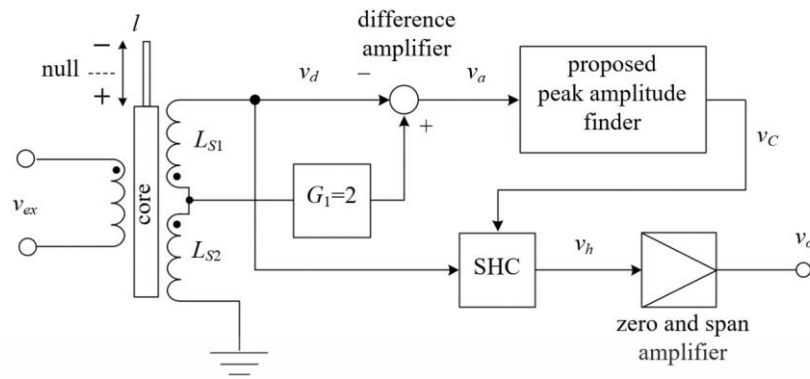
2.3 เทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล

สัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์กับตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกนเหี่ยวนำ LVDT ดังนั้นการนำสัญญาณ LVDT ไปใช้งานจึงจำเป็นต้องนำสัญญาณกระตุ้นออกด้วยการตีมอดูเลต เพื่อให้เหลือเพียงตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกนเหี่ยวนำ LVDT ซึ่งเทคนิคการตีมอดูเลตสัญญาณมีการนำเสนอในหลายงานวิจัยด้วยกัน [10], [15] – [20] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอนำเสนอเทคนิคการตีมอดูเลตสัญญาณที่ได้มีการนำเสนอในอดีต 2 เทคนิคด้วยกัน คือ วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลด้วยวงจรรหาตำแหน่งค่ายอด [10] และ วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ [21]

2.3.1 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรรหาตำแหน่งค่ายอด

บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรรหาตำแหน่งค่ายอดแสดงในรูปที่ 2.8 [10] โครงสร้างการออกแบบประกอบไปด้วยวงจรขยายผลต่าง (Difference amplifier), วงจรรหาตำแหน่งค่ายอด (Peak amplitude finder), วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and hold circuit, SHC) และ วงจรซีโรและสเปน (Zero and span amplifier) เมื่อป้อนสัญญาณไซน์เป็นสัญญาณกระตุ้นให้กับ LVDT ทางด้านขดลวดปฐมภูมิ สัญญาณเอาต์พุตทางด้านขดลวดทุติยภูมิ v_{s1} และ v_{s2} มีขนาดแรงดันแปรไปตามการเคลื่อนที่ของแกนเหี่ยวนำ I วงจรขยายความแตกต่างถูกนำมาใช้เป็นจตุรวมสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ v_a ที่เกิดจากสัญญาณ v_a ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT และสัญญาณ v_{s2} ที่ขดลวดทุติยภูมิ S_2 โดยมีอัตราขยายสัญญาณ v_{s2} เท่ากับ 2 สัญญาณ v_a ที่ได้จากจตุรวมสัญญาณจะถูกส่งไปยังชุดของวงจรรหาตำแหน่งค่ายอด เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุม v_c สำหรับกำหนดการทำงานของสวิตช์ในวงจรสุ่มและคงค่า โดยจะทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณเอาต์พุต v_a ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุด สัญญาณ v_h ซึ่งเป็นผลมาจากการสุ่มและคงค่าอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิตอลถูกป้อนเข้าวงจรซีโรและสเปนเพื่อปรับตำแหน่งศูนย์และขยายให้สัญญาณเอาต์พุต v_o ที่มีค่าอยู่ในช่วงการใช้งานที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัล
โดยอาศัยวงจรหาค่าตำแหน่งยอด [10]

โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยอาศัยวงจรหาค่าตำแหน่งค่ายอด สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้น $v_{ex} = V_{ex} \sin(\omega_{ex} t)$ ให้กับ LVDT ที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1 และ ขดลวดทุติยภูมิ S_2 จะเกิดสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} ตามลำดับ สัญญาณ v_d ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากการวัดระยะของ LVDT เมื่อพิจารณาระยะเคลื่อนที่แกนเหนี่ยวนำ l ในช่วงแคบๆ ซึ่งเป็นส่วนที่คุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT มีความเป็นเชิงเส้น มีค่าดังสมการ

$$v_d = v_{S2} - v_{S1} = 2k_T V_{ex} l \sin(\omega_{ex} t - \phi) \quad (2.11)$$

สัญญาณ v_d จะถูกส่งไปยังวงจรขยายผลต่างซึ่งประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_3 และ A_4 และตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ออปแอมป์ A_3 จะทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (Voltage follower) มีผลให้สัญญาณเอาต์พุต v_{da} จากออปแอมป์ A_3 มีขนาดแรงดันเท่ากับสัญญาณ v_d โดยที่วงจรขยายผลต่างทำการรวมสัญญาณ v_d และสัญญาณ v_{S2} ซึ่งได้มาจากขดลวดทุติยภูมิ S_2 โดยที่สัญญาณ v_a สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{S2} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (v_{S2} - v_{S1}) \quad (2.12)$$

เมื่อกำหนดให้ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่าเท่ากันจะได้

$$v_a = 2v_{S2} - (v_{S2} - v_{S1}) = v_{S1} + v_{S2} \quad (2.13)$$

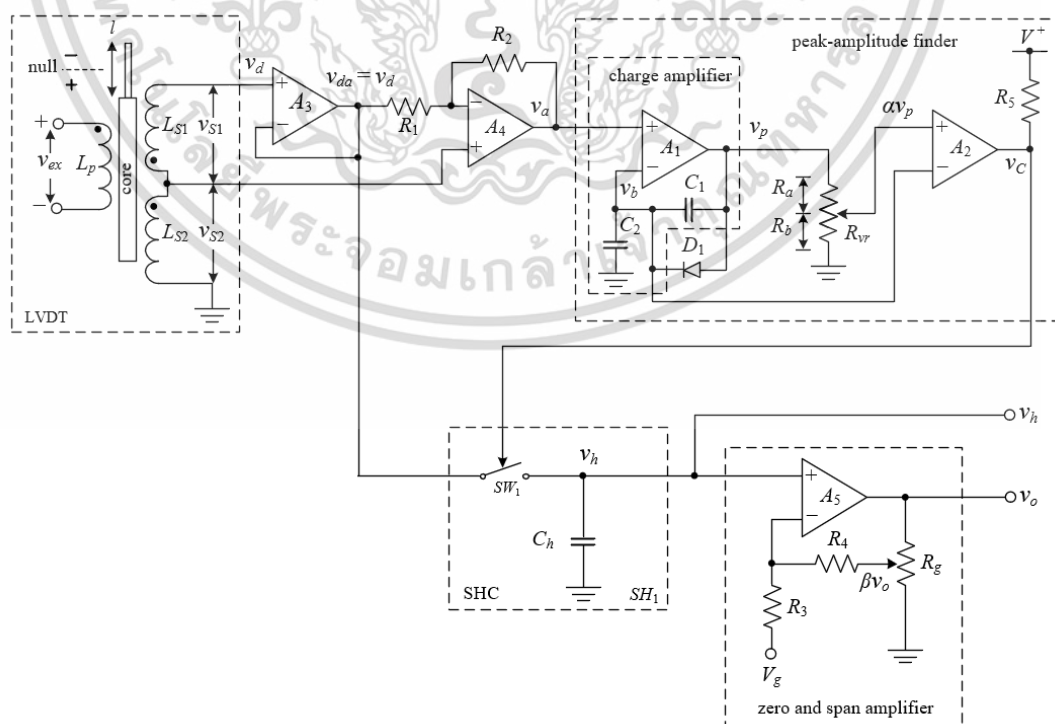
เมื่อแทนค่า v_{S1} และ v_{S2} จากสมการที่ (2.3) และ (2.4) ตามลำดับ จะได้

$$v_a = 2k_T V_{ex} l_{null} \sin(\omega_{ex} t - \phi) \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

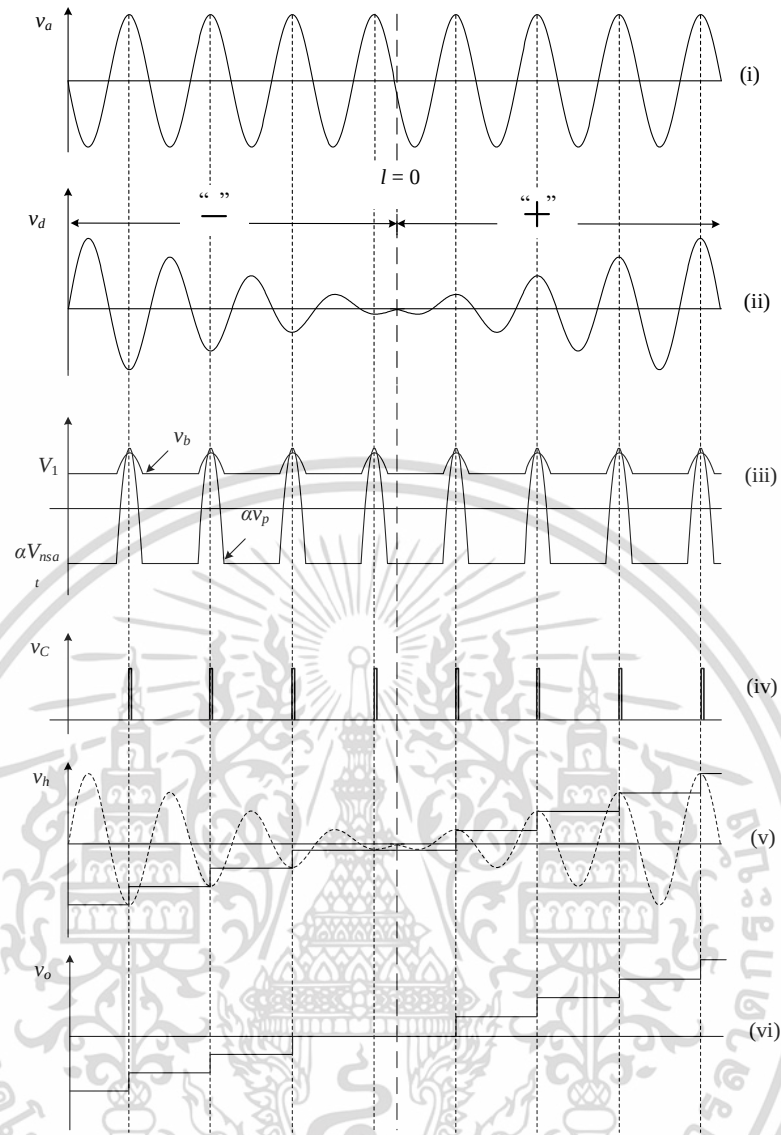
เมื่อ I_{null} คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

จากสมการที่ (2.14) พบว่าสัญญาณ v_d จะมีขนาดแรงดันคงที่ เนื่องจากตัวแปร I ถูกกำจัดออกไป สัญญาณ v_d จึงถูกนำไปใช้เป็นแรงดันอ้างอิงสัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรสุ่มและคงค่า สัญญาณควบคุม v_c ถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยชุดวงจรหาตำแหน่งค่ายอด สัญญาณพัลส์ v_c ถูกปรับแต่งให้มีความกว้างพัลส์ที่เล็กที่สุด เพื่อหลีกเลี่ยงการกระเพื่อมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสุ่มและคงค่า โดยการปรับค่าตัวแปร α ของตัวต้านทานปรับค่าได้ R_v ให้มีค่าที่เหมาะสม สัญญาณพัลส์ v_c ทำหน้าที่ควบคุมวงจรสุ่มและคงค่า ทำการคงค่าสัญญาณเอาต์พุต v_d จากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ I ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดและต่ำสุด โดยเมื่อระยะของแกน I อยู่ในช่วง “+” สัญญาณพัลส์ v_c จะสั่งการให้วงจรสุ่มและคงค่าที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d ทางด้านบวก เมื่อระยะของแกนเหนี่ยวนำ I อยู่ในช่วง “-” หรือสัญญาณ v_d มีเฟสเปลี่ยนไป 180° วงจรสุ่มและคงค่าจะคงค่าที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดทางด้านลบของสัญญาณ v_d จากคุณสมบัติการทำงานดังกล่าว สัญญาณเอาต์พุต v_h ที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณจึงมีลักษณะเป็นสัญญาณแรงดันดีซี กราฟสัญญาณการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 จากการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแสดงให้เห็นได้ว่าค่าของ ϕ ที่ส่งผลต่อสัญญาณ v_d ในสมการที่ (2.11) และสัญญาณ v_d ในสมการที่ (2.14) นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสอยู่ในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จึงไม่ส่งผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของเฟส ϕ



รูปที่ 2.9 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซีโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด [10]

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.9 ที่ตำแหน่งต่างๆ

สัญญาณ v_a ในรูปที่ 2.10 (i) แสดงสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดและเฟสคงที่ตลอดการทำงาน สัญญาณ v_d ในรูปที่ 2.10 (ii) แสดงด้วยสัญญาณมอดูเลตทางขนาดแทนค่าสัญญาณที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l ตลอดระยะการวัดของ LVDT รูปที่ 2.10 (iii) แสดงกราฟการทำงานของวงจรหาค่ายอด และนำสัญญาณ v_b มาเป็นสัญญาณเปรียบเทียบเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุม v_c ดังรูปที่ 2.10 (iv) โดยที่

$$v_c = \begin{cases} 1 & ; \alpha v_p > v_b \\ 0 & ; \alpha v_p \leq v_b \end{cases} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

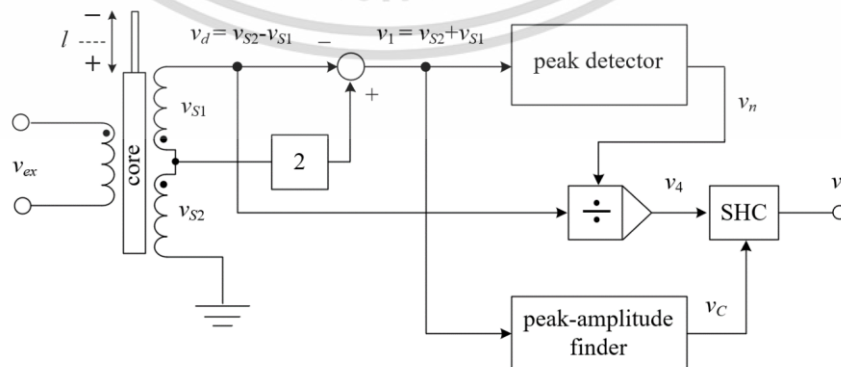
สัญญาณ v_h ซึ่งเป็นผลมาจากการสุมและคงค่าสัญญาณ v_d จะมีค่าแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับตำแหน่งที่แกนเหนี่ยวนำ l ของ LVDT เคลื่อนที่ไปดังสมการที่ (2.10) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_h = 2k_T V_{ex} l \quad (2.16)$$

จากรูปที่ 2.10 กราฟที่ (v) จะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT เกิดค่าแรงดันออฟเซตขึ้น จึงต้องมีการนำวงจรซีโรและสเปกมาต่อร่วมด้วยเพื่อปรับค่าออฟเซตที่ตำแหน่งศูนย์ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ และขยายสัญญาณ v_h ให้อยู่ในช่วงการใช้งานที่ต้องการ ได้ออกมาเป็นสัญญาณแรงดัน v_o ดังรูปที่ 2.10 กราฟที่ (vi)

2.3.2 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

วงจรแปลงสัญญาณ LVDT สัญญาณดิจิที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ [21] ยังคงอาศัยทำงานของวงจรสุมและคงค่า แต่ได้ออกแบบวงจรที่ชดเชยผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อสัญญาณ LVDT เนื่องจากเมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT จะมีขนาดที่เล็กลง ซึ่งงานวิจัยนี้ [21] ได้ทำการชดเชยผลกระทบของอุณหภูมิออกไป โดยหลักการทำงานอาศัยวงจรหารที่ถูกสร้างขึ้นมาจากวงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอ (Operational transconductance amplifier; OTA) ที่อยู่ในรูปของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแส วงจรหารจะถูกใช้เพื่อหาค่าอัตราส่วนระหว่างผลต่างและผลรวมระหว่างสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} จากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด เพื่อทำการชดเชยผลกระทบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่เกิดขึ้นต่อ LVDT และวงจรโอทีเอ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรหารจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรสุมและคงค่าเพื่อทำการแปลงสัญญาณที่เกิดจากการวัดระยะของแกนเหนี่ยวนำที่เคลื่อนที่ไปให้กลายเป็นสัญญาณดิจิ



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อวัตถุประสงค์ทางวิชาการเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การเงิน การธนาคาร หรือการตัดสินใจทางธุรกิจโดยไม่ปรึกษาผู้เชี่ยวชาญที่เกี่ยวข้อง

บล็อกไดอะแกรมการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลแสดงในรูปที่ 2.11 เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้น $v_{ex} = V_{ex}\sin(\omega_{ex}t)$ ที่ขดลวดปฐมภูมิ สัญญาณที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสอง ซึ่งมีค่าแปรไปตามระยะที่แกนเหนี่ยวนำ l เคลื่อนที่ไป สัญญาณ v_d ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$v_d = v_{s2} - v_{s1} = 2k_T V_{ex} l \sin(\omega_{ex}t - \phi) \quad (2.17)$$

สัญญาณ v_1 จะถูกส่งเคราะห์ขึ้นที่จตุรรวมสัญญาณ โดยอาศัยสัญญาณ v_d ที่ได้จากการวัดระยะของแกนเหนี่ยวนำ LVDT และสัญญาณ v_{s2} จากขดลวดทุติยภูมิ S_2 โดยที่อัตราขยายสองเท่าของสัญญาณ v_{s2} จากนั้นสัญญาณ v_1 จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรตรวจจับค่าสูงสุด (Peak detector) เพื่อจับค่าแรงดันแอมพลิจูดสูงสุดทางด้านบวก ได้เป็นสัญญาณ v_n ซึ่งจะถูกนำไปใช้เป็นตัวหารในวงจรหารสัญญาณ จากนั้นสัญญาณ v_1 ยังถูกส่งไปยังวงจรหาค่าตำแหน่งยอด เพื่อนำไปเป็นสัญญาณอ้างอิงในการสร้างสัญญาณ v_c ซึ่งนำไปใช้เป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า สัญญาณ v_d ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณ v_{s2} และ v_{s1} จะถูกส่งไปยังวงจรหารเพื่อทำการหาค่าอัตราส่วนระหว่างผลต่างและผลรวมของสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} ได้เป็นสัญญาณ v_4 จากนั้นสัญญาณ v_4 ซึ่งเป็นสัญญาณจากวงจรหารจะป้อนไปยังวงจรสุ่มและคงค่า โดยวงจรสุ่มและคงค่าจะทำการคงค่าเมื่อสัญญาณ v_4 มีค่าแอมพลิจูดสูงสุด จึงได้ออกมาเป็นสัญญาณ v_o ซึ่งมีลักษณะเป็นสัญญาณดิจิตอล รูปที่ 2.12 แสดงวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ จากรูปที่ 2.12 ออปแอมป์ A_1 ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะถูกสร้างเป็นวงจรขยายรวมสัญญาณที่มีอัตราขยายแบบคูณสอง เพื่อสร้างสัญญาณ v_1 โดยมีสมการเป็น

$$v_1 = 2v_{s2} - v_d \quad (2.18)$$

โดยที่ v_d มีค่าดังสมการที่ (2.17) ดังนั้นแรงดัน v_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$v_1 = v_{s1} + v_{s2} = 2k_T V_{ex} l_{null} \sin(\omega_{ex}t + \phi) \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.19) จะเห็นได้ว่าแรงดัน v_1 จะมีค่าคงที่ตลอดระยะเวลาการวัด เนื่องจากตัวแปร l ซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT ได้ถูกกำจัดออกไป สัญญาณ v_1 จะถูกส่งผ่านไปยังชุดตรวจจับค่าสูงสุดซึ่งถูกสร้างขึ้นมาจากออปแอมป์ A_2 ตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ได้เป็นแรงดัน v_n ดังนั้นค่าแอมพลิจูดของแรงดัน v_n จึงมีค่าเท่ากับผลรวมระหว่างแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} ดังสมการ

$$v_n = v_{s1p} + v_{s2p} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $v_n = v_{s1p} + v_{s2p}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น ๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลของอุณหภูมิในสมการที่ (2.21) และ สมการที่ (2.22) จะถูกกำจัดออกไปโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอดังสมการที่ (2.23) [22]

$$i_{O2} \cong \left(\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) \left(\frac{V_d}{R_8} \right) \quad (2.24)$$

โดยกำหนดให้ค่ากระแสไบอัส I_{B2} และตัวต้านทาน R_8 มีค่าคงที่ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรชุดนี้จึงเป็นผลหารระหว่างสัญญาณ V_d ที่ป้อนเข้าขาอินพุตและกระแสไบอัส I_B ของโอทีเอ O_1 หากพิจารณาเฉพาะแอมพลิจูดทางซีกบวกของสัญญาณ V_d สัญญาณ V_4 จะมีค่าดังสมการ

$$V_4 = \frac{K(V_{S2} - V_{S1})}{(V_{S1p} + V_{S2p})} = \frac{K}{I_{null}} I \quad (2.25)$$

เมื่อ K คือ อัตราขยายแรงดันของวงจรหาร [21]

จากสมการที่ (2.24) จะสามารถเห็นได้ว่าตัวแปรที่เกิดจากอุณหภูมิจะถูกกำจัดออกไป ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ V_4 และสัญญาณ V_d จาก LVDT สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$V_4 = \frac{I_{B2} R_9 V_d}{R_8 I_1} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.20) และ สมการที่ (2.25) จะสามารถเขียนสมการของสัญญาณแรงดัน V_4 ได้ใหม่ดังนี้

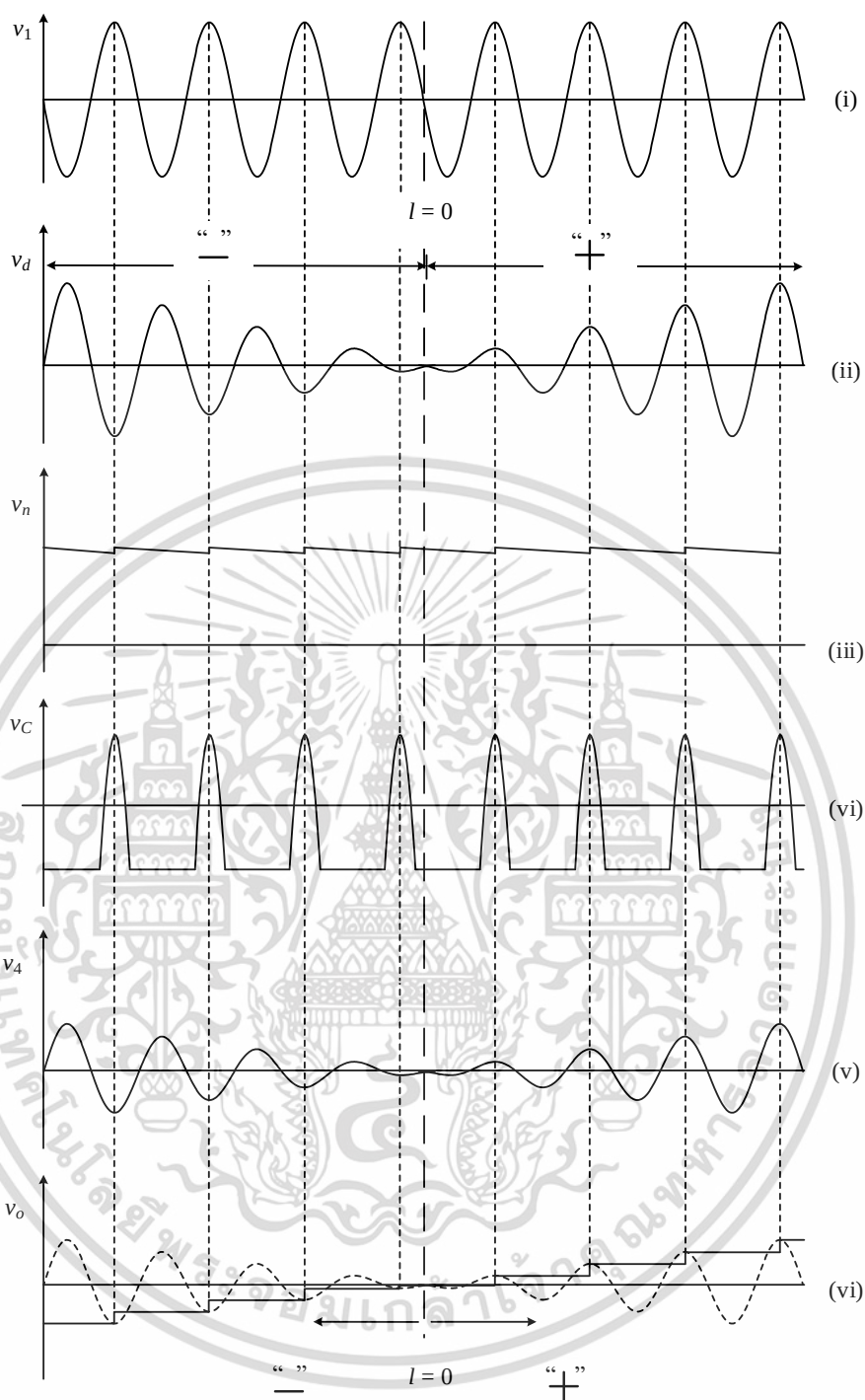
$$V_4 = \frac{I_{B2} R_7 R_9}{R_8 I_{null}} I = KI \quad (2.27)$$

$$\text{เมื่อ } K = \frac{I_{B2} R_7 R_9}{R_8 I_{null}}$$

วงจรสุมและคงค่าซึ่งประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_5 และ A_6 ตัวเก็บประจุ C_2 และแอนะล็อกสวิตช์ S_1 รับสัญญาณเอาต์พุต V_4 จากวงจรหาร และมีสัญญาณ V_C ควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 โดยสัญญาณพัลส์ V_C ถูกสร้างขึ้นจากวงจรหาตำแหน่งค่ายอดซึ่งโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_4 ไดโอด D_2 และตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 โดยมีสัญญาณอินพุตเป็น V_1 สัญญาณพัลส์ V_C ที่ได้จากวงจรหาตำแหน่งค่ายอดจะควบคุมให้วงจรสุมและคงค่าทำการสุมค่าสัญญาณ V_4 ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดเมื่อแกนเหนี่ยวนำ LVDT เคลื่อนที่ไปทางด้านบวก และที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดเมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางด้านลบ และทำการคงค่าสัญญาณไว้ จึงได้ออกมาเป็นสัญญาณแรงดันดีซี V_0 ดังนั้นสัญญาณแรงดันดีซีที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณในงานวิจัยนี้ จึงมีความสัมพันธ์

เป็นสัดส่วนโดยตรงกับระยะการเคลื่อนที่ของแกน I

ไม่ว่าการเคลื่อนที่ของแกน I เป็นการเคลื่อนที่ของแกน I และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.12 ที่ตำแหน่งต่างๆ

กราฟสัญญาณการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 2.13 กราฟที่ (i) แสดงสัญญาณ v_1 ที่เป็นผลรวมของสัญญาณเอาต์พุต v_{s1} และ v_{s2} จาก LVDT มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีขนาดแอมพลิจูดคงที่ตลอดการทำงาน สัญญาณ v_d ในกราฟที่ (ii) เป็นสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด แทนสัญญาณของ LVDT ที่มีการเปลี่ยนตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำเป็นระยะ l สัญญาณ v_n ในกราฟที่ (iii) เป็นสัญญาณ v_1 ที่ป้อนเข้าวงจรตรวจจับค่าสูงสุด มีแอมพลิจูดเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่โรงเรียนโสตศึกษาเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดได้เอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ v_1 และถูกนำไปเป็นกระแสไบอัส I_{B1} ในวงจรหาร สัญญาณ v_c ในกราฟที่ (iv) สร้างขึ้นโดยอาศัยสัญญาณ v_1 เป็นสัญญาณอ้างอิง โดยสร้างสัญญาณพัลส์ v_c ขึ้นมาที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_1 สัญญาณ v_4 ในกราฟที่ (v) เป็นผลลัพธ์จากวงจรหาร จะมีลักษณะเหมือนสัญญาณ v_d แต่มีขนาดที่เล็กลง เนื่องจากถูกหารด้วยกระแส i_1 ซึ่งเป็นค่าคงที่ สัญญาณ v_d ในกราฟที่ (vi) เป็นสัญญาณแรงดันดีซีที่เกิดจากการสุมและคงค่าสัญญาณที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_4 เมื่อตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ I อยู่ในช่วง “+” และ ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดของสัญญาณ v_4 เมื่อตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ I อยู่ในช่วง “-”

จากการนำเสนอเทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซีในหัวข้อที่ 2.3.1 และ 2.3.2 สามารถสรุปข้อดีข้อเสียของเทคนิคดังกล่าวได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของเทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT ที่ถูกนำเสนอในอดีต

เทคนิคการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซี	ข้อดี	ข้อเสีย
เทคนิคอาศัยวงจรหารตำแหน่ง ค่ายอด	- โครงสร้างวงจรเรียบง่าย - ตอบสนองสัญญาณอินพุตรวดเร็ว - ใช้อุปกรณ์พาสซีฟทำให้มีความทนทาน	- มีช่วงการหน่วงเวลาเนื่องมาจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นได้ง่าย - ต้องปรับจูนวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ให้เหมาะสมกับวงจรสุมและคงค่าและความต่างเฟสระหว่างสัญญาณเปรียบเทียบ
เทคนิควงจรที่ชดเชยผลของ อุณหภูมิ	- โครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อน - ตอบสนองสัญญาณอินพุตรวดเร็ว - สัญญาณที่ได้ไม่ต้องปรับจูนจากภายนอก - ใช้วงจรหารที่สร้างจากโอทีเอ จึงมีราคาถูกและหาได้ง่าย	- วงจรรวมมีขนาดใหญ่ - การปรับจูนวงจรมีอุปสรรคเนื่องจากค่าทรานคอนดักแตนซ์ที่แตกต่างกันของโอทีเอ - ความกว้างของสัญญาณพัลส์ของวงจรวงจรหารตำแหน่งค่ายอดมีผลต่อสัญญาณชดเชยอุณหภูมิ

2.4 เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ถูกนำเสนอในอดีต

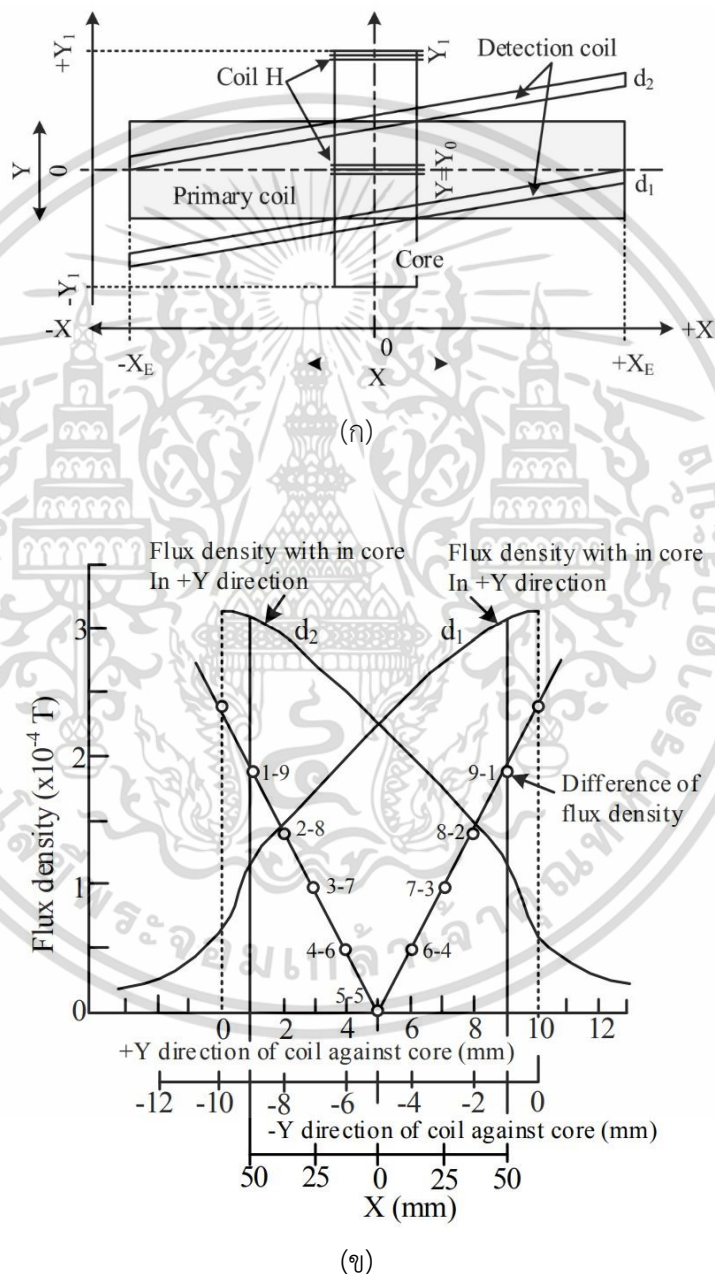
จากหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อนำสัญญาณ LVDT ผ่านวงจรตีมอดูเลต ทำให้ได้สัญญาณแรงดันคอสายที่เปลี่ยนแปลงตามการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT แต่ทว่าคุณลักษณะการถ่ายโอนของสัญญาณ LVDT กับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ มีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ซึ่งอยู่ในรูปของฟังก์ชันเลขชี้ของพหุนามกำลังสามตามที่ได้อธิบายไปในหัวข้อก่อนหน้านี้ ดังนั้นการนำ LVDT ในเชิงพาณิชย์ไปใช้งานในการวัดระยะที่มีความเป็นเชิงเส้นจึงไม่สามารถใช้งานได้ตลอดช่วงการชักของ LVDT นั้นๆ จึงได้มีการวิจัยการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ถูกนำเสนอในอดีตหลายเทคนิคด้วยกัน [1], [12] – [14], [23] โดยหัวข้อนี้กล่าวถึงถึง 3 เทคนิคคือ เทคนิคการปรับโครงสร้าง [10] เทคนิคการออกแบบเฉพาะ [12] และเทคนิคใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก [23] โดยแต่ละเทคนิคมีข้อดี ข้อเสียที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

2.4.1 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการปรับโครงสร้าง

การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยอาศัยการปรับโครงสร้างภายในของ LVDT [11] แสดงได้ดังรูปที่ 2.14 ในรูปที่ 2.14(ก) แสดงรายละเอียดการปรับโครงสร้างจากมุมมองด้านบน โดยอาศัยหลักการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้น ของชุดขดลวดเหนี่ยวนำทุติยภูมิทั้งสองชุด ด้วยการเพิ่มโครงสร้างจำลองขดลวดเหนี่ยวนำตรงตำแหน่งขดลวดปฐมภูมิที่เป็นชุดโครงสร้างหลักของ LVDT โดยการออกแบบปรับปรุงโครงสร้างนี้ใช้เทคนิคเพิ่มขดลวดเหนี่ยวนำพันรอบเฟรมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตามตำแหน่งเป็นส่วนที่แรเงาดังรูปที่ 2.14(ก) องค์ประกอบหลักของการทำงานของชุดขดลวดเหนี่ยวนำชุดปรับปรุงโครงสร้าง มีขดลวดตรวจวัด (Detection coil) ที่ถูกติดตั้งไว้ที่ตำแหน่ง d_1 และ d_2 เพื่อให้หลักการชดเชยสัญญาณเอาต์พุตที่แสดงความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยโครงสร้างหลัก การติดตั้งขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อชดเชยสัญญาณเอาต์พุตให้มีความเป็นเชิงเส้นถูกกำหนดติดตั้งทำมุมองศากับขดลวดเหนี่ยวนำในโครงสร้างของ LVDT โดยพันรอบพื้นที่บางส่วนของชุดขดลวดเหนี่ยวนำอยู่ในบริเวณของขดลวดปฐมภูมิ โดยที่ขดลวดทั้งสองชุดนี้ถูกติดตั้งเพื่อให้มีการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทิศทางตรงกันข้าม ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำชุดปรับปรุงโครงสร้างออกมาเป็นศูนย์ในกรณีที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางกระบอก [1] เมื่อมีสัญญาณกระตุ้นเข้าไปยังขดลวดปฐมภูมิ ส่งผลทำให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศทางเดียวกันกับขดลวดทุติยภูมิหรือในทิศทางของ Y เมื่อมีการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำทำให้เกิดฟลักซ์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Flux) ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ เกิด

เป็นผลต่างสัญญาณแรงดันในตำแหน่งขดลวดเหนี่ยวนำชุด d_1 และ d_2 ดังนั้นสัญญาณแรงดันตกคร่อมชุดปรับปรุงโครงสร้างเพื่อสร้างสัญญาณชดเชยช่วงสัญญาณเอาต์พุตเบี่ยงเบน สามารถตรวจจับการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำได้ เพื่อที่แก้ปัญหาผลกระทบอันเกิดจากสัญญาณเอาต์พุตของขดลวด d_1 ที่เกี่ยวกับการตรวจจับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำภายในขดลวดเหนี่ยวนำชุดหลัก ในแนวแกน X จึงต้องมีการติดตั้ง Sliding coil (ขดลวด H) ที่แกนเหนี่ยวนำ ในรูปที่ 2.14(ข) แสดงถึงความหนาแน่นของฟลักซ์ใน เมื่อขดลวด H มีการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำในทิศทางของแกน Y ทั้งในทิศชั้บวกและทิศชั้กลับ



รูปที่ 2.14 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยการปรับโครงสร้าง [1]

(ก) โครงสร้างของ LVDT ที่ถูกปรับปรุง

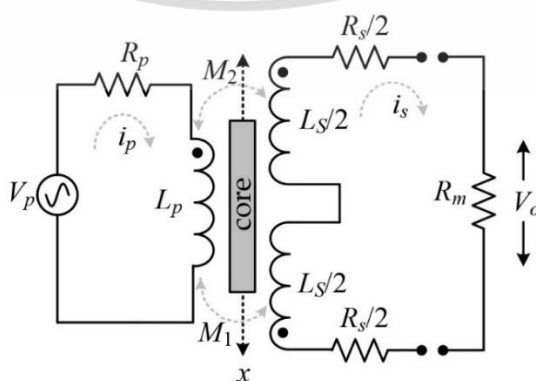
(ข) สัญญาณผลต่างของความหนาแน่นของฟลักซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแตกต่างของความหนาแน่นของฟลักซ์ในทิศทางการเคลื่อนที่ทั้งสองฝั่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ในทิศทางของแกน X สามารถนำสัญญาณผลต่างความหนาแน่นของฟลักซ์ (Difference of flux density) ไปเป็นสัญญาณสำหรับการตรวจจับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำในทิศทางของแกน X ได้ ดังแสดงด้วยกราฟเส้นตรงในรูปที่ 2.14(ข) ซึ่งแสดงถึงค่าสัมบูรณ์ของความหนาแน่นของฟลักซ์ที่ใช้สัญญาณเอาต์พุตที่ชุดปรับโครงสร้างเพื่อชดเชยสัญญาณเอาต์พุตที่ไม่เป็นเชิงเส้น ตามตำแหน่งของ ขดลวด d_1 และ d_2 ในทิศทางของแกน Y เทคนิคปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT ขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเพิ่มขึ้นจากโครงสร้าง LVDT ทั่วไปถึง 90% ด้วยเทคนิคการปรับโครงสร้างโดยเพิ่มจำนวนแกนเหนี่ยวนำชุดปรับปรุงโครงสร้างจาก 1 แกนเป็น 2 แกน นี้มีค่าความผิดพลาดน้อยกว่า 0.45% ทำให้ขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น มีประสิทธิภาพมากขึ้น

2.4.2 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการออกแบบเฉพาะ

เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยอาศัยเทคนิคการใช้คุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน (Fractional Order Linear Variable Differential Transformer, FOLVDT) [12] โดยเทคนิควงจรออกแบบเฉพาะเป็นการวิเคราะห์โครงสร้างวงจรทางไฟฟ้าความจำเพาะของ LVDT โดยพิจารณาสัญญาณเอาต์พุตมีคุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน รวมถึงการพิจารณาคุณสมบัติต่างๆ ของฟังก์ชัน ความไว (sensitivity) ความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearity) และระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ (Stroke range) ซึ่งสอดคล้องกับพฤติกรรมของสมการเศษส่วน หมายถึง การพิจารณาเฉพาะการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวเองของขดลวดภายในโครงสร้าง (Self-inductance) การพิจารณาเฉพาะการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำชุดปฐมภูมิและชุดทุติยภูมิ (Mutual inductance) และการพิจารณาการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของขดลวดทั้งสองกรณีร่วมกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานรูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของ LVDT นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.15 แสดงวงจรสมมูลของ LVDT เพื่อวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าหาความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ พบว่า โครงสร้างการออกแบบวงจร มีแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_m โดยเขียนสมการได้เป็น

$$V_o = R_m i_s \quad (2.28)$$

เมื่อ R_m คือ ค่าความต้านทานของสัญญาณเอาต์พุต

i_s คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด

จากสมการที่ (2.28) เขียนสมการของคุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน ในเทอมของ s ได้ดังนี้

$$V_o = \frac{V_p R_m (\Delta m) s^\beta}{L_s L_p s^{2\alpha} + (\Delta m)^2 s^{2\beta} (L_p (R_s + R_m) + L_s R_p) s^\alpha + R_p (R_s + R_m)} \quad (2.29)$$

เมื่อ L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ

L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ

α คือ ลำดับเศษส่วนของ L_p และ L_s

M_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำระหว่าง ขดลวดปฐมภูมิ และ ขดลวดทุติยภูมิ L_{S1}

M_2 คือ ค่าความเหนี่ยวนำระหว่าง ขดลวดปฐมภูมิ และ ขดลวดทุติยภูมิ L_{S2}

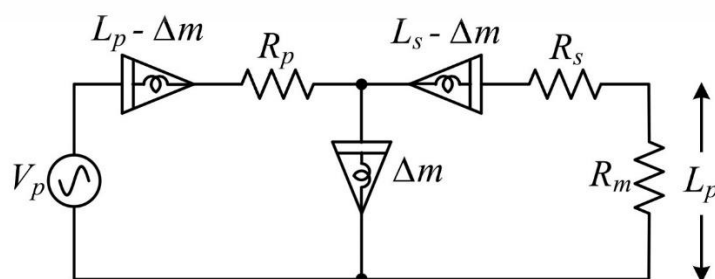
β คือ ลำดับเศษส่วนของ M_1 และ M_2

Δm คือ ผลต่างระหว่าง M_1 และ M_2 ; $(M_1 - M_2)$

R_p คือ ค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิ

R_s คือ ค่าความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด

V_p คือ สัญญาณกระตุ้นที่ป้อนให้ขดลวดปฐมภูมิ



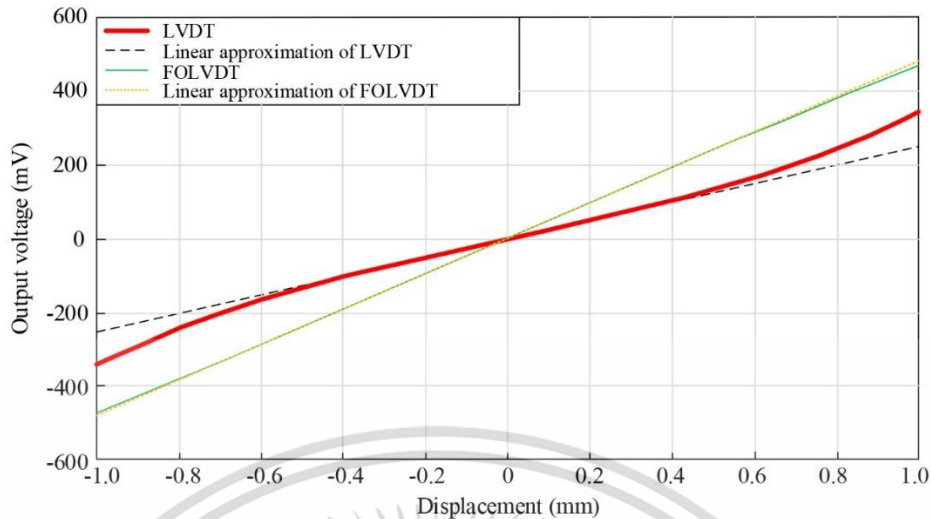
รูปที่ 2.16 วงจรสมมูล FOLVDT [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.29) แรงดันสัญญาณเอาต์พุตที่ตำแหน่งตกคร่อมตัวต้านทาน R_m มีความสัมพันธ์โดยตรงกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนตรวจวัดระยะ จากรูปที่ 2.16 ตัวแปรในวงจรภายในโครงสร้างของ LVDT เป็นค่าคงที่ สำหรับการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น ด้วยวิธีการนี้ต้องการออกแบบวงจรสมมูลของ FOLVDT เพื่อให้มีค่าสัมประสิทธิ์ความไวเป็นเชิงเส้น ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำสัญญาณภายในกระบอกสูงสุด โดยการวิเคราะห์หาค่าลำดับเศษส่วนแบ่งออกเป็น 3 กรณีดังสรุปในตารางที่ 2.2 การตอบสนองค่าสัมประสิทธิ์ความไวและสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของเทคนิคแบบ FOLVDT นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าลำดับเศษส่วนตัวแปรทั้งสอง เทคนิคของ FOLVDT นั้นจะให้ค่าความไวที่สูงกว่าโครงสร้างวงจรของ LVDT ทั่วๆ ไป การตอบสนองความไวมีความคงที่ตลอดช่วง ผลการทดลองและตรวจวัดการขยายความเป็นเชิงเส้นมีประสิทธิภาพสูงกว่า เมื่อเทียบกับโครงสร้างมาตรฐานทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.17 เป็นกราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งระยะการเคลื่อนที่ของแกนตรวจวัดระยะ แสดงในรูปของแรงดันสัญญาณระหว่าง LVDT และ FOLVDT ที่มีค่า $\alpha = 0.8$ และ $\beta = 0.85$

ตารางที่ 2.2 สรุปผลการวิเคราะห์คุณลักษณะการถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน

กรณี	การวิเคราะห์	ตัวแปร α	ตัวแปร β	ผลการทดสอบ
1	Self-inductance	0.5-1	1	■ สัมประสิทธิ์ความไวเพิ่มขึ้น ■ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นลดลง
2	Mutual inductance	1	0.5-1	■ สามารถเพิ่มความไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อมีการลดขนาดของความไว
3	Both self – and mutual inductance	0.5-1	0.5-1	■ $(\alpha = \beta) > 0.8$ ความไวที่สูงขึ้นจะลดความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ■ $(\alpha = \beta) < 0.8$ มีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้นด้วยการลดขนาดของความไว
		$(\alpha = \beta)$		



รูปที่ 2.17 กราฟแสดงระยะการเคลื่อนที่ต่อแรงดันเอาต์พุตระหว่าง LVDT และ FOLVDT

2.4.3 การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้เทคนิคตารางค้นหาแบบ

แอนะล็อก

การออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก ใช้การต่อ LVDT แบบ 4 เส้น ดังรูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรที่นำเสนอ [23] ในเทคนิคนี้แสดงดังรูปที่ 2.19 เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้นมีค่าเท่ากับ $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$ สัญญาณแรงดันไฟฟ้า v_{s1} และ v_{s2} จากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดจะค่าดังสมการที่ (2.3) และ (2.4) ตามลำดับ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_d จาก LVDT ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด เขียนได้ดังสมการ

$$v_d = v_{s2} - v_{s1} = 2k_T V_{ex} I \sin(\omega_{ex} t - \phi) \quad (2.30)$$

ซึ่งสมการที่ (2.30) เป็นสมการที่พิจารณาช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ในช่วงแคบๆ ซึ่งมีค่าไม่เกิน 15% ของระยะการเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำสูงสุด เมื่อพิจารณาตลอดช่วงการเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำ สมการที่ (2.30) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

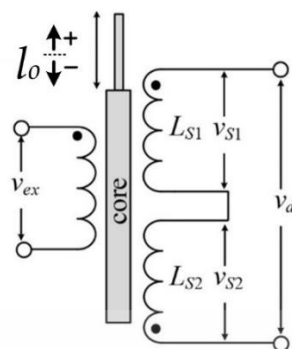
$$v_d = k_T V_{ex} I (1 - k_n l^2) \sin(\omega_{ex} t - \phi) \quad (2.31)$$

เมื่อ k_T คือ ค่าความไวของ LVDT และ k_n คือ ค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุต v_d ในสมการที่ (2.31) ผ่านวงจรตีมอดูเลตตามเทคนิคในเอกสารอ้างอิงที่ [10] จะได้

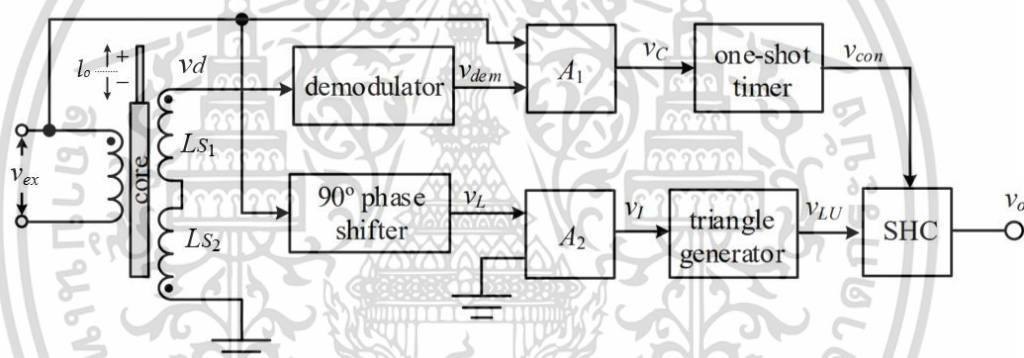
ดังสมการ

$$v_d = k_T V_{ex} I (1 - k_n l^2) \sin(\omega_{ex} t - \phi) \quad (2.32)$$

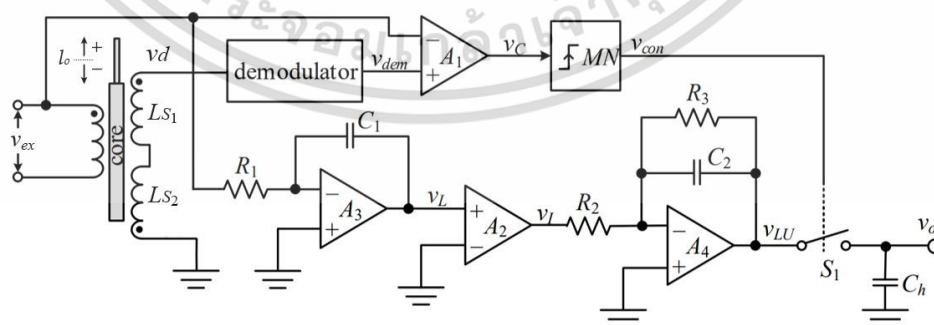
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำออก



รูปที่ 2.18 การต่อ LVDT แบบ 4 เส้น สำหรับวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก [23]



รูปที่ 2.20 วงจรการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นด้วยเทคนิคตารางค้นหาแบบแอนะล็อก [23]

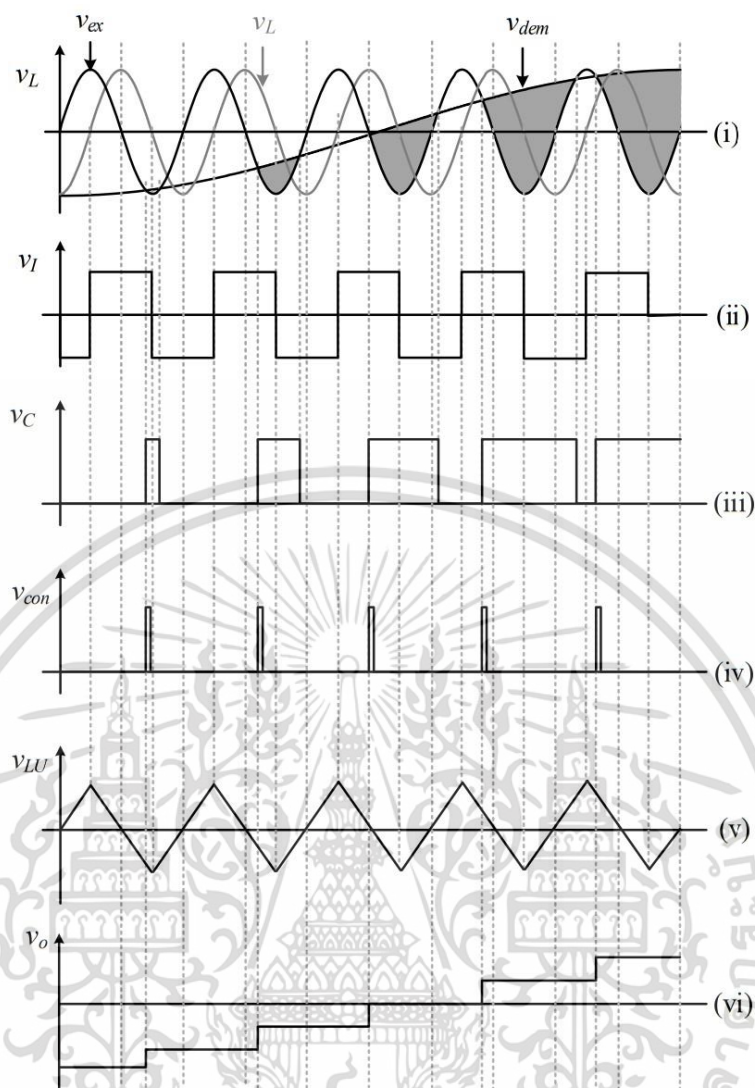
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทำงานวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น ด้วยเทคนิคการหาค้นหาแบบแอนะล็อก [23] แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 ขณะที่สัญญาณกระตุ้น v_{ex} ถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/2$ ด้วยวงจรเลื่อนเฟส โดยจากรูปที่ 2.21 กราฟ (i) แสดงให้เห็นถึงสัญญาณกระตุ้น v_{ex} และสัญญาณที่ถูกเลื่อนเฟส v_L ซึ่งมีเฟสต่างกันกับสัญญาณกระตุ้นอยู่ที่ $\pi/2$ โดยวงจรเลื่อนเฟสประกอบไปด้วยตัวต้านทาน R_1 ตัวเก็บประจุ C_1 และออปแอมป์ A_3 โดยสัญญาณ v_L นำไปสร้างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม v_I โดยผ่านวงจรเปรียบเทียบ A_2 จากนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยมป้อนถูกเข้าวงจรอินทิเกรตที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_4 ตัวต้านทาน R_2 และ R_3 และตัวเก็บประจุ C_2 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม v_{LU} โดยสัญญาณสามเหลี่ยม v_{LU} ถูกส่งไปยังวงจรสุ่มและคงค่าที่สร้างขึ้นจากสวิตช์ S_1 และตัวเก็บประจุ C_h โดยมีสัญญาณ v_{con} ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 โดยสัญญาณควบคุม v_{con} สังเคราะห์จากการนำสัญญาณกระตุ้น v_{ex} และสัญญาณ v_{dem} ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT ที่ผ่านวงจรดีมอดูเลตมาเปรียบเทียบกันด้วยวงจรเปรียบเทียบ A_1 โดยได้มีการปรับแอมพลิจูดของสัญญาณ v_{ex} และ v_{dem} ให้มีค่าเท่ากัน ทำให้ได้เป็นสัญญาณ v_C มีสมการเป็น

$$v_C = \begin{cases} "1" & \text{for } |v_{dem}| > |v_L| \\ "0" & \text{for } |v_{dem}| \leq |v_L| \end{cases} \quad (2.33)$$

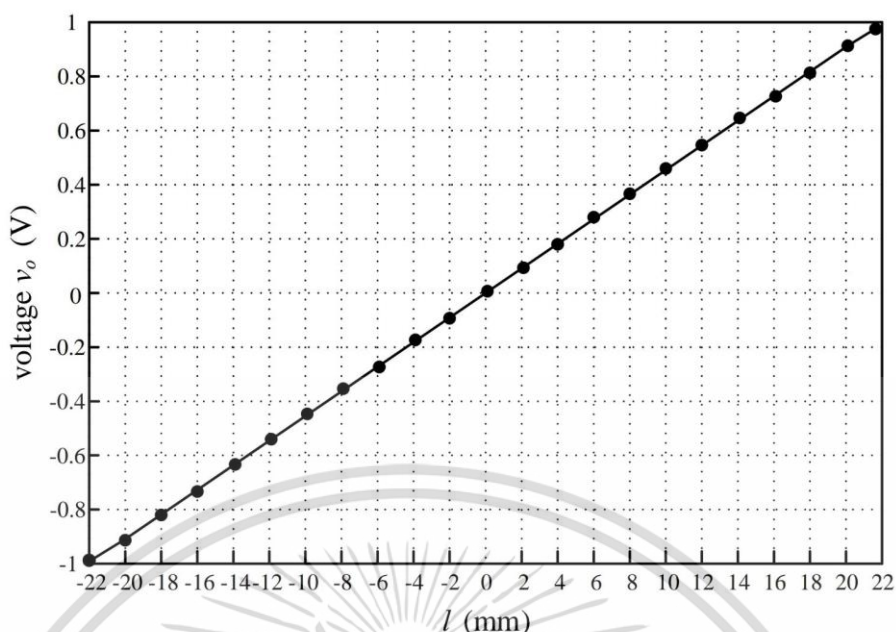
เมื่อ v_{dem} คือ สัญญาณเอาต์พุต v_d ที่มีการปรับแอมพลิจูดสูงสุดให้มีค่าเท่ากับสัญญาณกระตุ้น v_{ex}
 v_L คือ สัญญาณกระตุ้น v_{ex} ที่มีการเลื่อนเฟส $\pi/2$

ที่ตำแหน่งสัญญาณขอบขาขึ้นของสัญญาณ v_C ถูกนำมาใช้ควบคุมวงจรวนซ้ำของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้เป็นสัญญาณ v_{con} โดยเมื่อสัญญาณ v_{con} ที่สถานะลอจิกสูง “1” วงจรสุ่มและคงค่าจะทำการสุ่มสัญญาณ v_{LU} และจะทำการคงค่าสัญญาณ v_{LU} ก่อนหน้าเมื่อสัญญาณ v_{con} ที่สถานะลอจิกต่ำ “0” จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าวงจรสุ่มและคงค่าเป็นสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นรูปสามเหลี่ยม ในขณะที่สัญญาณควบคุมแอนะล็อกสวิตช์ S_1 ใช้ในการสุ่มและคงค่าสัญญาณนั้น มาจากสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_o ของวงจรสุ่มและคงค่าที่ได้จึงมีความเป็นเชิงเส้น และสัมพันธ์กับตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ ทำให้สัญญาณเอาต์พุต v_o ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ดังแสดงในรูปที่ 2.21 กราฟ (vi) โดยการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นในลักษณะนี้ เรียกว่าเทคนิคการหาค้นหาแบบแอนะล็อก และสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้น v_o ที่ได้นั้นถูกปรับด้วยวงจรปรับความชันและเอียงศูนย์ เพื่อให้แรงดันทางชีกบวกลบและแรงดันทางชีกลบของสัญญาณเอาต์พุตสมมาตรกัน



รูปที่ 2.21 สัญญาณที่จุดต่างๆ วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้เทคนิคตารางค้นหาแบบ แอนะล็อก

ในงานวิจัยนี้การทดสอบการทำงานของวงจรได้อ่อนแหล่งจ่ายแรงดันขนาด ± 10 V ให้กับวงจร โดยใช้ LVDT จากบริษัท Solartron Metrology รุ่น S015.0 จากการทดสอบมีระยะการวัดที่ให้ผลสัญญาณ เอาต์พุตเชิงเส้น อยู่ที่ ± 15 mm โดย LVDT รุ่นนี้มีช่วงชักของแกนตรวจวัดระยะ สูงสุดอยู่ที่ ± 22 mm ซึ่งการใช้ LVDT รุ่นนี้เพื่อทดสอบทำให้เห็นสมรรถนะของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอด้วยเทคนิคดังกล่าว ได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น เนื่องจากการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นก่อนและหลังการใช้เทคนิคตารางค้นหาแบบแอนะล็อก โดยประสิทธิภาพของการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิมจาก ± 15 mm ไปเป็น ± 22 mm แสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 สัญญาณเอาต์พุต v_o ต่อระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง โครงสร้าง ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการทำงานของ LVDT โดยสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณมอดูเลตระหว่างสัญญาณกระตุ้นกับสัญญาณตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ LVDT จึงได้กล่าวถึงวงจรดีมอดูเลตเพื่อนำสัญญาณตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำไปใช้งาน ซึ่งกล่าวถึง 2 วงจรด้วยกัน คือ วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตัลด้วยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด และ วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตัลที่มีการชดเชยอุณหภูมิ โดยได้ทำการเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียของวงจรทั้งสองที่นำเสนอในบทนี้ ทว่าสัญญาณ LVDT ที่ผ่านการดีมอดูเลตมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ของการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึงเทคนิคต่างๆ เพื่อขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่มีการนำเสนอในอดีต เพื่อนำมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ 2 เทคนิคด้วยกัน โดยทั้ง 2 เทคนิคอาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของ LVDT ในการออกแบบวงจร โดยวงจรที่ออกแบบไม่มีความซับซ้อน อุปกรณ์ที่ใช้งานสามารถหาซื้อได้ง่ายในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้วงจรที่ออกแบบมีราคาถูก นอกจากนี้ยังมีผลตอบสนองทางเวลาที่ดี

บทที่ 3

เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้การประมาณค่า ด้วยอนุกรมไบนอมียล

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอเทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT จากที่กล่าวมาในบทที่ 2 LVDT มีช่วงปฏิบัติการที่เป็นเชิงเส้นค่อนข้างแคบเนื่องจาก LVDT เองมีคุณลักษณะการถ่ายโอนในรูปของพหุนามกำลังสามในรูปแบบของฟังก์ชันเลขคู่ ถ้าต้องการขยายช่วงปฏิบัติการของ LVDT ให้กว้างขึ้นจำเป็นต้องทำการปรับพฤติกรรมความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยหลักการคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของ LVDT มาทำการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ซึ่งในบทนี้ได้ใช้เทคนิคการประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียล ในการสร้างคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของ LVDT ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอถูกออกแบบเป็นวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นจากวงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกและวงจรขยายผลต่างซึ่งสร้างจากอุปกรณ์แอกทิฟทั้งหมดและอุปกรณ์ที่ใช้สามารถหาซื้อได้ในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้จุดเด่นของเทคนิคนี้คือมีโครงสร้างวงจรที่ง่ายและมีราคาถูก ซึ่งจากผลการทดลองสามารถขยายช่วงปฏิบัติงานของหม้อแปลงผลต่างเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นให้มีความเป็นเชิงเส้นได้เพิ่มขึ้นถึง 5 เท่าและมีค่าความผิดพลาดเต็มสเกลอยู่ที่ 0.23% ของช่วงปฏิบัติการ

3.2 หลักการทำงานของวงจรด้วยเทคนิคการประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียล

ในบทที่ 2 ที่ได้กล่าวถึงหลักทำงานพื้นฐานของ LVDT โดยวงจรสมมูลของ LVDT แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 เมื่อทำการป้อนสัญญาณไซน์ซึ่งใช้เป็นสัญญาณกระตุ้นมีค่าเท่ากับ $v_{ex} = V_{ex}\sin\omega_{ex}t$ ไปยังขดลวดปฐมภูมิ เมื่อ V_{ex} คือขนาดของสัญญาณกระตุ้น และ ω_{ex} คือความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น เมื่อพิจารณาเฉพาะขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT สัญญาณที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด คือ v_{s1} และ v_{s2} สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ ตามลำดับ

$$v_{s1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} V_{ex} N_p N_s (2l_2 + P_l)}{10^7 S_l L_c Z_P \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} l_1^2 \quad (3.1)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{S2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_1 + P_l)}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} l_2^2 \quad (3.2)$$

เมื่อ v_{S1} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1

v_{S2} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ S_2

ω_{ex} คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น

r_i คือ รัศมีของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

P_l คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ

S_l คือ ความยาวของขดลวดทุติยภูมิ

r_c คือ รัศมีของแกนตรวจวัดระยะ

L_a คือ ความยาวของ LVDT

L_c คือ ความยาวของแกนเหนี่ยวนำที่ใช้ตรวจวัดระยะ

d คือ ช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ

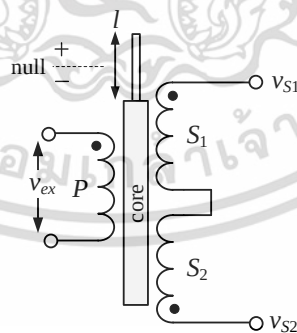
N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

Z_p คือ อิมพีแดนซ์ของขดลวดปฐมภูมิ

l_1 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ S_1

l_2 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ S_2



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของ LVDT

จากโครงสร้างของ LVDT สัญญาณเอาต์พุต v_d ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำเป็นผลต่างระหว่างขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดคือ $v_d = (v_{S1} - v_{S2})$ จะได้ความสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_d = K_T l (1 - K_n l^2) \quad (3.3)$$

$$\text{เมื่อ } K_T = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (P_l + 2d + l_0) l_0}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)}$$

$$\text{และ } K_n = \frac{1}{(P_l + 2d + l_0) l_0}$$

เมื่อ $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$ และ $l = (l_1 - l_2) / 2$ พิจารณาที่โครงสร้าง LVDT จากรูปที่ 2.3(ก) ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ P_l จะมีความยาวมากเมื่อเทียบกับความหนาของแผ่นฉนวน d จึงสามารถประมาณค่าความยาวของแกนเหนี่ยวนำ $L_c = 3P_l$ ดังนั้นสัญญาณผลต่าง v_d ของสมการที่ (3.3) จะเขียนได้เป็น

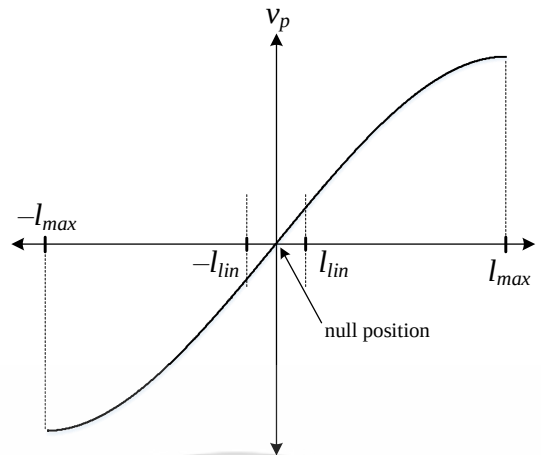
$$v_d = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s}{10^7 Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \frac{2P_l}{3S_l} \left(l - \frac{l^3}{2P_l^2} \right) = k_T l (1 - k_n l^2) \quad (3.4)$$

เมื่อ k_T และ k_n คือค่าความไวและสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d ในสมการที่ (3.4) ขึ้นอยู่กับตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ l ของ LVDT ในรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณ จึงต้องนำสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ผ่านวงจรดีมอดูเลตเพื่อให้ได้ขอบของสัญญาณ v_d จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่า ช่วงปฏิบัติการของสัญญาณ LVDT ความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ที่ตำแหน่งใกล้จุดตัดผ่านศูนย์ของกราฟสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ซึ่งสามารถประมาณค่าเป็นเชิงเส้นสำหรับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ขณะเข้าใกล้จุดตัดผ่านศูนย์ ดังนั้นสัญญาณ v_d เขียนสมการในทอมความเป็นเชิงเส้นต่อระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l ได้ดังนี้

$$v_d = k_T l \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.3) และ (3.4) ช่วงความเป็นเชิงเส้น l_{in} ในสมการที่ (3.5) จะขึ้นกับสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น k_n ซึ่งค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ ε_L ของสัญญาณเอาต์พุต LVDT แสดงดังสมการ

$$l_{in} = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_L}{k_n}} \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.2 สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

ในทางปฏิบัติเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_L ของ LVDT อยู่ที่ 0.5% ถ้าช่วงการวัดที่เป็นเชิงเส้น l_{lin} ของ LVDT ที่ใช้ในบทยนี้มีค่า 2.13 mm ดังนั้น k_n จะมีค่าเท่ากับ $1.106 \times 10^{-3} \text{ V/mm}^2$

จากสมการที่ (3.4) เห็นว่าเทอมที่อยู่ในวงเล็บ ทำให้ช่วงปฏิบัติเชิงเส้นของ LVDT แคบ ดังนั้นเทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นจะทำได้โดยการชดเชยเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้คุณสมบัติการอินเวอร์สฟังก์ชัน ดังนี้

$$N(l) = \frac{1}{(1 - \alpha v_d^2)} \quad (3.7)$$

เมื่อ α คือค่าสัมประสิทธิ์ความถ่วงที่ใช้เพื่อลดความผิดพลาดของสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ในทางปฏิบัติขนาดของเทอม $k_n l^2$ ในสมการที่ (3.4) จะมีค่าน้อยกว่า 1 หรือ $|k_n l^2| < 1$ เป็นผลมาจากสัมประสิทธิ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น k_n ของ LVDT ในห้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ มีค่าน้อยมากและไม่ส่งผลกระทบต่อระยะการเคลื่อนที่ l ของแกนเหนี่ยวนำเมื่อเคลื่อนที่เข้าใกล้ศูนย์ ในทางเดียวกัน ค่าสัมประสิทธิ์ความถ่วง α ในสมการที่ (4.9) มีค่าน้อยกว่า 1 ถ้ากำหนดให้สัญญาณเอาต์พุต v_d มีค่าสูงสุดที่เงื่อนไข $|\alpha v_d^2| < 1$ ทำให้สามารถจัดสมการที่ (3.7) ในรูปของอนุกรมไบนอมิเยลได้เป็น [24]

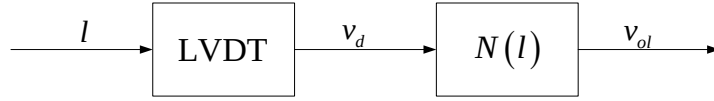
$$N(l) = 1 + \alpha v_d^2 + (\alpha v_d^2)^2 + (\alpha v_d^2)^3 + \dots \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) เทอมที่อันดับสูงสามารถตัดทิ้งได้สำหรับเงื่อนไข $|\alpha v_d^2| < 1$ ดังนั้นเทอมความไม่เป็นเชิงเส้น $N(l)$ สามารถประมาณได้เป็น

$$N(l) = 1 + \alpha v_d^2 \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นทอมความไม่เป็นเชิงเส้น $(1 - k_n l^2)$ ของสมการที่ (3.4) สามารถถูกชดเชยได้ด้วยทอม $N(l)$ จากสมการที่ (3.8) บล็อกไดอะแกรมการทำให้เป็นเชิงเส้นสำหรับพฤติกรรมของ LVDT แสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.3 สัญญาณเอาต์พุต v_{ol} เทียบกับสัญญาณ v_d สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{ol} = v_d + \alpha v_d^3 = v_d (1 + \alpha v_d^2) \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) เมื่อแทนค่า v_d เป็นสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l จากสมการที่ (3.4) สัญญาณเอาต์พุต v_{ol} จะได้เป็น

$$v_{ol} = k_T l + \left[(\alpha k_T^3 - k_T k_n) l^3 - 3\alpha k_T^3 k_n l^5 + 3\alpha k_T^3 k_n^2 l^7 - \alpha k_T^3 k_n^3 l^9 \right] \quad (3.11)$$

ถ้ากำหนดค่าสัมประสิทธิ์ความถ่วง α ที่เหมาะสม สัญญาณเอาต์พุต v_{ol} ในสมการที่ (3.11) ประมาณค่าได้เป็น

$$v_{ol} = k_T l \quad (3.12)$$

ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ (Relative error) ϵ ของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} เขียนได้ดังสมการ

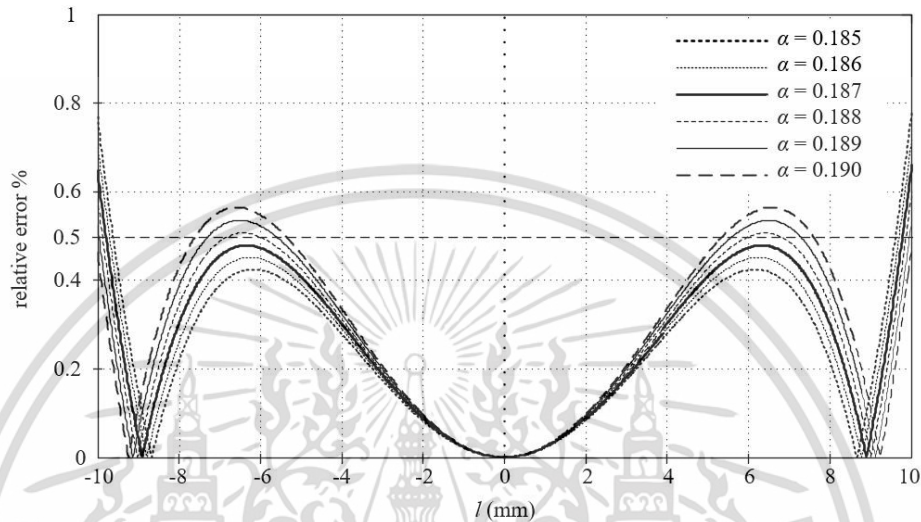
$$\epsilon_l = \left[(\alpha k_T^2 - k_n) l^2 - 3\alpha k_T^2 k_n l^4 + 3\alpha k_T^2 k_n^2 l^6 - \alpha k_T^2 k_n^3 l^8 \right] \times 100\% \quad (3.13)$$

สมการที่ (3.13) ถูกนำมาพล็อตกราฟดังแสดงในรูปที่ 3.4 เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ความถ่วง α ที่เหมาะสม จากรูปที่ 3.4 ถ้ากำหนดให้ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ ϵ ที่ 0.5% เท่ากับช่วงชักของแกนเหนี่ยวนำที่เป็นเชิงเส้น l_{in} ที่ ± 1.9 mm ซึ่งเป็นคุณสมบัติเฉพาะของ LVDT ที่ใช้งานในบนี้ ดังนั้นจะได้ค่าสัมประสิทธิ์ความถ่วง $\alpha = 0.187$ ที่ระยะเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ $l = \pm 9.8$ mm จะเห็นได้ว่าช่วงชักของแกนเหนี่ยวนำที่เป็นเชิงเส้นสามารถขยายได้จาก ± 1.9 mm เป็น ± 9.8 mm จากสมการที่ (3.10) สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรได้อย่างง่ายโดยใช้วงจรคูณและวงจรรวมสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 โดยทั่วไปวงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกที่มีขายในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์มีแพ็คเกจลดทอน

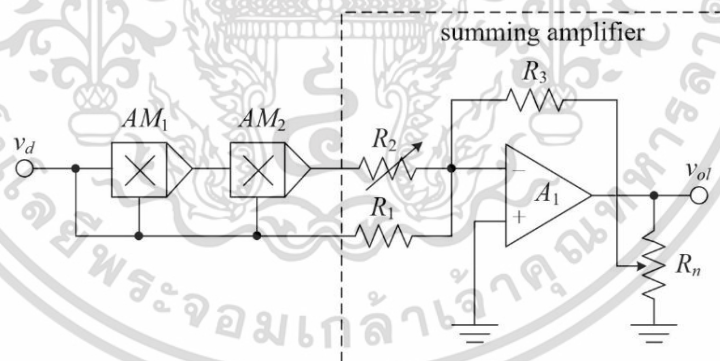
สัญญาณ η ส่วนวงจรรวมสัญญาณประกอบด้วย ออปแอมป์ ตัวความต้านทาน $R_1 - R_3$ และตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านทานปรับค่าได้ R_n ดังแสดงในกรอบเส้นปะของรูปที่ 3.5 ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.14)

$$v_{ol} = -\frac{R_3}{\beta R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right) v_d \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.4 กราฟการพล็อตสมการที่ (3.13)



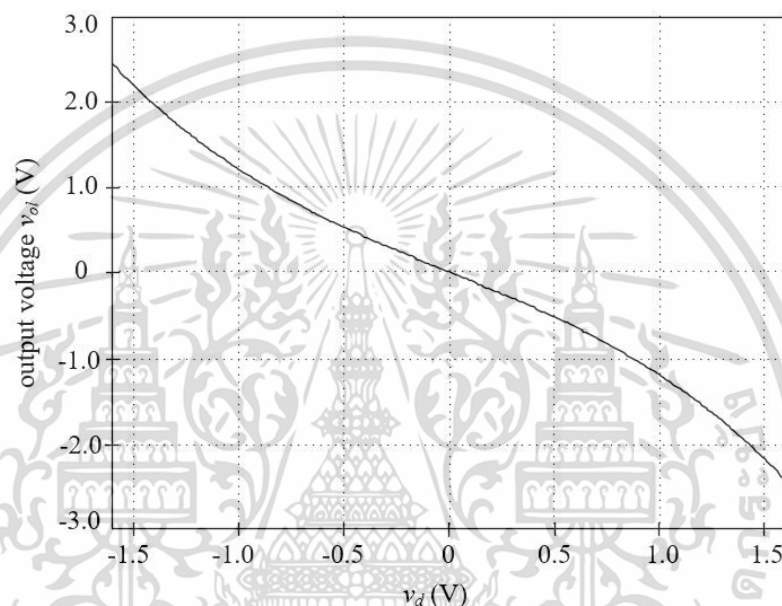
รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ

เมื่อ β คือแฟคเตอร์การขยายสัญญาณ ที่ใช้ปรับขยายสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม และชดเชยค่าที่ไม่เป็นตามอุดมคติของตัวต้านทาน R_3 และ R_1 ซึ่งค่าสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} ที่ได้จะมีเฟสต่างกัน 180° โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของ LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ถูกวัดจากการทดลองโดยค่า $k_T = 84.817 \text{ mV/mm/V}$ และค่า $k_n = 1.106 \times 10^{-3} \text{ V/mm}^2$ และระยะ $l_{in} = \pm 1.9 \text{ mm}$ ที่ค่าความ

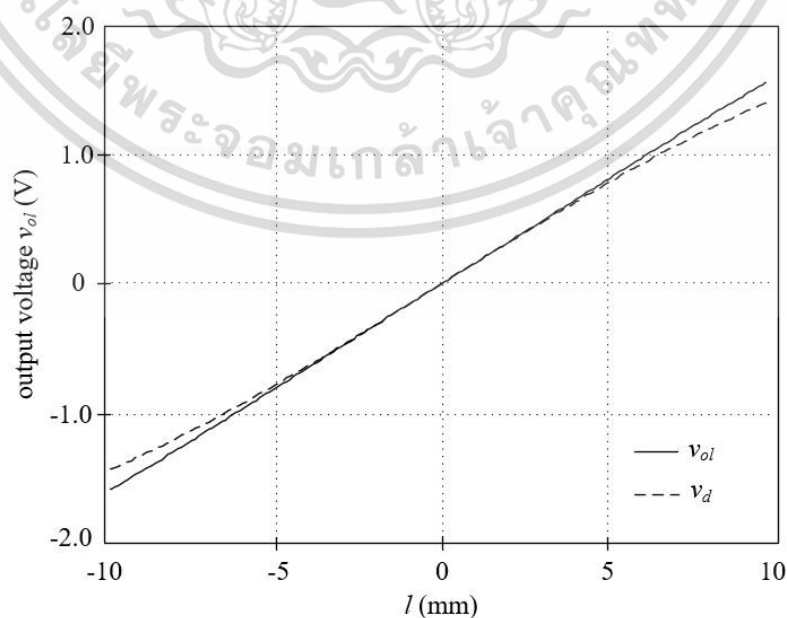
ผิดพลาดสัมพัทธ์ ϵ เท่ากับ 0.5% ค่าพารามิเตอร์ k_n สามารถคำนวณได้จากค่าสูงสุดของกราฟ
คุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT และสมการที่ (3.4) ดังสมการที่ (3.15)

$$k_n = \frac{k_T l_m - v_{dm}}{k_T l_m^3} \quad (3.15)$$

เมื่อ v_{dm} คือค่าสูงสุดของกราฟคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT และ l_m คือตำแหน่งของแกน
เหินยวนที่ส่งผลให้มีสัญญาณแรงดันสูงสุด v_{dm}



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผัน



รูปที่ 3.7 สัญญาณเอาต์พุตความเป็นเชิงเส้นของ LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้มีการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE โดยป้อนสัญญาณกระตุ้นมีแอมพลิจูดสูงสุด 1V รูปที่ 3.6 แสดงคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผันของ LVDT ส่วนรูปที่ 3.7 แสดงความเป็นเชิงเส้นของพฤติกรรม LVDT เมื่อใช้เทคนิคที่นำเสนอ จะเห็นได้ว่าช่วงปฏิบัติการที่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ที่ใช้เทคนิคในงานวิจัยนี้สามารถขยายได้มากกว่า 5 เท่าของช่วงปฏิบัติการเดิม

3.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอ ตั้งข้อสังเกตในเชิงเทคนิคในด้านประสิทธิภาพของวงจรอาจถูกกลทอนด้วยคุณสมบัติที่ไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในการแสดงพฤติกรรมที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนภายในโครงสร้างวงจร คุณสัญญาณแวนเอจและลักษณะที่ไม่คงตัวของค่าตัวต้านทานภายในวงจรรวมสัญญาณ ที่นำมาใช้ในการสร้างวงจร จากรูปที่ 3.5 พิจารณาส่วนวงจรรวมสัญญาณ ประกอบด้วย ออปแอมป์ ตัวความต้านทาน $R_1 - R_3$ และตัวต้านทานปรับค่าได้ R_n ซึ่งมีปัจจัยหลักสำคัญเป็นเหตุให้สัญญาณเอาต์พุต v_{ol} เกิดข้อผิดพลาดที่วงจรตัวคุณแวนเอจและพฤติกรรมที่ไม่เป็นอุดมคติที่เกิดขึ้นระหว่างตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ซึ่งกำหนดค่าความคลาดเคลื่อนนี้เป็น Δ_{12} สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} กับค่าความคลาดเคลื่อนภายในวงจร Δ_{12} ส่งผลให้การทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นไม่เป็นไปตามทฤษฎี ดังสมการ

$$v_{ol} = -\frac{R_3}{\beta R_1} v_d \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right) - (\Delta_{12} + \varepsilon_{m12}) \frac{R_3}{\beta R_2} \eta v_d^3 \quad (3.16)$$

โดยที่ ε_{m12} คือ ค่าความคลาดเคลื่อนตัวคุณแวนเอจ พิจารณาสมการที่ (3.16) β คือ ค่าเกนขยายสัญญาณในวงจรและสามารถเปลี่ยนแปลงได้ซึ่งอยู่ในพจน์ $(R_3/\beta R_1) = K_L$ โดย K_L คือค่าสัมประสิทธิ์การขยายในวงจรรวม ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (3.16) ได้ใหม่เป็น

$$v_{ol} = -K_L v_d \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right) - (\Delta_{12} + \varepsilon_{m12}) K_L \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^3 \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) แสดงให้เห็นว่า ในพจน์ที่สองทางด้านขวาของสมการ คือ ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากพฤติกรรมที่ไม่เป็นอุดมคติที่เกิดขึ้นระหว่างตัวต้านทาน สามารถลดข้อผิดพลาดนี้ด้วยการเปลี่ยนตัวต้านทาน R_2 ด้วยตัวต้านทานปรับค่าได้ หากปรับค่าความต้านทาน R_2 ภายในวงจรที่

นำเสนอให้มีค่าความต้านทานที่เหมาะสมทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น ดังนั้น ε_{oc} ซึ่งเป็นค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\varepsilon_{oc} = \frac{\eta R_1 (\Delta_{12} + \varepsilon_{m12}) v_d^2}{R_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right)} \times 100\% \quad (3.18)$$

ถ้ากำหนดค่าความต้านทานเพื่อชดเชยพฤติกรรมที่ไม่เป็นอุดมคติที่เกิดขึ้นระหว่างตัวต้านทาน R_1 และ R_2 และส่งผลให้ ค่าความคลาดเคลื่อนภายในวงจร Δ_{12} ที่เกิดขึ้นมีค่าประมาณ 0.2% และค่าความคลาดเคลื่อนตัวคูณแอนะล็อก $\varepsilon_{m12} = 0.4\%$ ขณะที่พจน์ $\eta R_1/R_2 = 0.187$ และกำหนดให้สัญญาณแรงดันสูงสุด $v_d = 762.97$ mV สัมพันธ์กับระยะที่แกนเหี่ยวมาเคลื่อนที่ $l = \pm 9.8$ mm ดังนั้นการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของสัญญาณเอาต์พุต ε_{oc} มีค่าประมาณ 0.06% ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ε_{oc} ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากพฤติกรรมของโครงสร้างภายในวงจรมีขนาดเล็กมาก ส่งผลกระทบน้อยต่อการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นจึงสามารถไม่นำมาพิจารณาได้ จากสมการที่ (3.13) และสมการที่ (3.18) แสดงให้เห็นว่าปัจจัยสำคัญที่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของเทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT คือ ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ ε_l ของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol}

3.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอในบทนี้ วงจรในรูปที่ 3.5 ได้ถูกต่อโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟโดยใช้วงจรคุณสัญญาณแอนะล็อกเบอร์ AD633 โดยมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนเท่ากับ 0.1 ทำให้ค่า $\eta = 0.01$ และออปแอมป์เบอร์ LF351 สำหรับอุปกรณ์พาสซีฟ ที่เลือกใช้ประกอบด้วย ตัวต้านทาน $R_1 = R_2 = 20k\Omega$ ที่มีค่าความผิดพลาด 0.2% ดังแสดงวงจรต้นแบบในรูปที่ 3.8 ในงานวิจัยนี้ใช้ LVDT เชิงพาณิชย์รุ่น E100 ของบริษัท ทีอี คอนเนคทีวิตี สำหรับคุณสมบัติเฉพาะของ LVDT รุ่น E100 สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 และพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบมีค่าดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติเฉพาะของ LVDT รุ่น E100

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (E100)	
Stroke range	± 0.1 inches [± 2.54 mm]
Sensitivity, V/V/inch	2.40

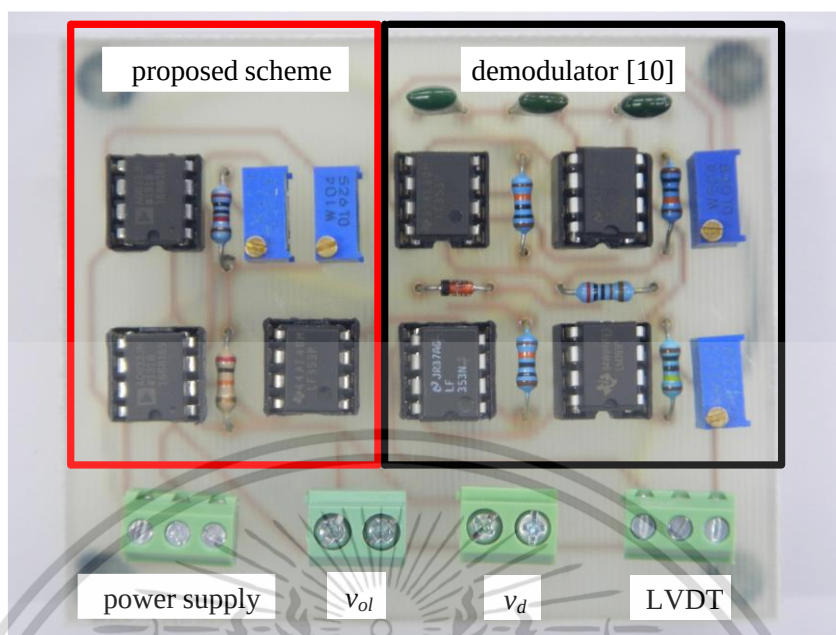
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (E100)	
Sensitivity, mV/V/mm k_T	94.5
Non-linearity (maximum)	$\pm 0.5\%$ of FR
Phase shift	-3°
Input impedance (PRI)	660 Ω
Output impedance (SEC)	960 Ω
Input voltage & frequency	3 VRMS @ 50Hz to 10kHz, sine wave
Test input frequency	2.5 kHz

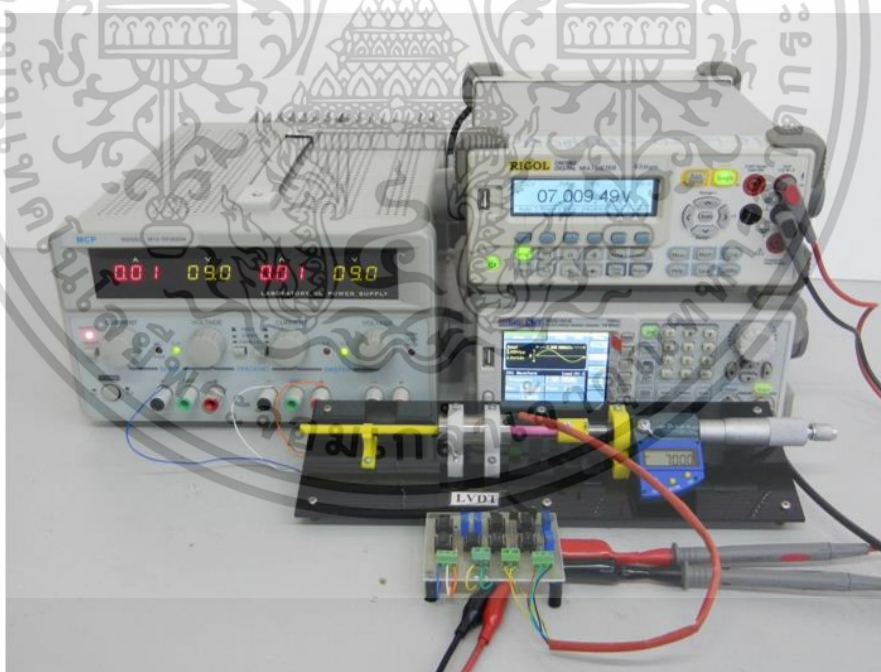
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
สัญญาณกระตุ้น LVDT	ฟังก์ชันไซน์ความถี่ 2.5kHz แอมพลิจูด 2V _{pp}
ค่าสัมประสิทธิ์ค่าความไวของ LVDT (k_T)	84.817mV/mm/V
แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ LVDT (V_{dm})	971.55mV
แกนโลหะเหนี่ยวนำที่ระยะสูงสุด I_{max}	± 16 mm
ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT	± 1.9 mm
ค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (k_n)	1.106×10^{-3} V/mm ²

จากรูปที่ 3.4 และสมการที่ (3.13) ทำให้เทอมของ $(\eta R_1 / R_2) = 0.187$ ทำให้คำนวณได้ค่าความต้านทาน $R_2 = 10.7k\Omega$ ซึ่งใช้เป็นตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้โดยการปรับให้มีความต้านทานใกล้เคียงกับค่าความต้านทานที่คำนวณให้มากที่สุด ส่วนตัวต้านทานปรับค่าได้ R_n กำหนดค่าไว้ที่ $1k\Omega$ ด้วยแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนเลี้ยงวงจรทั้งระบบเท่ากับ $\pm 9V$ ค่าความผิดพลาดความไม่เป็นเชิงเส้นในเทอมของ v_d^2 เท่ากับ 0.4% หรือ $\varepsilon_{m12} = 4 \times 10^{-3}$ ได้จากสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่นำมาใช้มีคุณสมบัติดังนี้ ขณะที่ระยะความยาวของการเคลื่อนที่แกนเหนี่ยวนำ มีช่วงปฏิบัติการเป็นเชิงเส้นเท่ากับ ± 2 mm มีค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์สูงสุดที่ $\varepsilon = 0.5\%$ ค่าสัมประสิทธิ์ความไว $k_T = 94.5\text{mV/mm/V}$ กำหนดให้สัญญาณไซน์ที่ความถี่ 2.5 kHz ขนาดสัญญาณแรงดันสูงสุด 2V_{pp} ใช้เป็นสัญญาณกระตุ้นภายในวงจรในการทดลองนี้ สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ถูกป้อนเข้าวงจรเดิมอดูเลตด้วยเทคนิคของ [10] รูปที่ 3.9 แสดงการจัดวางเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ

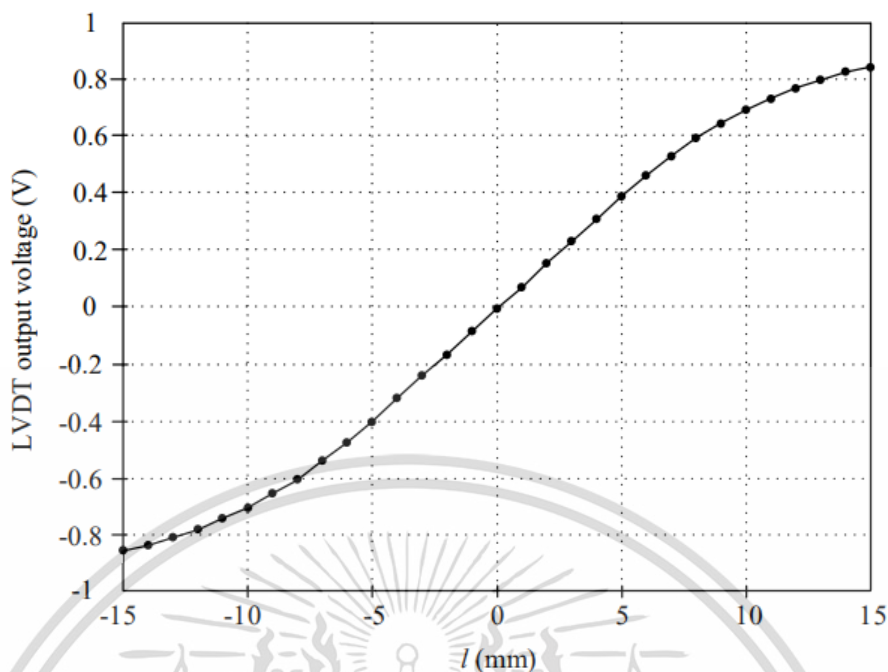


รูปที่ 3.8 วงจรต้นแบบของเทคนิคที่นำเสนอ



รูปที่ 3.9 การจัดวางเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ

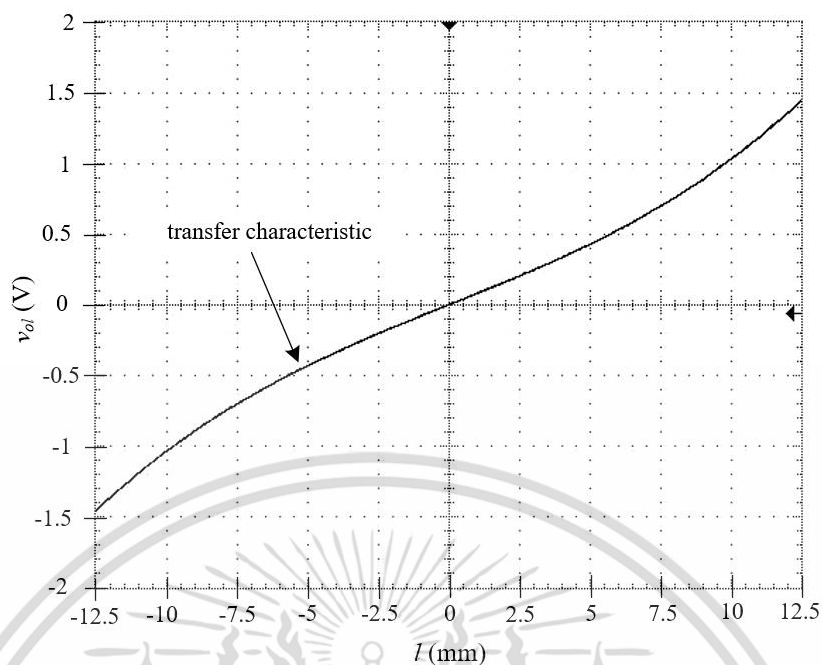
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



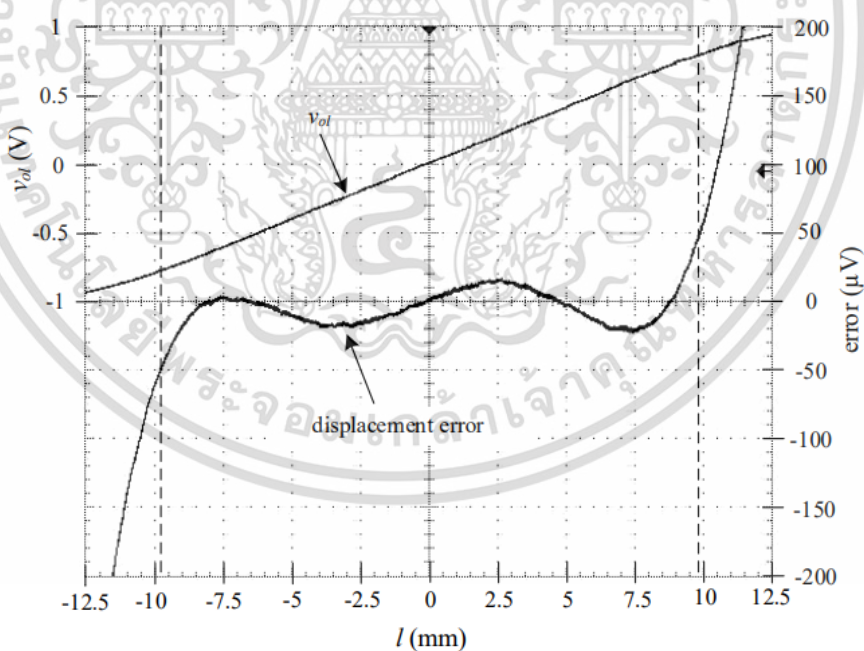
รูปที่ 3.10 พฤติกรรมในทางปฏิบัติของ LVDT

รูปที่ 3.10 แสดงพฤติกรรมของสัญญาณ LVDT ที่ได้จากการวัดค่า ซึ่งมีค่าความไวของ LVDT เท่ากับ 84.817 mV/mm/V และแอมพลิจูดสูงสุด $v_{dm} = 971.55 \text{ mV}$ ที่ช่วงชักสูงสุดของแกนเหนี่ยวนำ $l_{\max} = \pm 16 \text{ mm}$ ที่ความยาวช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่ระยะ $l = \pm 1.9 \text{ mm}$ โดยที่ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ $\varepsilon_{ol} = 0.5\%$ ค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น $k_n = 1.106 \times 10^{-3} \text{ V/mm}^2$ คำนวณได้จากสมการที่ (3.15) คุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของ LVDT ที่นำเสนอในเทคนิคนี้ แสดงในรูปที่ 3.11 เมื่อสัญญาณผลต่าง v_d ของ LVDT ถูกกำหนดเป็น $(v_{s2} - v_{s1})$ หรือ $-v_d$ ถูกใช้เป็นสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่วงจรที่นำเสนอเพื่อสังเคราะห์สัญญาณ v_{ol}

ได้จำลองสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่มีผ่านการดัดแปลง โดยลักษณะสัญญาณเอาต์พุตจำลองนี้ ถูกสังเคราะห์มาจากโปรแกรม LabView และผ่านบอร์ด National Instruments NI-USB-6009 เพื่อนำสัญญาณที่ได้มาวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ของ LVDT ให้มีค่าเดียวกันกับค่าพารามิเตอร์ของ LVDT ที่ใช้งานจริงในงานวิจัยนี้ สัญญาณที่ถูกสังเคราะห์ขึ้นนำไปป้อนเข้าไปยังวงจรในรูปที่ 3.5 ด้วยค่าแอมพลิจูดของสูงสุดที่ $\pm 971.55 \text{ mV}$ ซึ่งสัมพันธ์กับตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำวัดระยะที่ตำแหน่ง $l_{\max} = \pm 16 \text{ mm}$ รูปที่ 3.12 แสดงผลการวัดค่าเพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ



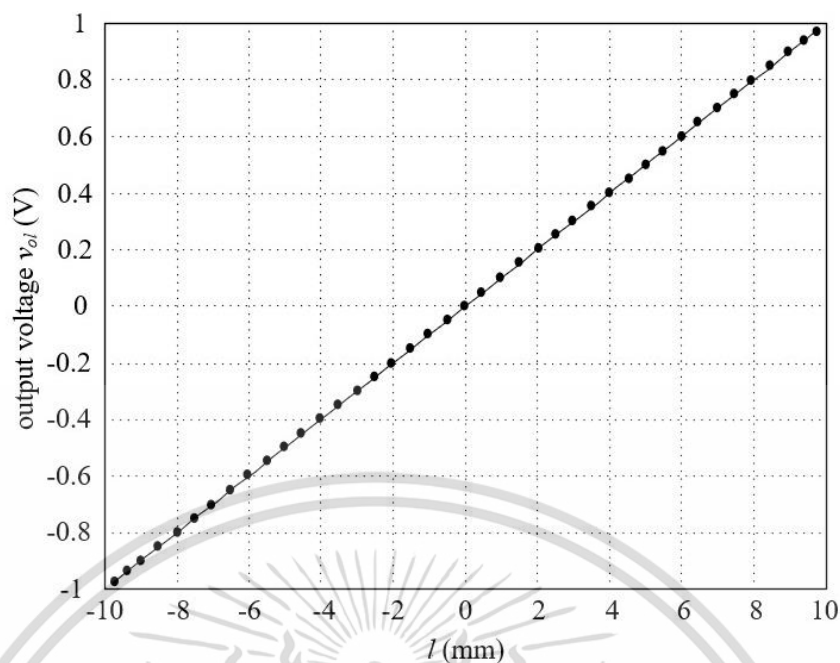
รูปที่ 3.11 คุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรถ่ายโอน



(b)

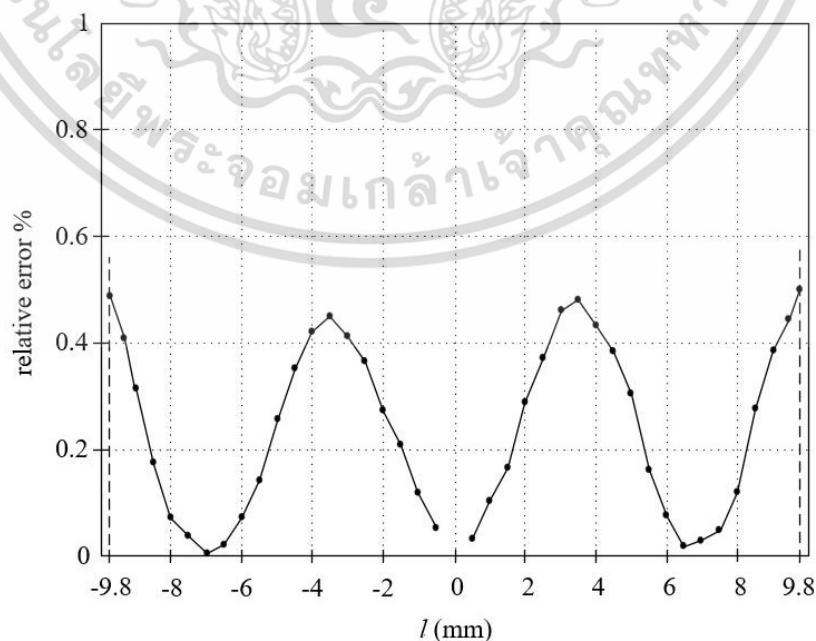
รูปที่ 3.12 ผลการวัดค่าของวงจรถ่ายโอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 ผลการวัดของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol}

จากรูปที่ 3.12 แสดงให้เห็นได้ว่าเทคนิคที่นำเสนอสามารถขยายช่วงปฏิบัติงานที่เป็นเชิงเส้นจากระยะ $l = \pm 1.9$ mm เป็น $l = \pm 9.8$ mm รูปที่ 3.13 แสดงผลจากการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} ในรูปที่ 3.5 โดยทำการวัดซ้ำ 5 ครั้งในแต่ละตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำระยะเคลื่อนที่จาก -9.8 mm ถึง +9.8 mm ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ความไวของวงจร k_T กำหนดไว้ที่ 100mV/mm/V โดยค่าที่ได้จากการปรับค่าความต้านทาน R_n เพื่อชดเชยอัตราขยายสัญญาณ



รูปที่ 3.14 ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ ε_l

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.14 แสดงค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ ε_r ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น v_{ol} เมื่อค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ ε_r สูงสุดของสัญญาณที่วัดได้ในรูปที่ 3.14 ซึ่งสอดคล้องกับค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ε_{am} ซึ่งมีค่าประมาณ 46 μm เมื่อค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์สูงสุด ε_r เกิดขึ้นเมื่อตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปที่ $l = \pm 9.8 \text{ mm}$ การคำนวณหาความผิดพลาดเต็มสเกล ε_{fs} ที่เกิดขึ้นในการทดสอบสมรรถนะวงจรที่นำเสนอแสดงได้ดังนี้

$$\varepsilon_{fs} = \frac{\max(\varepsilon_{am})}{\text{full stroke range}} \times 100\% \quad (3.19)$$

การคำนวณค่าความผิดพลาดเต็มสเกล ε_{fs} จากสมการที่ (3.19) กรณีค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุด ε_{am} มีค่า 46 μm ดังนั้นค่าความผิดพลาดเต็มสเกลคำนวณได้มีค่าประมาณ 0.23%

3.5 บทสรุป

ในบทนี้นำเสนอเทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการของ LVDT อาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของสัญญาณ LVDT ด้วยการประมาณค่าด้วยอนุกรมไบนอมียัล โครงสร้างของวงจรมีความเรียบง่าย ประกอบด้วย วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกและออปแอมป์ มาสังเคราะห์สัญญาณชดเชยที่มีคุณลักษณะการถ่ายโอนแบบผกผันของ LVDT ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอสามารถขยายช่วงปฏิบัติการที่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ได้ถึง 5 เท่า จาก $\pm 1.9 \text{ mm}$ เป็น $\pm 9.8 \text{ mm}$ สมรรถนะของวงจรยืนยันด้วยการต่อวงจรจริง ค่าความผิดพลาดเต็มสเกลมีค่าประมาณ 0.23% ทำให้วงจรที่เสนอนี้ นำไปประยุกต์ใช้งานการตรวจวัดหาระยะทางที่กว้างขึ้นกว่าเดิมได้ ด้วยการออกแบบวงจรที่ทำงานร่วมกับ LVDT ที่มีขนาดกระทัดรัด และให้ประสิทธิภาพสูง ประกอบกับแนวคิดที่ได้นำเสนอไปนั้นเรียบง่ายไม่ซับซ้อนสามารถประยุกต์ในระบบการตรวจวัดที่ต้องการอุปกรณ์ที่มีขนาดวงจรกระทัดรัด เหมาะสมกับการทำงานประเภทเชิงพาณิชย์ เครื่องจักรขนาดเล็ก และ อุตสาหกรรมระบบฝังตัว เพื่อวัดและหาระยะทางที่ต้องการความละเอียดและแม่นยำสูง

บทที่ 4

เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นโดยใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT โดยอาศัยคุณลักษณะการส่งผ่านถ่ายโอนผกผันของ LVDT มาทำการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT เช่นเดียวกับบทที่ 3 แต่เป็นใช้เทคนิคการประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ (sinh) โดยเทคนิคที่นำเสนอในบทนี้ สามารถขยายช่วงการวัดของ LVDT ให้มีความเป็นเชิงเส้นได้ถึงช่วงชักสูงสุดของแกนเหี่ยวหนา โดยการสร้างวงจรฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์อาศัยคุณสมบัติของวงจรขยายที่สร้างจากไบโพลาร์โครงสร้างคลาสเอบี (Class AB bipolar amplifier) ซึ่งได้มาจากวงจรขยายป้อนกลับกระแส (Current feedback operational amplifier, CFOA) โครงสร้างของวงจรที่นำเสนอในเทคนิคนี้ใช้ CFOA จำนวน 2 ตัวและวงจรขยายค่าความนำ (Operational transconductance, OTA) จำนวน 1 ตัว เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ และอุปกรณ์อื่นๆ ที่ใช้เป็นอุปกรณ์ที่สามารถซื้อได้ในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ เทคนิคที่นำเสนอมีโครงสร้างที่เรียบง่าย วงจรมีขนาดเล็ก และราคาถูก มีค่าความผิดพลาดเต็มสเกลสูงสุดประมาณ 0.295% ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของวงจรในการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT มีประสิทธิภาพดี

4.2 หลักการประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์

เช่นเดียวกับบทที่ 3 ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของ LVDT ในภาพรวมเพื่อให้เห็นภาพเมื่อนำสัญญาณ LVDT ไปขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น โดยในรูปที่ 4.1 แสดงวงจรสมมูลของ LVDT ที่ต่อร่วมกับวงจรดีมอดูเลต เมื่อป้อนสัญญาณไซน์เป็นสัญญาณกระตุ้น $v_{ex} = V_{ex}\sin\omega_{ext}$ เข้าที่ขดลวดปฐมภูมิ P สัญญาณเอาต์พุต v_{S1} และ v_{S2} ที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1 และ S_2 ตามลำดับ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_{S1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_2 + P_l)}{10^7 S_l L_c Z_P \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} l_1^2 \quad (4.1)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{S2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_1 + P_l)}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} l_2^2 \quad (4.2)$$

เมื่อ v_{S1} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1

v_{S2} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ S_2

V_{ex} คือ ขนาดของสัญญาณกระตุ้น

ω_{ex} คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น

r_i คือ รัศมีของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

P_l คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ

S_l คือ ความยาวของขดลวดทุติยภูมิ

r_c คือ รัศมีของแกนตรวจวัดระยะ

L_a คือ ความยาวของ LVDT

L_c คือ ความยาวของแกนเหนี่ยวนำที่ใช้ตรวจวัดระยะ

d คือ ช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ

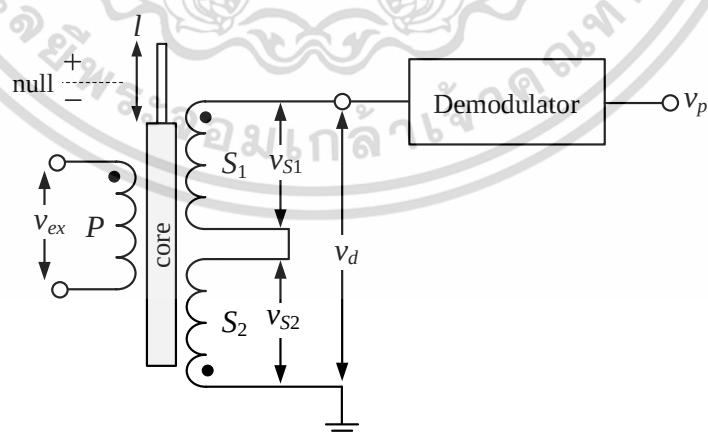
N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

Z_p คือ อิมพีแดนซ์ของขดลวดปฐมภูมิ

l_1 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ S_1

l_2 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ S_2



รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลอย่างง่ายของ LVDT ที่ต่อร่วมกับวงจรดีมอดูเลต

จากโครงสร้างของ LVDT สัญญาณเอาต์พุต v_d ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำเป็นผลต่าง

ระหว่างขดลวดทุติยภูมิทั้งสองคือ $v_d = (v_{S1} - v_{S2})$ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_d = K_T l (1 - K_n l^2) \quad (4.3)$$

$$\text{เมื่อ } K_T = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (P_l + 2d + l_0) l_0}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)}$$

$$\text{และ } K_n = \frac{1}{(P_l + 2d + l_0) l_0}$$

โดยที่ $l_0 = (l_1 + l_2)/2$ คือ ตำแหน่งศูนย์ของแกนเหนี่ยวนำที่จุดกึ่งกลาง และ $l = (l_1 - l_2)/2$ คือตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำที่เคลื่อนที่ออกจากจุดกึ่งกลาง ด้วยโครงสร้าง LVDT มีช่องว่างที่ทำหน้าที่เป็นฉนวนกันระหว่างขดลวดทั้งสามชุดโดยจะมีความหนา d เมื่อเทียบความหนาช่องว่างนี้กับความยาวขดลวดปฐมภูมิ P_l มีขนาดเล็กมาก หรือ $P_l \gg d$ ถ้ากำหนดความยาวของแกนเหนี่ยวนำ $L_c = 3P_l + 2d$ สัญญาณ v_d สามารถเขียนได้ดังนี้

$$v_d = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s}{10^7 Z_p \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \frac{2P_l}{3S_l} \left(l - \frac{l^3}{2P_l^2} \right) = k_T l (1 - k_n l^2) \quad (4.4)$$

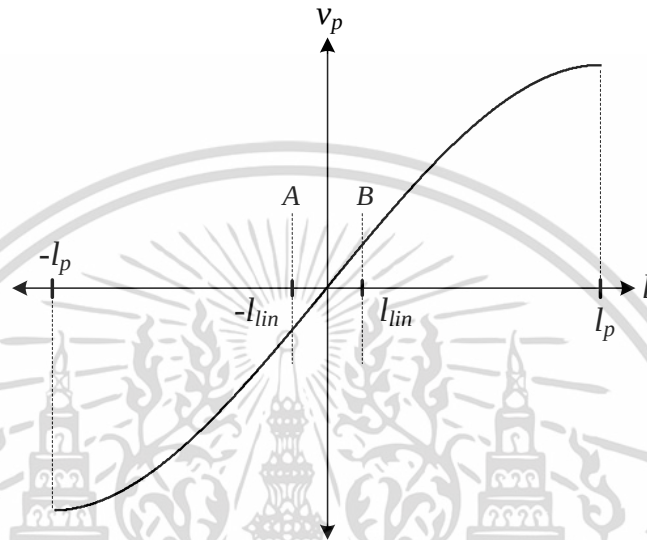
โดยที่ k_T และ k_n คือค่าสัมประสิทธิ์ความไวและสัมประสิทธิ์ที่ไม่เชิงเส้น ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d ในสมการที่ (3.4) ขึ้นอยู่กับตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ l ของ LVDT ในรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณ จึงต้องนำสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ผ่านวงจรดีมอดูเลตเพื่อให้ได้ขอบของสัญญาณ v_d ดังรูปที่ 4.1 โดยค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d ที่แปรผันตามตำแหน่งของการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำสามารถแทนด้วยตัวแปร v_p คุณสมบัติการถ่ายโอนของ LVDT สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 จากสมการที่ (4.4) เทอมของ k_n จะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ส่งผลจำกัดช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น โดยระยะของการวัดที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นเชิงเส้น l_{in} สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.5)

$$l_{in} = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_L}{k_n}} \quad (4.5)$$

โดยที่ ε_L คือค่าความคลาดเคลื่อนความเป็นเชิงเส้นของ LVDT ที่ยอมรับได้อยู่ที่ประมาณ 0.5% ซึ่งเป็นค่าคงที่เฉพาะของ LVDT ในงานวิจัยนี้ คำนวณหาช่วงการวัดที่เป็นเชิงเส้น l_{in} ประมาณ 2.54 mm เมื่อค่า $k_n = 7.75 \times 10^{-4} \text{ V/mm}^2$ ได้จากสมการที่ (4.5) จากรูปที่ 4.2 หาช่วงระยะการ

เคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ที่ให้ค่าแอมพลิจูดสูงสุด (peak to peak) จากกราฟแสดงคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\pm l_p$ ได้จากสมการที่ (4.6)

$$l_p = \pm \sqrt{\frac{1}{3k_n}} \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.2 คุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT

นอกจากนี้ จากโครงสร้างของ LVDT ในรูปที่ 2.3(ก) ยังสามารถกำหนดช่วงชัก $\pm l_d$ ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT โดยพิจารณาจากโครงสร้างจริงของ LVDT โดยกำหนดได้จาก ความยาว L_d ของตัว LVDT และความยาวของแกนเหนี่ยวนำ L_c ในโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 2.3(ก) ซึ่งช่วงชัก $\pm l_d$ หาได้จาก

$$\pm l_d = \pm \frac{(L_d - L_c)}{2} \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.6) และ (4.7) ระยะเวลาเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำสูงสุด หรือ $l_{\max}$ ของ LVDT ถูกจำกัดที่ค่าน้อยสุดระหว่างระยะเวลาเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำที่ l_p และ l_d ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$l_{\max} = \pm \min(l_d, l_p) \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.7) ค่าความยาว L_d และ L_c ของ LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีค่าเท่ากับ 44.1 mm และ 31.8 mm ตามลำดับ ดังนั้นช่วงระยะเวลาเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำสูงสุด $l_{\max}$ ของ LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะเท่ากับ $l_d = \pm 6.2 \text{ mm}$ จากสมการที่ (4.5) ถ้าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้น k_n มีค่าลดลง มีผลให้ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นกว้างขึ้น แต่ทว่าการทำให้ k_n มีค่าลดลง ต้องแลกมากับการเพิ่มความยาวและจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ ส่งผลให้โครงสร้าง LVDT มีขนาดที่ใหญ่ขึ้น สัญญาณเอาต์พุต v_d จากสมการที่ (4.3) และ (4.4) มีรูปแบบของฟังก์ชันเลขคี่ของพหุนามกำลังสาม (Odd function form of the cubic polynomial) ซึ่งมีรูปแบบสัมพันธ์กับเทอมที่หนึ่งและสามของอนุกรมฟังก์ชันอินเวอร์สไฮเพอร์โบลิคไซน์ (Inverse hyperbolic sine, $\sinh^{-1}$) [25] ซึ่งอนุกรมฟังก์ชันอินเวอร์สไฮเพอร์โบลิคไซน์ $\sinh^{-1}$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\sinh^{-1} x = x - a_1 x^3 + a_2 x^5 - a_3 x^7 + \dots \quad \text{for } -1 < x < 1 \quad (4.9)$$

$$\text{เมื่อ } a_n = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(2n)!}{2^{2n} (2n+1)(n!)^2} \right]$$

จากสมการที่ (4.9) ขนาดของพจน์ $a_n x^{(2n+1)}$ เมื่อ $n \geq 2$ มีค่าน้อยมาก จึงสามารถตัดออกได้ ดังนั้นสัญญาณตำแหน่ง v_p ที่ถูกตัดออกแล้วจากสัญญาณ v_d ของสมการที่ (4.4) สามารถประมาณค่าได้เป็น

$$v_p = \frac{k_T}{\lambda} \sinh^{-1}(\lambda l) \quad (4.10)$$

โดยที่ λ เป็นค่าสเกลแฟกเตอร์ สำหรับปรับขนาดของสัญญาณให้อยู่ในช่วง $-1 < \lambda l < 1$ เพื่อให้เหมาะสมกับระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนี่ยวนำ ซึ่งค่าสเกลแฟกเตอร์ λ สามารถคำนวณได้จากค่าความผิดพลาดสูงสุดของ LVDT ขณะที่ช่วงสัญญาณเอาต์พุตเป็นเชิงเส้น และขนาดของฟังก์ชันฟังก์ชันอินเวอร์สไฮเพอร์โบลิคไซน์ $\sinh^{-1}$ ในสมการที่ (4.10) ที่ค่าความผิดพลาดสูงสุด $\varepsilon_{\max}$ ของสัญญาณ v_d จากสมการที่ (4.4) ดังนั้นประมาณค่าสเกลแฟกเตอร์ λ ได้ดังสมการ

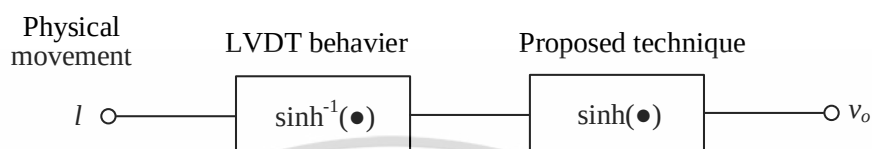
$$\lambda = \frac{\sqrt{3!(\varepsilon_{\max})}}{l_{\text{lin}}} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.4) คุณสมบัติการถ่ายโอนของ LVDT ไปไม่เป็นเชิงเส้นกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l ช่วงที่คุณสมบัติการถ่ายโอนของ LVDT เป็นเชิงเส้น แกนเหนี่ยวนำ l จะอยู่ใกล้กับตำแหน่งศูนย์ l_0 ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไข $kl^2 \ll 1$ ถ้าระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ l แปรค่าในช่วงที่เป็นเชิงเส้น $\pm l_{\text{lin}}$ ในสมการที่ (4.5) ดังนั้นสัญญาณ v_p ในสมการที่ (4.10) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_p = k_T l \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

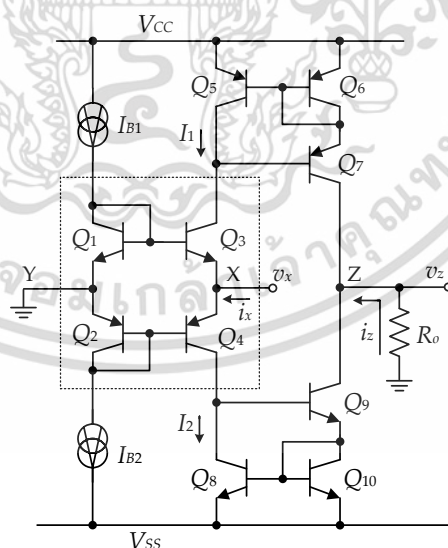
จากสมการที่ (4.12) สัญญาณ v_p มีลักษณะสัญญาณเอาต์พุตเป็นเชิงเส้นในขณะที่ ตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ I เคลื่อนที่อยู่ในช่วง A และ B ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างของ LVDT มีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นแคบมาก ดังนั้นเพื่อขยายช่วงการวัดให้มีความเป็นเชิงเส้น ฟังก์ชันอินเวอร์สไฮเพอร์โบลิกไซน์ $\sinh^{-1}$ ของพฤติกรรม LVDT ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นด้วยการใช้ฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ดังแสดงในรูปที่ 4.3 นำมาใช้ในการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.3 ไดอะแกรมการชดเชยช่วงการวัดให้มีความเป็นเชิงเส้น

4.2.1 การสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์

เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นด้วยการสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ โดยเทคนิคที่นำมาใช้อาศัยคุณลักษณะแฝงในวงจรทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เพื่อชดเชยสัญญาณที่มีความเบี่ยงเบนไม่เป็นเชิงเส้นของช่วงการวัด โดยใช้โครงสร้างของทรานซิสเตอร์คลาสเอบี ในการออกแบบ ซึ่งโครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คลาสเอบีประยุกต์ใช้จากอุปกรณ์ CFOA [26] แสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของคลาสเอบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

จากรูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คลาสเอบีเมื่อพิจารณาเฉพาะส่วน องค์ประกอบวงจรภายในกรอบเส้นประ กระแส $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ เป็นกระแสไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ $Q_1 - Q_4$ โดยค่ากระแส I_1 และ I_2 สามารถเขียนดังสมการที่ (4.13) และ (4.14) ตามลำดับ [27]

$$I_1 = -\frac{i_x}{2} + I_B \sqrt{\left(\frac{i_x}{2I_B}\right)^2 + 1} \quad (4.13)$$

$$I_2 = \frac{i_x}{2} + I_B \sqrt{\left(\frac{i_x}{2I_B}\right)^2 + 1} \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.13) และ (4.14) คำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดัน v_x และกระแส I_x ได้ดังสมการ

$$v_x = V_T \ln \left[\frac{i_x}{2I_B} + \sqrt{\left(\frac{i_x}{2I_B}\right)^2 + 1} \right] \quad (4.15)$$

เมื่อ $V_T = kT / q$ คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิตัว (Thermal voltage)

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

$q = 1.602 \times 10^{-19}$ C คือ ประจุอิเล็กตรอน

$T = (273 + ^\circ\text{C})$ คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ (Absolute temperature) มีหน่วยเป็น เคลวิน

จากสมการที่ (4.15) จัดรูปแบบให้อยู่ในฟังก์ชันอินเวอร์สไฮเพอร์โบลิกไซน์ ได้ดังสมการที่ (4.16) [24]

$$v_x = V_T \sinh^{-1} \left(\frac{i_x}{2I_B} \right) \quad (4.16)$$

จากสมการที่ (4.16) พบว่าอุณหภูมิตัวที่เปลี่ยนแปลงภายในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คลาสเอบี มีผลกระทบต่อแรงดัน V_T ส่งผลต่อค่าแรงดัน v_x แต่ผลกระทบที่เกิดจากอุณหภูมิตัวสามารถแก้ปัญหาค้นหาได้ด้วยวงจรชดเชยอุณหภูมิตัวอย่างง่าย ซึ่งกล่าวรายละเอียดต่อไป จากสมการที่ (4.15) ความสัมพันธ์ของค่าสัญญาณแรงดัน v_x และค่ากระแส i_x เขียนความสัมพันธ์สมการใหม่ได้

$$i_x = 2I_B \sinh \left(\frac{v_x}{V_T} \right) \quad (4.17)$$

ซึ่งจากรูปที่ 4.4 กระแส i_x หาได้จากการนำเอาค่ากระแส i_1 จากสมการที่ (4.13) ลบด้วย กระแส i_2 ที่ได้จากสมการที่ (4.14) โดยวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) CM1 และ CM2 ที่สร้างจากวงจรถรทรานซิสเตอร์ $Q_5 - Q_7$ และ $Q_8 - Q_{10}$ ตามลำดับ โดยวงจรสะท้อนกระแสทำหน้าที่ถ่ายโอนกระแส i_1 และ i_2 ไปยังพอร์ต Z กระแสเอาต์พุต i_z เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_z = I_2 - I_1 = i_x \quad (4.18)$$

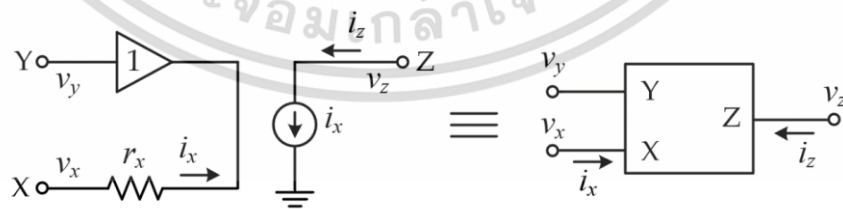
สมการที่ (4.18) สามารถแปลงกระแสเอาต์พุต i_z เป็นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_z ได้โดยใช้ตัวต้านทาน R_o จากสมการที่ (4.16) ฟังก์ชันอินเวอร์สไฮเปอร์โบลิกไซน์ $\sinh^{-1}$ สามารถประมาณค่าเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นได้เมื่อกำหนด $i_x \ll 2I_B$ ดังนั้นสมการที่ (4.16) สามารถจัดความสัมพันธ์สมการได้เป็น

$$v_x = \frac{V_T}{2I_B} i_x = r_x i_x \quad (4.19)$$

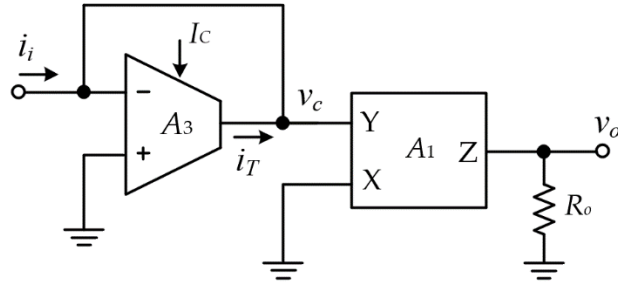
เมื่อ r_x คือ ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X ของวงจร CFOA

วงจร CFOA ในรูปที่ 4.4 สามารถเขียนเป็นไดอะแกรมสมมูลได้ในรูปที่ 4.5 วงจรที่ใช้สังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ แสดงในรูปที่ 4.6 จากรูปที่ 4.6 วงจร OTA A_3 ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานแบบแอคทีฟที่มีการชดเชยแรงดันเชิงอุณหภูมิ V_T โดยค่ากระแส i_T ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตของ A_3 มีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$i_T = -\frac{I_C}{2V_T} v_c \quad (4.20)$$



รูปที่ 4.5 ไดอะแกรมสมมูลของ CFOA

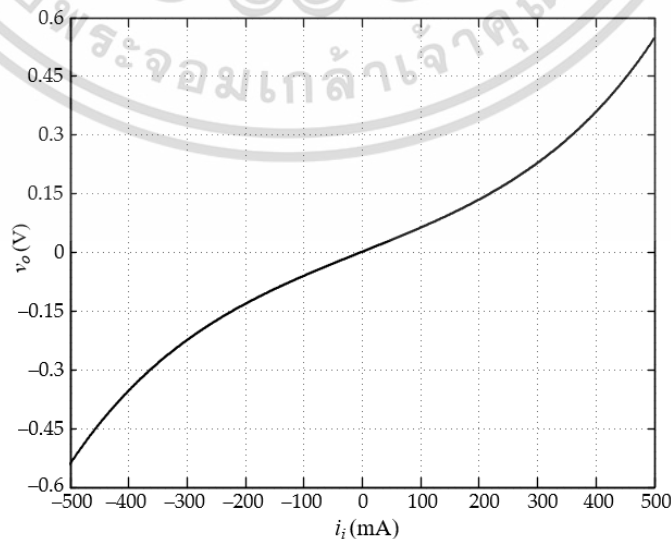


รูปที่ 4.6 วงจรสำหรับการสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์

เมื่อ I_C เป็นกระแสไบอัสของ OTA A_3 จากวงจรในรูปที่ 4.6 กระแสอินพุต i_i มีค่าเท่ากับกระแส i_T โดยมีทิศการไหลของกระแสตรงกันข้าม หรือ $i_i = -i_T$ ส่งผลให้แรงดันตกคร่อม v_c ที่ป้อนเข้าวงจร OTA A_3 มีค่าเท่ากับ $(2V_T / I_C)i_i$ ซึ่งใช้เป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ $\sinh$ ที่สร้างด้วย CFOA A_1 จากสมการที่ (4.17) และ สมการที่ (4.20) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต v_o และกระแสอินพุต i_i เขียนได้เป็น

$$v_o = 2I_B R_o \sinh\left(\frac{2}{I_C} i_i\right) = k_o \sinh\left(\frac{2}{I_C} i_i\right) \quad (4.21)$$

จากสมการที่ (4.21) จะเห็นได้ว่าผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อแรงดัน V_T ถูกชดเชย ในรูปที่ 4.4 สัญญาณอินพุตของวงจรอยู่ในรูปของสัญญาณกระแส ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแส เพื่อแปลงสัญญาณตำแหน่ง v_p จาก LVDT ให้เป็นกระแสก่อนป้อนเข้าสู่อินพุตของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ผลการจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.6 ภายใต้งี๋อนไข $I_B = 211.88\mu A$ $I_C = 500\mu A$ และ $R_o = 3.46k\Omega$ แสดงในรูปที่ 4.7



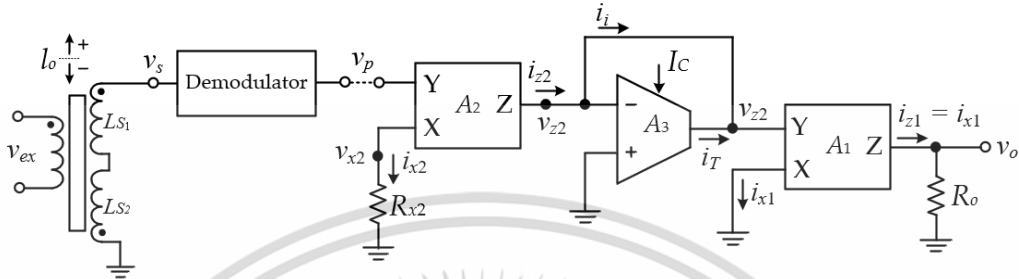
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 หลักการทำงานของวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์

วงจรการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ประกอบไปด้วยโครงสร้างวงจรของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คลาสเอบี แสดงดังในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอ

หลักการทำงานของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น เริ่มจากการนำสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT ที่ผ่านวงจรดีมอดูเลต ได้เป็นสัญญาณแรงดัน v_p จากนั้นนำสัญญาณแรงดันนี้ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คลาสเอบี CFOA A_2 ที่พอร์ต Y สัญญาณนี้ถูกส่งผ่านเป็นแรงดัน v_{x2} ที่พอร์ต X ของวงจร A_2 ซึ่งสอดคล้องดังสมการที่ (4.22)

$$v_{x2} = \frac{R_{x2}}{R_{x2} + r_{x2}} v_p = \frac{gm_{c2} R_{x2}}{gm_{c2} R_{x2} + 1} v_p \quad (4.22)$$

โดยที่ gm_{c2} คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่พอร์ต X ของวงจร A_2 มีค่าเท่ากับ $gm_{c2} = 2I_B / V_T$ และค่าความต้านทาน $r_{x2} = 1 / gm_{c2} = V_T / 2I_B$ โดยกำหนดค่ากระแสไบอัส I_B ของ CFOA ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ประมาณ $211.88\mu A$ ค่าแรงดัน V_T ที่ $25^\circ C$ ประมาณ $25.69mV$ ค่าความต้านทาน r_{x2} อยู่ที่ประมาณ 60.62Ω ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.19) เมื่อกำหนดให้ค่า $gm_{c2} R_{x2} \gg 1$ ส่งผลให้สัญญาณแรงดัน v_{x2} มีค่าเท่ากับสัญญาณแรงดัน v_p โดยประมาณ จากรูปที่ 4.8 กระแส i_{x2} ที่ไหลผ่านตัวความต้านทาน R_{x2} มีค่าเท่ากับ v_p / R_{x2} และถูกถ่ายโอนไปเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{z2} ที่พอร์ต Z ของวงจร CFOA A_2 ทำให้กระแส $i_{z2} = i_{x2}$ โดยกระแส i_{z2} ถูกป้อนเป็นกระแสอินพุตของ OTA A_3 เพื่อสร้างสัญญาณแรงดัน v_{z2} ดังสมการ

$$v_{z2} = \frac{v_p}{gm_{c3} R_{x2}} = \frac{2V_T}{I_C R_{x2}} v_p \quad (4.23)$$

สัญญาณแรงดัน v_{z2} ถูกป้อนไปยังพอร์ต Y ของวงจร CFOA A_1 จากสมการที่ (4.10) (4.21)

และ (4.23) สัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถแสดงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

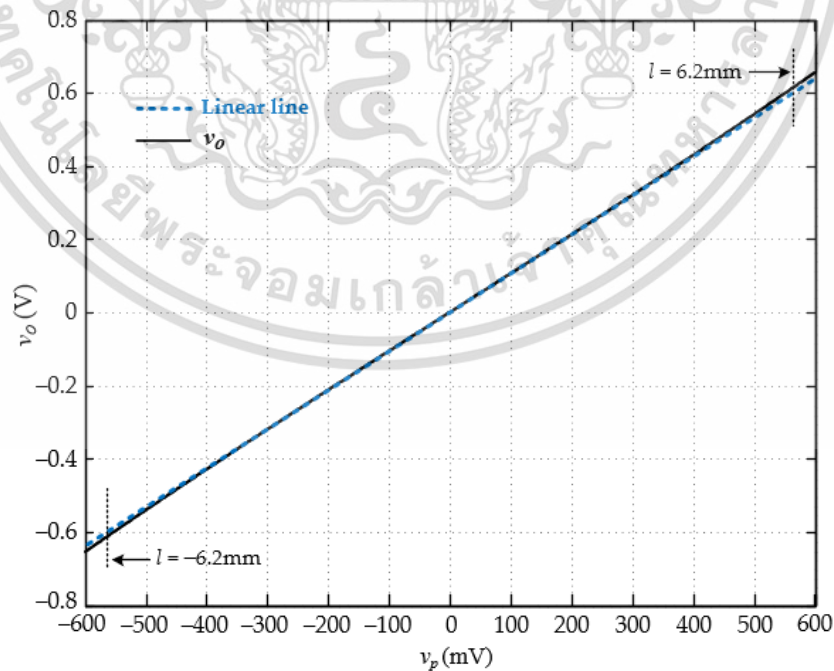
$$v_o = \frac{k_o}{\lambda} \sinh \left[\frac{2k_T \sinh^{-1}(\lambda l)}{\lambda I_C R_{x2}} \right] \quad (4.24)$$

เพื่อให้พฤติกรรมของ LVDT ในสมการที่ (4.10) เป็นเชิงเส้น ตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำที่ $l = l_{lin}$ ถูกใช้เป็นตำแหน่งอ้างอิง ขนาดของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ในสมการที่ (4.24) จะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับสัญญาณที่ถูกดีมอดูเลต v_p ในสมการที่ (4.12) ที่ตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ $l = l_{lin}$ ดังสมการ

$$\frac{k_o}{\lambda} \sinh \left[\frac{2k_T \sinh^{-1}(\lambda l_{lin})}{\lambda I_C R_{x2}} \right] = k_T l_{lin} \quad (4.25)$$

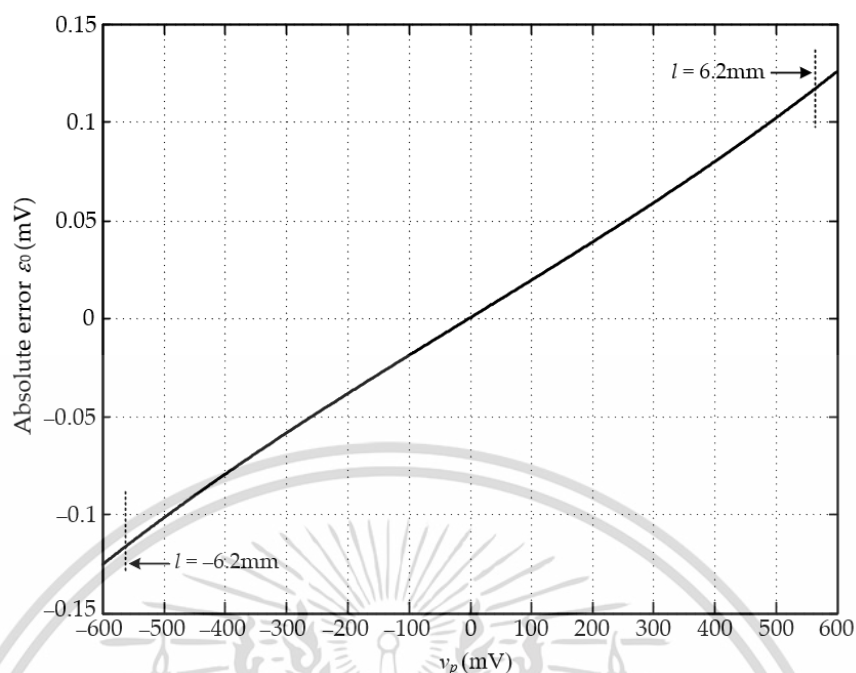
จากสมการที่ (4.25) กำหนดให้ $2k_T / (\lambda I_C R_{x2}) = 1$ และ $k_o = k_T$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไวของวงจรที่นำเสนอที่เท่ากับค่าสัมประสิทธิ์ความไวของ LVDT ดังนั้นแรงดัน v_o ในสมการที่ (4.24) จะมีเท่ากับ $k_T l$ เมื่อแกนเหนี่ยวนำ l เคลื่อนที่ในช่วงสูงสุด $\pm l_{max}$ ความสัมพันธ์ของค่าความต้านทาน R_{x2} และกระแสไบอัส I_C ของ OTA A_3 สามารถแสดงดังนี้

$$R_{x2} = \frac{2k_T}{\lambda I_C} = \frac{2k_T l_{lin}}{I_C \sqrt{3!}(\varepsilon_{max})} \quad (4.26)$$



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่เสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอ

ค่าสัมประสิทธิ์ k_o จากสมการที่ (4.25) สามารถกำหนดค่าให้มีความไวตามต้องการได้โดยการปรับค่าความต้านทาน R_o ซึ่งค่าความต้านทาน R_o สามารถพิจารณาได้จากค่าความไวที่ต้องการ k_{req} ดังสมการนี้

$$R_o = \frac{k_{req}}{2\lambda I_B} \quad (4.27)$$

ถ้ากำหนดค่าความไว k_{req} ของวงจรที่นำเสนอไว้ที่ 0.1 V/mm/V ดังนั้นค่าความต้านทาน R_o ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.27) มีค่าเท่ากับ $3.46 \text{ k}\Omega$ เมื่อกระแส $I_B = 211.88 \text{ }\mu\text{A}$

LVDT ที่ใช้วิทยานพินธ์ฉบับนี้ มีค่าความไว $k_T = 94.5 \text{ mV/mm/V}$ และสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น $k_n = 7.75 \times 10^{-4} \text{ V/mm}^2$ สัญญาณอินพุต v_p ในรูปที่ 4.6 แปรผันเชิงเส้นในช่วง $\pm 0.5684 \text{ V}$ ซึ่งสอดคล้องกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนาที่แปรผันในช่วง $\pm 6.2 \text{ mm}$ จำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อตรวจสอบคุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอ ผลการจำลองคุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.8 แสดงในรูปที่ 4.9 เมื่อกำหนดค่า $\lambda = 0.068$ $R_{x2} = 5.542 \text{ k}\Omega$ $R_o = 3.46 \text{ k}\Omega$ $I_B = 211.88 \text{ }\mu\text{A}$ และ $I_C = 500 \text{ }\mu\text{A}$ ค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต ε_o ได้มาจากการลบกันของค่าที่คาดหวังซึ่งเป็นกราฟเชิงเส้นในรูปที่ 4.9 กับสัญญาณเอาต์พุต v_o รูปที่ 4.10 แสดงค่าความผิดพลาด ε_o จากค่าที่คาดหวังของสัญญาณ

เอาต์พุต v_o ซึ่งค่าความผิดพลาด ε_o สูงสุดมีค่า 0.12 mV ที่สอดคล้องกับ $0.12 \text{ }\mu\text{m}$ ที่สัญญาณอินพุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$v_p = \pm 0.5684$ V โดยสอดคล้องกับตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ $l = l_{max} = 6.2$ mm แสดงให้เห็นว่าวงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ที่นำเสนอสามารถขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้อย่างถูกต้องสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอสามารถถูกรบกวนได้จากคุณลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ซึ่งมีปัจจัยหลักอยู่สามประการที่ส่งผลให้การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นไม่เป็นไปตามทฤษฎี ปัจจัยที่หนึ่ง ค่าความต้านทานภายในที่พอร์ต X หรือ r_{x2} ของวงจร CFOA A_2 แสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งส่งผลกระทบให้เกิดความผิดพลาดในการถ่ายโอน ε_x ที่สัญญาณกระแสเอาต์พุต i_{z2} ของวงจร CFOA A_2 จากสมการที่ (5.22) สัญญาณกระแส $i_{z2} = i_{x2} = v_{x2} / R_{x2}$ เมื่อกำหนดให้ $R_{x2} \gg r_{x2}$ แต่อย่างไรก็ตามความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส i_{z2} และแรงดัน v_p สามารถเขียนสมการได้คือ

$$i_{z2} = \frac{v_p}{(R_{x2} + r_{x2})} = \frac{v_p}{R_{x2}} (1 - \varepsilon_x) \quad (4.28)$$

และ

$$\varepsilon_x = \frac{r_{x2}}{(R_{x2} + r_{x2})} \quad (4.29)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_{x2} = 5.542$ k Ω และ $r_{x2} = 60.62$ Ω ทำให้ได้ค่าความผิดพลาดการถ่ายโอน ε_x ที่ประมาณ 1.08% ปัจจัยที่สอง คือ ความผันผวนของอุณหภูมิแวดล้อมที่มีผลกระทบโดยตรงต่อกระแส i_{z2} เนื่องจากแรงดันเชิงอุณหภูมิ V_T ซึ่งเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_z ที่เกิดจากกระแส i_{z2} สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\varepsilon_z = \frac{\Delta i_{z2}}{i_{z2}} = \frac{-2V_T}{(4V_T + I_B R_{x2})} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (4.30)$$

ถ้าอุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไป 10 °C จากอุณหภูมิห้องที่ 25 °C เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_z จะมีค่าเท่ากับ 0.019% สำหรับ $\Delta T = 10$ °C ที่ $T = 308$ K แสดงให้เห็นว่า การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมินั้นไม่มีนัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอ และปัจจัยที่สาม คือ ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากประมาณค่าคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT เป็นฟังก์ชันอินเวอร์ส

ไฮเพอร์โบลิกไซน์ $\sinh^{-1}$ โดยแสดงค่าความผิดพลาดในรูปแบบของตัวแปร ε_r สามารถแสดงในรูปแบบของอนุกรมได้ดังสมการ [24]

$$\varepsilon_r = \left\{ \left(\frac{\lambda^2}{3!} - k_n \right) I_{lin}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{(2n)!}{2^n (2n+1)(n!)^2} \right] (\lambda I_{lin})^{2n} \right\} \times 100\% \quad (4.31)$$

จากสมการที่ (4.31) เทอมที่สองในวงเล็บมีค่าน้อยมากเนื่องจากค่า $(\lambda I_{lin})^{2n} \ll 1$ สามารถทำการตัดทิ้งได้ ดังนั้นสามารถประมาณค่าสมการที่ (4.31) ได้ใหม่เป็น

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\lambda^2}{3!} - k_n \right) I_{lin}^2 \times 100\% \quad (4.32)$$

จากสมการที่ (4.32) ความผิดพลาด ε_r มีประมาณ 0.027% สำหรับ LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ จึงสามารถตัดออกได้

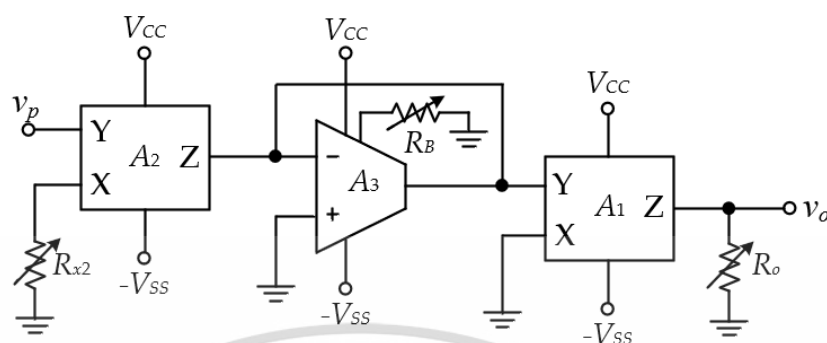
จะเห็นได้ว่าปัจจัยหลักที่ส่งผลกระทบต่อความถูกต้องของวงจรที่นำเสนอ คือ ค่าความผิดพลาดการถ่ายโอน ε_x ซึ่งเกิดขึ้นจากความต้านทาน r_{x2} ของ CFOA A_2 ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้สามารถทำให้ลดลงได้โดยการแทนที่ค่าความต้านทาน R_{x2} ด้วยค่าความต้านทานที่คำนวณใหม่ $R_{x2new} = (R_{x2} - r_{x2})$ หรือ $R_{x2new} = 5.481 \text{ k}\Omega$ เมื่อ $R_{x2} = 5.542 \text{ k}\Omega$ และ $r_{x2} = 60.62 \Omega$ โดยในทางปฏิบัติจะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อปรับค่าความต้านทาน R_{x2new} ให้ได้เท่ากับ $5.481 \text{ k}\Omega$

4.5 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

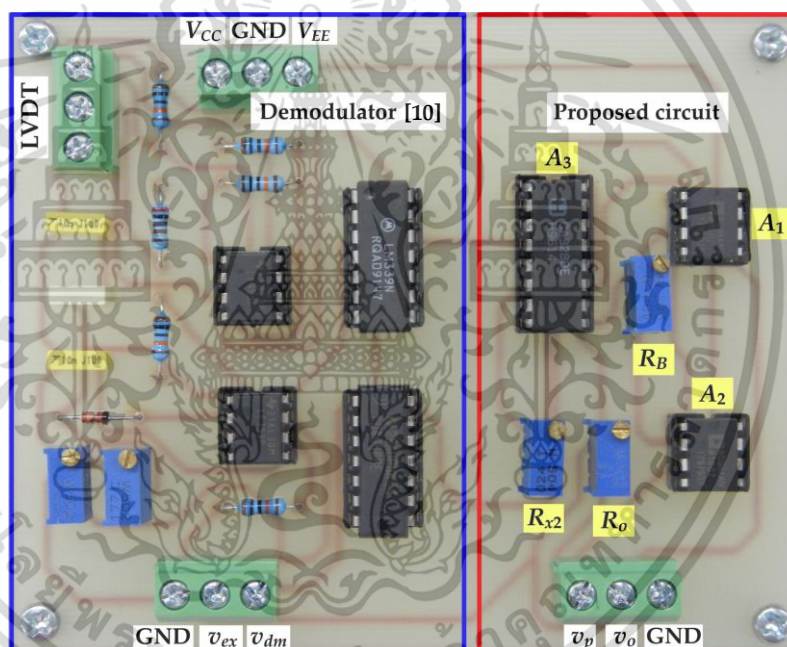
วงจรที่นำเสนอในรูปแบบที่ 4.8 ถูกปรับดังรูปที่ 4.11 เมื่อตัวต้านทาน R_{x2} และ R_o แทนด้วยตัวต้านทานแบบปรับค่าได้เพื่อความสะดวกในการปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจร ส่วนตัวต้านทาน R_B ใช้สำหรับปรับกระแส I_C ของ OTA โดยต่อวงจรในรูปแบบที่ 4.11 ด้วยอุปกรณ์ที่มีขายในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่นำเสนอ อุปกรณ์แอกทีฟ CFOA A_1 และ A_2 ใช้เบอร์ AD844 และ OTA A_3 ใช้เบอร์ CA3280 วงจรต้นแบบของวงจรในรูปแบบที่ 4.11 แสดงในรูปแบบที่ 4.12 ค่าความต้านทาน r_x ของ CFOA ถูกวัดและคำนวณจากสมการที่ (4.19) โดยวงจรสมมูลของ AD844 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 60.62Ω [26] ดังนั้นกระแสไบอัส I_B ของ CFOA ถูกคำนวณจากสมการที่ (4.19) จะมีค่า $211.88 \mu\text{A}$ เมื่อแรงดันเชิงความร้อน $V_T = 25.68 \text{ mV}$ ที่ 25°C แหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้ $V_{CC} = -V_{SS} = 12\text{V}$ และ กระแสไบอัส I_C ของ OTA เท่ากับ $500 \mu\text{A}$ โดยกระแส I_C ได้มาโดยคำนวณค่าความต้านทาน R_B จากวงจรสมมูลของ OTA CA3280 [28] ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_B = \frac{|V_{SS}| - 1.2V}{I_C} \quad (4.33)$$



รูปที่ 4.11 วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ LVDT ที่นำเสนอ

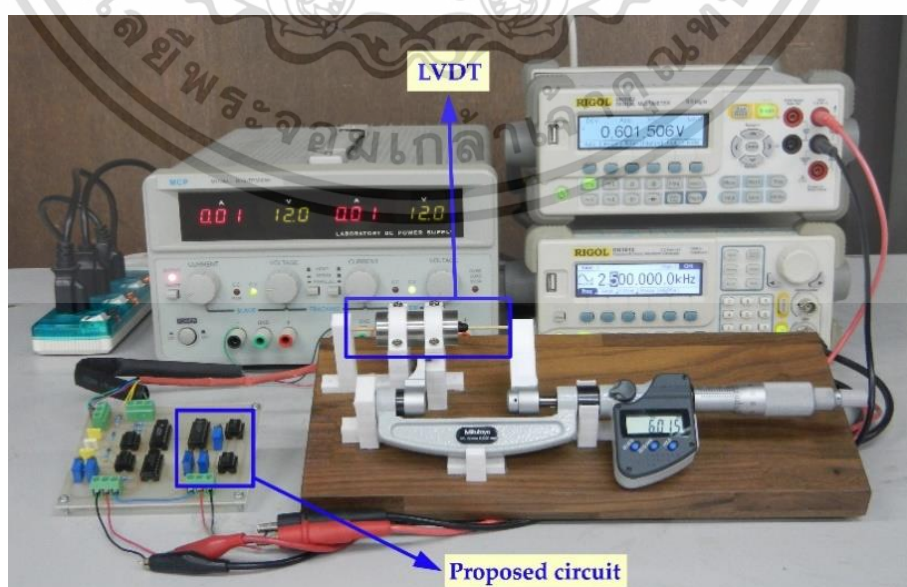


รูปที่ 4.12 แผงวงจรต้นแบบของวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ LVDT ที่นำเสนอ

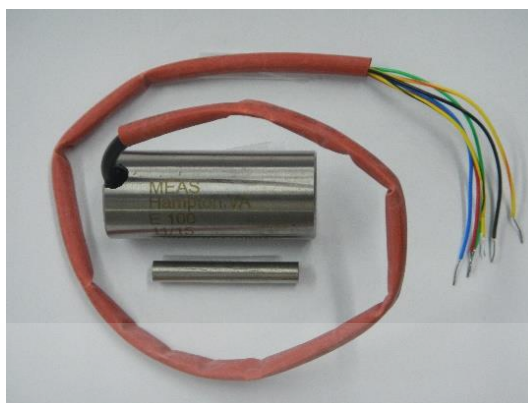
ค่าความต้านทาน R_B มีค่าเท่ากับ $21.6 \text{ k}\Omega$ เมื่อกระแสไบอัส $I_C = 500 \text{ }\mu\text{A}$ โดยคำนวณจากสมการที่ (4.33) สามารถคำนวณหากระแสที่ CFOA ใช้เท่ากับ 0.85 mA และที่ OTA ใช้เท่ากับ 1.25 mA [26], [28] ดังนั้น CFOA ใช้กำลังงาน 20.3 mW และ OTA ใช้กำลังงาน 30 mW เมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงดัน $V_{CC} = -V_{SS} = 12\text{V}$ ดังนั้นวงจรต้นแบบใช้กำลังงานทั้งหมด 70.6 mW สำหรับ LVDT ที่ใช้งานวิจัยนี้ เป็น LVDT เชิงพาณิชย์รุ่น E100 มีช่วงระยะการปฏิบัติเชิงเส้นอยู่ที่ $\pm 2.54 \text{ mm}$ โดยมีค่าความผิดพลาดแบบเต็มสเกล (full-scale error) ε_L อยู่ที่ 0.5% และความไว $k_T = 94.5 \text{ mV/mm/V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากสมการที่ (4.5) สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ $k_n = 7.75 \times 10^{-4} \text{ V/mm}^2$ และจากสมการที่ (4.11) คำนวณหาค่าสเกลแฟคเตอร์ $\lambda = 0.068$ จากการทดลอง กำหนดค่าโหลดความต้านทาน R_L ของ LVDT เท่ากับ $100 \text{ k}\Omega$ การวัดโครงสร้างทางกายภาพของ LVDT ที่ใช้ในการทดลองมีดังนี้ $L_a = 44.1 \text{ mm}$ และ $L_c = 31.7 \text{ mm}$ ดังนั้นการพิจารณาระยะการเคลื่อนที่สูงสุด l_{max} ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ตามสมการที่ (4.7) จะได้ $\pm 6.2 \text{ mm}$ สัญญาณกระตุ้น v_{ex} ที่ป้อนให้กับ LVDT เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 2.5 kHz ขนาดแอมพลิจูด 2 V_{p-p} สัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_d ของ LVDT ถูกตีโมดูลเป็นสัญญาณ v_p ด้วยวงจรตีโมดูล [10] ค่าความต้านทาน R_{x2} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.25) มีค่าเท่ากับ $5.542 \text{ k}\Omega$ โดยที่ค่าความต้านทาน R_{x2} จะถูกคำนวณใหม่เพื่อลดผลกระทบความต้านทานภายใน r_{x2} ที่พอร์ต X ของวงจร CFOA ดังนั้นค่าความต้านทาน R_{x2} ใหม่ที่จะใช้ในวงจรที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ $R_{x2new} = (R_{x2} - r_{x2})$ หรือ $R_{x2new} = 5.481 \text{ k}\Omega$ สำหรับค่าความไว k_{req} ของวงจรที่เสนอสำหรับการทดลองนี้ถูกกำหนดเป็น 0.1 V/mm/V ดังนั้นคำนวณหาค่าความต้านทาน R_o จากสมการที่ (4.27) ได้เท่ากับ $3.46 \text{ k}\Omega$ ตัวต้านทานสำหรับการทดลอง R_{x2} , R_o และ R_B ใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้โดยปรับค่าความต้านทานที่ $5.481 \text{ k}\Omega$, $3.46 \text{ k}\Omega$ และ $21.6 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อให้ผลการทดลองสอดคล้องกับการคำนวณด้วยการจำลองที่ได้ โดยการทดลองทำการติดตั้ง LVDT เพื่อทดสอบกับแผงวงจรต้นแบบ และอุปกรณ์ในการปรับระยะของแกนเหนี่ยวนำ พร้อมเครื่องมือวัดและทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.13 และรูปที่ 4.14 แสดง LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่ง LVDT ที่ใช้เป็นรุ่น E100 ของบริษัท ทีอี คอนเนคทีวิตี ตัว LVDT มีขนาดกระทัดรัด น้ำหนักเบา จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการทดสอบกับงานวิจัยได้อื่นๆ ได้ง่าย สำหรับคุณสมบัติเฉพาะของ LVDT รุ่น E100 สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.13 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดสอบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับ LVDT ที่นำเสนอ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

สำหรับค่าความผิดพลาดแบบเต็มสเกล ε_s สามารถหาได้จากค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุด (Maximum absolute error) และช่วงระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนี่ยวนำ ดังแสดงในสมการที่ (4.34)

$$\varepsilon_{fs} = \frac{\max(|\text{expected value} - \text{measured value}|)}{\text{maximum stroke range}} \times 100\% \quad (4.34)$$

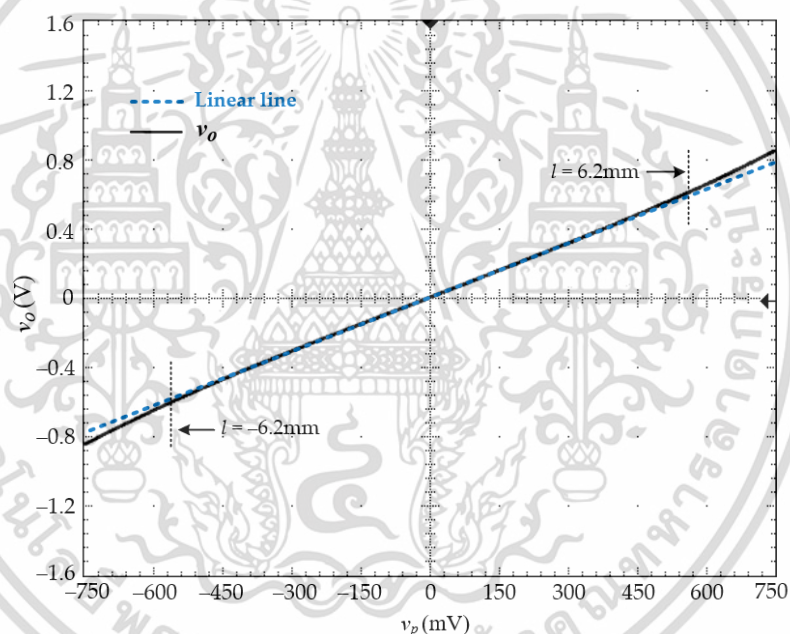
ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติเฉพาะของ LVDT รุ่น E100

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (E100)	
Stroke range	± 0.1 inches $[\pm 2.54$ mm]
Sensitivity, V/V/inch	2.40
Sensitivity, mV/V/mm k_T	94.5
Non-linearity (maximum)	$\pm 0.5\%$ of FR
Phase shift	-3°
Input impedance (PRI)	660 Ω
Output impedance (SEC)	960 Ω
Input voltage & frequency	3 VRMS @ 50Hz to 10kHz, sine wave
Test input frequency	2.5 kHz

จากรูปที่ 4.11 สัญญาณอินพุต v_p ของวงจรแปรค่าเป็นเส้นตรงจาก -568.45 mV ถึง +568.45 mV ซึ่งสอดคล้องกับช่วงระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนี่ยวนำของ LVDT ที่ระยะ -6.2 mm ถึง +6.2 mm โดยค่าสัมประสิทธิ์ความไว k_T ของ LVDT ที่ใช้งานวิจัยนี้มีค่าเท่ากับ 94.5 mV/mm/V สัญญาณอินพุต v_p นี้ถูกป้อนให้กับวงจรต้นแบบเพื่อทดสอบฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นประโยชน์ด้านการวิจัย ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเคราะห์โดยวงจรที่นำเสนอ รูปที่ 4.15 แสดงผลจากการวัดคุณลักษณะการถ่ายโอนของวงจรที่นำเสนอ จะเห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ได้อย่างถูกต้องตามที่คาดหวัง

การทดสอบวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น กำหนดสัญญาณอินพุตเป็นสองแบบ เพื่อแสดงประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบที่นำเสนอ นั่นคือการป้อนสัญญาณเลียนแบบสัญญาณของ LVDT ที่ได้จากการสังเคราะห์ และการป้อนสัญญาณที่ได้จากการติดอูเลตสัญญาณจากวงจรไฟฟ้าของ LVDT สำหรับการสังเคราะห์สัญญาณของ LVDT จะใช้คุณลักษณะการถ่ายโอนในสมการที่ (4.6) โดยใช้โปรแกรม LabVIEW ซึ่งเป็นโปรแกรมสำหรับการวัดและควบคุมโดยผ่านบอร์ด แอนะล็อก อินพุต/เอาต์พุต (NAIO) รุ่น NI-USB-6361 จากบริษัท National Instruments (NI) โดยพารามิเตอร์ k_T และ k_n จะถูกกำหนดค่าให้เหมือนกับค่าที่ได้จาก LVDT จริงที่ใช้ในงานวิจัยนี้



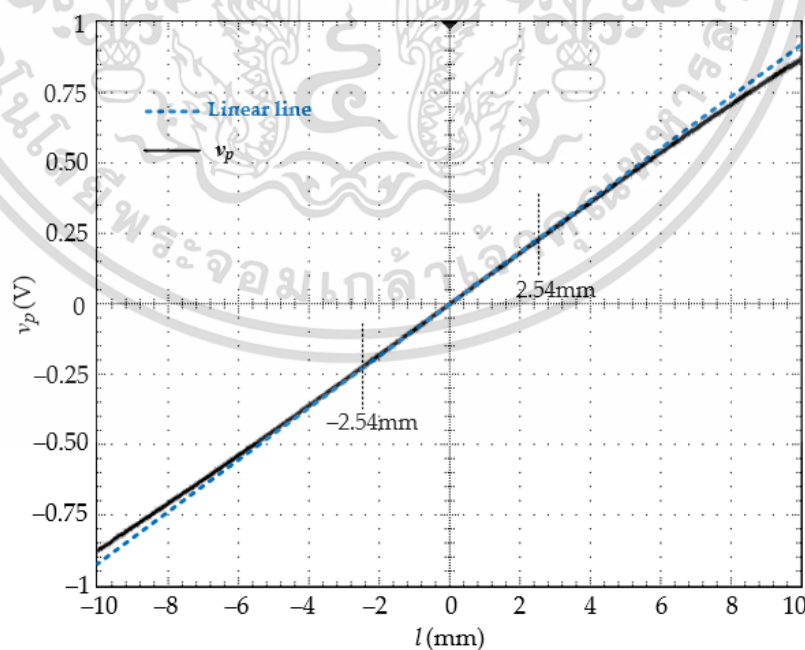
รูปที่ 4.15 คุณลักษณะการถ่ายโอนที่วัดได้ของวงจรที่นำเสนอ

รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณ v_p ที่ถูกสังเคราะห์ขึ้นด้วยโปรแกรม LabVIEW และบอร์ด NAIO รูปที่ 4.17 แสดงค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ δ ของสัญญาณที่ได้จากการสังเคราะห์เทียบกับสัญญาณ LVDT ที่ใช้งานจริงสำหรับช่วงระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ -6.2 mm ถึง +6.2 mm จากรูปที่ 4.17 ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำที่ ± 2.54 mm และ ± 6.2 mm ของสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าเท่ากับ 12.6 μm และ 184.8 μm หรือ 1.26 mV และ 18.48 mV ซึ่งมีสอดคล้องกับ 0.5% และ 2.97% ตามลำดับ จากรูปที่ 4.18 แสดงคุณลักษณะของสัญญาณ LVDT ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

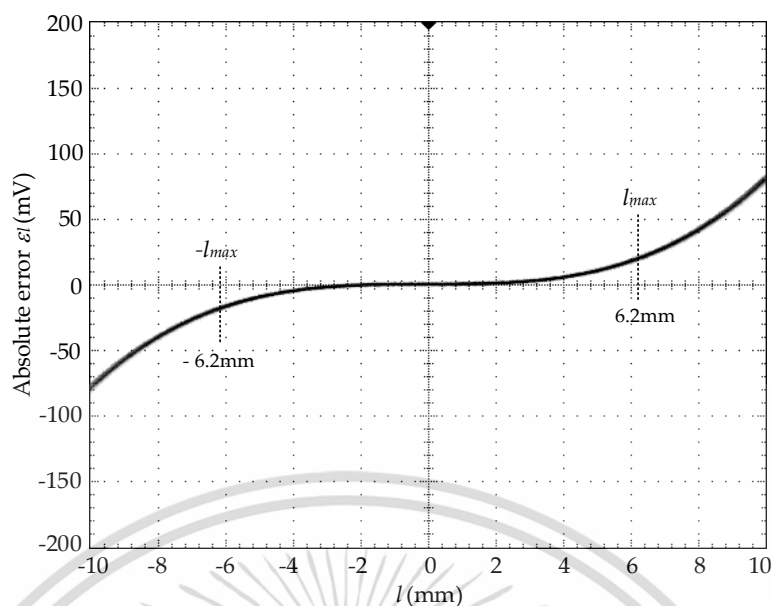
ที่วัดจากวัดค่า รูปที่ 4.19 แสดงค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ε_L จากค่าคาดหวัง (k_{TL}) ซึ่งค่าความผิดพลาดในช่วงเชิงเส้น $l = \pm 2.54$ mm และในช่วงสูงสุด $l = \pm 6.2$ mm มีค่าเท่ากับ 0.5% และ 2.98% ตามลำดับ จะ

จะเห็นได้ว่า สัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นในรูปที่ 4.16 กับคุณลักษณะการถ่ายโอนของ LVDT ที่วัดได้จากรูปที่ 4.18 มีค่าใกล้เคียงกัน สัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นในรูปที่ 4.16 จะถูกนำมาใช้แทนสัญญาณ LVDT ที่ถูกตีמודูเลต หรือ v_p เพื่อป้อนให้กับวงจรต้นแบบที่นำเสนอ ในขณะที่แกนเหนี่ยวนำสามารถเคลื่อนที่ผ่านช่วงเชิงเส้น $l = \pm l_{lin}$ ถึงช่วงตำแหน่งเคลื่อนที่สูงสุด $l = \pm l_{max}$ อย่างไรก็ตาม ค่าความผิดพลาดของสัญญาณ LVDT ที่ถูกตีמודูเลต จะเพิ่มขึ้นจาก 0.5% เป็น 2.98% ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้สูงเกินไปสำหรับระบบการวัดที่ต้องการความแม่นยำสูง ซึ่งถ้าหากต้องการให้ค่าความผิดพลาดลดลง จำเป็นต้องใช้ LVDT ที่มีโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งไม่เหมาะกับระบบการวัดที่ต้องการโครงสร้างขนาดเล็ก การขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ คาดหวังช่วงการเคลื่อนที่แกนเหนี่ยวนำสูงสุด $l_{max} = \pm 6.2$ mm ซึ่งสอดคล้องกับแรงดันเอาต์พุต $v_o = \pm 0.62$ V เมื่อค่าความไว $k_{req} = 0.1$ V/mm/V สำหรับสัญญาณที่สังเคราะห์จากโปรแกรม LabVIEW ผ่านบอร์ด NAO จะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณอินพุต v_p สำหรับวงจรต้นแบบที่นำเสนอเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจร โดยสัญญาณ LVDT ที่สังเคราะห์ขึ้นแปรค่าจาก -568.45 mV ถึง 568.45mV สอดคล้องกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ -6.2 mm ถึง +6.2 mm



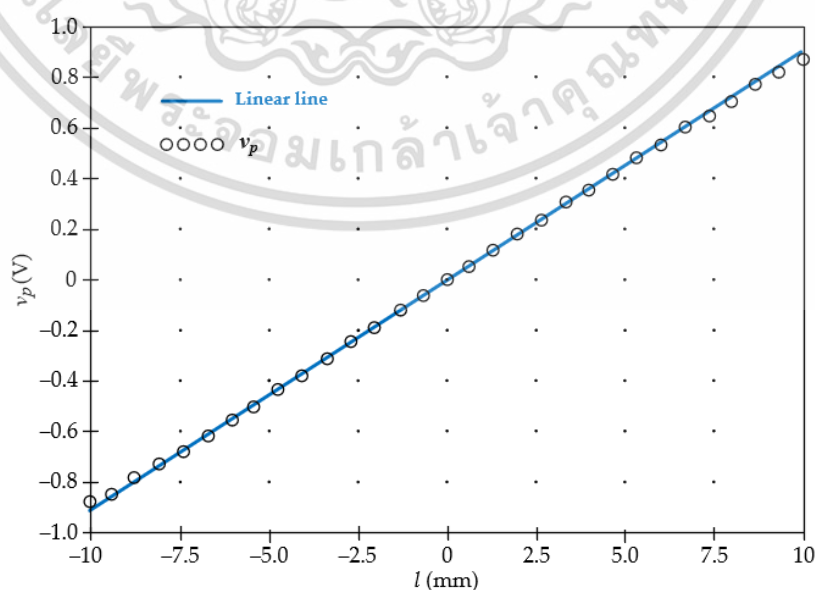
รูปที่ 4.16 ผลการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT โดยใช้โปรแกรม LabVIEW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



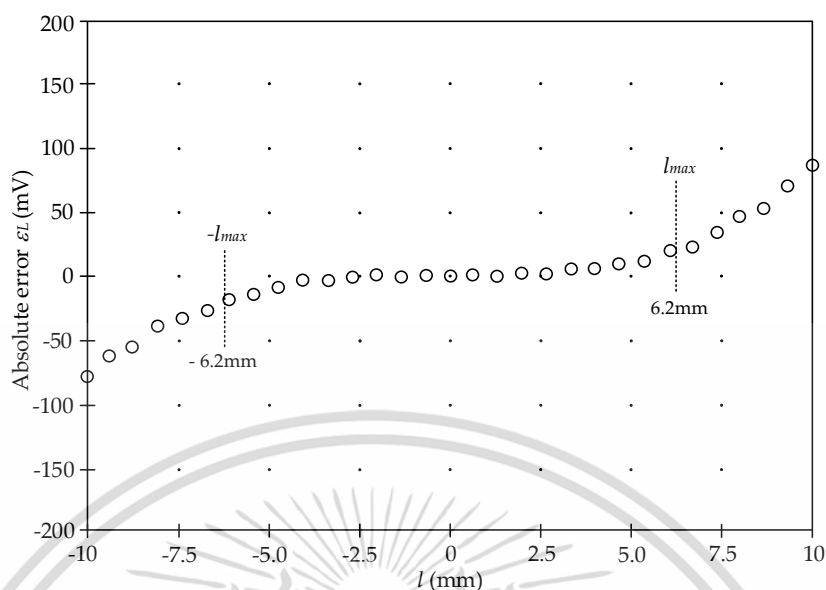
รูปที่ 4.17 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ϵ_l ของสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้น

จากรูปที่ 4.20 แสดงผลการวัดสัญญาณเอาต์พุต v_o ของวงจรที่นำเสนอ เมื่อสัญญาณ v_p ที่ถูกติโมดูลेट แปรค่าตั้งแต่ -568.45 mV ถึง 568.45 mV ซึ่งสอดคล้องกับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ LVDT จาก -6.2 mm ถึง 6.2 mm โดยค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ϵ_{lab} เมื่อแปรค่าระยะเคลื่อนที่แกนเหนี่ยวนำ LVDT ในช่วง ± 6.2 mm แสดงได้ดังรูปที่ 4.21 จากรูปที่ 4.21 แสดงให้เห็นว่า ค่าความผิดพลาดสูงสุดมีค่า 1.6 mV ที่แรงดัน 568.45 mV หรือที่ $l_{max} = 6.2$ mm ซึ่งสอดคล้องกับค่าผิดพลาดตำแหน่ง $16 \mu m$ ดังนั้นค่าความผิดพลาดแบบเต็มสเกล ϵ_s จะอยู่ประมาณ 0.258% ในช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำสูงสุด



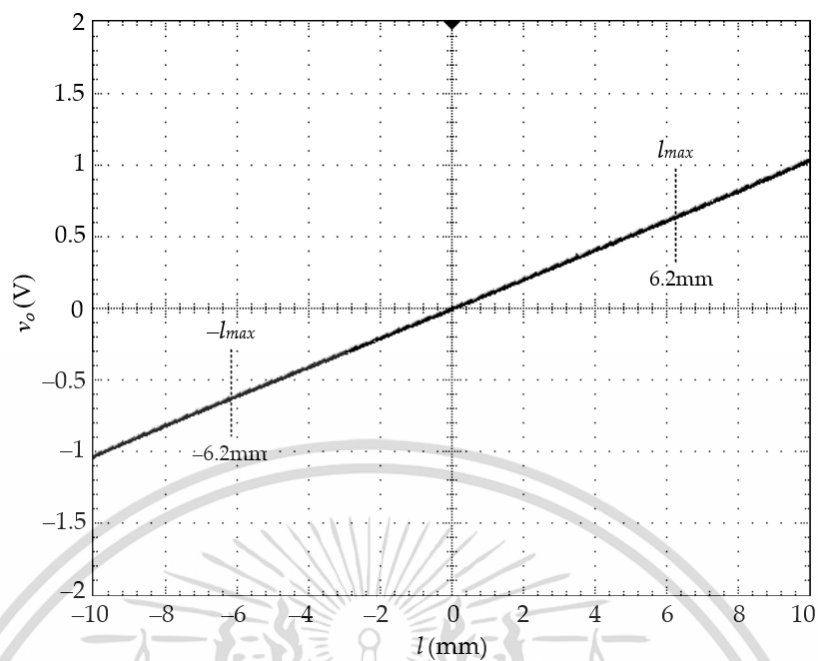
รูปที่ 4.18 ผลการวัดสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

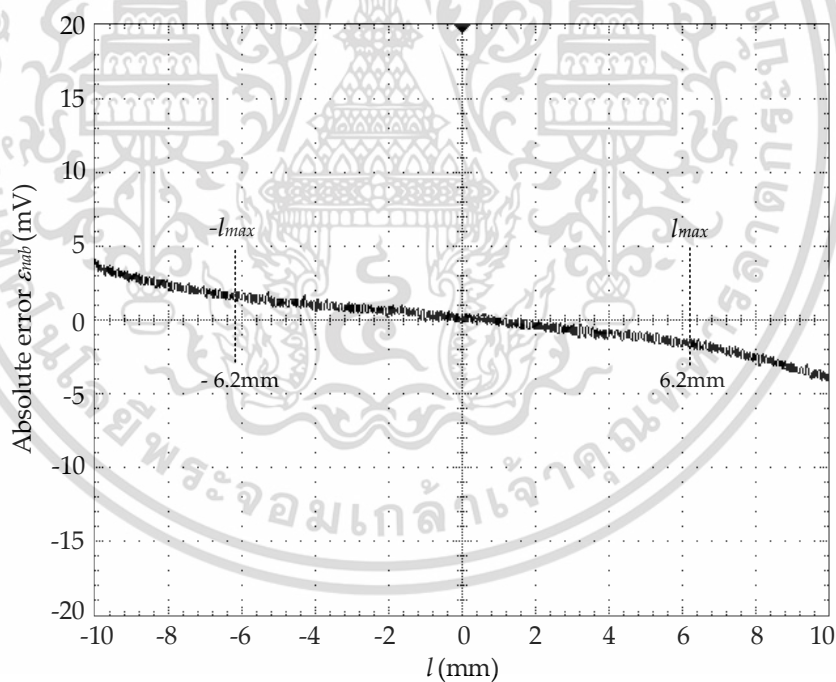


รูปที่ 4.19 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ϵ_L ของสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง

สำหรับการทดลองโดยใช้สัญญาณจาก LVDT ด้วยการป้อนสัญญาณกระตุ้นที่เป็นสัญญาณไซน์ v_{ex} สัญญาณ LVDT ที่ถูกติ่มอดูเลต v_{dm} จากวงจรติ่มอดูเลต [10] ทางด้านซ้ายของบอร์ดวงจรต้นแบบ ถูกนำไปเป็นสัญญาณอินพุต v_p ทางด้านขวาของบอร์ดวงจรต้นแบบในรูปที่ 4.12 สัญญาณอินพุต v_p จากสัญญาณที่ถูกติ่มอดูเลต v_{dm} สอดคล้องกับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำจาก -6.2 mm ถึง 6.2 mm โดยการเพิ่มขึ้นทีละ 50 μm รูปที่ 4.22 แสดงผลการวัดเมื่อแปรค่าตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ LVDT สูงสุด $\pm l_{max}$ รูปที่ 4.23 แสดงค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ϵ_{pab} ของรูปที่ 4.22 จะเห็นว่าค่าผิดพลาดสูงสุดที่ตำแหน่งแกนเหนี่ยวนำ 6.2 mm มีค่าเท่ากับ 1.83 mm หรือ 18.3 μm ซึ่งสอดคล้องกับค่าความผิดพลาดเต็มสเกล $\epsilon_s = 0.295\%$ ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้สามารถลดลงได้โดยการปรับค่าความต้านทาน R_{x2} เพื่อชดเชยค่าความต้านทานภายในของ CFOA A_2 จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถขยายช่วงการวัดที่เป็นเชิงเส้นของ LVDT จากช่วงเฉพาะที่แคบๆ ไปจนถึงช่วงสูงสุดของโครงสร้างกายภาพของ LVDT

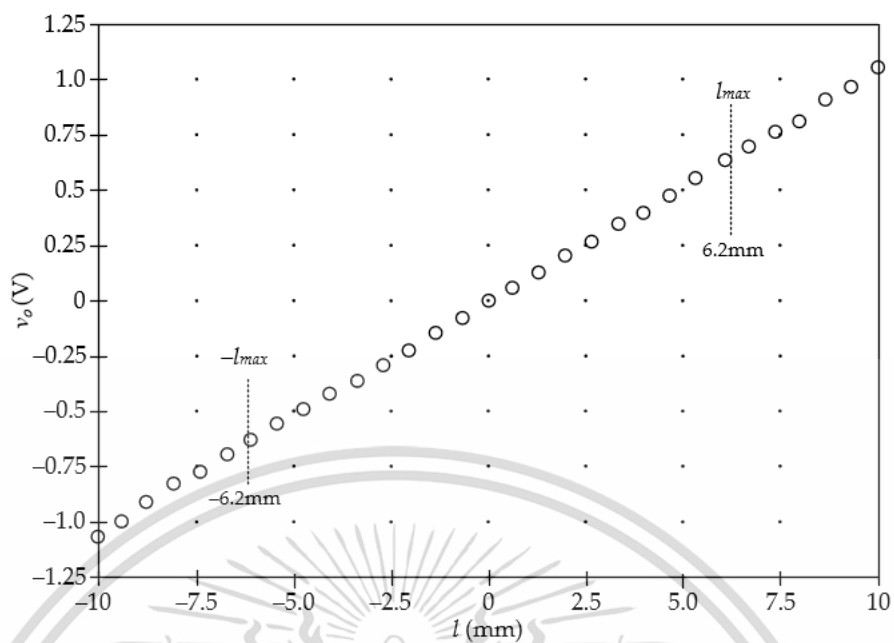


รูปที่ 4.20 สัญญาเอาต์พุต v_o ของวงจรที่นำเสนอ โดยใช้การสังเคราะห์สัญญาณ LVDT

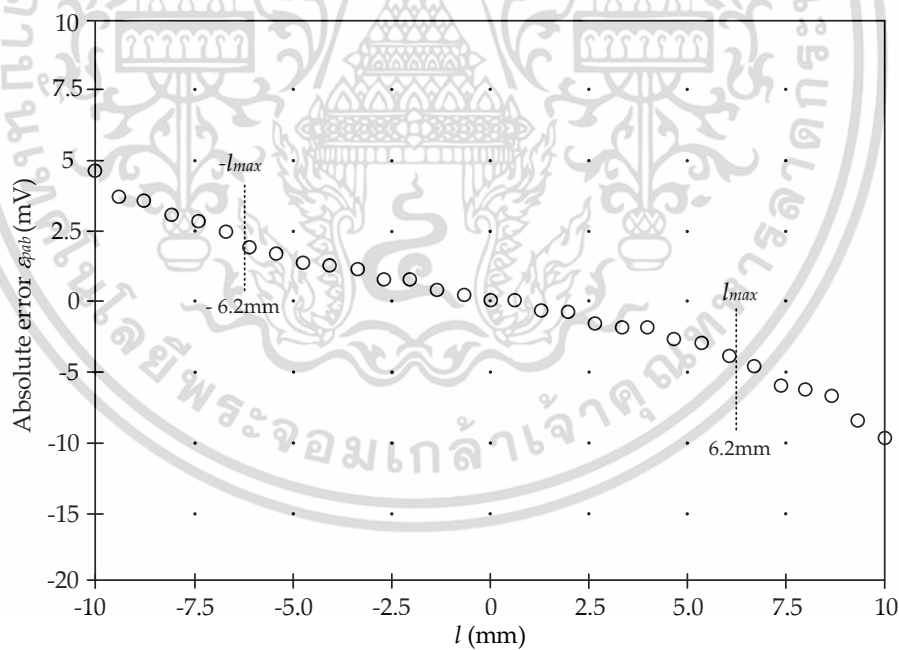


รูปที่ 4.21 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ε_{nab} ของแรงดันเอาต์พุต v_o
โดยใช้การสังเคราะห์สัญญาณ LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 สัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_o ของวงจรที่นำเสนอ
ด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตจากสัญญาณ LVDT จริง



รูปที่ 4.23 ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ ε_{pab} ของแรงดันเอาต์พุต v_o
กรณีใช้สัญญาณอินพุตจากสัญญาณ LVDT จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 บทสรุป

ในบทนี้นำเสนอการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการใช้ประมาณค่าด้วย ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ซึ่งฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยพฤติกรรมจากโครงสร้าง ไบโพลาร์แบบคลาสเอบี ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวมีอยู่ในภาคอินพุตของ CFOA อุปกรณ์ทั้งหมดที่ใช้ในการสร้างวงจรเป็นอุปกรณ์ที่สามารถหาซื้อได้ในตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ช่วงการวัดที่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ที่ใช้ในงานวิจัยบทนี้สามารถขยายจาก ± 2.54 mm ได้ถึงช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกน เหนี่ยวนำ LVDT ที่ ± 6.2 mm ค่าความผิดพลาดเต็มสเกลสูงสุดที่ช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกน เหนี่ยวนำมีค่า 0.295 % จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอมีความแม่นยำสูง โดยผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่นำเสนอแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรที่เป็นไปตามทฤษฎีที่คาดหวัง

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น หรือ LVDT ซึ่งจากโครงสร้างและการทำงานของ LVDT ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT มีคุณลักษณะการถ่ายโอนระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับระยะการเคลื่อนของแกนเหนี่ยวนำที่ใช้ในการตรวจวัดระยะการเคลื่อนทางกายภาพมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ เมื่อเทียบกับโครงสร้างของ LVDT ทำให้การนำ LVDT ไปประยุกต์ใช้งานระบบการวัดจึงมีข้อจำกัด การขจัดความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณ LVDT ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อาศัยคุณลักษณะการถ่ายโอนผกผันของ LVDT ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอ 2 เทคนิค โดยเทคนิคแรกใช้การประมาณค่าด้วยอนุกรมโปโนเมียล ซึ่งโครงสร้างวงจรที่ออกแบบประกอบด้วย วงจรคูณสัญญาณแอนะล็อกและออปแอมป์ จากการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรร่วมกับ LVDT แสดงให้เห็นว่า วงจรสามารถขยายช่วงปฏิบัติการที่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ได้ถึง 5 เท่า จาก ± 1.9 mm เป็น ± 9.8 mm และค่าความผิดพลาดเต็มสเกลมีค่าประมาณ 0.23 % สำหรับเทคนิคที่สองใช้การประมาณค่าด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกไซน์ ซึ่งการสร้างวงจรในเทคนิคนี้อาศัยพฤติกรรมจากโครงสร้างไบโพลาร์แบบคลาสเอบี ซึ่งมีอยู่ในภาคอินพุตของ CFOA ต่อร่วมกับ OTA จากการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อร่วมกับ LVDT แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT จาก ± 2.54 mm ได้ถึงช่วงการเคลื่อนที่สูงที่สุดของแกนเหนี่ยวนำ LVDT ที่ ± 6.2 mm ค่าความผิดพลาดเต็มสเกลสูงสุดที่ช่วงการเคลื่อนที่สูงที่สุดของแกนเหนี่ยวนำมีค่า 0.295 % โครงสร้างของทั้งสองวงจรที่นำเสนอมีความเรียบง่าย อุปกรณ์ทั้งหมดสามารถหาซื้อได้จากตลาดอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้มีต้นทุนในการสร้างวงจรต้นแบบมีราคาถูก ทำให้สามารถนำวงจรที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานในระบบเครื่องมือและการวัดค่าที่ใช้ LVDT เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ

เทคนิคการขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับหม้อแปลงผลต่างเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นนำเสนอเทคนิคที่ใช้เพื่อขจัดเคยปรับแต่งสัญญาณเอาต์พุต ให้มีช่วงปฏิบัติการความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณเพิ่มขึ้นโดยขณะที่โครงสร้างของวงจรไฟฟ้า LVDT ยังคงคุณสมบัติที่มีขนาดเล็กกระทัดรัด

วงจรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอถูกออกแบบด้วยอุปกรณ์แอนะล็อกทำให้การตอบสนองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางเวลาที่ดี มีความละเอียดและให้ความแม่นยำสูง อีกทั้งวงจรรขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานที่เกี่ยวข้องกับระบบการวัดระยะหลากหลายประเภท ตัวอย่างเช่น การนำไปประยุกต์ในงานวัดแรงยกใบพัดของยานบินไร้คนขับ (Dynamic balancer motor systems) เพื่อใช้อุปกรณ์นี้ตรวจวัดแรงยกของมอเตอร์ไฟฟ้าที่ความไม่สมพงษ์กันส่งผลให้กำลังหมุนใบพัดไม่สม่ำเสมอ กัน ด้วยวิธีการตรวจวัดระยะแรงยกแกนหมุนของใบพัด การประยุกต์นี้เป็นอีกหนึ่งเทคนิคที่สามารถชดเชยความไม่สมพงษ์กันของมอเตอร์ไฟฟ้าแบบใบพัดแกนหมุน ให้ทำงานได้อย่างถูกต้อง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าหม้อแปลงผลต่างเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นเป็นอุปกรณ์ตรวจวัดที่มีประโยชน์อย่างยิ่งในการพัฒนางานด้านวิศวกรรมหลากหลายด้านและนำไปประยุกต์ใช้งานและนำไปพัฒนาต่อยอดให้ดียิ่งขึ้นไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Pallás-Areny Ramón and J. G. Webster, *Sensors and signal conditioning*. New York: Wiley, 2001.
- [2] K. Ara, “A Differential Transformer with Temperature- and Excitation-Independent Output,” *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol. 21, no. 3, pp. 249–255, Aug. 1972.
- [3] S. C. Saxena and S. B. L. Seksen, “A self-compensated smart LVDT transducer,” *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol. 38, no. 3, pp. 748–753, June 1989.
- [4] S. Cetinkunt, *Mechatronics*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007.
- [5] M. Féliz, A. Lizárraga, A. Islas, and A. González, “Analysis of a ferrofluid core LVDT displacement sensor,” in *Proc. 36th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, Glendale, AZ, USA, Nov. 2010, Art. no. 11726426.
- [6] R. M. Ford, R. S. Weissbach, and D. R. Loker, “A DSP-based modified Costas receiver for LVDT position sensors,” in *Proc. 17th IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, Baltimore, MD, USA, May 2000, pp. 1448–1452.
- [7] S. Lee and W.-J. Kim, “Active suspension control with direct-drive tubular linear brushless permanent-magnet motor,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 18, no. 4, pp. 859–870, Jul. 2010.
- [8] G. Chen, B. Zhang, P. Liu, and H. Ding, “An adaptive analog circuit for LVDTs nanometer measurement without losing sensitivity and range,” *IEEE Sensors J.*, vol. 15, no. 4, pp. 2248–2254, Apr. 2015.
- [9] Z. Zhang, S.-H. Rau, W. Lee, T. Gammon, and B. C. Johnson, “Arc flash pressure measurement system design,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 5241–5247, Nov./Dec. 2016.
- [10] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, and V. Riewruja, “Accurate LVDT signal converter,” *Int. Rev. Elect. Eng.*, vol. 11, no. 3, pp. 340–347, 2016.
- [11] Y. Kano, S. Hasebe and H. Miyaji, “New linear variable differential transformer with square coils,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 26, no. 5, 1990. pp. 2020-2022.
- [12] P. Veeraiyan, U. Gandhi, and U. Mangalanathan, “Fractional order linear variable differential transformer: Design and analysis,” *Int. J. Electron. Commun.*, vol. 79, pp. 141–150, Sep. 2017.

- [13] S.K. Mishra, G. Panda, and D.P.Das, “A Novel Method of Extending the Linearity Range of Linear Variable Differential Transformer Using Artificial Neural Network,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.* Vol. 59, pp. 947–953, 2010.
- [14] S. Das, D.P. Das, and S.K. Behera, “Enhancing the linearity of LVDT by two-stage functional link artificial neural network with high accuracy and precision,” in *Proc. IEEE 8th Conf. Ind. Electron. Appl.*, Melbourne, VIC, Australia, Jun. 2013, pp. 1358–1363.
- [15] กนกนุช ทรงสุวรรณกิจ, “การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นเป็นสัญญาณดีซี”, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2561.
- [16] K. Banerjee, B. Dam, and K. Majumdar, “A novel FPGA-based LVDT signal conditioner,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Taipei, Taiwan, May 2013, pp. 1–6.
- [17] R. Casanella, O. Casas, and R. Pall'as-Areny, “Differential synchronous demodulator for modulating sensors and impedance measurements,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 16, no. 8, pp. 1637–1643, Jul. 2005.
- [18] R. Casanella, O. Casas, M. Ferrari, V. Ferrari, and R. Pallas-Areny, “Synchronous demodulator for autonomous sensors,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 4, pp. 1219–1223, Aug. 2007.
- [19] C. S. Koukourlis, V. K. Trigonidis and J. N. Sahalos, “Differential synchronous demodulation for small-signal amplitude estimation,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, pp. 926-931, 1993.
- [20] A. Ota, W. Petchmaneelumka, A. Rerkrahn and V. Riewruja, “Simple resolver demodulation,” *JSST 2013*, Tokyo, Japan, 2013.
- [21] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwanakit, and V. Riewruja, “Simple LVDT Signal to DC Converter,” in *Proc. the 9th International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE '17)*, Sydney, Australia, Feb. 2017, pp. 193–197.
- [22] W. Surakamponorn, V.Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya, and K. Anuntahirunrat, “Temperature insensitive voltage-to-current converter and its applications,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 6, pp. 1270 – 1277, Dec. 1999.

- [23] W. Petchmaneelumka, W. Koodtalang, K. Songsuwankit and V. Riewruja, "Linear range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Triangular Signal," in *Proc. the 18th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Daegwallyeong, 2018, pp. 751-755.
- [24] M. R. Spiegel, *Mathematical Handbook* (Scaum's Outline Series, Singapore, 1968) p. 110.
- [25] A.D. Polyanin, and A.V. Manzhirov, *Handbook of Mathematics for Engineers and Scientists*. Taylor & Francis Group: Boca Raton, FL, USA, 2007.
- [26] Available online: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD844.pdf> (accessed on 1 February 2022).
- [27] W. Petchmaneelumka, V. Riewruja, K. Songsuwankit, and A. Rerkratn, "A Temperature-Compensation Technique for Improving Resolver Accuracy," *Sensors*, vol. 21, no. 18, 2021, 6069.
- [28] Available online: <https://datasheetspdf.com/pdf/538693/IntersilCorporation/CA-3280A/1> (accessed on 1 February 2022).



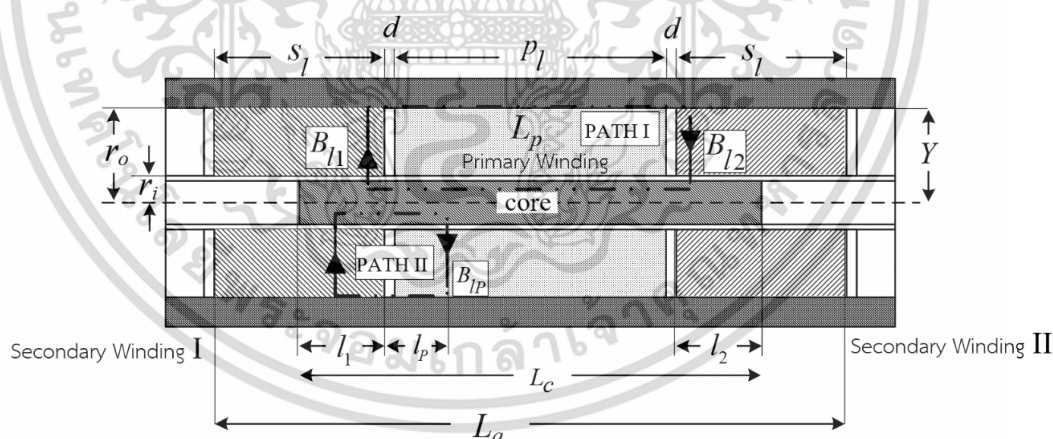
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



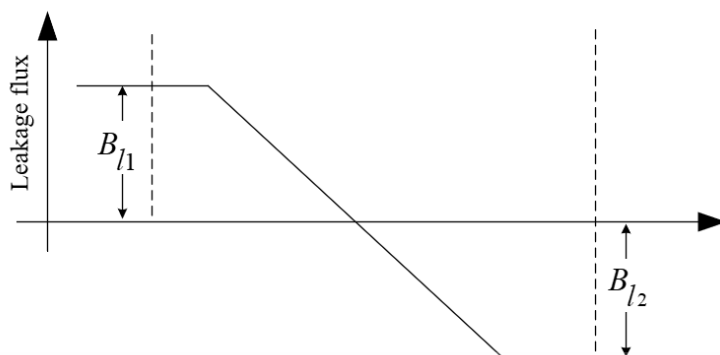
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก1 การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

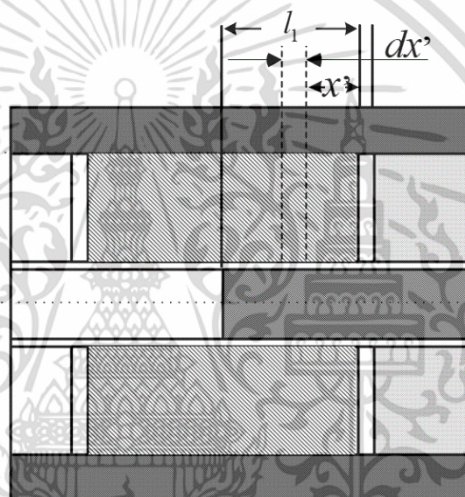
การนำสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT มาแปลงสัญญาณเพื่อหาค่าระยะการเคลื่อนที่ อาศัยการเคลื่อนที่ของแกนตรวจวัดระยะหนึ่งย่นำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในโครงสร้างซึ่งประกอบด้วยให้ขดลวดปฐมภูมิหนึ่งชุด และขดลวดทุติยภูมิสองชุดอยู่ทางซ้ายและขวาของขดลวดปฐมภูมิ โดยที่ขดลวดทั้งสองต่ออนุกรมกัน ที่มีจำนวนขดลวดเหนี่ยวนำเท่ากัน พันอยู่ในทิศทางตรงกันข้าม การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของโครงสร้างหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นมีความคล้ายคลึงกับหม้อแปลงไฟฟ้าที่องค์ประกอบวงจรภายในประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ การคำนวณหาค่าสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำโดยวงจรไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำแต่ละชุดถูกแบ่งตำแหน่งการวางขดลวดเหนี่ยวนำด้วยการนำฉนวนไฟฟ้าวางกั้นระหว่างชุดขดลวดเหนี่ยวนำแต่ละชุด โดยหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงสัญญาณไฟฟ้าเมื่อมีการเหนี่ยวนำสัญญาณที่มีความหนาแน่นของฟลักซ์สนามแม่เหล็ก [4] ที่ขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งการกระจายทิศทางไม่สม่ำเสมอของสนามแม่เหล็กสาเหตุส่วนหนึ่งมาจากฉนวนที่อยู่ภายในวงจรเบี่ยงเบนการกระจายตัวของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีป้อนสัญญาณที่มีความถี่สูง ดังนั้นการวิเคราะห์ความคลาดเคลื่อนการนำสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า จึงมีความจำเป็นต้องวิเคราะห์รายละเอียดโครงสร้างวงจรดังรูปที่ ก1



รูปที่ ก1 ภาพตัดขวางภายในโครงสร้างและรายละเอียดต่างๆ ของ LVDT



รูปที่ ก2 กราฟแสดงความหนาแน่นฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่ขดลวดทุติยภูมิ



รูปที่ ก3 ภาพตัดขวางโครงสร้างวงจรเฉพาะส่วน

- เมื่อ P_l คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ
 S_l คือ ความยาวของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด
 r_c คือ รัศมีวงในของขดลวด และรัศมีของแกนเหนี่ยวนำ (โดยไม่คิดความหนาขอบบิ้น)
 r_i คือ รัศมีวงนอกของขดลวด
 d คือ ระยะห่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ
 L_c คือ ความยาวของแกนตรวจวัดระยะ

พิจารณาที่เส้นทางสนามแม่เหล็กที่ PATH I จะได้ความหนาแน่นฟลักซ์ดังสมการ

$$\mu_O \oint H dl = \int_{r_c}^{r_i} (B_{l1} - B_{l2}) \frac{r_c}{y} dy \quad (ก1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้
$$B_{l1} - B_{l2} = \frac{4\pi A}{10^7 r_c \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \quad (ก2)$$

เมื่อ B_{l1} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิ S_1

B_{l2} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิ S_2

โดยที่ A คือ ค่ากระแสแอมแปร์-รอบ (Ampere turn) ของขดลวดปฐมภูมิ เท่ากับ $i_p n_p$

เมื่อ i_p คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ

n_p คือ จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ

กรณีเกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง PATH II ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของความหนาแน่นฟลักซ์ดังนี้

$$B_{lp} = B_{l1} - \frac{4\pi A l_p}{10^7 r_c \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \quad (ก3)$$

ซึ่ง
$$l_1 B_{l1} + \int_0^{n_p} B_{lp} dl_p + l_2 B_{l2} = 0 \quad (ก4)$$

ดังนั้น
$$B_{l1} = -B_{l2} \left(\frac{2l_2 + n_p}{2l_1 + n_p} \right) \quad (ก5)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ก5) จากสมการที่ (ก2) จะได้

$$B_{l1} = \left(\frac{2l_2 + n_p}{L_a} \right) \left(\frac{2\pi A}{10^7 r_c \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \right) \quad (ก6)$$

และ
$$B_{l2} = \left(\frac{2l_1 + n_p}{L_a} \right) \left(\frac{2\pi A}{10^7 r_c \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \right) \quad (ก7)$$

ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดแสดงดังรูปที่ ก2 เมื่อพิจารณาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ส่งผลต่อขดลวดทุติยภูมิ จากรูปที่ ก3 กำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\phi_{x'}$ คือ ฟลักซ์ที่เชื่อมต่อขดลวดย่อย

$d_{x'}$ คือ ความกว้างของช่วงฟลักซ์

x' คือ ระยะจากขดลวดปฐมภูมิถึงช่วงฟลักซ์

l_1 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่ง

n_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

โดยจำนวนรอบของขดลวดย่อยมีค่าเท่ากับ $n_s dx' / S_l$ และฟลักซ์ [4] ที่เชื่อมต่อขดลวดย่อยมีค่าดังนี้

$$\phi_{x'} = 2\pi r_c x' B_{l1} \quad (ก8)$$

ดังนั้นฟลักซ์เชื่อมต่อในขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \int_0^{x_1} \phi_{x'} \frac{n_s}{S_l} dx' &= \frac{2\pi r_c B_{l1} n_s}{S_l} \int_0^{x_1} x' dx' \\ &= \frac{2\pi r_c B_{l1} n_s l_1^2}{S_l} \end{aligned} \quad (ก9)$$

เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้นในรูปสัญญาณไซน์ที่มีกระแส i_p (RMS) ความถี่ f ให้ขดลวดปฐมภูมิ จะได้สัญญาณแรงดัน v_1 (RMS) และ v_2 (RMS) ที่ตำแหน่งขดลวดทุติยภูมิ L_{s1} และ L_{s2} มีค่าเท่ากับ

$$v_1 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left(\frac{f i_p n_p n_s}{\ln \left(\frac{r_i}{r_c} \right)} \right) \left(\frac{2l_2 + P_l}{S_l L_a} \right) l_1^2 \quad (ก10)$$

$$v_2 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left(\frac{f i_p n_p n_s}{\ln \left(\frac{r_i}{r_c} \right)} \right) \left(\frac{2l_1 + P_l}{S_l L_a} \right) l_2^2 \quad (ก11)$$

เมื่อ l_2 คือ ตำแหน่งแกนตรวจวัดระยะ อยู่ในขดลวดทุติยภูมิ L_{s2} ผลต่างสัญญาณแรงดันมีค่าดังสมการ

$$v_{out} = v_1 - v_2 = k_T l (1 - k_n l^2) \quad (ก12)$$

เมื่อ $l = (l_1 - l_2) / 2$ คือระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ และ k_T คือค่าความไวมีค่าเท่ากับ v_{out} / l จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_T = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (P_l + 2d + l_0) l_0}{10^7 \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right) s_l L_a} \quad (ก13)$$

โดยที่ $l_0 = (l_1 + l_2)/2$ และ k_n คือค่าของตัวแปรที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ก11) มีค่าเท่ากับ

$$k_n = \frac{1}{(P_l + 2d + l_0)} l_0 \quad (ก14)$$

และเทอมของความไม่เป็นเชิงเส้น ε มีค่าดังสมการ

$$\varepsilon = k_n l^2 \quad (ก15)$$

จะเห็นว่าค่าที่น้อยที่สุดที่แกนตรวจวัตรยะสามารถวัดได้คือเมื่อ $l_0 = P_l$ กรณีที่ระยะการวัด สูงสุด แกนตรวจวัตรยะ เคลื่อนที่ไม่เกินความยาวของขดลวดทุติยภูมิ โดยที่ค่าของ $2d$ มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่า P_l จากสมการที่ (ก12) และสมการที่ (ก13) จะได้

$$v_{out} = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 \ln\left(\frac{r_i}{r_c}\right)} \cdot \frac{2P_l}{3s_l} \left(1 - \frac{l^2}{2P_l^2}\right) \quad (ก16)$$

ดังนั้นในการออกแบบทรานสดิวเซอร์ให้มีระยะการวัดสูงสุด x_{max} โดยเลี่ยงค่าความผิดพลาดจากความไม่เป็นเชิงเส้น ε จะได้ความยาวของขดลวดปฐมภูมิและความยาวของขดลวดทุติยภูมิ ดังนี้

$$P_l = \frac{x_{max}}{\sqrt{2\varepsilon}} \quad (ก17)$$

$$S_l = P_l + x_{max} + \delta \quad (ก18)$$

เมื่อ δ คือ ส่วนเพื่อกันไม่ให้แกนตรวจวัตรยะเคลื่อนที่ออกมาจากขดลวดทุติยภูมิที่ตำแหน่ง การวัดสูงสุด ดังนั้นความยาวของแกนตรวจวัตรยะมีค่าเท่ากับ

$$L_c = 3P_l + 2d \quad (ก19)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

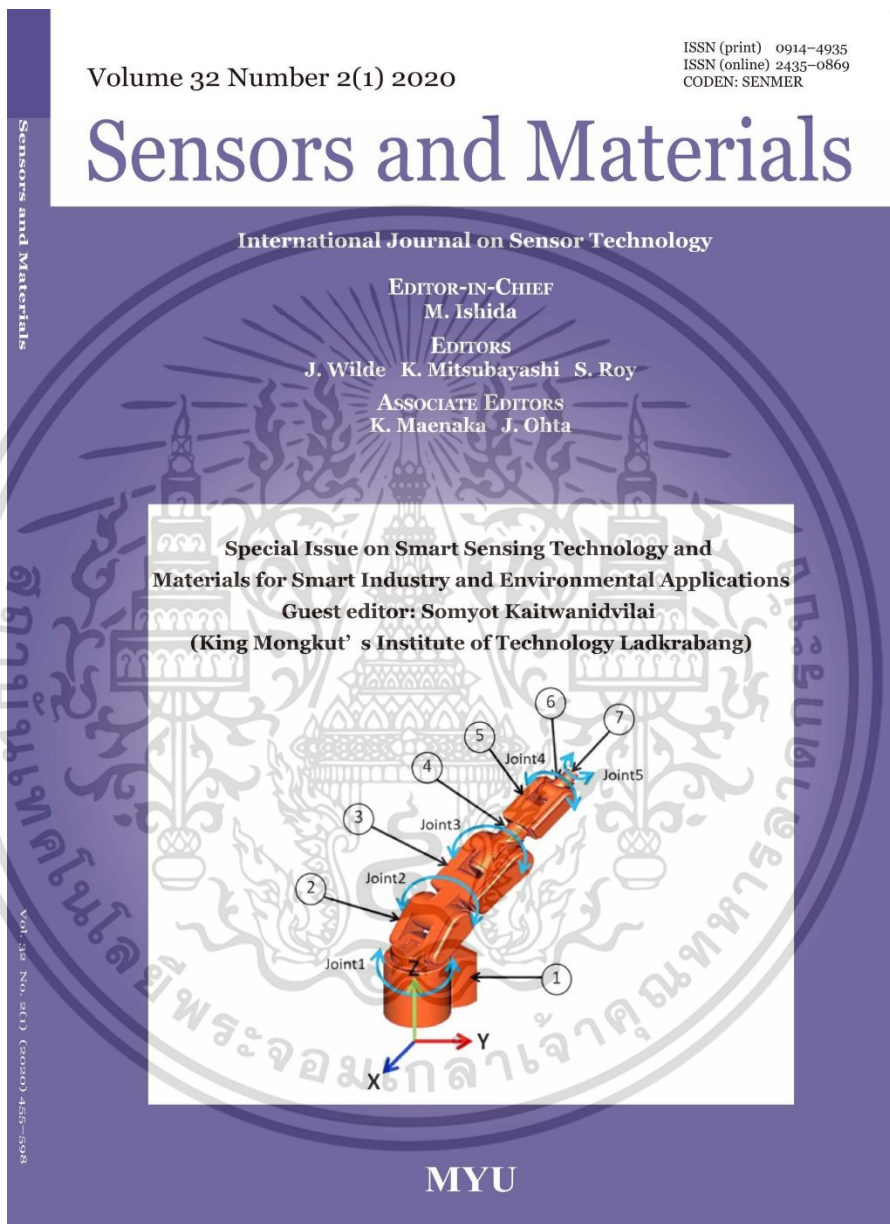
บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

[1] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, J. Tongcharoen, and V. Riewruja, “Linear-range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Binomial Series”, *Sensors and Materials*, vol. 32, no. 2, 2020, pp.475 – 485.

[2] A. Rerkratn, J. Tongcharoen, W. Petchmaneelumka and V. Riewruja, “Linear-Range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Hyperbolic Sine Function,” *Sensors*, vol. 22, no.10, 2022, 3764.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Linear-range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Binomial Series

Wandee Petchmaneeumka, Kanoknuch Songsuwankit*,
Jakkapun Tongcharoen, and Vanchai Riewruja

Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

(Received April 11, 2019; accepted December 23, 2019)

Keywords: linear variable differential transformer, inductive transducer, linear range extension, binomial series, operational amplifier, analog multiplier

The linear-range extension technique for a linear variable differential transformer (LVDT) is described in this paper. Generally, the LVDT has a narrow linear operating range caused by its nonlinear transfer characteristic. To extend the linear operating range, the nonlinear behavior of the LVDT must be adjusted. In this paper, the circuit building block providing the LVDT inverse transfer characteristic using binomial series approximation is proposed for linearizing the nonlinear behavior of the LVDT. The third-order inverse transfer characteristic of the LVDT is synthesized from analog multipliers and a difference amplifier comprising an operational amplifier (opamp). All active devices used in this study are commercially available. Therefore, the attraction of the proposed technique is in the simple configuration and low cost, making it suitable for an embedded measurement system. The performance of the proposed technique is discussed in detail. Simulation and experimental results confirming the performance are also included. As a result, the linear range of the commercial LVDT used in this study can be extended more than 500%. The full scale error of the measured value is about 0.23% over the entire operating range.

1. Introduction

An inductive transducer named the linear variable differential transformer (LVDT) provides the advantages of high resolution and durability.^(1–3) The LVDT is used in applications to measure displacement, which can be observed in the engineering, industrial, automotive, military, robotic, scientific, and medical equipment fields.^(1–11) The operation of the LVDT is based on the same principle as the transformer, which comprises a primary winding and two secondary windings with a moving core.^(12,13) The output signal of the LVDT is the difference signal between two secondary winding signals. Therefore, the LVDT signal is directly proportional to the position of the moving core that can be used to measure the displacement with high resolution. When the excitation signal is applied to the primary

*Corresponding author: e-mail: kanoknuch.so@kmitl.ac.th
<https://doi.org/10.18494/SAM.2020.2407>

winding of the LVDT, the secondary windings generate the LVDT output signal in the form of an amplitude modulation with suppressed carrier (AMSC).⁽¹³⁾ Thus, the displacement signal can be extracted from the LVDT output signal using a synchronous demodulator based on a peak amplitude finder or an analog multiplier.^(13–17) The transfer characteristic of the LVDT provides a nonlinear behavior for the moving core that varies in the maximum stroke range, which can be expressed as a third-order function of the core position.^(2,12,18) Note that the linear operating range of the LVDT exists only in the narrow range close to the zero crossing. The large linear operating range of the LVDT with a compact structure is very useful for embedded measurement and instrumentation systems. However, the large linear operating range of the LVDT requires a large structure that is unsuitable for the embedded systems. In the past, the linear operating range of the LVDT was extended by the fractional order technique.⁽¹⁹⁾ Unfortunately, this technique is suited to a special design of the LVDT that causes a complex and large structure. The technique based on an artificial neural network (ANN) has been introduced in the literature.^(20,21) This technique can extend the linear operating range of the commercial LVDT using an adaptive inverse model. The use of the ANN technique requires a high-speed signal processor to calculate the adaptive inverse model. This is inconvenient for the embedded measurement system and uneconomical. Moreover, the ANN technique provides a large response time to obtain the linear displacement signal.

In this paper, the circuit building block providing the inverse transfer characteristic of the LVDT is proposed. The binomial series is used to estimate the inverse transfer characteristic of the LVDT. The LVDT output signal is demodulated to the displacement signal by the technique reported previously.⁽¹³⁾ The displacement signal is compensated to the linear displacement signal by the proposed scheme. Note that the proposed scheme can be implemented using only commercially available devices. The performance of the proposed technique is analyzed and discussed in detail. Experimental results show that the maximum percentage error of about 0.5% in the maximum stroke range is observed. The linear operating range of the commercial LVDT can be extended more than 500% by using the proposed technique. It is clearly seen that the proposed technique exhibits the advantages of fast response, high accuracy, simple configuration, and low cost.

2. Basic Principle of LVDT

The LVDT principle is similar to that of a transformer that comprises a primary winding P , two identical secondary windings, S_1 and S_2 , and a moving core, as shown in Fig. 1(a). Two secondary windings are connected in opposed directions to generate the displacement signal. The amplitude of the displacement signal versus the core position is shown in Fig. 1(b). The structure of the LVDT is shown in Fig. 1(c), where the lengths of the primary winding and secondary windings are defined as p and w , respectively, with the radius d_O . The number of turns in the primary winding and secondary windings are equal to n_p and n_s , respectively. The dimensions of the LVDT core are obtained as the radius d_C and length L_C . The insulators between the primary winding and the secondary windings have a thickness of g . The sinusoidal signal $v_{ex} = V_{ex}\sin(\omega_{ex}t)$ is applied as the excitation signal for the primary winding, where V_{ex}

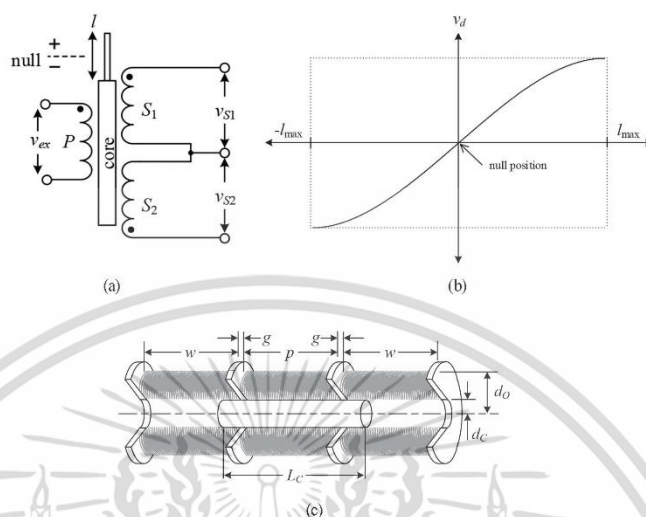


Fig. 1. (a) Principle, (b) output signal, and (c) structure of LVDT.

and ω_{ex} are the amplitude and frequency of the sinusoidal signal, respectively. If only the magnitude of the LVDT signal is considered, then the secondary winding signals v_{S1} and v_{S2} can be expressed as^(12,22,23)

$$v_{S1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} V_{ex} n_p n_s (2l_2 + p)}{10^7 w L_C Z_p \ln(d_o / d_c)} l_1^2, \quad (1a)$$

and

$$v_{S2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} V_{ex} n_p n_s (2l_1 + p)}{10^7 w L_C Z_p \ln(d_o / d_c)} l_2^2, \quad (1b)$$

where Z_p denotes the impedance of the primary winding, and l_1 and l_2 are the lengths of the core penetrating into the secondary windings S_1 and S_2 , respectively. From the structure of the LVDT, the displacement signal can be obtained from the difference signal between two secondary winding signals, $v_d = (v_{S1} - v_{S2})$, and can be stated as

$$v_d = K_1 l (1 - K_2 l^2), \quad (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

for $K_1 = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} V_{ex} n_p n_s (p + 2g + l_0) l_0}{10^7 w L_C Z_p \ln(d_O / d_C)}$, and $K_2 = \frac{1}{(p + 2g + l_0) l_0}$, where $l_0 = (l_1 + l_2)/2$ is the average length of the core penetrating into the secondary windings S_1 and S_2 , and $l = (l_1 - l_2)/2$ is the core position. Practically, the length p is larger than the gap g or $p \gg g$. From Fig. 1(c), the length L_C can be approximated as $L_C = 3p$; then, the difference signal v_d of Eq. (2) can be given by^(4,12,24)

$$v_d = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} V_{ex} n_p n_s}{10^7 Z_p \ln(d_O / d_C)} \frac{2p}{3w} \left(l - \frac{l^3}{2p^2} \right) = k_l l (1 - k_n l^2), \quad (3)$$

where k_l and k_n are the sensitivity and nonlinear coefficient of the LVDT, respectively. The difference signal v_d of Eq. (3) exhibits only the amplitude of the AMSC from the LVDT output signal versus the excitation signal. To extract the displacement signal from the LVDT output signal, the synchronous demodulator is required to generate the envelope of the difference signal v_d . Note that the response of the demodulated signal is nonlinear along the entire core position, as shown in Fig. 1(b). The linear range of the LVDT transfer characteristic lies in a narrow range close to the zero crossing of the LVDT response curve. The LVDT signal v_d can be approximated as linear for the moving core varying in the narrow range close to the zero crossing of the LVDT transfer characteristic curve in Fig. 1(b). Thus, the difference signal v_d can be expressed as being in linear proportion to the core position l as

$$v_d = k_l l. \quad (4)$$

From Eqs. (2) and (3), the linear range defined by l_L of Eq. (4) is limited by the nonlinear coefficient k_n . Practically, the nonlinear coefficient k_n is described in terms of the acceptable error ε_L of the LVDT output signal. Therefore, the linear range l_L can be expressed as⁽²³⁾

$$l_L = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_L}{k_n}}. \quad (5)$$

From the specifications of the LVDT used in this work, the acceptable error ε_L is equal to 0.5% and $k_n = 1.106 \times 10^{-3} \text{ V/mm}^2$; then, the linear range l_L is about $\pm 2.13 \text{ mm}$.

3. Proposed Technique

The nonlinear term in parentheses in Eq. (3) causes the narrow linear operating range of the LVDT. This nonlinear term can be compensated using the inverse property $N(l)$ to extend the linear operating range as

$$N(l) = \frac{1}{(1 - \alpha v_d^2)}, \quad (6)$$

where α is the weighting coefficient used to minimize the error of the displacement signal. Practically, the magnitude of the term $k_n l^2$ in Eq. (3) is $|k_n l^2| < 1$. This is because the nonlinear coefficient k_n of a commercial LVDT is very small and unaffected when the displacement l approaches zero. Consequently, the weighting coefficient α in Eq. (6) is $\alpha < 1$. If the maximum value of the displacement signal v_d is assigned for the condition of $|\alpha v_d^2| < 1$, then Eq. (6) can be expanded using the binomial series as ⁽²⁴⁾

$$N(l) = 1 + \alpha v_d^2 + (\alpha v_d^2)^2 + (\alpha v_d^2)^3 + \dots \quad (7)$$

From Eq. (7), the higher order terms can be neglected when $|\alpha v_d^2| < 1$. Then, the nonlinear term $N(l)$ can be approximated as

$$N(l) = 1 + \alpha v_d^2. \quad (8)$$

From Eq. (3), the nonlinear term $(1 - k_n l^2)$ can be compensated by the term $N(l)$ of Eq. (7). The block diagram for the linearization of the LVDT behavior is shown in Fig. 2(a). From Fig. 2(a), the output signal v_{ol} versus the signal v_d can be stated as

$$v_{ol} = v_d + \alpha v_d^3 = v_d (1 + \alpha v_d^2). \quad (9)$$

From Eq. (9), if the displacement signal v_d is applied, the output signal v_{ol} can be given by

$$v_{ol} = k_l l + \left[(\alpha k_l^3 - k_l k_n) l^3 - 3\alpha k_l^3 k_n l^5 + 3\alpha k_l^3 k_n^2 l^7 - \alpha k_l^3 k_n^3 l^9 \right]. \quad (10)$$

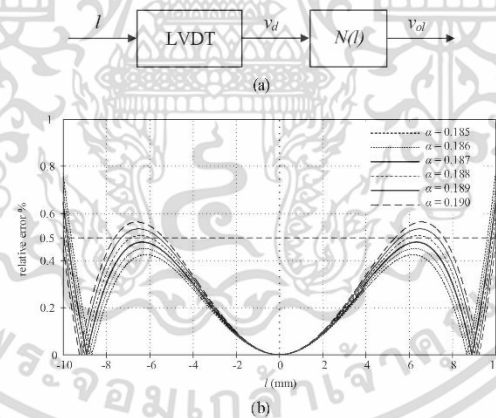


Fig. 2. (a) Principle of LVDT. (b) Plot of Eq. (12).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

If an appropriate value of the weighting coefficient α is chosen, then the output signal v_{ol} in Eq. (10) can be approximated as

$$v_{ol} = k_t l. \quad (11)$$

The relative error of the output signal v_{ol} , defined by ε_{ol} , can be expressed as

$$\varepsilon_{ol} = \left[(\alpha k_t^2 - k_n) l^2 - 3\alpha k_t^2 k_n l^4 + 3\alpha k_t^2 k_n^2 l^6 - \alpha k_t^2 k_n^3 l^8 \right] \times 100\%. \quad (12)$$

The plot of Eq. (12) is shown in Fig. 2(b) and used to determine the coefficient α . From Fig. 2(b), if the relative error ε_{ol} of about 0.5% is assigned to equal the specification of the LVDT used in this work with the linear stroke range of about ± 1.9 mm, then the weighting coefficient $\alpha = 0.187$ is observed at the core position $l = \pm 9.8$ mm. Note that the linear stroke range can be extended from ± 1.9 to ± 9.8 mm. The circuit diagram containing the property of Eq. (9) can be simply implemented using the analog multipliers and summing amplifier, as shown in Fig. 3(a). Note that the commercial analog multiplier provides an attenuation factor η . The summing amplifier comprises an operational amplifier (opamp), resistors R_1 – R_3 , and variable resistor R_n , as shown inside the dashed-line block in Fig. 3(a). Therefore, the output signal v_{ol} in Fig. 3(a) can be given by

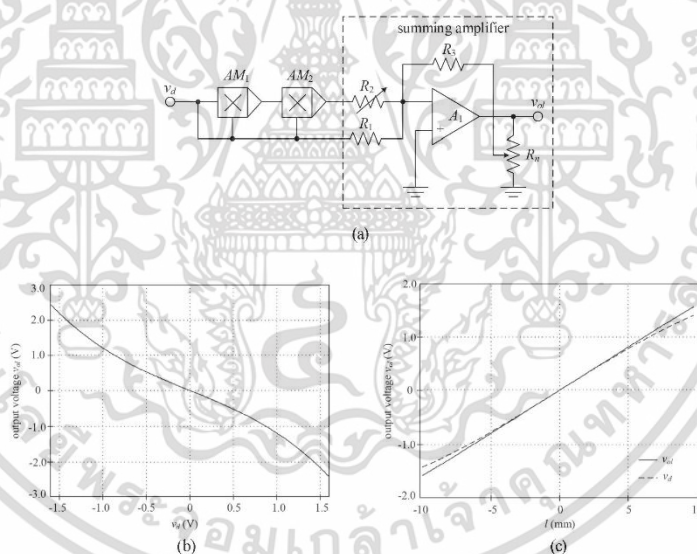


Fig. 3. (a) Proposed circuit, (b) simulation result of reverse transfer characteristic, and (c) linearization of LVDT.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{ol} = -\frac{R_3}{\beta R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right) v_d, \quad (13)$$

where β is the amplification factor used to span the output signal v_{ol} to the appropriate value and to compensate nonideal values between resistors R_3 and R_1 . Note that the output signal v_{ol} of the scheme in Fig. 3(a) is 180° out of phase. The parameters of the LVDT used in this work are measured from the experimental implementation as $k_t = 84.817$ mV/mm/V, $k_n = 1.106 \times 10^{-3}$ mm $^{-2}$, and $l_L = \pm 1.9$ mm for the relative error of 0.5%. The parameter k_n can be calculated from a maximum value of the transfer characteristic curve of the LVDT and Eq. (3) as

$$k_n = \frac{k_t l_m - v_{dm}}{k_t l_m^3}, \quad (14)$$

where v_{dm} and l_m are the maximum value of the LVDT transfer characteristic curve and the position along the length of the moving core at the maximum voltage v_{dm} , respectively. Simulation results of the LVDT reverse transfer characteristic in Fig. 3(b) and the linearization of the LVDT behavior using the proposed technique for an excitation signal with the peak amplitude of 1 V in Fig. 3(c) were obtained using the PSPICE analog simulation program. It can be seen that the linear operating range of the LVDT used in this study can be extended more than fivefold.

4. Performance of Proposed Scheme

Deviation from the ideal performance of the proposed scheme is caused by the nonideal characteristics of the analog multipliers and the tolerance of the resistors used in the summing amplifier. From Fig. 3(a), the output signal v_{ol} caused by the errors of the analog multipliers and the nonideal factor between the resistors R_1 and R_2 , defined as Δ_{12} , can be expressed as

$$v_{ol} = -\frac{R_3}{\beta R_1} v_d \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right) - (\Delta_{12} + \varepsilon_{m12}) \frac{R_3}{\beta R_2} \eta v_d^3, \quad (15)$$

where ε_{m12} denotes the error of the analog multipliers. From Eq. (15), the amplification factor β can be varied to assign the term $(R_3/\beta R_1) = K_L$, where K_L is the gain of the proposed scheme. Therefore, Eq. (15) can be rewritten as

$$v_{ol} = -K_L v_d \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right) - (\Delta_{12} + \varepsilon_{m12}) K_L \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^3. \quad (16)$$

From Eq. (16), the second term on the right-hand side, that is, the error term, can be minimized by replacing the resistor R_2 with the variable resistor. If the resistance R_2 is varied

to approach the expected value, then the relative error of the output signal v_{of} , defined as ε_{oc} , can be expressed as

$$\varepsilon_{oc} = \frac{\eta R_1 (A_{12} + \varepsilon_{m12}) v_d^2}{R_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \eta v_d^2 \right)} \times 100\% . \quad (17)$$

If the resistances R_1 and R_2 are chosen to satisfy the nonideal factor A_{12} of about 0.2%, error $\varepsilon_{m12} = 0.4\%$, $(\eta R_1/R_2) = 0.187$, and the peak amplitude of the signal $v_d = 762.97$ mV corresponding to the core displacement $l = 9.8$ mm, then the relative error ε_{oc} of about 0.06% is calculated. Note that the relative error ε_{oc} is very small. Therefore, the inaccuracy of the proposed technique corresponding to the relative error ε_{oc} can be neglected. From Eqs. (12) and (17), it can be seen that the major factor contributing to the inaccuracy of the proposed technique is the relative error ε_{of} .

5. Experimental Results

The proposed scheme in Fig. 3(a) was constructed using commercially available devices to demonstrate its performance, as shown in Fig. 4(a). The active devices used in this study were the analog multiplier AD633 and opamp LF351. The analog multiplier AD633 provides an attenuation factor of about 0.1. Therefore, $\eta = 0.01$ was obtained. The resistors $R_1 = R_3 = 20$ k Ω with 0.2% tolerance were chosen. From Eq. (12) and Fig. 2(b), $\eta R_1/R_2$ was equal to 0.187. Thus, the resistance R_2 was calculated as 10.7 k Ω . The resistor R_2 was replaced by the variable resistor to tune the resistance to be close to the calculated value. The variable resistor R_v of 1 k Ω was chosen. The power supply was set as ± 9 V. The nonlinearity error of the term v_d^2 was measured to be about 0.4% or $\varepsilon_{m12} = 4 \times 10^{-3}$. The commercially available LVDT used in this study provides the following specifications: linear stroke range of ± 2 mm, maximum relative error of 0.5%, and sensitivity $k_l = 94.5$ mV/mm/V. The excitation signal applied to

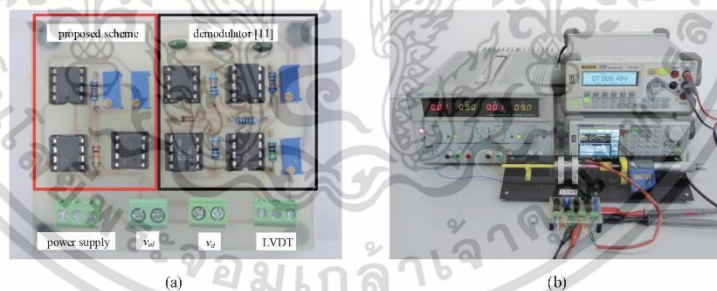


Fig. 4. (Color online) (a) Proposed circuit. (b) Experimental setup.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the LVDT is set as a 2.5 kHz sinusoidal wave with a 2 V peak-to-peak amplitude. In this experiment, the output signal of the LVDT is demodulated using the technique proposed in the literature⁽¹³⁾. The experimental setup is shown in Fig. 4(b). The practical behavior of the LVDT is measured and shown in Fig. 5 to extract the parameters. The parameters of the LVDT can be determined as follows. The sensitivity of the LVDT is determined to be 84.817 mV/mm/V.

The maximum amplitude of the LVDT signal v_{dm} is 971.55 mV at the maximum stroke or $l_m = \pm 16$ mm, and the linear range of the LVDT is about ± 1.9 mm for the relative error of 0.5%. The nonlinear coefficient k_n can be calculated using Eq. (14) as 1.106×10^{-3} V/mm². The LVDT inverse transfer characteristic of the proposed scheme is shown in Fig. 6(a), where the difference signal v_d is assigned as $(v_{s2} - v_{s1})$ or $-v_d$ for the inverse operation of the signal v_{ol} . The demodulated LVDT signal is synthesized using the LabVIEW program and analog input/output board from National Instruments (NI-USB-6009) to demonstrate the performance of the proposed technique, where the LVDT parameters are set to the same parameters as the practical LVDT used in this study. The synthesized signal is applied to the scheme in Fig. 3(a) for the peak amplitude of ± 971.55 mV corresponding to the core position of ± 16 mm. The measured

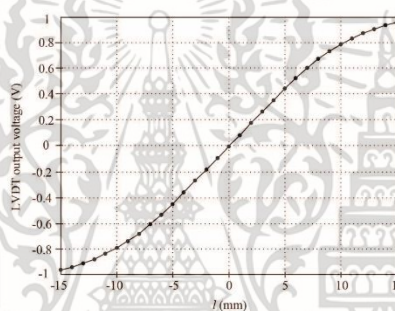


Fig. 5. Practical behavior of LVDT.

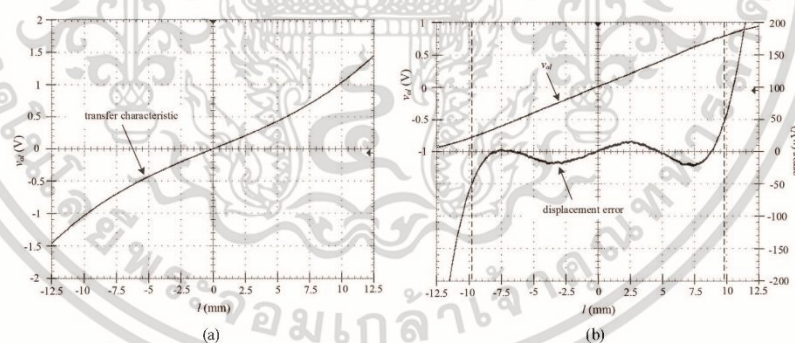


Fig. 6. (a) Transfer characteristic of the proposed scheme. (b) Measured result of the proposed scheme.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

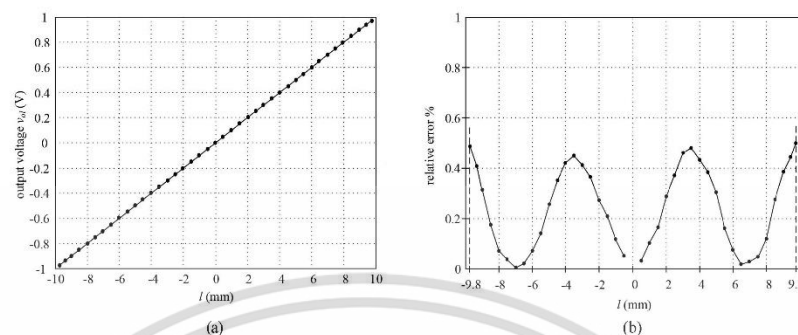


Fig. 7. (a) Measured result of the output signal. (b) Relative error.

result confirmed the proposed technique performance, as shown in Fig. 6(b). It can be seen that the proposed technique can extend the linear operating range from ± 1.9 to ± 9.8 mm. Figure 7(a) shows the plot of the average voltage of the output signal v_{ol} from the circuit in Fig. 3(a) of 5 repeated measurements for each core position from -9.8 to 9.8 mm. The sensitivity of the proposed scheme is set to 100 mV/mm/V by adjusting the variable resistor R_n to vary the amplification factor β . The relative error ε_r of the measured signal v_{ol} is shown in Fig. 7(b). The maximum relative error ε_r of the measured result in Fig. 7(b) corresponding to the absolute error ε_{am} of about 46 μm is observed, where the maximum relative error ε_r occurs at the core position of ± 9.8 mm. The full-scale error of the proposed technique, defined as ε_{fs} , can be stated as

$$\varepsilon_{fs} = \frac{\max(\varepsilon_{am})}{[\max(\text{stroke range})]} \times 100\% \quad (18)$$

If the maximum absolute error ε_{am} is equal to 46 μm , the full-scale error ε_{fs} is calculated to be about 0.23% .

6. Conclusions

The inverse transfer characteristic of an LVDT based on a binomial series was proposed in this paper. A simple circuit configuration comprising analog multipliers and an opamp was adopted for synthesizing the LVDT inverse transfer characteristic without a specific device. The linear operating range of the LVDT was extended more than fivefold from the LVDT specification used in this study, that is, from ± 1.9 to ± 9.8 mm. The performance of the proposed circuit was confirmed by experimental implementation. The proposed circuit can be used as a signal conditioner to measure a large displacement using a small-structure LVDT with very good performance. The proposed technique exhibits a simple configuration that is suitable for measurement systems used in small areas such as a miniature robot and an embedded system.

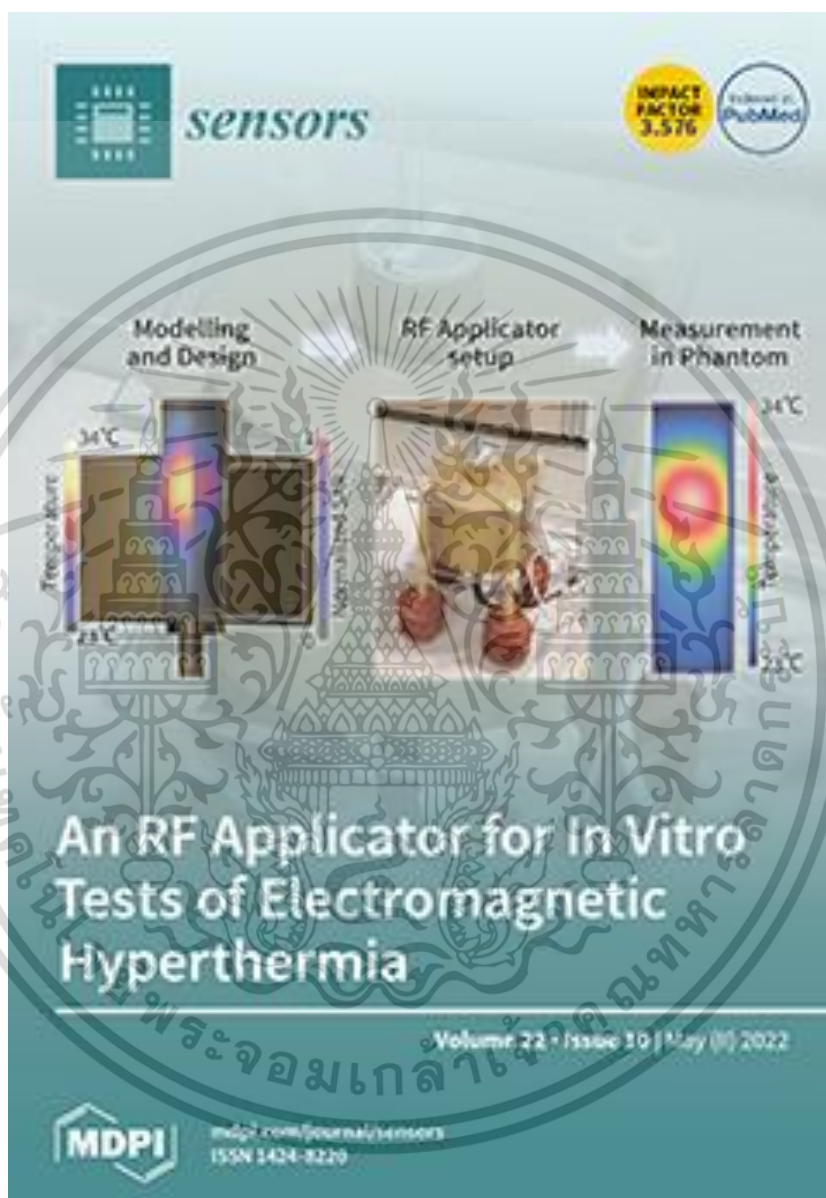
Acknowledgments

This work was supported by the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Thailand, under Grant KREF115701.

References

1. R. Pallas-Areny and J. G. Webster: *Sensor and Signal Condition* (John Wiley & Sons, New York, 2001) p. 229.
2. K. Ara: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **21** (1972) 249. <https://doi.org/10.1109/TIM.1972.4314011>
3. S. C. Saxena and S. B. L. Seksena: *IEEE Trans. Instr. Meas.* **38** (1989) 748. <https://doi.org/10.1109/19.32186>
4. H. K. P. Neubert: *Instrument Transducers - An Introduction to Their Performance and Design* (Oxford, New York, 1975) p. 204.
5. S. Cetinkunt: *Mechatronics* (John Wiley & Sons, New York, 2006) p. 227.
6. M. Felix, A. Lizarraga, A. Islas, and A. Gonzales: 36th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society (2010) 1772.
7. R. M. Ford, R. S. Weissbach, and D. R. Loker: 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf. (IMTC/2000) 1448.
8. S. Lee and W. Kim: *IEEE Trans. Control Syst. Tech.* **18** (2010) 859. <https://doi.org/10.1109/TCST.2009.2030413>
9. G. Chen, B. Zhang, P. Liu, and H. Ding: *IEEE Sens. J.* **15** (2015) 2248. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2014.2364610>
10. W. Petchmaneeelunka, A. Rerktratn, A. Luangpol, and V. Riewruja: *J. Circ. Syst. Comp.* **27** (2018) 1850182. <https://doi.org/10.1142/S0218126618501827>
11. W. Petchmaneeelunka, P. Mano, and V. Riewruja: *Sens. Mater.* **30** (2018) 2171. <https://doi.org/10.18494/SAM.2018.1816>
12. P. Veeraian, U. Gandhi, and U. Mangalanathan: *Int. J. Electron. Commun.* **79** (2017) 141. <https://doi.org/10.1016/j.aee.2017.05.037>
13. W. Petchmaneeelunka, K. Songsuwankit, and V. Riewruja: *I.R.E.E.* **11** (2016) 340. <https://doi.org/10.15866/ireev11i3.8906>
14. W. Petchmaneeelunka, P. Mano, K. Songsuwankit, and V. Riewruja: *Int. J. Electron.* **105** (2018) 1520. <https://doi.org/10.1080/00207172.2018.1461250>
15. V. Riewruja and T. Kamsri: *IET Circ. Device Syst.* **3** (2009) 57. <https://doi.org/10.1049/iet-cds.2008.0140>
16. V. Riewruja and A. Rerktratn: *Int. J. Electron.* **98** (2011) 459.
17. V. Riewruja and A. Rerktratn: *Indian J. Pure Appl. Phys.* **48** (2010) 67.
18. A. Drumea, A. Vasile, M. Comes, and M. Blejan: 1st Electronics System Integration Technology Conference (2006) 629.
19. K. Banerjee, B. Dam, and K. Mejjumdar: *IEEE Int. Symp. Industrial Electronics* (2013) 1. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2013.6563715>
20. R. Casanella, O. Casas, and R. Pallas-Areny: *Meas. Sci. Technol.* **16** (2005) 1637. <https://doi.org/10.1088/0957-0233/16/8/014>
21. R. Casanella, O. Casas, M. Ferrari, V. Ferrari, and R. Pallas-Areny: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **56** (2007) 1219. <https://doi.org/10.1109/TIM.2007.899919>
22. S. R. Mishra, G. Panda, and D. P. Das: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **59** (2010) 947. <https://doi.org/10.1109/TIM.2009.2031385>
23. W. Petchmaneeelunka, W. Koodtalang, and V. Riewruja: *IEEE Sensors J.* **19** (2019) 5045. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2019.2902879>
24. M. R. Spiegel: *Mathematical Handbook* (Seam's Outline Series, Singapore, 1968) p. 110.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Article

Linear-Range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Hyperbolic Sine Function

Apinai Rerkratn , Jakkapun Tongcharoen, Wandee Petchmaneeumka  and Vanchai Riewruja 

School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand; apinai.re@kmitl.ac.th (A.R.); 61601186@kmitl.ac.th (J.T.)

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

Abstract: In this paper, a circuit technique to extend the measuring range of a linear variable differential transformer (LVDT) is proposed. The transfer characteristic of the LVDT contains the odd function form of the cubic polynomial. Therefore, the measuring range of a commercial LVDT is linear in a narrow range compared to its physical dimensions. The wide measuring range of the LVDT requires a large structure of the LVDT, which increases the scale and the cost of the measurement system. The measuring range of the LVDT can be linearly extended to the maximum of the stroke range using the proposed technique. The realization of the proposed technique is based on the use of the hyperbolic sine ($\sinh$) function of the electronic circuit building block, named the class AB bipolar amplifier. The class AB bipolar amplifier can be obtained by the current feedback operational amplifier (CFOA). The circuit of the proposed technique requires two CFOAs and an operational transconductance amplifier (OTA) as the active devices and all devices used in the proposed technique to synthesize the $\sinh$ function are commercially available. The proposed technique exhibits an ability to compensate for the nonlinear characteristic of the LVDT without digital components. The proposed technique is attractive in terms of its simple circuit configuration, small size, and low cost. The linear range extension of the LVDT used in this paper is significantly increased with a maximum error of about 18.3 μm of 6.2 mm at the full stroke range or the full-scale percentage error of about 0.295%. The results indicate that the proposed technique provides excellent performance to extend the measuring range of the LVDT without modifying the LVDT structure.

Keywords: inductive transducer; linear variable differential transformer; linear range extension; hyperbolic sine function; class AB bipolar amplifier



Citation: Rerkratn, A.; Tongcharoen, J.; Petchmaneeumka, W.; Riewruja, V. Linear-Range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Hyperbolic Sine Function. *Sensors* **2022**, *22*, 3674. <https://doi.org/10.3390/s22103674>

Academic Editors: George Stamoulis, George Floros and Kostas Kolomyatcos

Received: 29 March 2022

Accepted: 7 May 2022

Published: 12 May 2022

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



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

1. Introduction

An inductive transducer, known as the linear variable differential transformer (LVDT), is an important transducer used in a position measurement system. The LVDT provides excellent behavior in terms of high resolution, robustness, and durability [1–3]. Many applications of the LVDT are found in the fields of industrial process control [3–6], building construction [7], automobiles [8,9], military equipment [10–12], scientific and medical equipment [12,13], and robotics [14,15]. All applications of the LVDT are used to measure position, force, flow, displacement, and pressure. The LVDT structure is similar to a transformer which comprises one primary winding and two secondary windings with a moveable core. Two secondary windings of the LVDT are connected in series in opposite directions. Therefore, the resulting signal from the secondary windings is the difference signal which calls the LVDT signal. The excitation signal is applied to the primary winding and then the secondary signal or the LVDT signal is in the form of balance modulation or amplitude modulation with a suppressed carrier (AMSC) [1,2,15]. The amplitude of the LVDT signal is dependent on the core position. Therefore, a synchronous demodulator is required to extract the core position signal from the LVDT signal. There are several synchronous demodulators to obtain the core position signal. Traditionally, the simple

synchronous demodulators are provided by an analog multiplier and low-pass filter, or analog switch and integrator have been proposed to extract the core position signal from the LVDT signals [1,3,15–17]. The disadvantage of the simple demodulator is that the large response time and phase shift of the low-pass filter or integrator degrade the accuracy of the demodulated signal. An alternative demodulation technique using a peak-amplitude finder was proposed to overcome the disadvantage mentioned above [18–20]. This technique exhibits a simple configuration, fast response, and high accuracy. However, the core position signal obtained from the demodulator is narrow due to the structure of the LVDT [2,21–23]. The large measuring range of the LVDT requires a huge structure for the LVDT, which causes an inconvenience for the applications of compact scale of the measurement system. If the linear measuring range of the LVDT can be extended without disturbing the LVDT structure, then the advantage will be gained.

The measuring range of the LVDT offers a narrow linear range due to its nonlinear transfer characteristic. The transfer characteristic of the LVDT can be expressed in the form of the odd function of the cubic polynomial, which corresponds to the first-order and the third-order terms of the series of an inverse hyperbolic sine function [2,22–24]. Therefore, the transfer characteristic of the LVDT can be approximated to the inverse hyperbolic sine function for its full-stroke range. It can be seen that the linear measuring range of the LVDT is linear only in the range around the zero-crossing of its transfer characteristic curve. The linear measuring range of the LVDT can provide a wide measuring range to meet such a requirement by increasing the structure size of the LVDT, which results in the bulky structure of the LVDT [21]. The large structure of the LVDT is limited only to the applications of the LVDT due to the large configuration of the measurement system. The small structure of the LVDT with a wide measuring range requires the most attention for the small or compact scale of the position measurement system. However, the requirement of the small structure of the LVDT is in contrast to the wide measuring range. The extension of the linear measuring range of the LVDT requires the most attention for reducing the configuration of the measurement systems and increasing its cost-effectiveness. Recently, a technique based on the fractional-order LVDT for extension of the linear measuring range was proposed in the literature [25]. However, the LVDT used in this technique requires a special design, which is inappropriate for a commercial LVDT. There are many techniques to extend the linear measuring range without disturbing the LVDT structure [22,23,26–28]. The approaches for the extension of the linear measuring range using an artificial neural network are introduced [26,27]. These techniques use an adaptive inverse model to compensate for the nonlinear transfer characteristic of the LVDT. The disadvantage of these techniques is that a high-speed processor is required to determine the adaptive inverse model. This causes a large circuit configuration, large response time, and increased expense. An alternative approach for the extension of the LVDT linear range using a binomial series of the LVDT inverse transfer characteristic is proposed in the literature [22,23]. The advantage of this technique is that a wide linear range and high accuracy are obtained. However, this technique requires precision analog multipliers to synthesize the inverse transfer characteristic of the LVDT, which requires high production cost. Additionally, the technique based on the hyperbolic tangent function to enhance the LVDT linear range is presented [28]. This technique requires two well-matched diodes and the operational amplifiers (opamp) to accurately generate the hyperbolic tangent function. Unfortunately, it is impractical to specify two well-matched diodes in both discrete and integrated forms. In addition, an overview of the literature review for the linear range extension of the LVDT is shown in Table 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. Overview of literature review for linear range extension.

Range Extension Technique	Requiring Equipment	System Dimension
[22] Inverse transfer characteristic	- 2 precision analog multipliers - 2 opamps	Small
[23] Binomial series approximation	- 2 precision analog multipliers - 1 opamp	Small
[26] Artificial neural network	- High-speed computer based system - Analog interface board	Bulky
[27] Artificial neural network	- High-speed computer based system	Bulky
[28] Hyperbolic arctangent function	- 4 opamps - 2 well-matched diodes	Small

The purpose of this paper is to propose a simple circuit for the linear range extension of the LVDT using a commercially available device. The linear range of the LVDT is extended using the inverse function of the LVDT transfer characteristic. The hyperbolic sine (sinh) function is used to compensate for the nonlinear transfer characteristic of the LVDT. The proposed technique utilizes the behavior of a current feedback operational amplifier (CFOA) with the class AB input stage to generate the sinh function. The linear range of the LVDT can be extended to its maximum stroke range, limited by LVDT's physical dimension. The performance of the proposed technique was analyzed and discussed in detail. Experimental results exhibiting the performance of the proposed technique are included. The maximum full-scale error is about 0.295% for the core varied to the maximum stroke of the LVDT used in this paper. The proposed technique obtains the goal of a simple circuit configuration, high accuracy, and low cost.

2. Principle of LVDT

The structure of the LVDT comprised a primary winding and two identical secondary windings curving around a hollow rod with a radius r_1 is shown in Figure 1a. From Figure 1a, the primary winding is placed in the middle of two secondary windings connected in opposite directions. The simplified diagram of the LVDT is shown in Figure 1b. The lengths of the primary winding and two identical secondary windings are given by P_1 and S_1 , respectively. N_p and N_s are the numbers of turns for primary winding and secondary winding, respectively. The moving core of the LVDT is provided from a ferromagnetic with a radius and length set as r_c and L_c , respectively. The gaps isolated between both sides of the primary winding and two secondary windings are assigned as d . When the excitation signal $v_{ex} = V_p \sin(\omega_{ex} t)$, it is applied to the primary winding. The secondary winding signals v_{s1} and v_{s2} are generated, which depend on the position of the moving core and can be stated as [2,22,23] follows:

$$v_{s1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_2 + P_1)}{10^7 S_1 L_c Z_p \ln\left(\frac{r_1}{r_c}\right)} l_1^2, \quad (1)$$

and

$$v_{s2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} N_p N_s (2l_1 + P_1)}{10^7 S_1 L_c Z_p \ln\left(\frac{r_1}{r_c}\right)} l_2^2, \quad (2)$$

where Z_p is an impedance of the primary winding, l_1 and l_2 denote the distances for the moving core penetrated the secondary windings S_1 and S_2 , respectively. Thus, the LVDT signal v_s is equal to the difference of the secondary winding voltages, ($v_{s1} - v_{s2}$), and can be expressed as follows:

$$v_s = K_1 l (1 - K_2 l^2), \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

for

$$K_1 = \frac{8\omega_{ex}v_{ex}N_pN_s(P_l + 2d + l_0)l_0}{10^7 S_l L_c Z_p \ln\left(\frac{r_l}{r_c}\right)},$$

and

$$K_2 = \frac{1}{(P_l + 2d + l_0)l_0},$$

where $l_0 = (l_1 + l_2)/2$ is the position of the moving core at the center and $l = (l_1 - l_2)/2$ is the distance or the position of the moving core moved from the center. Normally, the gaps d are very small compared to the length P_l or $P_l \gg d$. Assigning the length of the moving core $L_c = (3P_l + 2d)$, the LVDT signal v_s can be expressed as follows:

$$v_s = \frac{8\pi^2\omega_{ex}v_{ex}N_pN_s}{10^7 Z_p \ln\left(\frac{r_l}{r_c}\right)} \frac{2P_l}{3S_l} \left(1 - \frac{l^3}{2P_l^2}\right) = k_{se}l(1 - k_{nl}l^2), \quad (4)$$

where k_{se} and k_{nl} are the sensitivity and the nonlinear coefficient of the LVDT, respectively. The peak amplitude of the LVDT signal v_s of Equation (4) is dependent on the position l of the moving core in the form of AMSC. The peak amplitude of the LVDT signal v_s is extracted to obtain the position signal v_p by the synchronous demodulator as shown on the right of Figure 1b. The transfer characteristic of the LVDT is shown in Figure 1c for the LVDT core varied in full range. From Equation (4), the term of k_{nl} limits the linear measuring range of the LVDT. The linear measuring range l_{lin} can be expressed as follows:

$$l_{lin} = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_{li}}{k_{nl}}}, \quad (5)$$

where ε_{li} denotes the linearity error of the LVDT. Practically, the percentage error ε_{li} is about 0.5% for the LVDT used in this paper. The linear measuring range l_{lin} of about 2.54 mm is determined from Equation (5) for $k_{nl} = 7.75 \times 10^{-4}$. From Figure 1c, the stroke range $\pm l_p$ of the LVDT for the peak-to-peak amplitude in the transfer characteristic can be given as follows:

$$l_p = \pm \sqrt{\frac{1}{3k_{nl}}}. \quad (6)$$

In addition, the stroke range $\pm l_d$ of the LVDT due to its physical dimensions can be determined from the lengths L_a and L_c of the structure in Figure 1a as follows:

$$\pm l_d = \pm \frac{(L_a - L_c)}{2}. \quad (7)$$

It should be noted that the maximum stroke range l_{max} of the LVDT is limited by the minimum number between the stroke ranges l_p and l_d and can be written as follows:

$$l_{max} = \pm \min(l_d, l_p). \quad (8)$$

From Equation (7), the lengths L_a and L_c for the physical dimensions of the LVDT used in this paper are equal to 44.1 mm and 31.8 mm, respectively. Therefore, the maximum stroke range $\pm l_{max}$ for the LVDT used in this paper is equal to $\pm l_d = \pm 6.2$ mm. From Equation (5), if the term of k_{nl} is decreased, then the linear measuring range of the LVDT is achieved for a wide range. Unfortunately, the small value of k_{nl} can be obtained by increasing the length and the number of turns for the primary winding, which causes the large dimensions of the LVDT structure. The LVDT signal v_s in Equations (3) and (4) is the odd function form of the cubic polynomial, which corresponds to the series of the inverse

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

hyperbolic sine ($\sinh^{-1}$) function for the first- and third-order terms. The series of the $\sinh^{-1}$ function is given by [24] as follows:

$$\sinh^{-1}x = x - a_1x^3 + a_2x^5 - a_3x^7 + \dots \quad \text{for } -1 < x < 1, \quad (9)$$

where

$$a_n = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(2n)!}{2^{2n}(2n+1)(n!)^2} \right]$$

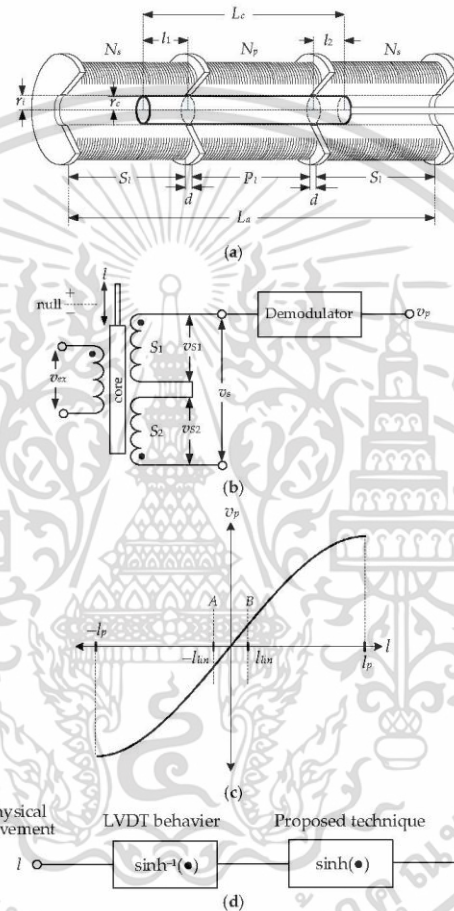


Figure 1. Principle of LVDT: (a) structure; (b) simplified diagram; (c) transfer characteristic; (d) block diagram for range extension.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From Equation (9), the magnitudes of the terms $a_n x^{(2n+1)}$ for $n \geq 2$ are very small and can be ignored. Thus, the position signal v_p demodulated from the LVDT signal v_s in Equation (4) can be approximated as follows:

$$v_p = \frac{k_{se}}{\lambda} \sinh^{-1}(\lambda l) \quad (10)$$

where λ is the scaling factor to maintain the condition of $-1 < \lambda l < 1$ for the core of the LVDT varied in the maximum stroke range. The scaling factor λ can be determined from the maximum error of the LVDT in its linear measuring range and the magnitude of the $\sinh^{-1}$ function in Equation (10) at the maximum error ϵ_{max} of the LVDT signal in Equation (4). Therefore, the scaling factor λ can be given approximately as follows:

$$\lambda = \frac{\sqrt{3!(\epsilon_{max})}}{l_{lin}} \quad (11)$$

From Equation (4), the transfer characteristic of the LVDT is nonlinear with respect to the moving core l . The linear range of the LVDT transfer characteristic is achieved for the core position closed to l_0 , which corresponds to the condition of $k_{el} l^2 \ll 1$. If the core position l is varied in the linear range of $\pm l_{lin}$ in Equation (5). Then, the signal v_p of Equation (10) can be given as follows:

$$v_p = k_{se} l \quad (12)$$

It should be noted that Equation (12) is satisfied only for the core position l varied in the range of the dashed line A and B in Figure 1c. Unfortunately, the linear range of the LVDT is very narrow compared to its physical dimensions. The linear measurement of the LVDT for a wide measuring range causes a large structure, which limits the application of the LVDT for the small- or compact- measurement systems. To extend the linear measuring range, the $\sinh^{-1}$ function of the LVDT behavior is linearized using the $\sinh$ function circuit as shown in the block diagram of Figure 1d.

3. Synthesis of Sinh Function

The synthesis of the $\sinh$ function utilizes the inherent behavior of the bipolar transistor-based class AB configuration. The class AB configuration can be provided from a commercially available CFA, as shown in Figure 2a [29]. The basic principle of the bipolar class AB configuration is shown in the dash-line frame of Figure 2a. The currents $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ are the bias current for the transistors Q_1 to Q_4 . From Figure 2a, the currents I_1 and I_2 can be expressed as in [30], as follows:

$$I_1 = \frac{i_x}{2} + I_B \sqrt{\left(\frac{i_x}{2I_B}\right)^2 + 1} \quad (13)$$

$$I_2 = \frac{i_x}{2} + I_B \sqrt{\left(\frac{i_x}{2I_B}\right)^2 + 1} \quad (14)$$

From Equations (13) and (14), the relationship between the voltage signal v_x and the current i_x can be given as follows:

$$v_x = V_T \ln \left[\frac{i_x}{2I_B} + \sqrt{\left(\frac{i_x}{2I_B}\right)^2 + 1} \right] \quad (15)$$

where $V_T = kT/q$ is a thermal voltage, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K is a Boltzmann's constant, $q = 1.602 \times 10^{-19}$ C is an electron charge, and $T = (273 + ^\circ\text{C})$ in Kelvin is an absolute

temperature [31]. From the expression of the $\sinh^{-1}$ function, Equation (15) can be written in the form of the $\sinh^{-1}$ function as [24], as follows:

$$v_x = V_T \sinh^{-1} \left(\frac{i_x}{2I_B} \right) \quad (16)$$

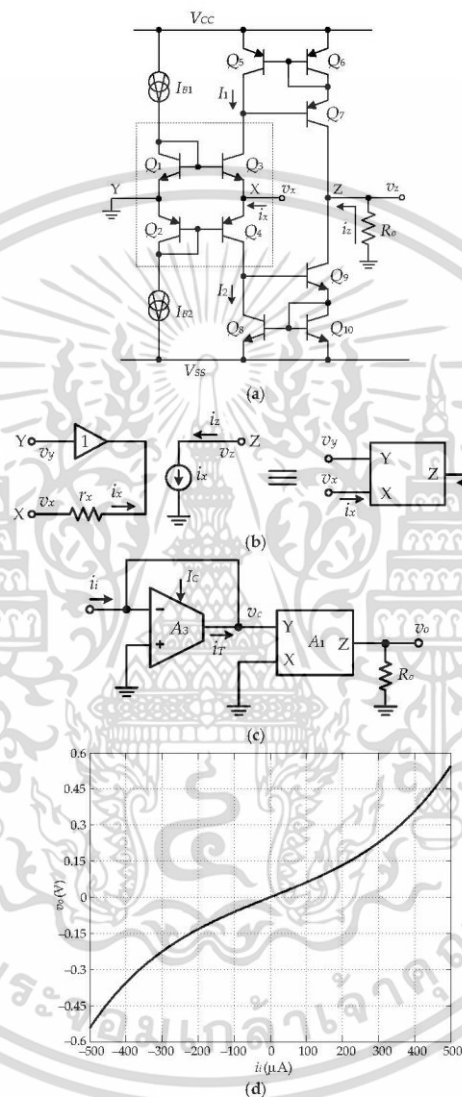


Figure 2. Synthesis of sinh function: (a) CFOA configuration; (b) equivalent diagram of CFOA; (c) sinh function circuit; (d) transfer characteristic of Figure 2c.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

It should be noted that the voltage signal v_x is dependent on temperature due to the thermal voltage V_T . This temperature effect can be compensated by the simple circuit technique discussed in the next explanation. From Equation (15), the relationship of the voltage v_x and the current signal i_x can be rewritten as follows:

$$i_x = 2I_B \sinh\left(\frac{v_x}{V_T}\right) \quad (17)$$

From Figure 2a, the current i_x can be obtained by the subtraction of the currents I_1 and I_2 of Equations (13) and (14), respectively. The current mirrors CM_1 and CM_2 formed by the transistors Q_5 – Q_7 and Q_8 – Q_{10} , respectively, transfer the currents I_1 and I_2 to the output port z and the current i_z can be stated as follows:

$$i_z = I_2 - I_1 = i_x \quad (18)$$

The output current i_z can be simply converted to the voltage signal v_z by the resistance R_o . From Equation (16), the $\sinh^{-1}$ function can be approximated to a linear function for the condition of $i_x \ll 2I_B$. Thus, Equation (16) can be given as follows:

$$v_x = \frac{V_T}{2I_B} i_x = r_x i_x \quad (19)$$

where r_x denotes a small-signal resistance at port x of the CFOA. The schematic diagram of the CFOA in Figure 2a can be represented by the equivalent diagram as shown in Figure 2b. The circuit diagram for synthesizing the $\sinh$ function is shown in Figure 2c. An operational transconductance amplifier (OTA), A_3 , acting as an active resistor, is provided to compensate for the thermal voltage V_T . The output current i_T of the OTA A_3 can be given as follows:

$$i_T = -\frac{I_C}{2V_T} v_c \quad (20)$$

where I_C denotes the bias current of the OTA A_3 . From the circuit in Figure 2c, the input current i_i is equal to the current i_T with the opposite direction, or $i_i = -i_T$. Therefore, the voltage signal v_c across the input of the OTA A_3 is equal to $(2V_T/I_C)i_i$, which is provided for the input signal of the $\sinh$ function formed by the CFOA A_1 . From Equations (17) and (20), the relationship between the output voltage signal v_o and the input current signal i_i can be stated as follows:

$$v_o = 2I_B R_o \sinh\left(\frac{2}{I_C} i_i\right) = k_o \sinh\left(\frac{2}{I_C} i_i\right) \quad (21)$$

It should be noted that the temperature effect due to the thermal voltage V_T is compensated for. The input signal of the circuit in Figure 2c is in the form of a current signal. Thus, the voltage to current converter is required to convert the position signal v_p into the current form. Figure 2d shows the simulation result of the circuit in Figure 2c, where $I_B = 211.88 \mu\text{A}$, $I_C = 500 \mu\text{A}$, and $R_o = 3.46 \text{ k}\Omega$.

4. Proposed Circuit for LVDT Linear Range Extension

The proposed circuit for the extension of the LVDT linear measuring range is shown in Figure 3a. The operation of the circuit can be explained as follows. The demodulated signal v_p is transferred to the voltage signal v_{x2} at port x of the CFOA A_2 , which can be stated as follows:

$$v_{x2} = \frac{R_{x2}}{R_{x2} + r_{x2}} v_p = \frac{gm_{c2} R_{x2}}{gm_{c2} R_{x2} + 1} v_p \quad (22)$$

where $gm_{c2} = 2I_B/V_T$ denotes the transconductance at port x of the CFOA A_2 and $r_{x2} = 1/gm_{c2} = V_T/2I_B$. The bias current I_B is about $211.88 \mu\text{A}$ for the CFOAs used in this paper. The thermal voltage V_T at 25°C is about 25.69 mV and the resistance r_{x2} is about 60.62Ω is calculated from Equation (19). If the resistance $gm_{c2} R_{x2} \gg 1$ is assigned, then the voltage

signal v_{x2} can be approximately equal to the position signal v_p . From Figure 3a, the current i_{x2} flowing through the resistance R_{x2} is equal to v_p/R_{x2} and transferred to the current i_{z2} at port z of the CFOA A_2 , $i_{z2} = i_{x2}$. The current i_{z2} is provided for the input current of the OTA A_3 to generate the voltage signal v_{z2} . Thus, the voltage signal v_{z2} can be expressed as follows:

$$v_{z2} = \frac{v_p}{g_{m_{c3}} R_{x2}} = \frac{2V_T}{I_C R_{x2}} v_p \quad (23)$$

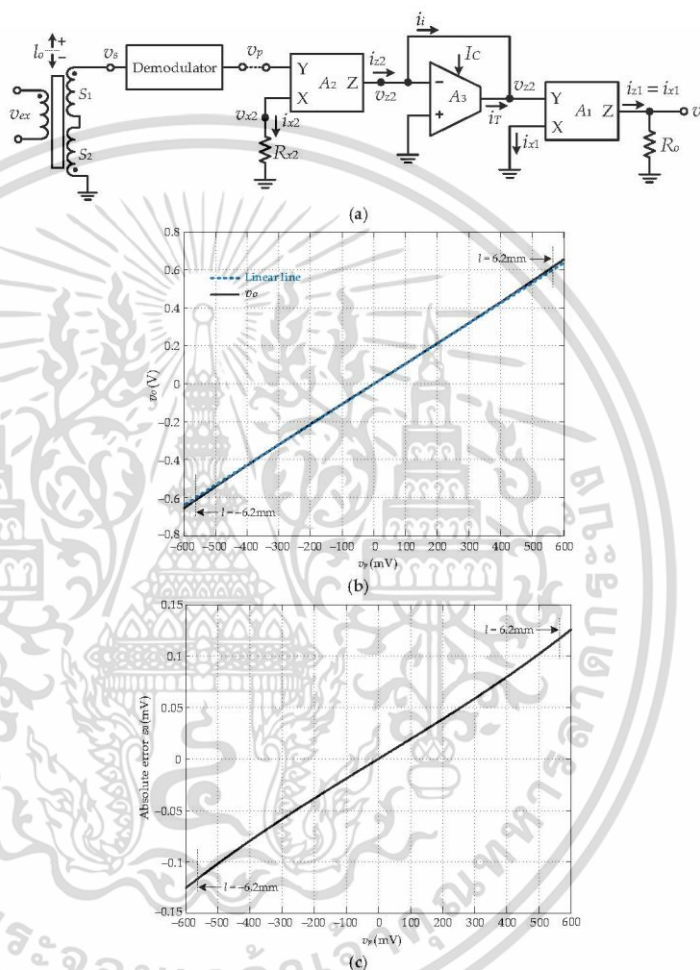


Figure 3. Proposed circuit: (a) circuit diagram; (b) simulation result; (c) absolute error ϵ_p .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The voltage signal v_{x2} is applied to port y of the CFOA A_1 . From Equations (10), (21), and (23), the voltage signal v_o can be given as follows:

$$v_o = \frac{k_o}{\lambda} \sinh \left[\frac{2k_{se} \sinh^{-1}(\lambda I)}{\lambda I_C R_{x2}} \right] \quad (24)$$

To linearize the LVDT behavior in Equation (10), the position of the LVDT core at $l = l_{lin}$ is used as the reference position. The magnitude of the sinh function in Equation (24) is assigned to equal the demodulated signal v_p in Equation (12) with the core position $l = l_{lin}$, as follows:

$$\frac{k_o}{\lambda} \sinh \left[\frac{2k_{se} \sinh^{-1}(\lambda I_{lin})}{\lambda I_C R_{x2}} \right] = k_{se} I_{lin} \quad (25)$$

From Equation (25), the terms of $2k_{se}/(\lambda I_C R_{x2}) = 1$ should be fulfilled, and $k_o = k_{se}$ is set for the sensitivity of the proposed circuit as the same as the LVDT. Therefore, the voltage signal v_o in Equation (24) is equal to $k_{se} I$ for the core position l varied in the maximum range $\pm l_{max}$. The relationship of the resistance R_{x2} and the bias current I_C of the OTA A_3 can be stated as follows:

$$R_{x2} = \frac{2k_{se}}{\lambda I_C} = \frac{2k_{se} I_{lin}}{I_C \sqrt{3}(\epsilon_{max})} \quad (26)$$

The coefficient k_o in Equation (24) can be set to meet the required sensitivity by tuning the resistance R_o . The resistance R_o can be determined from the required sensitivity k_{req} as follows:

$$R_o = \frac{k_{req}}{2\lambda I_B} \quad (27)$$

If the sensitivity k_{req} of the proposed circuit is assigned as 0.1 V/mm/V, then the resistance $R_o = 3.46 \text{ k}\Omega$ is calculated from Equation (27) for $I_B = 211.88 \mu\text{A}$.

The LVDT used for this paper provides sensitivity k_{se} of 94.5 mV/mm/V at the nonlinear coefficient k_{nl} of 7.75×10^{-4} . The input signal v_p of Figure 3a is linearly varied in the range $\pm 0.5684 \text{ V}$, which corresponds to the LVDT core linearly varied in the range $\pm 6.2 \text{ mm}$. This input signal is used for the simulation to investigate the transfer characteristic of the proposed circuit via PSPICE analog simulation program. The simulation result for the transfer characteristic of the proposed circuit in Figure 3a is shown in Figure 3b, where $\lambda = 0.068$, $R_{x2} = 5.542 \text{ k}\Omega$, $R_o = 3.46 \text{ k}\Omega$, $I_B = 211.88 \mu\text{A}$, and $I_C = 500 \mu\text{A}$. The output signal error ϵ_o is obtained by subtracting the expected value, the linear line in Figure 3b, from the output signal v_o . Figure 3c shows the absolute error ϵ_o from the expected value of the output signal v_o . The maximum error ϵ_o is about 0.12 mV, corresponding to 0.12 μm at the input signal $v_p = \pm 0.5684 \text{ V}$, corresponding to the core position $l = \pm l_{max} = \pm 6.2 \text{ mm}$. It is confirmed that the proposed circuit can accurately extend the linear range of the LVDT, in agreement with the theoretical expectation.

5. Performance Analysis

The performance of the proposed circuit can be disturbed by the nonideal characteristic of the devices used in the scheme. There are three major factors that cause the deviation of the ideal performance. Firstly, the finite resistance r_{x2} of the CFOA A_2 in Figure 3a causes the transfer error ϵ_x in the current signal i_{x2} . From Equation (22), the current signal $i_{x2} = i_{x2} = v_{x2}/R_{x2}$ is obtained for the condition of $R_{x2} \gg r_{x2}$. However, the relationship between the current signal i_{x2} and the voltage signal v_p can be written as follows:

$$i_{x2} = \frac{v_p}{(R_{x2} + r_{x2})} = \frac{v_p}{R_{x2}} (1 - \epsilon_x) \quad (28)$$

and

$$\epsilon_x = \frac{r_{x2}}{(R_{x2} + r_{x2})} \quad (29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

If the resistances R_{x2} and r_{x2} are set as 5.542 k Ω and 60.62 Ω , respectively, then a transfer error ε_x of about 1.08% is predicted. Secondly, the variation of the ambient temperature causes the derivation in the current i_{x2} due to the thermal voltage V_T . The percentage error ε_z of the current i_{x2} can be stated as follows:

$$\varepsilon_z = \frac{\Delta i_{x2}}{i_{x2}} = \frac{-2V_T}{(4V_T + I_B R_{x2})} \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (30)$$

If the ambient temperature deviates 10 $^{\circ}\text{C}$ from room temperature at 25 $^{\circ}\text{C}$, then the percentage error ε_z can be predicted as 0.019% for $\Delta T = 10$ $^{\circ}\text{C}$, $T = 308$ K. It can be seen that the variation of the ambient temperature is insignificant regarding disturbing the proposed circuit performance. Thirdly, the approximation of the LVDT transfer characteristic to the $\sinh^{-1}$ function exhibits the residual error ε_r , which can be expressed in the expansion series as in [24], as follows:

$$\varepsilon_r = \left\{ \left(\frac{\lambda^2}{3!} - k_n \right) I_{lin}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{(2n)!}{2^n (2n+1) (n!)^2} \right] (\lambda I_{lin})^{2n} \right\} \times 100\% \quad (31)$$

From Equation (31), the second term in the curly bracket is very small due to the value of $(\lambda I_{lin})^{2n} \ll 1$ and can be ignored. Then, Equation (30) can be approximately given as follows:

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\lambda^2}{3!} - k_n \right) I_{lin}^2 \times 100\% \quad (32)$$

From Equation (32), the residual error ε_r is about 0.027% for the LVDT used in this paper, which is very small and can be ignored.

It should be noted that the major parameter affecting the accuracy of the proposed circuit is the transfer error ε_x caused by the intrinsic resistance r_{x2} of the CFOA A_2 . This error can be minimized by replacing the resistance R_{x2} with the recalculated resistance $R_{x2new} = (R_{x2} - r_{x2})$ or $R_{x2new} = 5.481$ k Ω , where $R_{x2} = 5.542$ k Ω and $r_{x2} = 60.62$ Ω . The variable resistor is provided for the recalculated resistance R_{x2new} and fine-tuned to meet the resistance of 5.481 k Ω .

6. Experimental and Simulation Results

The proposed circuit in Figure 3a was rearranged as shown in Figure 4a, where the resistors R_{x2} and R_o are replaced with the variable resistors for convenient adjustment of the circuit parameters. The resistor R_B is provided for the bias current I_C of the OTA. The circuit in Figure 4a was constructed using commercial devices to investigate the performance of the proposed circuit. The active devices were AD844 for the CFOAs A_1 and A_2 , and CA3280 for the OTA A_3 . The prototype board of the circuit in Figure 4a is shown in Figure 4b. The small-signal resistance r_x of the CFOA was measured and calculated from Equation (19) using the equivalent circuit of AD844 as 60.62 Ω [29]. Therefore, the CFOA bias current I_B was calculated from Equation (19) as 211.88 μA for the thermal voltage $V_T = 25.68$ mV at 25 $^{\circ}\text{C}$. The power supply voltage $V_{CC} = -V_{SS}$ and the bias current I_C of the OTA A_3 were set as 12 V and 500 μA , respectively. The bias current I_C can be achieved by the resistance R_B , which is calculated from the equivalent circuit of the OTA CA3280 in [32] as follows:

$$R_B = \frac{|V_{SS}| - 1.2V}{I_C} \quad (33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

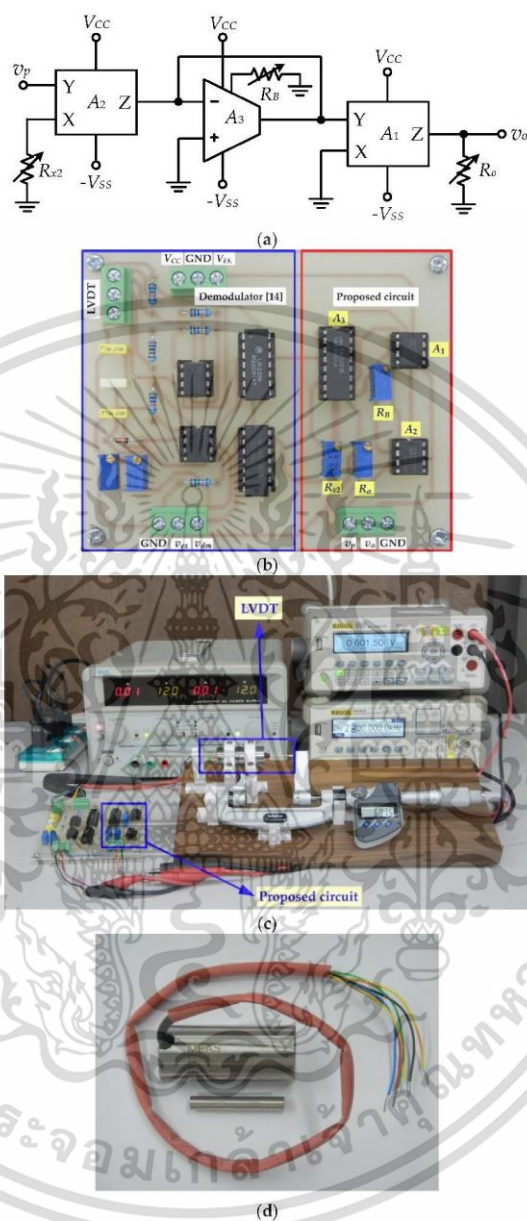


Figure 4. (a) Circuit for implementation; (b) prototype board; (c) experimental setup; (d) LVDT used in this paper.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The resistance $R_B = 21.6 \text{ k}\Omega$ for the bias current I_C of $500 \text{ }\mu\text{A}$ is calculated from Equation (33). The power consumption of the prototype board can be calculated from the supply current and voltage of the active devices. The supply current of the CFOA and the OTA can be calculated from their equivalent circuits as 0.85 mA and 1.25 mA , respectively [29,32]. The power consumption of the CFOA and OTA of about 20.3 mW and 30 mW , respectively, for the power supply voltage $V_{CC} = -V_{SS} = 12 \text{ V}$. Therefore, the power consumption of the prototype circuit is about 70.6 mW . The LVDT used in this experiment was the commercially available LVDT with the linear range l_{lin} of $\pm 2.54 \text{ mm}$, the full-scale error ϵ_{fs} of 0.5% , and the sensitivity $k_{se} = 94.5 \text{ mV/mm/V}$. The coefficient $k_{nl} = 7.75 \times 10^{-4}$ was calculated from Equation (5). The scaling factor $\lambda = 0.068$ was calculated from Equation (11). The load resistance R_L of the LVDT was assigned as $100 \text{ k}\Omega$. From Figure 1a, the physical dimensions of the LVDT being used were measured as $L_a = 44.1 \text{ mm}$ and $L_c = 31.7 \text{ mm}$. Therefore, the maximum stroke range l_{max} of this LVDT is determined from Equation (7) as $\pm 6.2 \text{ mm}$. The excitation signal v_{ex} was a 2.5 kHz sinusoidal signal with 2 V peak-to-peak amplitude. The LVDT signal v_s was demodulated as the signal v_p using the peak-amplitude finder proposed in the literature [14]. The resistance R_{x2} is calculated from Equation (25) as $5.542 \text{ k}\Omega$. The resistance R_{x2} is recalculated to reduce the effect of the resistance r_{x2} , therefore, the resistance $R_{x2new} = (R_{x2} - r_{x2}) = 5.481 \text{ k}\Omega$ is achieved to replace the resistance R_{x2} in the proposed circuit. The sensitivity k_{req} of the proposed circuit for this experiment is assigned as 0.1 V/mm/V . Therefore, the resistance R_o is calculated as $3.46 \text{ k}\Omega$ using Equation (27). The variable resistors were provided for the resistances $R_{x2} = R_{x2new}$, R_o , and R_B to obtain $5.481 \text{ k}\Omega$, $3.46 \text{ k}\Omega$, and $21.6 \text{ k}\Omega$ respectively. The experimental setup and the LVDT used in this experiment are shown in Figure 4c,d, respectively.

The full-scale error ϵ_{fs} for this experiment is defined from the maximum of the absolute error and the full stroke range as follows:

$$\epsilon_{fs} = \frac{\max(|\text{expected value} - \text{measured value}|)}{\text{maximum stroke range}} \times 100\% \quad (34)$$

The input signal v_p of the proposed circuit in Figure 4a is linearly varied from -568.45 mV to 568.45 mV corresponding to the maximum stroke range of -6.2 mm to 6.2 mm with $k_{se} = 94.5 \text{ mV/mm/V}$ for the LVDT being used. This input signal v_p is applied to the prototype board to investigate the sinh function synthesized by the proposed circuit. Figure 5 shows the measured result of the transfer characteristic of the proposed circuit. It is evident that the proposed circuit can accurately synthesize the sinh function as expected.

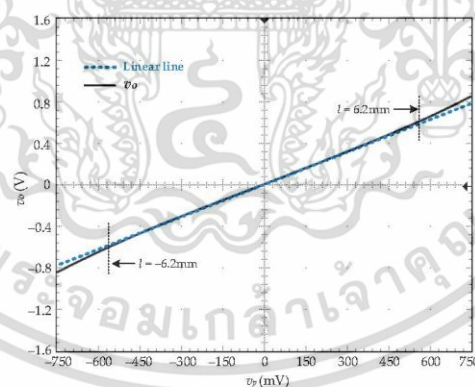


Figure 5. Measure transfer characteristic of prototype board.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

There are two types of the input signal to demonstrate the performance of the proposed circuit, the LVDT synthesized signal and the LVDT demodulated signal. For the LVDT synthesized signal, the LVDT transfer characteristic in Equation (4) is synthesized using the LabVIEW computer program for measurement and control interfaced with analog input/output (NAIO) board from National Instruments (NI-USB-6361). The parameters k_{se} and k_{nl} are set to the same as the practical LVDT used in this paper. Figure 6a shows the output signal synthesized by the LabVIEW and the NAIO board. Figure 6b shows the absolute error ϵ_l of the synthesized signal compared to the practical LVDT signal for the moving core varied from $-l_{max}$ to l_{max} or -6.2 mm to 6.2 mm. From Figure 6b, the error at the core positions of ± 2.54 mm and ± 6.2 mm of the synthesized signal are about 12.6 μ m and 184.8 μ m or 1.26 mV and 18.48 mV, which correspond to 0.5% and 2.97% , respectively. For the practical LVDT signal, the LVDT was excited by the excitation signal v_{ex} . Figure 6c,d shows the measured characteristic of the LVDT being used and the absolute error ϵ_l from the expected value of $k_{se} \times l$, respectively. The errors of the LVDT signal at the linear range of $l = \pm 2.54$ mm and the maximum range of $l = \pm 6.2$ mm are about 0.5% and 2.98% , respectively. It can be seen that the synthesized signal in Figure 6a is closed to the LVDT transfer characteristic measured in Figure 6c. The synthesized signal in Figure 6a is provided to represent the LVDT demodulated signal v_p of the proposed circuit board. The core of the LVDT can be moved over the linear range of $l = \pm l_{lin}$ to the maximum position of $l = \pm l_{max}$. However, the error of the LVDT demodulated signal v_p is, practically, increased from 0.5% to 2.98% . This error is too high for precision measurement systems. The wide stroke range of the LVDT requires a large size for the LVDT structure, which is unsuitable for the small or compact configuration of the measurement systems. The linear range extension of the LVDT used in this paper is expected to the maximum stroke range l_{max} as ± 6.2 mm, which corresponds to the output voltage v_o of ± 0.62 V for the sensitivity $k_{req} = 0.1$ V/mm/V. The synthesized signal from the NAIO board is applied as the input signal v_p for the prototype board to demonstrate the circuit performance. The LVDT synthesized signal varied from -568.45 mV to 568.45 mV and is represented as the LVDT core continuously moving from -6.2 mm to 6.2 mm.

Figure 7a shows the measured results of the output signal v_o of the prototype board for the demodulated signal v_p varied from -568.45 mV to 568.45 mV and corresponding to the LVDT core varied from -6.2 mm to 6.2 mm. The absolute error ϵ_{nab} for the LVDT core varied in the range ± 6.2 mm is exhibited in Figure 7b. In Figure 7b, the maximum error of about 1.6 mV at 568.45 mV or $l_{max} = 6.2$ mm corresponds to the position error of 16 μ m. Therefore, the full-scale error ϵ_{fs} is obtained as 0.258% at the maximum stroke range. The LVDT is excited by the excitation signal v_{ex} and the LVDT demodulated signal v_{dm} from the peak-amplitude finder on the left of the prototype board is applied to the input signal v_p on the right of the prototype board in Figure 4b. The input signal v_p from the LVDT demodulated signal v_{dm} corresponds to the LVDT core varied from -6.2 mm to 6.2 mm with 50 μ m increments. Figure 7c,d shows the measured results for the LVDT core varied in the maximum range $\pm l_{max}$ and the absolute error ϵ_{pub} , respectively. It can be seen that the maximum absolute error at the core position of 6.2 mm is about 1.83 mV or 18.3 μ m corresponding to the full-scale error ϵ_{fs} of 0.295% . This error can be further minimized by fine-tuning the resistance R_{x2} to compensate for the intrinsic resistance of the CFOA A_2 in the implementation procedure. Finally, the proposed technique can extend the linear measuring range of the LVDT from its narrow specific range to the maximum range of its physical dimensions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

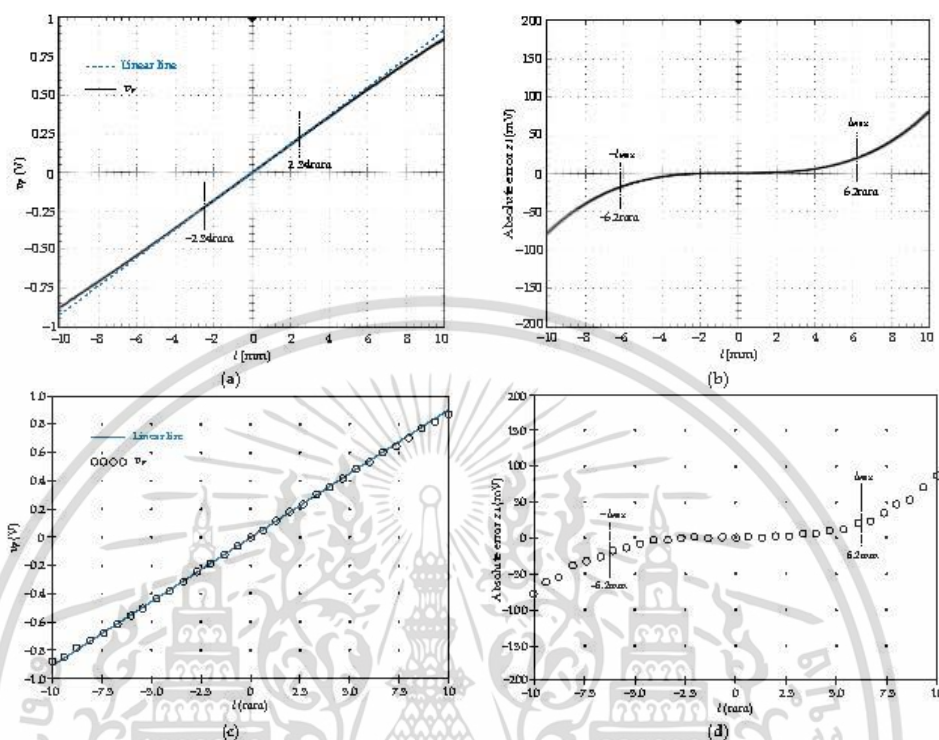


Figure 6. (a) LVDT synthesized signal; (b) absolute error e_s ; (c) measured results from LVDT; (d) absolute error e_r .

The previous works proposed in the literature [22,23,26–28] are referenced for comparison with the implemented proposed technique in terms of percentage error, type of signal processing, complexity of implementation, production cost, and power consumption. It should be noted that the percentage errors of the previous works [26,27] are achieved only from simulation results and their power consumption is dependent on the computer system and interface board being used. Table 2 shows the comparisons between the proposed technique and those of the previous works. From Table 2, the percentage error of the proposed technique exhibits higher than that of the previous works [22,23]. This is a minor consideration compared to the remaining condition. This error can be further minimized, as mentioned in this section. The proposed circuit demonstrates its advantages in convenient implementation, low cost, low power consumption, and small error. It is evident that the proposed technique provides good performance at an attractive cost.

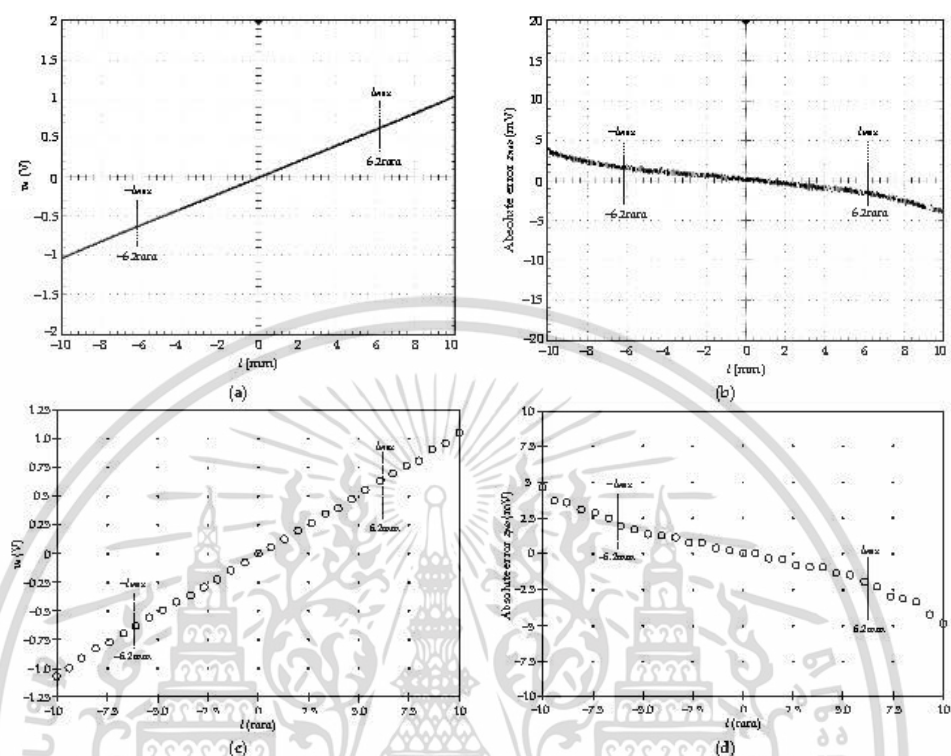


Figure 7. (a) LVDT synthesized signal; (b) absolute error e_{syn} ; (c) measured result from LVDT; (d) absolute error e_{meas} .

Table 2. Comparison between proposed technique and previous works.

	[22]	[23]	[26]	[27]	[28]	Proposed Technique
Error	0.068% (experiment)	0.23% (experiment)	0.511% (simulation)	0.294% (simulation)	2.5% (experiment)	0.295% (experiment)
Signal processing	Analog	Analog	Digital	Digital	Analog	Analog
Cost	Medium to high	Medium to high	high	high	low	low
Complexity	Medium to high	Medium to high	high	high	Medium to high	simple
Power consumption	691.2 mW	537.6 mW	N/A*	N/A*	172.8 mW	70.6 mW

* dependent on power consumption of computer system and interface board used in [26,27].

7. Conclusions

A linear range extension for a commercial LVDT using a sinh function was introduced. The sinh function was synthesized using an inherent behavior of a bipolar class AB configuration. The input stage comprises the class AB configuration of a CPOA and was utilized for the synthesis of the sinh function. All active devices used in the proposed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

circuit are commercially available. The advantages of the proposed circuit are its low cost and simple configuration. The performance of the proposed circuit was analyzed and discussed in detail. The linear measuring range of the LVDT used in this paper can be extended from ± 2.54 mm to the maximum stroke range of ± 6.2 mm. The maximum full-scale error occurred at the full stroke range of about 0.295% is achieved. It should be noted that the proposed scheme offers excellent performance in terms of high accuracy. The experimental results demonstrated that the performance of the proposed circuit agrees with the theoretical expectations.

Author Contributions: Conceptualization, V.R.; methodology, W.P. and A.R.; software, W.P.; validation, J.T. and A.R.; formal analysis, J.T.; investigation, A.R.; resources, A.R.; data curation, J.T., A.R. and W.P.; writing—original draft preparation, V.R.; writing—review and editing, W.P.; supervision, V.R. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This work was supported by King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Thailand, under Grant number 2564-02-01-022.

Institutional Review Board Statement: Not applicable.

Informed Consent Statement: Not applicable.

Data Availability Statement: Not applicable.

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

Nomenclature

ε_r	Residual error	v_p	Position signal or demodulated signal
ε_x	Transfer error	ω_{ex}	Excitation frequency (rad/sec)
ε_z	Error due to ambient temperature	v_{s1}, v_{s2}	LVDT secondary signal
ε_{fs}	Full-scale error	v_s	LVDT signal
ε_{li}	Linearity error of LVDT	Z_p	Impedance of primary winding
ε_l	Absolute error of synthesized LVDT signal	λ	Scaling factor
ε_L	Absolute error of practical LVDT signal	l_0	Center position of moving core
ε_o	Absolute error of output signal v_o from simulation result	l_1, l_2	Distance of moving core penetrated secondary windings
ε_{nab}	Absolute error of output signal v_o for synthesized LVDT signal	l_d	Stroke range of LVDT due to physical dimension
ε_{pub}	Absolute error of output signal v_o for practical LVDT signal	l_p	Stroke range for peak-to-peak amplitude of LVDT transfer characteristic
ε_{max}	Maximum error of LVDT	l	Moving core position deviated from l_0
P_l	Length of the primary winding	l_{max}	Maximum stroke range of LVDT
S_l	Length of the secondary winding	k_{se}	Sensitivity coefficient of LVDT
N_p	Number of turns for primary winding	k_{nl}	Nonlinear coefficient of LVDT
N_s	Number of turns for secondary winding	k_{req}	Required sensitivity
d	Gap between primary and secondary winding	k_o	Sensitivity coefficient of sinh function circuit
L_c	Length of LVDT moving core	k	Boltzmann's constant
L_d	Physical length of LVDT	q	Electron charge
r_c	Radius of LVDT moving core	T	Absolute temperature, in degrees Kelvin
v_{ex}	Excitation signal	r_x	Intrinsic resistance at port X of CFOA
V_p	Peak amplitude of excitation signal	g_{m_c}	Transconductance at port X of CFOA
V_T	Thermal voltage	g_m	Transconductance of OTA

References

1. Pallás-Areny, R.; Webster, J.G. *Sensors and Signal Conditioning*, 2nd ed.; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2001; ISBN 0-471-33232-1.
2. Neubert, H.K.P. *Instrument Transducers: An Introduction to Their Performance and Design*; Clarendon: Oxford, UK, 1999; ISBN 0-19-856320-5.
3. Wilson, J.S. *Sensor Technology Handbook*; Elsevier: Oxford, UK, 2005; ISBN 0-7506-7729-5.
4. Chen, G.; Zhang, B.; Liu, P.; Ding, H. An Adaptive Analog Circuit for LVDT's Nanometer Measurement Without Losing Sensitivity and Range. *IEEE Sens. J.* **2015**, *15*, 2248–2254. [\[CrossRef\]](#)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. Zhang, Z.; Rau, S.; Lee, W.; Gammon, T.; Johnson, B.C. Arc Flash Pressure Measurement System Design. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2016**, *52*, 5241–5247. [CrossRef]
6. Kim, R.-W.; Kim, C.-M.; Hwang, K.-H.; Kim, S.-R. Embedded Based Real-Time Monitoring in the High-Pressure Resin Transfer Molding Process for CFRP. *Appl. Sci.* **2019**, *9*, 1795. [CrossRef]
7. Szweczyk, P.; Kudyba, P. Effectiveness of Selected Strain and Displacement Measurement Techniques in Civil Engineering. *Buildings* **2022**, *12*, 172. [CrossRef]
8. Gu, T.; Qian, X.; Lou, P. Research on Temperature Compensation Method in Crankshaft Online Measurement System. *Appl. Sci.* **2021**, *11*, 7558. [CrossRef]
9. Jang, S.; Nam, J.; Lee, S.; Oh, J. A simple, reusable and low-cost LVDT-based in situ bolt preload monitoring system during fastening for a truck wheel assembly. *Metals* **2019**, *9*, 336. [CrossRef]
10. Di Rito, G.; Luciano, B.; Borgarelli, N.; Nardeschi, M. Model-Based Condition-Monitoring and Jamming-Tolerant Control of an Electro-Mechanical Flight Actuator with Differential Ball Screws. *Actuators* **2021**, *10*, 230. [CrossRef]
11. Blasi, L.; Borrelli, M.; D'Amato, E.; di Grazia, L.E.; Mattei, M.; Notaro, I. Modeling and Control of a Modular Iron Bird. *Aerospace* **2021**, *8*, 39. [CrossRef]
12. Mazzoleni, M.; Previti, F.; Scandella, M.; Pispola, G. Experimental Development of a Health Monitoring Method for Electro-Mechanical Actuators of Flight Control Primary Surfaces in More Electric Aircrafts. *IEEE Access* **2019**, *7*, 153618–153634. [CrossRef]
13. Webster, J.G. *Medical Instrumentation Application and Design*; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2010; ISBN 978-0-471-67600-3.
14. Paziani, F.T.; Di Giacomo, B.; Tsunaki, R.H. Development of an automated and dedicated measuring system for straightness evaluation. *J. Braz. Soc. Mech. Sci. Eng.* **2007**, *29*, 290–298. [CrossRef]
15. Casanella, R.; Casas, O.; Pallás-Areny, R. Differential synchronous demodulator for modulating sensors and impedance measurements. *Meas. Sci. Technol.* **2005**, *16*, 1637–1643. [CrossRef]
16. Koukourlis, C.S.; Trigonidis, V.K.; Sahalos, J.N. Differential Synchronous Demodulation for Small-signal Amplitude Estimation. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **1993**, *42*, 926–931. [CrossRef]
17. González-Landaeta, R.; Cota-Ruiz, J.; Sifuentes, E.; Díaz, J.; Casas, O. A Fully Differential Synchronous Demodulator for AC Signals. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2020**, *69*, 35–44. [CrossRef]
18. Petchmaneeelunka, W.; Songsuwankit, K.; Riewruja, V. Accurate LVDT Signal Converter. *Int. Rev. Electr. Eng. (IREE)* **2016**, *11*, 340–347. [CrossRef]
19. Petchmaneeelunka, W.; Mario, P.; Riewruja, V. Linear Variable Differential Transformer Temperature Compensation Technique. *Sens. Mater.* **2018**, *30*, 2171–2181. [CrossRef]
20. Tongcharoen, J.; Petchmaneeelunka, W.; Riewruja, V. Low-Cost Resolver-to-DC Converter. In Proceedings of the 15th International Conference on Control, Automation and Systems, Busan, Korea, 13–16 October 2015; pp. 1699–1702. [CrossRef]
21. Mandal, H.; Bera, S.K.; Saha, S.; Sadhu, P.K.; Bera, S.C. Study of a Modified LVDT Type Displacement Transducer with Unlimited Range. *IEEE Sens. J.* **2018**, *18*, 9501–9514. [CrossRef]
22. Petchmaneeelunka, W.; Koodtalang, W.; Riewruja, V. Simple Technique for Linear-Range Extension of Linear Variable Differential Transformer. *IEEE Sens. J.* **2019**, *19*, 5045–5052. [CrossRef]
23. Petchmaneeelunka, W.; Songsuwankit, K.; Tongcharoen, J.; Riewruja, V. Linear-range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Binomial Series. *Sens. Mater.* **2020**, *32*, 475–485. [CrossRef]
24. Polyanin, A.D.; Manzhirov, A.V. *Handbook of Mathematics for Engineers and Scientists*; Taylor & Francis Group: Boca Raton, FL, USA, 2007; ISBN 978-1584885023.
25. Veeraian, P.; Gandhi, U.; Mangalanathan, U. Fractional Order Linear Variable Differential Transformer: Design and analysis. *AEU-Int. J. Electron. Commun.* **2017**, *79*, 141–150. [CrossRef]
26. Mishra, S.K.; Panda, G.; Das, D.P. A Novel Method of Extending the Linearity Range of Linear Variable Differential Transformer Using Artificial Neural Network. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2010**, *59*, 947–953. [CrossRef]
27. Das, S.; Das, D.P.; Behera, S.K. Enhancing the linearity of LVDT by two-stage functional link artificial neural network with high accuracy and precision. In Proceedings of the 2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Melbourne, Australia, 19–21 June 2013; pp. 1358–1363. [CrossRef]
28. Prommee, P.; Angkeaw, K.; Karawanich, K. Low-Cost Linearity Range Enhancement for Linear Variable Differential Transformer. *IEEE Sens. J.* **2022**, *22*, 3316–3325. [CrossRef]
29. Available online: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD844.pdf> (accessed on 1 February 2022).
30. Petchmaneeelunka, W.; Riewruja, V.; Songsuwankit, K.; Rerkratn, A. A Temperature-Compensation Technique for Improving Resolver Accuracy. *Sensors* **2021**, *21*, 6069. [CrossRef] [PubMed]
31. Boylestad, R.L.; Nashelsky, L. *Electronic Devices and Circuit Theory*, 11th ed.; Pearson Education Ltd.: London, UK, 2014; ISBN 13: 978-1-292-02563-6.
32. Available online: <https://datasheetspdf.com/pdf/538693/IntersilCorporation/CA3280A/1> (accessed on 1 February 2022).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล นาย จักรพันธ์ วิจักขสุวรรณ

วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 8 สิงหาคม 2520

ที่อยู่ 1588/20 ถนน เทพรัตน แขวง บางนาใต้ เขต บางนา กรุงเทพฯ 10260

ประวัติการศึกษา 2542 วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2556 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้