

การออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น  
สำหรับหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

DESIGN OF LINEAR-RANGE EXTENSION CIRCUITS  
FOR LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-103

การออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น  
สำหรับหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

DESIGN OF LINEAR-RANGE EXTENSION CIRCUITS  
FOR LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DESIGN OF LINEAR-RANGE EXTENSION CIRCUITS  
FOR LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER**



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

**2020**

**KMITL-2020-EN-D-018-103**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2020**

**FACULTY OF ENGINEERING**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประกอบการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นสำหรับหม้อแปลง  
ผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

นักศึกษา

นายวิทยา กุดแกลง

รหัสนักศึกษา

57601039

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2563

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ศ.ดร.วันชัย รีวรุจา

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT เป็นเทคนิคที่อาศัยการปรับแต่งสัญญาณแบบแอนะล็อก โดยใช้โครงสร้างของ LVDT เดิม ซึ่งมีการนำเสนอมวลเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นทั้งหมดจำนวน 3 วงจรที่สามารถขยายช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้จนถึงระยะการเคลื่อนที่สูงสุด อีกทั้งมีความละเอียดและมีผลตอบสนองทางเวลาที่สูง โดยสองวงจรแรกอาศัยเทคนิคการใช้ตารางค้นหาแบบ แอนะล็อกเพื่อเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นที่สร้างขึ้นจากสัญญาณกระตุ้นของ LVDT และสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำที่ได้จากวงจรติมอดูเลเตอร์ ทั้งสองวงจรมีการสร้างสัญญาณเชิงเส้นอ้างอิงจากวงจรอินทิเกรตเพื่อป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรสุ่มและคงค่าที่มีการสร้างสัญญาณควบคุมมาจากสัญญาณติมอดูเลเตอร์ วงจรแบบที่สามที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้เทคนิคการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT โดยอาศัยโครงสร้างของออปแอมป์แบบวงปิด โดยทำการสร้างคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT แบบอนุกรมอันดับที่สามด้วยตัวคูณแบบแอนะล็อกและออปแอมป์ อุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ทั้ง 3 วงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ จึงมีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และมีราคาถูก สมรรถนะการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอจะถูกทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นว่าวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ อีกทั้งมีผลตอบสนองทางเวลาของวงจรที่รวดเร็ว

<b>Thesis</b>	DESIGN OF LINEAR-RANGE EXTENSION FOR LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER
<b>Student</b>	Mr. Wittaya Koodtalang
<b>Student ID.</b>	57601039
<b>Degree</b>	Doctor of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2020
<b>Thesis Advisor</b>	Prof.Dr.Vanchai Riewruja

### ABSTRACT

This thesis presents the design techniques to implement the linear-range extension circuits for a linear variable differential transformer (LVDT). The technique is based on an analog signal conditioning, applying for the traditional structures of LVDT. There are three proposed circuits which can extend linear range of LVDT to maximum stroke range. Furthermore, the high resolution and fast response are achieved. First two circuits are implemented using analog look-up table technique. It is the comparison between the linear referenced signal, which generated by excitation signal of LVDT and the displacement signal from demodulator circuit. The linear referenced signals of both circuits are produced by integrator circuit, providing for the input of sample and hold circuit (SHC), and the demodulated signal is used to control the SHC. The third circuit is proposed in this thesis based on a closed-loop configuration of an operational amplifier (opamp) to obtain the inverse transfer characteristic of the LVDT. The circuit building block provided the third-order inverse transfer characteristic of the LVDT, which is established using analog multipliers and opamps. Performance of the proposed linear-range extension are discussed in detail and confirmed by the experimental demonstration using commercial devices. The purpose of the proposed technique is emphasized in terms of high accuracy, fast response, simple configuration and low cost.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาของอาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร.วันชัย รีร์อุจา ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ตลอดจนการทำงานวิจัยนี้ รวมถึงฝึกฝนทักษะต่างๆ ในการทำงานวิจัย เพื่อที่จะสามารถทำงานวิจัยนี้ออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังมอบประสบการณ์และแนวความคิดที่ดีที่สามารถนำไปใช้ในชีวิตประจำวันให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วรรณดี เพชรณณิล้ำค่า อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่คอยให้ความรู้ คำปรึกษา และคอยช่วยเหลือ ชี้แนะการทำงานวิจัย ตลอดจนตรวจสอบวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ กองทุนวิจัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ภายใต้ทุนศาสตราจารย์วิจัย KREF115701 ประจำปี 2557 ชื่อโครงการ “การพัฒนาเครื่องพิมพ์สามมิติแบบหลายหัวพิมพ์และระบบควบคุมพร้อมการตรวจวัด” ที่ได้ให้การสนับสนุนการวิจัยสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.อภินิย ฤกษ์รัตน์ ดร.กนกนุช ทรงสุวรรณกิจ อาจารย์ท่านอื่นๆ ตลอดจนพี่ๆ และน้องๆ ในห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อีกทั้งยังเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาของการศึกษา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา บุคคลในครอบครัว และเพื่อนทุกคนที่ได้ให้การสนับสนุน ให้ความช่วยเหลือ และคอยเป็นกำลังใจให้แก่ผู้เขียน ตลอดจนครูบาอาจารย์ที่ได้มอบความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

วิทยา กุดแกลง

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น.....	7
2.3 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	17
2.4 หลักการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ถูกนำเสนอในอดีต.....	22
2.4.1 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้เทคนิค การปรับแต่งสัญญาณ.....	22
2.4.2 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการปรับโครงสร้าง.....	25
2.4.3 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการออกแบบเฉพาะ.....	27
2.5 บทสรุป.....	31
บทที่ 3 วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1.....	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1 บทนำ.....	32
3.2 หลักการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1 .....	32
3.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	37
3.3.1 การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์ แทนระยะการเคลื่อนที่ .....	38
3.3.2 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยการวัดค่าระยะการเคลื่อนที่ของ LVDT เทียบกับเอาต์พุต .....	41
3.4 บทสรุป .....	41
บทที่ 4 วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 .....	42
4.1 บทนำ.....	42
4.2 หลักการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่2.....	42
4.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	45
4.3.1 การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์ แทนระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ.....	47
4.3.2 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยการวัดค่าระยะการเคลื่อนที่แกนเหนี่ยวนำ ของ LVDT เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต .....	49
4.4 บทสรุป .....	49
บทที่ 5 วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT ...	51
5.1 บทนำ.....	51
5.2 หลักการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่าย โอนผกผันของ LVDT.....	51
5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	58

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	59
5.4.1 การทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT.....	61
5.4.2 การทดสอบสำหรับการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์ .....	62
5.4.3 การทดสอบสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง .....	65
5.5 บทสรุป .....	66
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ .....	67
6.1 บทสรุป .....	67
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ.....	68
เอกสารอ้างอิง.....	69
ภาคผนวก.....	72
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT.....	73
ก1 การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT .....	74
ก2 พิสูจน์สมการของสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT แบบอนุกรมอันดับที่สาม .....	78
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก.....	80
ข1 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า.....	81
ข1.1 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้าในบทที่ 3.....	81
ข1.2 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้าในบทที่ 4.....	82
ข2 วงจรอินทิเกรต.....	83
ข2.1 วงจรอินทิเกรตในบทที่ 3 .....	83
ข2.2 วงจรอินทิเกรตในบทที่ 4 .....	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ข3 วงจรวันช็อคโทเมอร์ .....	86
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน.....	89
ค1 ตัวคูณแบบแอนะล็อก.....	90
ค2 วงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์.....	92
ภาคผนวก ง. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	94
ประวัติผู้เขียน.....	117



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อดีและข้อเสียของ LVDT .....	8
2.2 ข้อดีและข้อเสียของวิธีการแปลงสัญญาณแบบต่างๆ ที่ถูกนำเสนอในอดีต .....	18
2.3 สรุปผลการวิเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน.....	28
2.4 ข้อดีและข้อเสียของวิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT แบบต่างๆ .....	30
3.1 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ .....	38
4.1 อุปกรณ์และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ.....	46
5.1 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ .....	60
5.2 เปรียบเทียบระหว่างเทคนิคที่นำเสนอกับงานวิจัยอ้างอิง .....	66
ข1 ตารางค่าความจริงของวงจรวินซ็อตโทมเมอร์.....	86



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VIII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โครงสร้างภายในของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น.....7
2.2	ลักษณะภายนอกของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นที่มีขายทั่วไป.....8
2.3	หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น
	(ก) วงจรสมมูลของ LVDT .....9
	(ข) โครงสร้างของ LVDT .....9
2.4	กราฟแสดงความเป็นเชิงเส้นของ LVDT
	(ก) สัญญาณเอาต์พุตเอซีเทียบกับระยะการวัด..... 11
	(ข) สัญญาณเอาต์พุตดีซีเทียบกับระยะการวัด..... 11
	(ค) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับระยะการวัด..... 11
2.5	การต่อ LVDT
	(ก) LVDT แบบ 4 สาย..... 12
	(ข) LVDT แบบ 5 สาย..... 12
2.6	สัญญาณจาก LVDT เมื่อแกนเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ
	(ก) แกนเหนี่ยวนำอยู่ตำแหน่งกึ่งกลาง..... 14
	(ข) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังขดลวด $L_{S1}$ ..... 14
	(ค) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังขดลวด $L_{S2}$ ..... 14
2.7	ไดอะแกรมของ LVDT เมื่อต่อวงจรติมอดูเลเตอร์..... 15
2.8	ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT..... 16
2.9	การแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ให้เป็นสัญญาณดีซีด้วยวงจรติมอดูเลเตอร์..... 17
2.10	การแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซีที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ
	(ก) บล็อกไดอะแกรม ..... 18
	(ข) วงจร..... 19
2.11	กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ..... 20
2.12	การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยโครงข่ายประสาทเทียม
	(ก) บล็อกไดอะแกรม ..... 23
	(ข) โครงสร้างภายในของ FLANN ..... 23
2.13	การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยการปรับโครงสร้าง
	(ก) โครงสร้างของ LVDT ที่ถูกปรับปรุง ..... 26
	(ข) สัญญาณผลต่างของความหนาแน่นของฟลักซ์..... 26

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IX อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.14	วงจรมุมของ LVDT ..... 27
2.15	กราฟแสดงระยะการเคลื่อนที่ต่อแรงดันเอาต์พุตระหว่าง LVDT และ FOLVDT..... 29
2.16	วงจรมุมของ FOLVDT ..... 29
3.1	วงจรมุมของ LVDT ..... 33
3.2	ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ..... 34
3.3	บล็อกไดอะแกรมการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1 ..... 35
3.4	วงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1 ..... 36
3.5	สัญญาณที่จุดต่างๆ วงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1 ..... 37
3.6	วงจรมุมสำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรมุมโดยการป้อนสัญญาณไซน์แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ $v_{dem}$ ..... 39
3.7	กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ (ก) สัญญาณ $v_L$ $v_{LV}$ $v_{rs}$ และ $v_{con}$ ..... 40 (ข) สัญญาณ $v_{dem}$ และ $v_o$ ..... 40
3.8	สัญญาณเอาต์พุต $v_o$ ต่อระยะการวัด $l$ ..... 41
4.1	การทำงานของวงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 (ก) บล็อกไดอะแกรม ..... 43 (ข) วงจร ..... 43
4.2	สัญญาณที่จุดต่างๆ วงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 ..... 45
4.3	วงจรมุมสำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรมุมโดยการป้อนสัญญาณไซน์แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ..... 47
4.4	กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ (ก) สัญญาณ $v_L$ $v_{LU}$ $v_I$ และ $v_{con}$ ..... 48 (ข) สัญญาณ $v_{dem}$ และ $v_o$ ..... 48
4.5	สัญญาณเอาต์พุต $v_o$ ต่อระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ $l$ ..... 49
5.1	คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ..... 53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ X ของอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.2	เทคนิคที่นำเสนอ	
	(ก) การสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT .....	54
	(ข) บล็อกไดอะแกรมสำหรับการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT.....	55
	(ค) วงจรของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2 (ข).....	55
5.3	ผลการจำลองของเทคนิคที่นำเสนอ	
	(ก) คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT $v_n$ .....	56
	(ข) คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT $v_o$ .....	57
	(ค) สัญญาณ $v_o$ และค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ $\delta_{ab}$ .....	57
5.4	การเตรียมเครื่องมือสำหรับทดสอบการทำงานและสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ	
	(ก) ต้นแบบของชิ้นงานจริง.....	60
	(ข) การทดสอบสำหรับการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์ .....	61
	(ค) การทดสอบสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง .....	61
5.5	สัญญาณ $v_d$ ของ LVDT ที่วัดได้เทียบกับตำแหน่งของแกนเคลื่อนที่ $l$ .....	62
5.6	สัญญาณ LVDT ที่สังเคราะห์ขึ้นด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์.....	63
5.7	ผลการทดสอบการสังเคราะห์สัญญาณของ LVDT ที่วัดได้ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์	
	(ก) คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันที่วัดได้ .....	64
	(ข) สัญญาณที่วัดได้เมื่ออินพุต $v_{in}$ ได้มาจากการจำลอง.....	64
5.8	ผลการทดสอบสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง	
	(ก) สัญญาณเอาต์พุต $v_o$ เทียบกับตำแหน่งของแกนที่มีการเปลี่ยนแปลง อยู่ในช่วง $\pm 15\text{mm}$ .....	65
	(ข) ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ $\delta_{ab}$ .....	66
ก1	การวิเคราะห์การทำงานของ LVDT	
	(ก) ภาพตัดขวางโดยรวมของ LVDT .....	74
	(ข) ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิ .....	74
	(ค) ภาพตัดขวางเฉพาะส่วน.....	75
ข1	วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้าที่ใช้ในบทที่ 3	
	(ก) โครงสร้างของวงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า.....	81
	(ข) โพลเทนิโอมิเตอร์.....	81
ข2	วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า $90^\circ$ ในบทที่ 4.....	83

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข3	วงจรรินทิกเรตที่ใช้ในบทที่ 3
	(ก) โครงสร้างของวงจรรินทิกเรต..... 84
	(ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรินทิกเรต..... 84
ข4	วงจรรินทิกเรตที่ใช้ในบทที่ 3 เมื่อแอนะล็อกสวิตซ์ทำงาน ..... 85
ข5	วงจรรินทิกเรตที่ใช้ในบทที่ 4
	(ก) โครงสร้างของวงจรรินทิกเรต..... 85
	(ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรินทิกเรต..... 85
ข6	วงจรรวันซ็อดใหม่เมอร์
	(ก) โครงสร้างภายใน..... 87
	(ข) การต่อวงจรเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ ..... 87
	(ค) ตัวอย่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจร ..... 87
	(ง) ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของพัลส์และตัวเก็บประจุ $C_x$ และตัวต้านทาน $R_x$ ..... 88
ค1	บล็อกไดอะแกรมของตัวคูณแอนะล็อกเบอร์ MPY534 ..... 90
ค2	โครงสร้างวงจรมัลติเพลกซ์ถ่ายโอนผกผันแบบอนุกรมลำดับที่ 3 ..... 91
ค3	โครงสร้างวงจรรปรับค่าสัมประสิทธิ์ $k_2$ ..... 92
ค4	โครงสร้างวงจรรปรับค่าสัมประสิทธิ์ $k_1$ ..... 93

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น (linear variable differential transformer) หรือ LVDT เป็นเซนเซอร์แบบเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กชนิดหนึ่งที่มีความโดดเด่นทางด้านความละเอียดสูงและมีความทนทานต่อสภาพแวดล้อม โดยทั่วไปแล้ว LVDT ใช้ในการวัดระยะการเคลื่อนที่ ตำแหน่ง ระดับ อัตราการไหล แรงและความดัน ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในงานทางด้านวิศวกรรม อุตสาหกรรม ยานยนต์ การทหาร วิทยาศาสตร์และอุปกรณ์ทางการแพทย์ต่างๆ [1]-[7] แต่อย่างไรก็ตามคุณลักษณะถ่ายโอน (transfer characteristic) ของ LVDT ตลอดช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนนั้นจะอยู่ในรูปแบบของความไม่เป็นเชิงเส้น สามารถเทียบเคียงได้กับอนุกรมอันดับที่ 3 ของฟังก์ชันไซน์ตั้งแต่  $-\pi/2$  ถึง  $\pi/2$  หรือจากพีคแอมพลิจูดด้านลบไปจนถึงพีคแอมพลิจูดด้านบวกของฟังก์ชันไซน์ [8]-[9] ทำให้ช่วงการใช้งานที่มีความเป็นเชิงเส้นของ LVDT นั้นแคบมาก โดยจะอยู่ในช่วงแคบๆ ของจุดตัดศูนย์ของกราฟคุณลักษณะถ่ายโอนซึ่งมีค่าไม่เกิน 15% ของระยะการเคลื่อนที่มากที่สุด โดยทั่วไปแล้วการที่จะเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT นั้นสามารถทำได้ด้วยการปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT ใหม่ [10] แต่จะต้องแลกมาด้วยขนาดและความซับซ้อนของโครงสร้างที่มากขึ้น อันจะส่งผลถึงข้อจำกัดในการใช้งาน LVDT ในระบบฝังตัวหรือในที่คับแคบ อีกวิธีการหนึ่งสำหรับเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT ที่ถูกตีพิมพ์เมื่อไม่นานมานี้จะใช้วิธีการหาค่าลำดับเศษส่วนย่อย (fractional order) เพื่อออกแบบวงจรสมมูลให้กับ LVDT ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น [11] แต่วิธีการนี้ต้องอาศัยการออกแบบเป็นกรณีเฉพาะส่งผลให้ไม่สะดวกด้านการใช้งานเมื่อเปรียบเทียบกับ LVDT เชิงพาณิชย์ อีกวิธีการหนึ่งที่ได้รับคามนิยมเป็นอย่างมากคือการใช้โครงข่ายประสาทเทียม (artificial neural network, ANN) ที่สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ในเกือบทุกรูปแบบ และสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ โดยอาศัยการปรับโมเดลผกผัน (inverse model) [9], [12]-[13] แต่ถึงอย่างไรก็ตามวิธีการนี้ต้องอาศัยตัวประมวลผลหรือ CPU ที่มีประสิทธิภาพสูงเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเวลาที่ดี ส่งผลให้วงจรที่รองรับการทำงานมีจำนวนมากและมีราคาที่สูงขึ้น อีกหนึ่งข้อเสียที่สำคัญของวิธีนี้คือผลตอบสนองเพื่อปรับสัญญาณให้เป็นเชิงเส้นมีความเชื่องช้าเนื่องจากต้องมีการแปลงสัญญาณแอนะล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิทัล อีกทั้งยังส่งผลต่อความละเอียดของสัญญาณที่ได้ด้วย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึง

นำเสนอวิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยการปรับแต่งสัญญาณโดยใช้การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอนะล็อกที่สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ โดยจะมีการกล่าวถึงรายละเอียดต่างๆ ต่อไปนี้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรที่ใช้ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT จำนวน 3 วงจร โดยทั้ง 3 วงจรเป็นวงจรแบบแอนะล็อกทั้งหมด ทำให้มีผลตอบสนองทางเวลาที่รวดเร็วและมีความละเอียดสูง นอกจากนี้ยังมีโครงสร้างที่ไม่สลับซับซ้อน สามารถสร้างได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ ส่งผลให้มีราคาที่ไม่แพง

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์สำหรับการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT จำนวน 3 วงจร โดยที่สองวงจรแรกจะเป็นเทคนิคการใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก (analog look-up table) ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นและสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของ LVDT ส่วนอีกหนึ่งวงจรใช้เทคนิคการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน (inverse transfer characteristic) ของ LVDT โดยอาศัยการทำงานของออปแอมป์แบบวงปิด (closed loop) ซึ่งทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอ นั้น ไม่มีความสลับซับซ้อน สามารถสร้างได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ มีราคาถูก แต่มีประสิทธิภาพในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่ดี สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ อีกทั้งยังมีความละเอียดสูงและมีผลตอบสนองที่รวดเร็วอีกด้วย

## 1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า

โครงสร้างของ LVDT นั้นประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิหนึ่งชุด ขดลวดทุติยภูมิสองชุดและแกนเหนียวนำเคลื่อนที่ การทำงานของ LVDT นั้นจะมีการป้อนสัญญาณกระตุ้นให้แก่ขดลวดปฐมภูมิซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ และจะให้สัญญาณเอาต์พุตในรูปของผลต่างของแรงดันเอซีจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดที่ต่อกันแบบอนุกรมแต่มีทิศทางตรงกันข้าม โดยสัญญาณเอซีที่ได้จะมีแอมพลิจูดแสดงถึงขนาดและมีเฟสแสดงถึงทิศทางการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ ถ้าแกนเหนียวนำเคลื่อนที่อยู่ที่กึ่งกลางของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นศูนย์ [1], [4] อย่างไรก็ตามเพื่อความสะดวกในการนำสัญญาณไปใช้งาน จำเป็นต้องมีการแปลงสัญญาณเอาต์พุตเอซีให้กลายเป็นสัญญาณดีซีเสียก่อน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วงจรติมอดูเลเตอร์ [14] เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดีซี แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณดีซีที่ได้นี้ไม่สามารถนำมาใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งโดยปกติแล้ว LVDT ทั่วๆ ไปจะมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ใกล้จุดตัดแกนศูนย์ซึ่งมีค่าไม่เกิน 15% ของการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนียวนำที่สามารถเคลื่อนที่ได้ ในปัจจุบันนี้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นนี้ได้ด้วยวิธีการหลักๆ สองวิธี คือ การปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT และการปรับแต่งสัญญาณ (signal conditioning) อย่างไรก็ตามการปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT เพื่อให้ช่วงปฏิบัติการมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้นนั้นต้องอาศัยการออกแบบเป็นกรณีเฉพาะและทำให้โครงสร้างของ LVDT มีขนาดใหญ่ขึ้น ไม่สะดวกในการใช้และมีข้อจำกัดในการใช้งานแบบฝังตัวหรือในพื้นที่ที่คับแคบ รวมไปถึงการออกแบบ LVDT ในลักษณะเฉพาะ ถึงแม้ว่าการปรับแต่งสัญญาณโดยการใช้โครงข่ายประสาทเทียมจะเป็นที่นิยมแพร่หลายและมีประสิทธิภาพในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้เป็นอย่างดี แต่การใช้เทคนิคนี้จะทำให้ผลตอบสนองมีความเชิงซ้ำและมีความละเอียดที่น้อย เนื่องจากต้องมีการแปลงสัญญาณระหว่างแอนะล็อกไปเป็นดิจิทัล รวมถึงความสลับซับซ้อนของโครงข่ายประสาทเทียมเองที่ต้องอาศัยเวลาช่วงหนึ่งในการคำนวณหรือประมวลผล นอกจากนี้ยังต้องอาศัยตัวประมวลผลที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งต้องแลกมาด้วยราคาที่สูงขึ้นตามไปด้วย [15]-[16] การออกแบบวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบแอนะล็อกสำหรับเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT นั้น จะช่วยให้มีผลตอบสนองที่รวดเร็ว มีความละเอียดที่สูง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแบ่งออกเป็น 2 วิธีคือ (1) การเปรียบเทียบกับตารางแบบแอนะล็อก [16] อาศัยการชิงโครนิสกันระหว่างสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนที่ได้จากวงจรตีมอดูเลเตอร์กับสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้น โดยอาศัยวงจรสุ่มและคงค่า (sample and hold circuit) ที่ควบคุมจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตีมอดูเลเตอร์เพื่อเลือกค่าจากตารางแอนะล็อกที่สร้างจากสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้น ส่งผลให้ได้ความเป็นเชิงเส้นของ LVDT เหมือนกันกับสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นที่สร้างได้ ส่วนอีกวิธีหนึ่งคือ (2) การอาศัยการทำงานของออปแอมป์แบบวงปิดในการสร้างอนุกรมอันดับที่ 3 ของคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT ทั้งสองวิธีมีวงจรที่เรียบง่ายและสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์เพื่อให้มีราคาที่ถูกลง

#### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช่วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบแอนะล็อก โดยจะมีการนำเสนอด้วยกันอยู่ทั้งหมด 3 วงจร โดยสองวงจรแรกจะเป็นการออกแบบวงจรเพื่อเปรียบเทียบสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนที่ได้จากวงจรตีมอดูเลเตอร์กับสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นแบบแอนะล็อกเรียกเทคนิคนี้ว่า การค้นหาด้วยตารางแอนะล็อก ส่วนอีกหนึ่งวงจรจะเป็นการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT โดยอาศัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของออปแอมป์แบบวงปิด โดยทั้ง 3 วงจรที่ออกแบบมีความเรียบง่ายไม่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ออกแบบ การทดสอบการทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วยการต่อวงจรจริง โดยมีทั้งการป้อนสัญญาณที่เป็นคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ทั้งจากสัญญาณสังเคราะห์และจากสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ผ่านวงจรตีมอดูเลเตอร์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าเทคนิคที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถนำไปใช้งานได้จริง

## 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาทั้งหมดเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 4 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้าเพื่อออกแบบวงจรที่นำเสนอ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดในบทต่างๆ ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและความรู้พื้นฐานต่างๆ เกี่ยวกับ LVDT กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อีกทั้งยังได้กล่าวถึงหลักการและเทคนิคต่างๆ ของการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT ที่ได้มีการนำเสนอมาแล้วในอดีต เพื่อเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียและนำมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1 และทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 และทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอ และทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 6 บทส่งท้าย เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งกล่าวถึงข้อเสนอแนะเพื่อเป็นแนวทางในการทำงานวิจัยต่อไป

ในส่วนท้ายคือส่วนของภาคผนวก แสดงถึงเนื้อหาเพิ่มเติมที่ถูกกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ และบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์สัญญาเอาต์พุตของ LVDT

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT

ภาคผนวก ง บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 บทนำ

ทรานสดิวเซอร์ (transducer) เป็นอุปกรณ์ทางเครื่องมือวัดที่ทำหน้าที่แปลงพลังงานจากรูปแบบหนึ่งไปเป็นอีกรูปแบบ โดยทรานสดิวเซอร์นั้นแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือเซนเซอร์ (sensor) และตัวขับเคลื่อน (actuator) โดยที่ตัวขับเคลื่อนจะเป็นอุปกรณ์ที่แปลงพลังงานทางไฟฟ้าให้อยู่ในรูปแบบของพลังงานกายภาพ เช่น มอเตอร์เป็นหนึ่งในตัวขับเคลื่อนที่แปลงพลังงานทางไฟฟ้าให้อยู่ในรูปแบบของการเคลื่อนที่ เป็นต้น ในขณะที่เซนเซอร์จะเป็นอุปกรณ์ที่แปลงค่าพลังงานกายภาพต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความดันและระยะ เป็นต้น ให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณไฟฟ้า ตัวอย่างของเซนเซอร์ เช่น หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำเชิงเส้นหรือ LVDT ที่ทำหน้าที่แปลงปริมาณระยะการเคลื่อนที่ให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณไฟฟ้า เป็นต้น ในทางปฏิบัติเซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์จะถูกเรียกใช้ในความหมายเดียวกัน [29] ค่าสัญญาณที่ได้จากการตรวจจับของเซนเซอร์หรือทรานสดิวเซอร์บางชนิดไม่สามารถนำมาอ่านค่าได้โดยตรง แต่จะต้องนำค่าที่ได้จากส่วนตรวจจับไปผ่านส่วนปรับแต่งสัญญาณหรือส่วนประมวลผลสัญญาณ เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์หรือทรานสดิวเซอร์ให้อยู่ในรูปที่สามารถอ่านค่าได้ง่ายในส่วนแสดงผล อีกทั้งในส่วนของการปรับแต่งสัญญาณยังสามารถแปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบที่ต้องการได้อีกด้วย เช่น การเพิ่มช่วงการวัดให้มีความเป็นเชิงเส้นมากยิ่งขึ้น การชดเชยอุณหภูมิให้กับเซนเซอร์เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่แม่นยำแม้จะมีอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT เมื่อสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรที่นำเสนอเป็นสัญญาณดิซี โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วงจรดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอในเอกสารที่ [14] เพื่อใช้สำหรับแปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT ซึ่งเป็นสัญญาณเอซีให้กลายเป็นสัญญาณดิซี วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น LVDT ที่นำเสนอมีราคาที่ถูกเนื่องจากออกแบบขึ้นโดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ แต่วงจรที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานได้สะดวก มีผลตอบสนองทางเวลาที่ดี มีความถูกต้องและความแม่นยำสูง

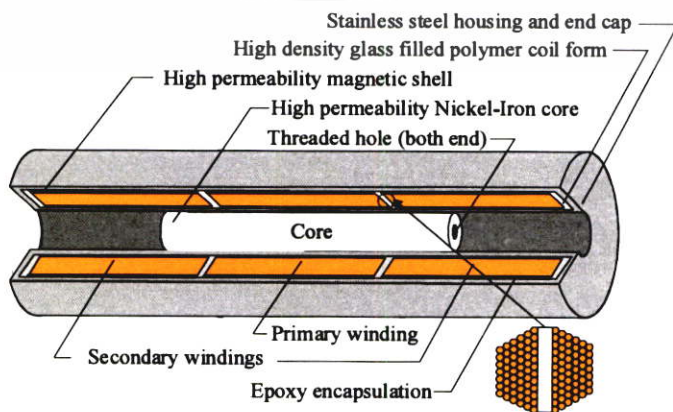
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานพื้นฐานของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำเชิงเส้นหรือ LVDT ซึ่งเป็นเซนเซอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ นอกจากนี้ยังกล่าวถึงวงจรดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอในเอกสารที่ [14] หลังจากนั้นจะกล่าวถึงเทคนิคต่างๆ ของการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำเชิงเส้นที่มีการนำเสนอมาแล้วในอดีต เพื่อเป็นการศึกษาข้อดี ข้อเสีย รวมถึงแนวทางต่างๆ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำเชิงเส้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT เป็นอุปกรณ์ที่สามารถวัดระยะการเคลื่อนที่ช่วงสั้นๆ ได้ โดยค่าความเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงตามการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ โครงสร้างภายในของ LVDT นั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 ประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) หนึ่งชุดและขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) จำนวนสองชุดต่ออนุกรมกัน ขดลวดทุติยภูมิที่มีจำนวนขดลวดเท่ากันจะถูกวางไว้ในตำแหน่งทางด้านซ้ายและทางด้านขวาของขดลวดปฐมภูมิและต่อในทิศทางตรงกันข้าม ขดลวดทั้งสามถูกติดตั้งในกระบอกสแตนเลสเพื่อความทนทานต่อสภาพแวดล้อม พร้อมทั้งมีการหุ้มฉนวนเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอก ตรงกึ่งกลางของ LVDT เป็นท่อกลวงเพื่อให้แกนที่ทำมาจากเหล็กผสมนิกเกิลที่มีความสามารถในการเหนี่ยวนำแม่เหล็กสูงเคลื่อนที่ผ่านท่อกลวงได้โดยไม่มีแรงเสียดทาน การเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำนี้จะให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่สัมพันธ์กับระยะการเคลื่อนที่ โดยที่สัญญาณไฟฟ้าจะอยู่ในรูปแบบสัญญาณไซน์ประกอบไปด้วยเฟส (phase) แสดงถึงตำแหน่ง และขนาด (amplitude) แสดงถึงระยะการวัด ทั้งนี้จะต้องมีการป้อนสัญญาณกระตุ้นในรูปแบบของสัญญาณไซน์ที่ขดลวดปฐมภูมิด้วย ลักษณะภายนอกของ LVDT ที่มีขายในท้องตลาดแสดงในรูปที่ 2.2

LVDT ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในทางวิศวกรรมศาสตร์ อุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และอุปกรณ์ทางการแพทย์ ตัวอย่างการนำ LVDT ไปใช้ในระบบการวัด เช่น การวัดค่าระยะทาง ตำแหน่ง ระดับ การไหล แรง และแรงดัน เป็นต้น [1]-[7] เนื่องจากค่าความละเอียด (resolution) ความไว (sensitivity) ความแม่นยำ (accuracy) และเสถียรภาพ (stability) ในการทำงานสูง มีค่าความเป็นเชิงเส้น (linearity) ที่ดีในช่วงปฏิบัติการ [17] ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำมีค่าฮิสเทอรีซิส (hysteresis) ต่ำ มีรูปแบบที่เรียบง่าย จึงสะดวกต่อการนำไปติดตั้งและประยุกต์ใช้งาน อีกทั้งยังมีความทนทานต่อสภาพแวดล้อมดี นอกจากนี้ยังสามารถทำงานภายใต้สภาวะที่มีอุณหภูมิสูงได้ แต่อย่างไรก็ตามจะส่งผลทำให้ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ลดลง ข้อดีและข้อเสียของ LVDT สามารถสรุปเป็นตารางที่ 2.1 [29]



**รูปที่ 2.1** โครงสร้างภายในของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

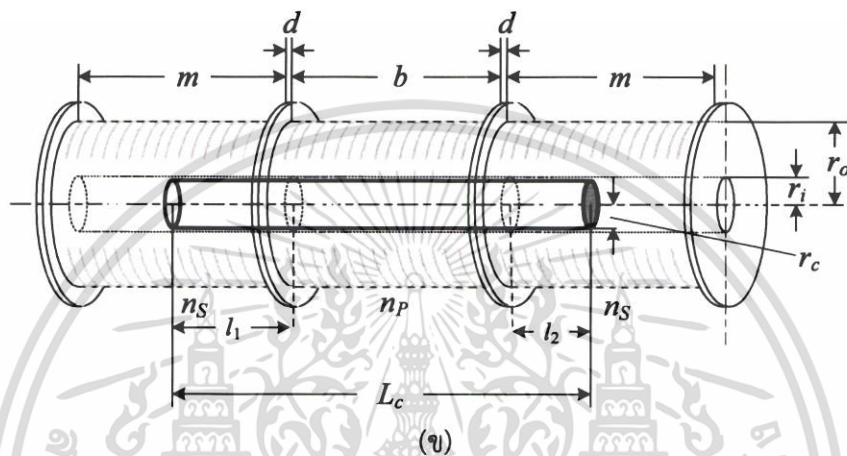
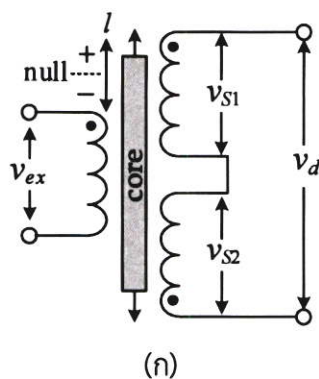


รูปที่ 2.2 ลักษณะภายนอกของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นที่มีขายทั่วไป

ตารางที่ 2.1 ข้อดีและข้อเสียของ LVDT

ข้อดี	ข้อเสีย
<ul style="list-style-type: none"> <li>■ มีไวและความละเอียดสูง</li> <li>■ มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา</li> <li>■ มีรูปแบบที่เรียบง่าย จึงสะดวกต่อการติดตั้งและประยุกต์ใช้</li> <li>■ แข็งแรง ทนทานต่อสภาพแวดล้อม</li> <li>■ เกิดผลของฮิสเทอรีซิส (hysteresis) น้อยมากจึงสามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่อง</li> <li>■ แกนของ LVDT เคลื่อนที่โดยไม่มีการสัมผัสกับขดลวดจึงไม่เกิดแรงเสียดทาน ทำให้มีอายุการใช้งานยาวนาน</li> <li>■ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำและเกิดสัญญาณรบกวนได้ยาก</li> <li>■ ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ แกนเหนี่ยวนำของ LVDT จำเป็นต้องสัมผัสกับพื้นผิวที่ต้องการวัด จึงอาจทำให้เกิดความยุ่งยากในการออกแบบระบบ</li> <li>■ การเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ อาจทำให้เกิดการสั่นของแกน และส่งผลต่อสมรรถนะการทำงานของอุปกรณ์</li> <li>■ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีกำลังไฟฟ้าต่ำ</li> <li>■ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิภายนอกจะส่งผลต่อการทำงานของอุปกรณ์</li> <li>■ ต้องต่อร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตในรูปของแรงดันดีซี</li> <li>■ สัญญาณเอาต์พุตดีซีมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบ ๆ</li> </ul>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

(ก) วงจรสมมูลของ LVDT

(ข) โครงสร้างของ LVDT

วงจรสมมูลและโครงสร้างของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นแสดงดังรูปที่ 2.3(ก) และ 2.3(ข) ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าโครงสร้างของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิที่ถูกวางตรงกึ่งกลางระหว่างขดลวดทุติยภูมิสองขด มีแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ตรงกึ่งกลางผ่านขดลวดทั้งสาม หากให้สัญญาณกระตุ้นมีค่าเป็น  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega_{ext} t$  ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นสามารถแสดงสมการของสัญญาณที่ขดลวดทุติยภูมิ  $v_{S1}$  และ  $v_{S2}$  ได้คือ

$$v_{S1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (2l_2 + b)}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o / r_i)} I_1^2 \quad (2.1ก)$$

และ

$$v_{S2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (2l_1 + b)}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o / r_i)} I_2^2 \quad (2.1ข)$$

เมื่อ  $v_{S1}$  คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $S_1$  $v_{S2}$  คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $S_2$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$v_{ex}$	คือ	สัญญาณกระตุ้น
$\omega_{ex}$	คือ	ความถี่เชิงมุมของสัญญาณกระตุ้น
$r_o$	คือ	รัศมีของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ
$b$	คือ	ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ
$m$	คือ	ความยาวของขดลวดทุติยภูมิ
$r_c$	คือ	รัศมีของแกนเหนี่ยวนำ
$L_c$	คือ	ความยาวของแกนเหนี่ยวนำ
$d$	คือ	ช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ
$n_p$	คือ	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ
$n_s$	คือ	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ
$Z_p$	คือ	อิมพีแดนซ์ของขดลวดปฐมภูมิ
$l_1$	คือ	ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ $S_1$
$l_2$	คือ	ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ $S_2$

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าขดลวดทุติยภูมิมีการต่อแบบอนุกรมแต่มีทิศตรงกันข้ามเพื่อให้ได้ผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_d = (v_{s1} - v_{s2}) = K_1 l (1 - K_2 l^2) \quad (2.2)$$

โดยที่ 
$$K_1 = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o / r_c)}$$

และ 
$$K_2 = \frac{1}{(b + 2d + l_0) l_0}$$

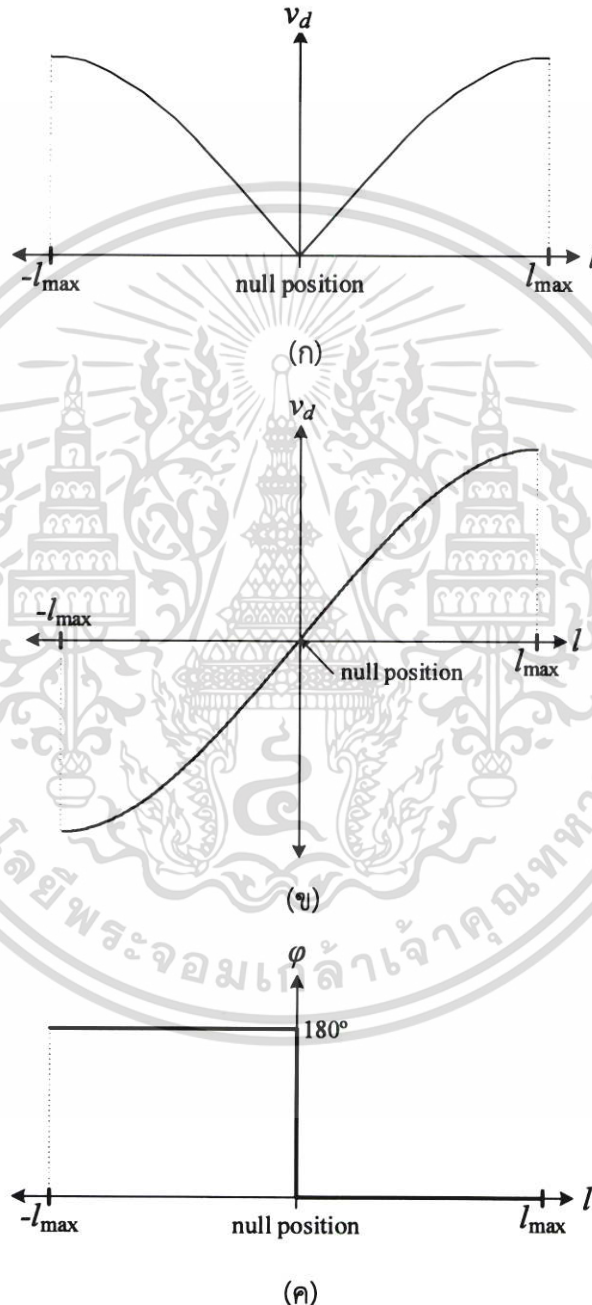
เมื่อ  $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$  และ  $l = (l_1 - l_2) / 2$  ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ( $d$ ) จะต้องมีขนาดเล็กกว่าความยาวของขดลวดปฐมภูมิ ( $b$ ) หรือ  $b \gg d$  หากเงื่อนไขของ  $L_c = (3b + 2d)$  ในกรณีที่  $b \gg d$  ถูกแทนลงไปในสมการที่ (2.2) ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$v_d = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s}{10^7 Z_p \ln(r_o / r_c)} \frac{2b}{3m} \left( l - \frac{l^3}{2b^2} \right) = k_t l (1 - k_n l^2) \quad (2.3)$$

เมื่อ  $k_t$  คือ ค่าความไวของ LVDT

$k_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT

กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุตเอซี  $v_d$  เทียบกับระยะการวัดแสดงในรูปที่ 2.4(ก) และเมื่อสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT ได้ถูกตีมอดูเลตผ่านวงจรตีมอดูเลเตอร์แบบซิงโครนัสตามเทคนิคในงานเอกสารที่ [14] เพื่อแยกแอมพลิจูดของสัญญาณ  $v_d$  ซึ่งจะเห็นได้ว่ากราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุตดีซี  $v_d$  เทียบกับระยะการวัดในสมการที่ (2.3) สามารถแสดงคุณลักษณะถ่ายโอนแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้ดังในรูปที่ 2.4(ข) และเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับระยะการวัดแสดงในรูป 2.4(ค)



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงความเป็นเชิงเส้นของ LVDT

(ก) สัญญาณเอาต์พุตเอซีเทียบกับระยะการวัด

(ข) สัญญาณเอาต์พุตดีซีเทียบกับระยะการวัด

(ค) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับระยะการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในหน่วยงานของกรมโยธาธิการและผังเมือง โดยไม่หวังผลตอบแทนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าระยะ  $l$  ของแกนเคลื่อนที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงแคบ ๆ สัญญาณ  $v_d$  จะแปรผันอย่างเป็นเชิงเส้นตามระยะ  $l$  ของแกนเคลื่อนที่ โดยสามารถเขียนแสดงสมการได้คือ

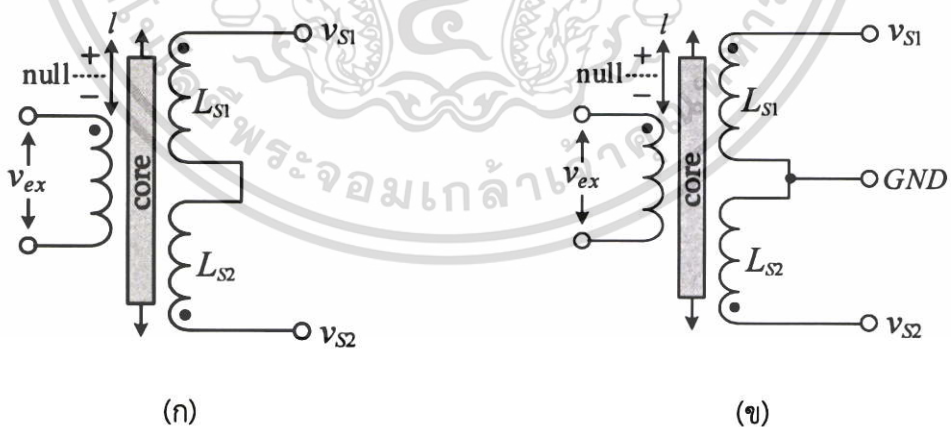
$$v_d = k_l l \tag{2.4}$$

โดยช่วงปฏิบัติการที่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณ  $v_d$  ในสมการที่ (2.4) ได้ถูกจำกัดให้อยู่ในระยะเวลาเคลื่อนที่ของแกนที่มีความเป็นเชิงเส้น  $l_l$  คือ

$$l_l = \pm \sqrt{\frac{\epsilon_l}{k_n}} \tag{2.5}$$

เมื่อ  $\epsilon_l$  คือ ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ (relative error) ที่ยอมรับได้สำหรับสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT ตรงขอบระยะเวลาเคลื่อนที่ของแกนที่มีความเป็นเชิงเส้น  $l_l$

ลักษณะของการต่อสายภายนอกของ LVDT เมื่อจะนำไปใช้งาน สามารถแบ่งได้เป็นสองแบบคือ การต่อแบบ 4 สายหรือแบบเปิด (open wire) และการต่อแบบ 5 สายหรือแบบเรโซเมตริก (ratiometric wire) [29] โดยสามารถแสดงวิธีการต่อทั้งสองแบบในรูปที่ 2.5(ก) และ 2.5(ข) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าการต่อทั้งสองแบบจะต้องมีการป้อนสัญญาณกระตุ้นซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ให้กับขดลวดปฐมภูมิหรือขาอินพุตของ LVDT จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด เกิดเป็นสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT โดยมีความถี่ที่เท่ากับสัญญาณกระตุ้น แต่สัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปตามการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ จึงอาจกล่าวได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT นั้นจะอยู่ในรูปของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด



รูปที่ 2.5 การต่อ LVDT

(ก) LVDT แบบ 4 สาย

(ข) LVDT แบบ 5 สาย

การต่อใช้งาน LVDT แบบ 4 จะให้สัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของผลต่างจากขดลวดทุติยภูมิ

ทั้งสองชุดแล้วนำมาคูณกับค่าความไวของ LVDT สามารถแสดงได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{out} = k_f (v_{S1} - v_{S2}) \quad (2.6)$$

เมื่อ  $k_f$  คือ ค่าความไวของ LVDT

$v_{S1}$  คือ สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ  $L_{S1}$

$v_{S2}$  คือ สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ  $L_{S2}$

โดยข้อดีของการต่อ LVDT แบบ 4 สายนี้จะทำให้สามารถใช้งานจรแปลงสัญญาณแบบพื้นฐานได้ง่าย เนื่องจากว่าสัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของแอมพลิจูดที่แปรผันไปตามระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตามการต่อใช้งานในลักษณะนี้จะส่งผลให้ค่าที่ได้จากการวัดเปลี่ยนแปลงไป ถ้าหากว่าอุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมินั้นจะส่งผลทำให้ค่าเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงไปด้วย อีกทั้งการต่อใช้งาน LVDT แบบ 4 สายยังมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิซึ่งจะทำให้ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตไม่คงที่ นอกจากนี้สัญญาณกระตุ้นที่ด้อยคุณภาพที่ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ และสายสัญญาณที่ยาวเกินไปก็อาจเป็นปัจจัยที่ทำให้มีผลกระทบต่อสัญญาณเอาต์พุตได้

แต่สำหรับการต่อใช้งาน LVDT แบบ 5 สายนั้นจะให้เสถียรภาพทั้งในด้านการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและค่าความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิที่ดีกว่าการต่อใช้งานแบบ 4 สาย แต่วงจรปรับแต่งสัญญาณจะมีความซับซ้อนมากกว่า โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะต้องผ่านกระบวนการคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $v_{S1}$  และ  $v_{S2}$  เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุต  $v_{out}$  ที่แปรผันกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ สามารถแสดงได้ดังสมการ

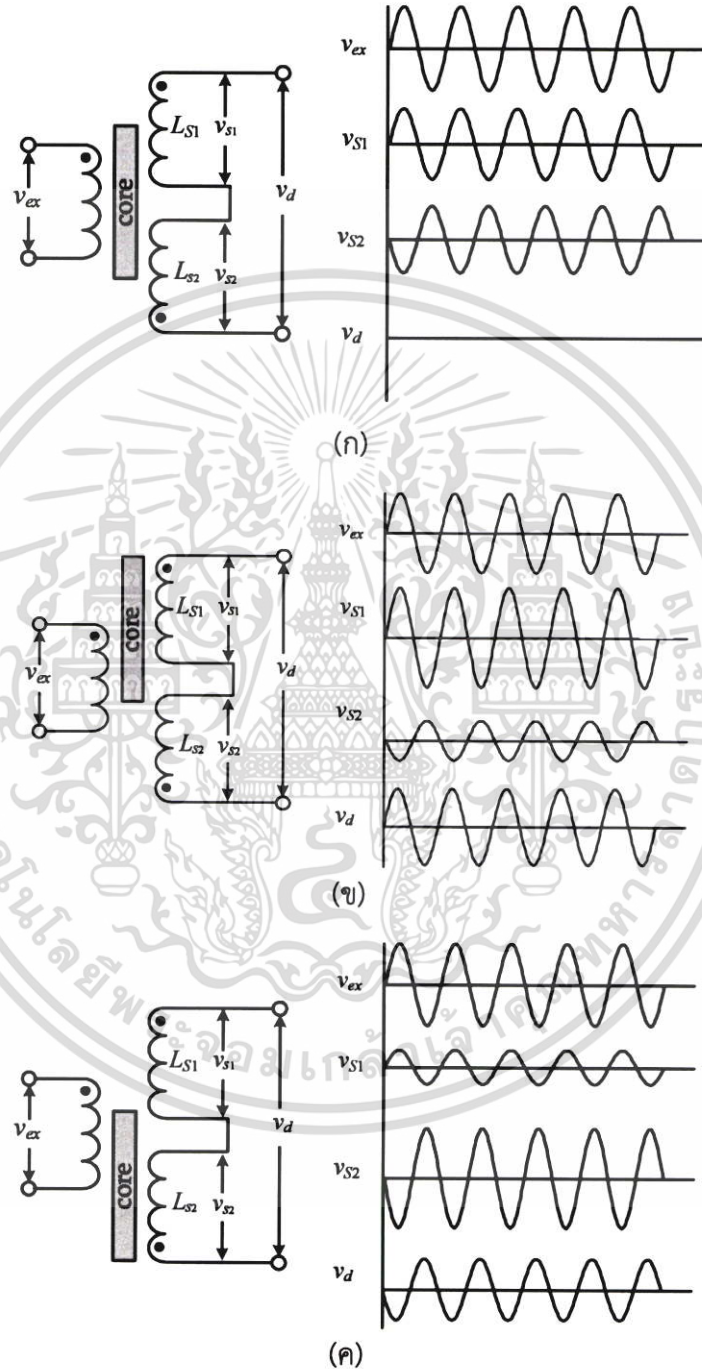
$$v_{out} = k_T \left( \frac{v_{S1} - v_{S2}}{v_{S1} + v_{S2}} \right) \quad (2.7)$$

การต่อแบบนี้จะทำให้สัญญาณ  $v_{S1}$  และ  $v_{S2}$  ซึ่งเป็นแรงดันที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงอย่างเท่าๆกัน เมื่อมีอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป จึงทำให้สามารถชดเชยผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิได้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การต่อ LVDT แบบ 5 สาย [14] เนื่องจากให้เสถียรภาพทั้งในด้านการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและค่าความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิที่ดีกว่าการต่อใช้งานแบบ 4 สาย รูปที่ 2.6 แสดงรูปของสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ เมื่อมีการป้อนสัญญาณกระตุ้นที่อยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ที่ขดลวดปฐมภูมิ ในรูปที่ 2.6(ก) เมื่อแกนเหนี่ยวนำของ LVDT อยู่ตรงตำแหน่งกึ่งกลางของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขด ซึ่งตำแหน่งนี้จะเรียกว่าตำแหน่งศูนย์ของ LVDT (null position,  $I_{null}$ ) เมื่อแกนเหนี่ยวนำอยู่ที่ตำแหน่งนี้แรงดันเอาต์พุตที่ขดลวดทุติยภูมิทั้ง  $v_{S1}$  และ  $v_{S2}$  จะมีขนาดเท่ากันแต่มีเฟสต่างกันอยู่  $180^\circ$  ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุต  $v_d$  มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อแกนเหนี่ยวนำของ LVDT เคลื่อนไปในทิศทางของขดลวดทุติยภูมิด้านใดด้านหนึ่งจะทำให้แรงดันขดลวดทุติยภูมิที่ด้านนั้นมีค่าสูง ในขณะที่แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิอีกด้านหนึ่งจะมีค่าต่ำลงดังแสดงในรูปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6(ข) และ 2.6(ค) จะสังเกตได้ว่าแรงดันเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT ที่ได้เป็นผลต่างจากขดลวดทุติยภูมิ ทั้งสองชุดที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนไปตามตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ในขณะที่ ทิศทางการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำว่าเคลื่อนที่ไปในทิศทาง “+” หรือ “-” นั้นสามารถแสดงได้ด้วย เฟสของสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT นั้นเอง

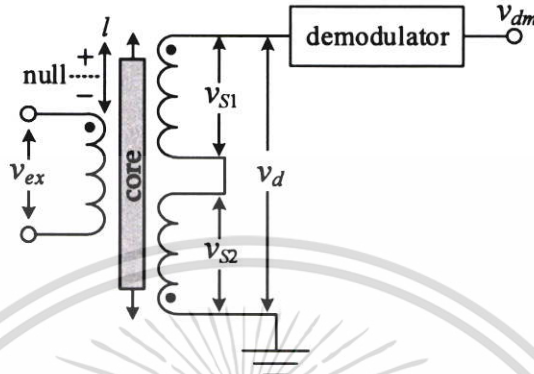


รูปที่ 2.6 สัญญาณจาก LVDT เมื่อแกนเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ

- (ก) แกนเหนี่ยวนำอยู่ตำแหน่งกึ่งกลาง
- (ข) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังขดลวด  $L_{S1}$
- (ค) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังขดลวด  $L_{S2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามการนำ LVDT ไปใช้งานในระบบเครื่องมือวัดนั้นจะต้องมีการต่อวงจรปรับแต่งสัญญาณร่วมด้วย เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดีซี เรียกววงจรนี้ว่าวงจรติมอดูเลเตอร์ [14]-[15], [18]-[27] สามารถแสดงไดอะแกรมของ LVDT เมื่อต่อวงจรติมอดูเลเตอร์เพื่อแปลงสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ไดอะแกรมของ LVDT เมื่อต่อวงจรติมอดูเลเตอร์

จะเห็นว่าขดลวดทุติยภูมิสองชุดของ LVDT จะมีการต่อแบบอนุกรมในทิศทางตรงกันข้าม หากให้สัญญาณกระตุ้นมีค่าเป็น  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  บ่อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นสามารถแสดงค่าของสัญญาณ  $v_{s1}$  และ  $v_{s2}$  ได้ดังด้านล่างนี้

$$v_{s1} = k_t V_{ex} (l_{null} + l) \sin(\omega t - \varphi) \tag{2.8}$$

และ

$$v_{s2} = k_t V_{ex} (l_{null} - l) \sin(\omega t - \varphi) \tag{2.9}$$

- เมื่อ  $v_{s1}$  คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $L_{s1}$
- $v_{s2}$  คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $L_{s2}$
- $k_t$  คือ ค่าความไวของ LVDT
- $V_{ex}$  คือ แอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$
- $l_{null}$  คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT
- $l$  คือ ระยะที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์
- $\varphi$  คือ ความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ

จากรูปที่ 2.7 สัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT จะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ ซึ่งอยู่ในรูปผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_d = (v_{s1} - v_{s2}) = 2k_t l V_{ex} \sin(\omega t - \varphi) \tag{2.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (2.10) นั้นเป็นสมการสำหรับสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ในช่วงปฏิบัติการใช้งานปกติ ตามท้องตลาดทั่วไป คือไม่เกิน 15% ของระยะการเคลื่อนของแกนสูงสุด หากจะแสดงสมการสำหรับเอาต์พุตตลอดช่วงการเคลื่อนของแกน  $v_{df}$  สามารถแสดงได้ดังนี้

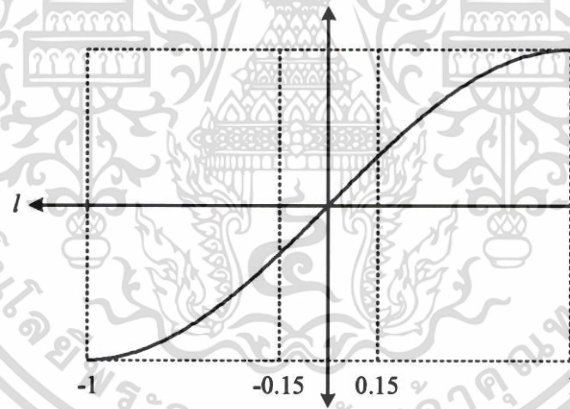
$$v_{df} = k_f V_{ex} l (1 - k_n l^2) \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.11)$$

เมื่อ  $k_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้น

เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุต  $v_{df}$  ในสมการที่ (2.11) มาผ่านวงจรมอดูเลเตอร์หรือวงจรถ่ายแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ตามเทคนิคในเอกสารที่ [14] จะได้สัญญาณเอาต์พุต  $v_{dm}$  เป็น

$$v_{dm} = k_f V_{ex} l (1 - k_n l^2) \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) สามารถเขียนกราฟลักษณะถ่ายโอน (transfer characteristic) ของ LVDT ได้ ดังรูปที่ 2.8 เมื่อ  $l = \pm 1$  ส่วน  $k_f$  และ  $k_n$  ถูกตั้งค่าไว้ที่ 1 และ 0.01 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ากราฟของสมการที่ (2.12) นั้นจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์และมีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นอยู่ที่ประมาณ  $l = \pm 0.15\%$



รูปที่ 2.8 ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอเทคนิคในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ให้มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ โดยนำสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ผ่านวงจรมอดูเลเตอร์ในเอกสารอ้างอิงที่ [14] มาเป็นอินพุตให้กับวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอด้วยกัน 3 เทคนิค โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดถึงเทคนิคต่างๆ ในบทที่ 3 บทที่ 4 และบทที่ 5 ส่วนรายละเอียดของวงจรมอดูเลเตอร์ในเอกสารที่ [14] ซึ่งจะใช้แปลงสัญญาณของ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ รวมถึงเทคนิคเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นด้วยเทคนิคต่างๆ ที่มีการนำเสนอในอดีต จะมีการกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

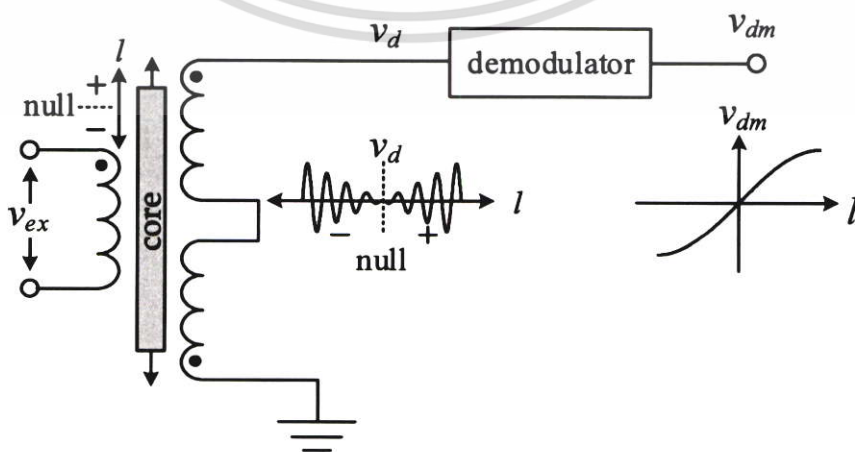
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของ LVDT นั้นจะอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดสัมพันธ์กับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ และมีเฟสของสัญญาณไซน์ที่เป็นตัวแสดงถึงทิศทางการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ โดยการที่จะนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ไปใช้งานนั้น จะต้องมีการแปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัลก่อน ซึ่งวงจรสำหรับแปลงสัญญาณนี้จะเรียกว่า วงจรตีมอดูเลเตอร์ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงพื้นฐานของวงจรตีมอดูเลเตอร์ รวมถึงรายละเอียดของวงจรในเอกสารที่ [14] ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

### 2.3.1 วงจรตีมอดูเลเตอร์สำหรับแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT [14]

รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมและสัญญาณของ LVDT ทั้งก่อนผ่านและหลังจากผ่านวงจรตีมอดูเลเตอร์ จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้วงจรตีมอดูเลเตอร์นั้นจะอยู่ในรูปแบบของสัญญาณไซน์ ที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ แต่หลังจากผ่านวงจรตีมอดูเลเตอร์แล้วจะให้สัญญาณเอาต์พุตที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล ที่แสดงให้เห็นทั้งขนาดและทิศทางของการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ วงจรตีมอดูเลเตอร์สำหรับแปลงสัญญาณ LVDT มีด้วยกันอยู่ 4 แบบ [29] คือ วงจรแปลงสัญญาณโดยการตรวจจับขอบ (peak detector) วงจรแปลงสัญญาณโดยการตีมอดูเลตแบบซิงโครนัส (synchronous demodulator) วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing, DSP) และวงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยวงจรสุ่มและคงค่า (sample and hold circuit) วงจรแต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.2 โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วงจรตีมอดูเลเตอร์เพื่อใช้ในการแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบชดเชยอุณหภูมิ เป็นวงจรที่มีโครงสร้างเรียบง่ายและสามารถสร้างได้ง่าย อีกทั้งไม่มีการหน่วงของเวลาเพราะไม่มีการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในการตัดสัญญาณพาร์ ในรูปที่ 2.10 แสดงให้เห็นถึงบล็อกไดอะแกรมและวงจรตีมอดูเลเตอร์เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่สามารถชดเชยอุณหภูมิได้

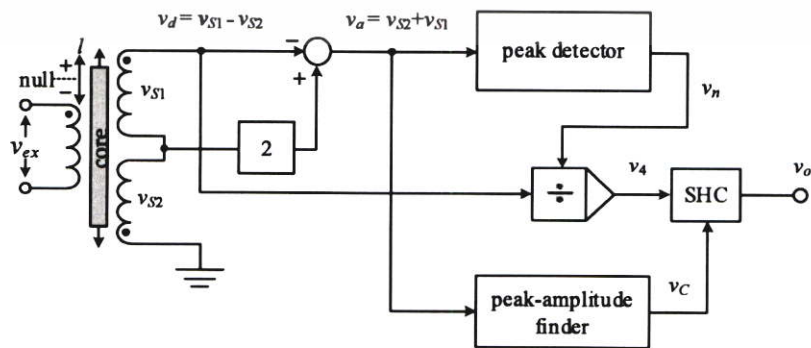


รูปที่ 2.9 การแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยวงจรตีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ข้อดีและข้อเสียของวิธีการแปลงสัญญาณแบบต่างๆ ที่ถูกนำเสนอในอดีต

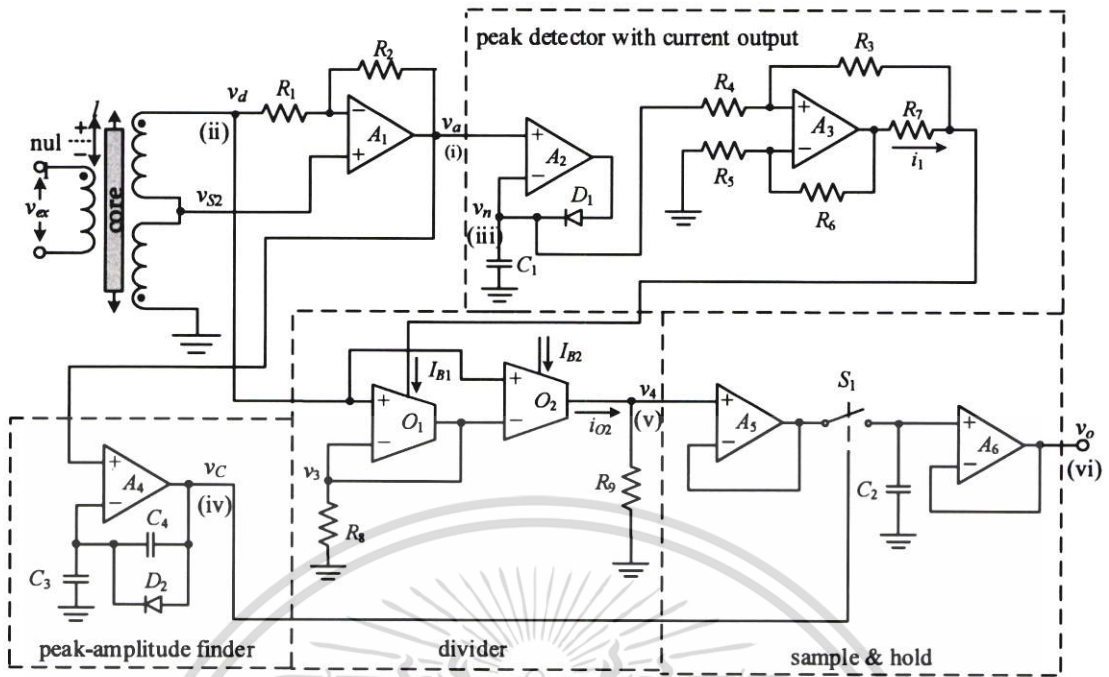
วงจรแปลงสัญญาณ	ข้อดี	ข้อเสีย
วงจรแปลงสัญญาณแบบตรวจจับขอบ	<ul style="list-style-type: none"> <li>มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน</li> <li>ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนน้อย</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าน้อย จะเกิดค่าความผิดพลาดสูงเนื่องจากแรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอด</li> <li>มีช่วงการหน่วงเวลาเนื่องมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน</li> </ul>
วงจรแปลงสัญญาณโดยการติมอดูเลตแบบซิงโครนัส	<ul style="list-style-type: none"> <li>สะดวกในการใช้งานเนื่องจากมีวงจรรวมสำเร็จรูปขายตามท้องตลาด</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>มีช่วงการหน่วงเวลาเนื่องมาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน</li> <li>ต้องอาศัยสัญญาณไซน์ที่มีความสัมพันธ์ทุกประการกับสัญญาณกระตุ้น ในการแปลงสัญญาณ</li> <li>ไม่มีการชดเชยความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณเอาต์พุตจากอุปกรณ์วัด</li> </ul>
วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	<ul style="list-style-type: none"> <li>สามารถชดเชยความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณจาก LVDT โดยไม่ต้องทำการปรับจูนจากภายนอก</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>โครงสร้างของวงจรมีความยุ่งยากซับซ้อน</li> <li>ต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในการแปลงสัญญาณ</li> </ul>
วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยวงจรสุ่มและคงค่า	<ul style="list-style-type: none"> <li>สามารถหลีกเลี่ยงการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน</li> <li>มีโครงสร้างเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>สัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรสุ่มและคงค่า ถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยสัญญาณกระตุ้นเป็นสัญญาณอ้างอิง</li> <li>เกิดความผิดพลาดที่สัญญาณเอาต์พุตเนื่องจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์</li> </ul>



(ก)

รูปที่ 2.10 การแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.10 การแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ (ต่อ)

(ก) บล็อกไดอะแกรม

(ข) วงจร

จากรูปที่ 2.10 แสดงวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่ชดเชยผลของอุณหภูมิ โดยวงจรประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_1$  ตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ  $v_a$  สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_a = 2v_{S2} - v_d \tag{2.12ก}$$

$$v_a = v_{S1} + v_{S2} \tag{2.12ข}$$

$$v_a = 2k_T V_x I_{null} \sin(\omega t - \phi_p) \tag{2.12ค}$$

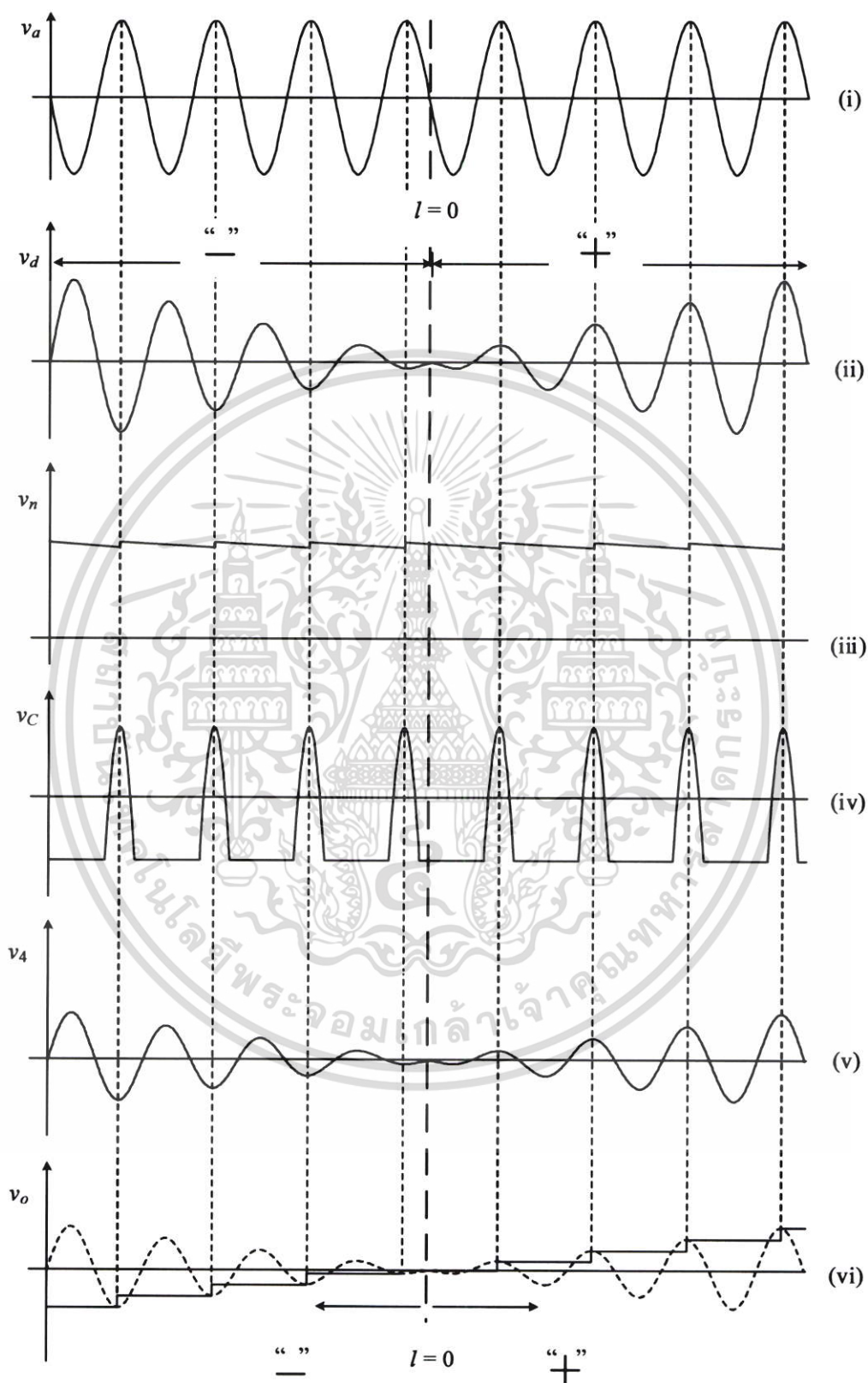
จากสมการที่ (2.12ค) จะเห็นได้ว่า  $v_a$  มีแอมพลิจูดคงที่เนื่องจากตัวแปร  $I$  เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามระยะทางการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำได้ถูกกำจัดออกไป สัญญาณ  $v_a$  สามารถแสดงในรูปที่ 2.11 กราฟที่ (i) ซึ่งจะใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรตรวจจับค่ายอดด้วยกระแสเอาต์พุต (peak detector with current output) ที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_2$  ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และไดโอด  $D_1$  โดยจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดัน  $v_n$  ดังสมการ

$$v_n = v_{S1p} + v_{S2p} \tag{2.13}$$

เมื่อ  $v_{S1p}$  คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ  $v_{S1}$

$v_{S2p}$  คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ  $v_{S2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 2.11** กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสัญญาณ  $v_n$  นี้จะถูกแปลงเป็นกระแสโดยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (voltage to current converter) ที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์  $A_3$  และตัวต้านทาน  $R_4$  ถึง  $R_7$  จะให้เอาต์พุตออกมาเป็นกระแสเพื่อนำไปเป็นกระแสไบอัส  $i_1$  ให้กับโอทีเอ  $O_1$  สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$i_1 = \frac{(v_{S1p} + v_{S2p})}{R_7} = \frac{2k_T V_x I_{null}}{R_7} \quad (2.14)$$

อย่างไรก็ตามเมื่ออุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลง จะทำให้สัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย สามารถเขียนแทนได้ด้วยสมการ

$$v_d = (v_{S1} - v_{S2})(1 + \alpha \Delta t) \quad (2.15)$$

เมื่อ  $\alpha$  คือ สัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

$\Delta t$  คือ อุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะส่งผลไปยังสัญญาณแรงดัน  $v_n$  และกระแส  $i_1$  ด้วย ดังสมการ

$$v_n = (v_{S1p} + v_{S2p})(1 + \alpha \Delta t) \quad (2.16)$$

$$i_1 = \frac{2k_T V_x I_{null}}{R_7} (1 + \alpha \Delta t) \quad (2.17)$$

สัญญาณ  $v_n$  สามารถแสดงในรูปที่ 2.11 กราฟที่ (iii) อย่างไรก็ตามสัญญาณแรงดันเอาต์พุต  $v_4$  ของ วงจรหาร (divider) จะถูกชดเชยผลกระทบที่เกิดจากอุณหภูมิออกไป แสดงได้ดังสมการ

$$v_4 = i_{O2} R_9 = \left( \frac{I_{B2}}{R_8} \right) \left( \frac{R_7 (v_{S1} - v_{S2})}{v_{S1p} + v_{S2p}} \right) R_9 \quad (2.18)$$

โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ  $v_4$  และสัญญาณ  $v_d$  สามารถเขียนได้เป็น

$$v_4 = \frac{I_{B2} R_9 v_d}{R_8 i_1} \quad (2.19)$$

หากพิจารณาเฉพาะค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ  $v_d$  สัญญาณ  $v_4$  จะมีค่าดังสมการ

$$v_4 = \frac{I_{B2} R_7 R_9}{R_8 I_{null}} I = K_a I \quad (2.20)$$

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

สัญญาณ  $v_d$  และสัญญาณ  $v_4$  สามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.11 กราฟที่ (ii) และกราฟที่ (v) ตามลำดับ

โดยสัญญาณ  $v_4$  จะถูกส่งไปยังวงจรสุ่มและคงค่าซึ่งประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_5$  และ  $A_6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้โดยไม่ขออนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุ  $C_2$  และแอนะล็อกสวิตช์  $S_1$  ที่มีสัญญาณพัลส์  $v_C$  ที่แสดงในรูปที่ 2.11 กราฟที่ (iv) เป็นตัวควบคุมการทำงาน สัญญาณ  $v_C$  จะสร้างขึ้นมาจากวงจรหาตำแหน่งค่ายอดประกอบไปด้วย ออปแอมป์  $A_4$  ไดโอด  $D_2$  และตัวเก็บประจุ  $C_3$  และ  $C_4$  วงจรหาตำแหน่งค่ายอดจะนำสัญญาณ  $v_a$  ซึ่งมีแอมพลิจูดและเฟสคงที่มาเป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์  $v_C$  ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ  $v_a$  และควบคุมให้วงจรสุ่มและคงค่าทำการสุ่มค่าสัญญาณ  $v_4$  ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดเมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางด้านบวก “+” และที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดเมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางด้านลบ “-” และทำการคงค่าสัญญาณไว้ จึงได้ออกมาเป็นสัญญาณแรงดันดีซี  $v_0$  แสดงในรูปที่ 2.11 กราฟที่ (vi) ดังนั้นสัญญาณแรงดันดีซีที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณจึงมีความสัมพันธ์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับระยะการเคลื่อนที่ของแกน  $l$

## 2.4 หลักการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ถูกนำเสนอในอดีต

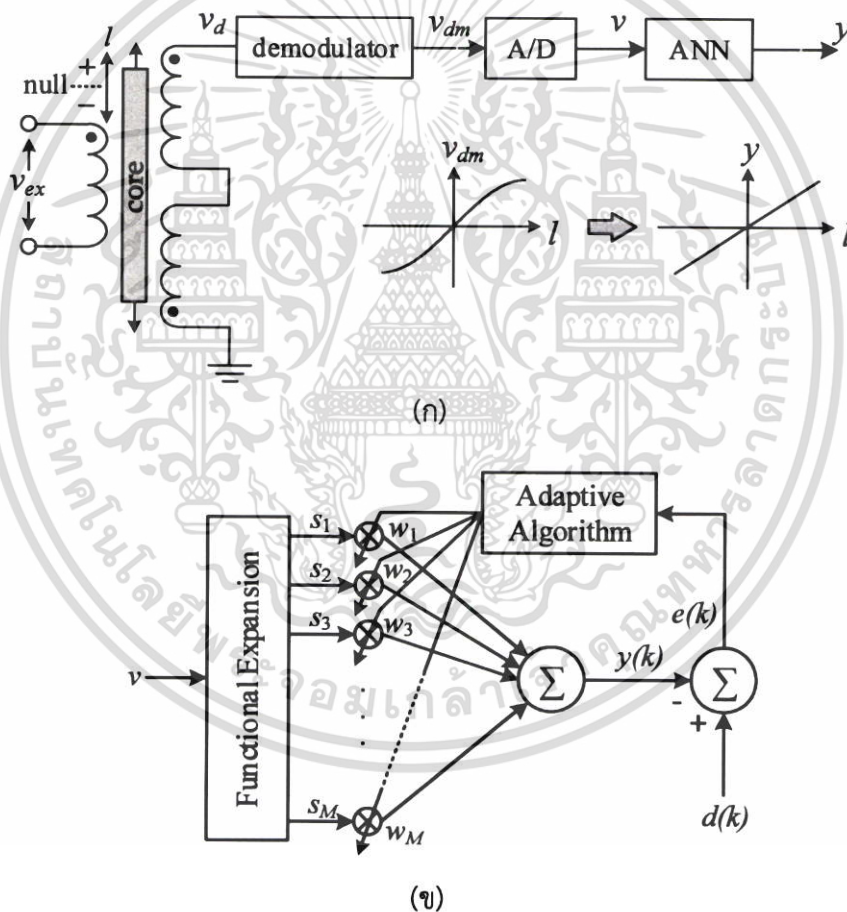
จากหัวข้อข้างต้นจะเห็นได้ว่าต้องมีการแปลงสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ให้เป็นสัญญาณดีซีก่อน เพื่อให้ทราบทั้งขนาดและทิศทางในการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตามสัญญาณดีซีที่ได้หลังจากผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์ไม่สามารถนำไปใช้งานได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนี่ยวนำ เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว LVDT ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดจะมีช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำที่มีความเป็นเชิงเส้นอยู่ไม่เกิน 15% ของระยะการเคลื่อนที่สูงสุดที่แกนเหนี่ยวนำสามารถเคลื่อนที่ได้ ซึ่งจะเป็นช่วงแคบๆ ใกล้กับจุดตัดศูนย์ของกราฟคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ดังนั้นการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ให้สามารถใช้งานได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่นับเป็นประโยชน์อย่างสูงในการนำ LVDT ไปใช้ในงานระบบเครื่องมือวัด ซึ่งที่ผ่านมาได้มีการตีพิมพ์เกี่ยวกับเทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT สามารถสรุปได้เป็นสองเทคนิคใหญ่ๆ คือ การสร้างชุดปรับแต่งสัญญาณ และการออกแบบโครงสร้างของ LVDT ใหม่ โดยในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงหลักการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT เพื่อศึกษาถึงวิธีการต่างๆ ที่ใช้ออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT รวมถึงการเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของเทคนิคต่างๆ ที่ใช้ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT

### 2.4.1 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้เทคนิคการปรับแต่งสัญญาณ

วิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT โดยไม่มีการไปปรับโครงสร้างภายในของ LVDT ที่ได้รับความนิยมคือ การสร้างชุดปรับแต่งสัญญาณเพื่อเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT หลังจากผ่านการแปลงให้เป็นสัญญาณดีซีแล้ว ในปัจจุบันเทคนิคการปรับแต่งสัญญาณด้วยโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Network, ANN) ได้รับความนิยมอย่างมาก [9], [12]-[13] เนื่องจากความสามารถที่จะเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่มีกราฟคุณลักษณะถ่ายโอนได้ทุกๆ รูปแบบ มีความยืดหยุ่นสูงเพราะเป็นการปรับแต่งสัญญาณในระบบดิจิทัล (digital signal processing) รวมถึงไม่จำเป็นต้องทราบสมการทางคณิตศาสตร์ของ LVDT เช่น ฟังก์ชันถ่ายโอนของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LVDT เป็นต้น เพราะโครงข่ายประสาทเทียมเป็นการหาคุณลักษณะถ่ายโอนด้วยวิธีการลองผิดลองถูกด้วยการเรียนรู้ (learning) ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตจากวงจรมอดูเลเตอร์และสัญญาณที่คาดหวังที่เป็นเชิงเส้น ทำให้ได้เอาต์พุตออกมาเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ บล็อกไดอะแกรมของการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12(ก) สัญญาณอินพุตของตัวปรับแต่งสัญญาณด้วยโครงข่ายประสาทเทียมที่มาจากวงจรมอดูเลเตอร์จะมีความไม่เป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ แต่เมื่อผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณแล้วจะมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตามการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นด้วยวิธีนี้จะต้องมีการแปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัลก่อน โครงสร้างภายในของตัวปรับแต่งสัญญาณด้วยวิธี functional link artificial neural network (FLANN) [9], [12]-[13] สามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.12(ข)



รูปที่ 2.12 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยโครงข่ายประสาทเทียม  
 (ก) บล็อกไดอะแกรม  
 (ข) โครงสร้างภายในของ FLANN

จากรูปที่ 2.12(ข) สัญญาณจากวงจรมอดูเลเตอร์  $v_{dm}$  ที่ผ่านวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (analog to digital converter, ADC) จะเป็นสัญญาณอินพุต  $v$  ให้กับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานหรือการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวปรับแต่งสัญญาณด้วยโครงข่ายประสาทเทียม อยู่ในรูปแบบของเวกเตอร์ที่มีสมาชิกเป็น  $N$  โดยสมาชิกแต่ละตัวจะผ่านการขยายตามฟังก์ชัน (functional expansion) ด้วยฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นแบบตรีโกณมิติเป็นจำนวน  $P$  ดังนั้นจะได้เป็นเมตริกซ์ขนาด  $N \times P$  เมื่ออินพุตลำดับที่  $n$  คือ  $v_n$  โดยที่  $1 \leq n \leq N$  ดังนั้นการขยายตามฟังก์ชันสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$s_i = \begin{cases} v_n & i = 1 \\ \sin(b\pi v_n), & i > 1, i \text{ is even} \\ \cos(b\pi v_n), & i > 1, i \text{ is odd} \end{cases} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $b = 1, 2, \dots, P/2$  และ  $i = 1, 2, \dots, P+1$  โดยที่ผลรวมของ  $P$  เป็นจำนวนคู่ สามารถแสดงเมตริกซ์ที่ผ่านฟังก์ชันการขยายของเวกเตอร์  $V$  ด้วย  $S$  จะมีขนาดเป็น  $N \times (P+1)$  อย่างไรก็ตามจะมีค่าสำหรับทำไบแอสที่ถูกเพิ่มเข้าไปทำให้เมตริกซ์ มีขนาดเป็น  $M \times N$  เมื่อ  $M = P+2$  สามารถแสดงเมตริกซ์ของเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$Y = S \cdot W^T \quad (2.22)$$

เมื่อ  $W$  คือ เวกเตอร์น้ำหนัก (weight vector) ที่มีสมาชิกเป็นจำนวน  $M$  โดยสามารถแสดงเอาต์พุต  $y$  ได้ดังสมการ

$$y = \sum_{i=1}^M w_i s_i \quad (2.23)$$

ในกรณีของการทำซ้ำอยู่ในลำดับที่  $k$  สัญญาณความผิดพลาด (error signal) สามารถเขียนได้ว่า

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (2.24)$$

เมื่อ  $d(k)$  คือสัญญาณเอาต์พุตเป้าหมายโดยในที่นี้จะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ หากแทนสมการที่ 2.23 ลงในสมการที่ 2.24 จะทำให้ได้สมการเป็น

$$e(k) = d(k) - \sum_{i=1}^M w_i s_i \quad (2.25)$$

ในที่นี้อัลกอริทึมปรับตัวได้ (adaptive algorithm) จะใช้อัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (least mean square (LMS) algorithm) จึงทำให้สามารถเขียนสมการของเวกเตอร์น้ำหนักในลำดับการทำซ้ำที่  $k$  ได้ดังสมการ

$$w(k+1) = w(k) + \mu e(k) s(k) \quad (2.26)$$

เมื่อ  $\mu$  คือ อัตราการเรียนรู้ (learning rate) ที่คอยควบคุมความเร็วในการลู่เข้าของ LMS algorithm โดยจะมีค่าเป็น  $0 \leq \mu \leq 1$

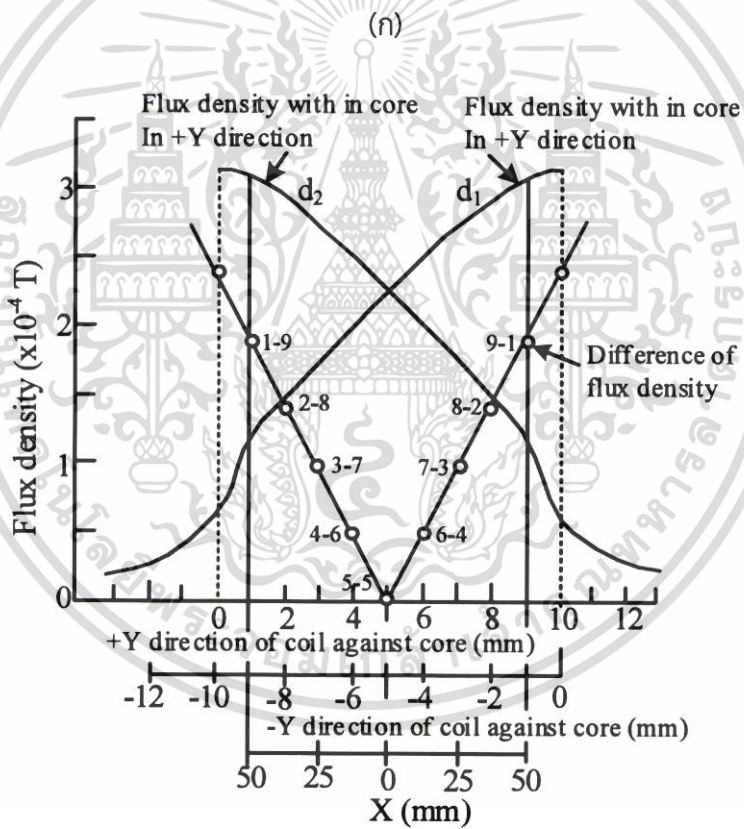
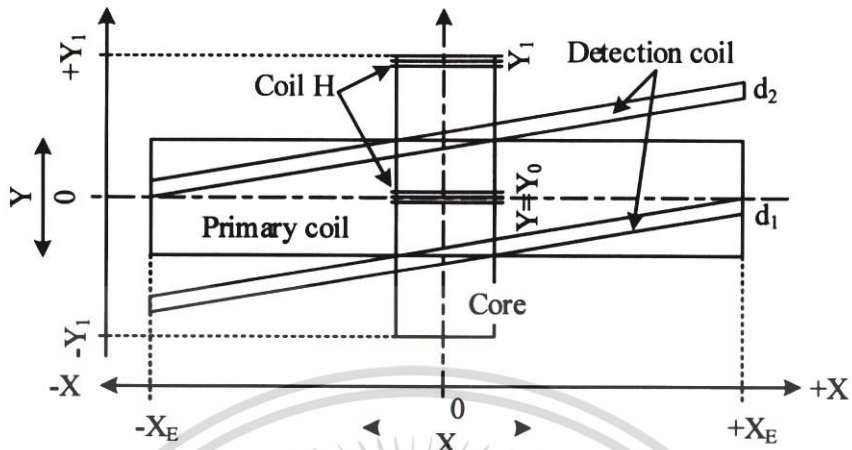
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นด้วยวิธี FLANN จะขึ้นอยู่กับจำนวนสมาชิกของฟังก์ชันการขยาย  $P$  โดยจำนวน  $P$  จะมีผลต่อร้อยละความเป็นเชิงเส้น (percentage of linearity) นั่นคือ ค่า  $P$  ยิ่งมากยิ่งทำให้เอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นมากและค่า  $P$  ที่น้อยจะทำให้เอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้นน้อย แต่อย่างไรก็ตามการเลือกค่า  $P$  ที่มากขึ้นจะส่งผลให้การทำงานของ การชดเชยความเป็นเชิงเส้นด้วยวิธีนี้ใช้เวลาในการประมวลผลมากขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้ ประสิทธิภาพของตัวประมวลผลแบบดิจิทัลจะส่งผลถึงความรวดเร็วในการตอบสนองทางเวลา ด้วย แต่ก็ต้องแลกมากับราคาที่สูงด้วยเช่นกัน

#### 2.4.2 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการปรับโครงสร้าง

วิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT โดยการปรับโครงสร้างภายในของ LVDT สามารถที่จะเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ ดังเช่นวิธีในเอกสารที่ [10] ในรูปที่ 2.13(ก) แสดงให้เห็นถึงมุมมองด้านบนของ LVDT ที่ถูกปรับปรุงโครงสร้างใหม่ มีขดลวดปฐมภูมิพันรอบเฟรมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่แสดงเป็นส่วนที่แรเงา มีขดลวดตรวจจับ (detection coil) ทั้ง  $d_1$  และ  $d_2$  ถูกติดตั้งแบบเฉียงและจะมีพื้นที่บางส่วนอยู่ในพื้นที่ของขดปฐมภูมิ ขดลวดทั้งสองนี้จะถูกติดตั้งในทิศทางตรงกันข้าม จะให้แรงดันเอาต์พุตออกมาเป็นศูนย์ในกรณีที่ไม่มีแกนเหนี่ยวนำ เมื่อมีการป้อนสัญญาณกระตุ้นเข้าไปยังขดลวดปฐมภูมิจะทำให้สนามแม่เหล็กในทิศทางเดียวกันกับขดลวดหรือในทิศทางของ  $Y$  เมื่อมีการติดตั้งแกนเคลื่อนที่ภายในพื้นที่ของขดลวดปฐมภูมิ จะทำให้เกิดฟลักซ์ (flux) ขนาดใหญ่ไหลผ่านแกนเหนี่ยวนำ และจะทำให้เกิดเป็นผลต่างแรงในขดลวด  $d_1$  และ  $d_2$  ที่เป็นสัดส่วนกับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ดังนั้นแรงดันตรงนี้จะจึงสามารถที่จะตรวจจับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำได้

อย่างไรก็ตามเอาต์พุตของขดลวด  $d_1$  และ  $d_2$  จะมีปัญหาเกี่ยวกับการตรวจจับการเคลื่อนที่ ในแนวแกน  $X$  ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ปัญหาตรงส่วนนี้ จึงต้องมีการติดตั้ง sliding coil (ขดลวด H) ที่แกนเหนี่ยวนำ ในรูปที่ 2.13(ข) แสดงให้เห็นถึงความหนาแน่นของฟลักซ์ใน ขดลวด H สำหรับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำในทิศทางของแกน  $Y$  ทั้งในทิศทางบวกและทิศทางลบ ความแตกต่างกันของความหนาแน่นของฟลักซ์ในทิศทางเคลื่อนที่ทั้งสองนี้เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำในทิศทางของแกน  $X$  ซึ่งสามารถนำสัญญาณผลต่างของความหนาแน่นของฟลักซ์ (difference of flux density) ไปเป็นสัญญาณสำหรับการตรวจจับการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำในทิศทางของแกน  $X$  ได้ดังแสดงด้วยเส้นตรงในรูปที่ 2.13(ข) โดยสัญลักษณ์  $a_2-a_1$  แสดงถึงค่าสัมบูรณ์ตำแหน่งของขดลวด  $d_1$  และ  $d_2$  ในทิศทางของแกน  $Y$  จึงทำให้วิธีการปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT แบบนี้สามารถที่จะเพิ่มความเป็นเชิงเส้นให้กับ LVDT มากกว่าแบบ LVDT ที่มีโครงสร้างทั่วไปถึง 90% และวิธีการนี้มีค่าความผิดพลาดน้อยกว่า 0.45% โดยการเพิ่มจำนวนแกนเหนี่ยวนำจาก 1 แกนเป็น 2 แกนจะทำให้เกิดความผิดพลาดที่น้อยกว่า

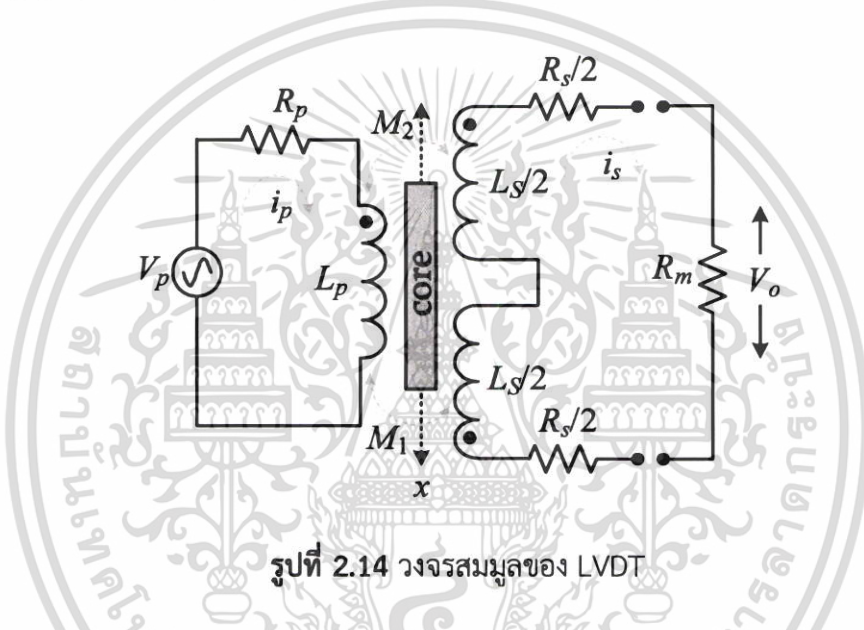


**รูปที่ 2.13** การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยการปรับโครงสร้าง  
 (ก) โครงสร้างของ LVDT ที่ถูกปรับปรุง  
 (ข) สัญญาณผลต่างของความหนาแน่นของฟลักซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.3 การเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการออกแบบเฉพาะ

วิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT โดยวิธีการใช้คุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน (Fractional Order Linear Variable Differential Transformer, FOLVDT) โดยวิธีการนี้ถูกนำเสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [11] เป็นการวิเคราะห์โมเดลของคุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน มีการวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติต่างๆของฟังก์ชันนี้ไม่ว่าจะเป็นความไว (sensitivity) ความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearity) และระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ (stroke range) โดยอาศัยการพิจารณาพฤติกรรมของเศษส่วน ได้แก่ การพิจารณาเฉพาะการเหนี่ยวนำในตัวเองของขดลวด (self-inductance) การพิจารณาเฉพาะการเหนี่ยวนำซึ่งกันและกันของขดลวด (mutual inductance) และการพิจารณาการเหนี่ยวนำของขดลวดทั้งสองแบบร่วมกัน



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของ LVDT

วงจรสมมูลของ LVDT สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 ใช้ในการหาโมเดลทางคณิตศาสตร์ของ LVDT สามารถวัดค่าแรงดันเอาต์พุตจากแรงที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_m$  โดยเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_o = R_m i_s \quad (2.27)$$

เมื่อ  $R_m$  คือ ค่าความต้านทานของเอาต์พุต

$i_s$  คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ

จากสมการที่ 2.27 สามารถเขียนสมการของคุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วนสำหรับ LVDT ในโดเมนของ  $s$  ได้ดังนี้

$$V_o = \frac{V_p R_m (\Delta m) s^\beta}{L_s L_p s^{2\alpha} + (\Delta m)^2 s^{2\beta} (L_p (R_s + R_m) + L_s R_p) s^\alpha + R_p (R_s + R_m)} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $L_p$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ
$L_s$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ
$\alpha$	คือ	ลำดับเศษส่วนของ $L_p$ และ $L_s$
$M_1$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิชุดที่ 1
$M_2$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิชุดที่ 2
$\beta$	คือ	ลำดับเศษส่วนของ $M_1$ และ $M_2$
$\Delta m$	คือ	ผลต่างระหว่าง $M_1$ และ $M_2$ ( $M_1 - M_2$ )
$R_p$	คือ	ค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิ
$R_s$	คือ	ค่าความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด
$V_p$	คือ	สัญญาณกระตุ้นที่ป้อนให้ขดลวดปฐมภูมิ

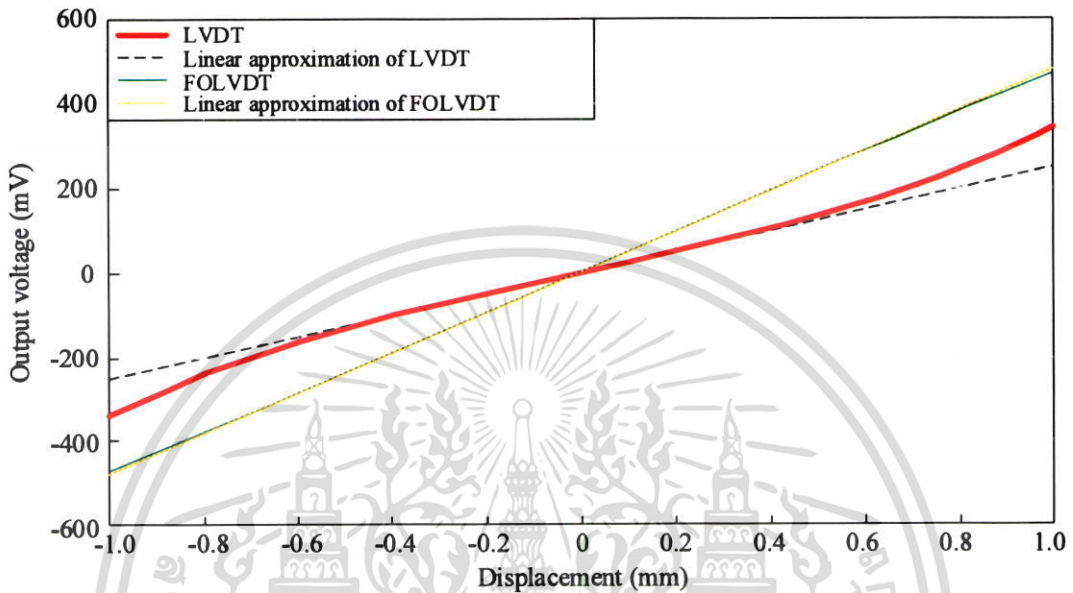
จากสมการที่ 2.28 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตมีความสัมพันธ์โดยตรงกับระยะเวลาการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ เนื่องจากตัวแปรอื่นๆ เป็นค่าคงที่ แต่สำหรับการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยวิธีการนี้ต้องการที่จะออกแบบวงจรสมมูลของ FOLVDT เพื่อให้มีความไวความเป็นเชิงเส้น และให้มีระยะเวลาการเคลื่อนที่ของแกนที่เป็นเชิงเส้นสูงที่สุด โดยจากสมการดังกล่าวได้มีการทดสอบเพื่อหาลำดับเศษส่วนทั้งค่า  $\alpha$  และ  $\beta$  ซึ่งโดยปกติแล้ว LVDT ทั่วไปตามท้องตลาดจะมีค่า  $\alpha = \beta = 1$  โดยการวิเคราะห์หาค่าลำดับเศษส่วนแบ่งออกเป็น 3 กรณี ดังสรุปในตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 สรุปผลการวิเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนแบบลำดับเศษส่วน

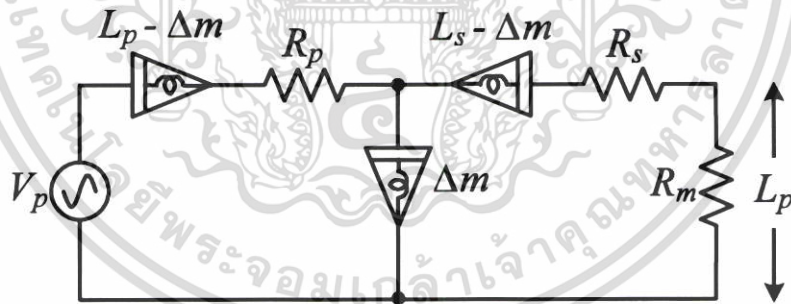
กรณี	การวิเคราะห์	ตัวแปร $\alpha$	ตัวแปร $\beta$	ผลการทดสอบ
1	Self-inductance	0.5-1	1	<ul style="list-style-type: none"> <li>ความไวเพิ่มขึ้น</li> <li>ความเป็นเชิงเส้นลดลง</li> </ul>
2	Mutual inductance	1	0.5-1	<ul style="list-style-type: none"> <li>สามารถเพิ่มความเป็นเชิงเส้น เมื่อมีการลดขนาดของความไว</li> </ul>
3	Both self- and mutual inductance	0.5-1	0.5-1	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>(\alpha = \beta) &gt; 0.8</math> ความไวที่สูงขึ้นจะลดความเป็นเชิงเส้นของ LVDT</li> <li><math>(\alpha = \beta) &lt; 0.8</math> มีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้นด้วยการลดขนาดของความไว</li> </ul>
		$(\alpha = \beta)$		

จากตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าทั้งความไวและความไม่เป็นเชิงเส้นของ FOLVDT นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าลำดับเศษส่วนทั้งค่า  $\alpha$  และ  $\beta$  จากรายงานผลการวิเคราะห์ในเอกสารฉบับนี้แสดงให้เห็นว่า FOLVDT นั้นจะให้ค่าความไวที่สูงกว่า LVDT ทั่วไป อีกทั้งค่าความไวที่ได้มา ยังมีความคงที่ตลอดช่วงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเคลื่อนที่ของแกน อีกอย่างหนึ่งที่ FOLVDT ทำได้ดีกว่า LVDT ทั่วๆไปคือมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีกว่า ดังแสดงในรูปที่ 2.15 เป็นกราฟแสดงระยะการเคลื่อนที่ต่อแรงดันเอาต์พุตระหว่าง LVDT และ FOLVDT ที่มีค่า  $\alpha = 0.8$  และ  $\beta = 0.85$  โดยมีวงจรมูลของ FOLVDT ที่ออกแบบนั้นสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 กราฟแสดงระยะการเคลื่อนที่ต่อแรงดันเอาต์พุตระหว่าง LVDT และ FOLVDT



รูปที่ 2.16 วงจรมูลของ FOLVDT

จากการศึกษาถึงเทคนิคและวิธีการในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ผ่านมาในอดีตนั้น สามารถที่จะแบ่งวิธีการออกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ การปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT ใหม่ และเทคนิคการใช้การปรับแต่งสัญญาณ อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการออกแบบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้การปรับแต่งสัญญาณด้วยการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งนับเป็นเทคนิคที่ไม่เคยมีการนำเสนอมาก่อน ในตารางที่ 2.4 ได้แสดงให้เห็นถึงข้อดีและข้อเสียของวิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางที่ 2.4 ข้อดีและข้อเสียของวิธีการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT แบบต่างๆ

เทคนิควิธีการ	ข้อดี	ข้อเสีย
การปรับแต่งสัญญาณโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ มีความยืดหยุ่นสูงเนื่องจากเป็นลักษณะของการโปรแกรมที่สามารถแก้ไขค่าหรือเงื่อนไขต่างๆได้ง่าย</li> <li>■ สามารถที่จะเรียนรู้และปรับคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นในทุกๆรูปแบบให้กลายเป็นเชิงเส้นได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ</li> <li>■ ไม่จำเป็นต้องทราบค่าของ LVDT เนื่องจากโครงข่ายประสาทเทียมเป็นลักษณะของการสร้างคุณลักษณะถ่ายโอนแบบล่องหน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ความละเอียดของสัญญาณที่ได้ลดลงเนื่องจากต้องมีการแปลงสัญญาณจากแอนะล็อกเป็นดิจิทัล</li> <li>■ ต้องใช้ตัวประมวลผลหรือ CPU ที่มีประสิทธิภาพสูงหากต้องการผลตอบสนองทางเวลาที่ดี แต่ต้องแลกมาด้วยราคาที่สูงขึ้นตามไปด้วย</li> </ul>
การปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT ใหม่และการออกแบบเฉพาะ	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ความละเอียดและผลตอบสนองทางเวลายังคงเดิม</li> <li>■ ไม่มีอุปกรณ์หรือวงจรส่วนอื่นๆมาเกี่ยวข้อง</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ โครงสร้างที่ได้มีขนาดใหญ่ขึ้นทำให้ไม่สะดวกในการติดตั้งในพื้นที่ที่คับแคบ รวมถึงระบบสมองกลฝังตัวต่างๆ</li> <li>■ ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่ได้ไม่สามารถทำได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ</li> <li>■ LVDT ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดไม่สามารถใช้เทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นแบบนี้ได้</li> <li>■ มีการออกแบบเป็นลักษณะเฉพาะ</li> </ul>
การปรับแต่งสัญญาณโดยการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (เทคนิคที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้)	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ความละเอียดและผลตอบสนองทางเวลาที่ดี</li> <li>■ มีราคาถูก</li> <li>■ สร้างได้ง่าย</li> <li>■ สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ ความยืดหยุ่นน้อย เนื่องจากเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องคอยปรับค่าอุปกรณ์ต่างๆ หากนำไปใช้กับ LVDT ตัวอื่นๆ</li> <li>■ ต้องทราบค่าต่างๆของ LVDT เพื่อใช้ในการออกแบบวงจร</li> </ul>

ในปัจจุบันนี้เทคนิคการปรับแต่งสัญญาณโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียมเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลจึงทำให้มีความยืดหยุ่นสูง สามารถที่จะทำให้ LVDT ที่มีคุณลักษณะถ่ายโอนในหลายๆ รูปแบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น ให้สามารถกลายเป็นเชิงเส้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวมาได้ แต่การใช้เทคนิคนี้จะทำให้ผลตอบสนองทางเวลาและความละเอียดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ลดลง เนื่องจากจะต้องมีการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลทำให้ความละเอียดของสัญญาณจากการวัดลดลง ทั้งนี้ผลตอบสนองทางเวลายังขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของตัวประมวลผล (CPU) ซึ่งจะทำให้ราคาสูงขึ้นด้วยหากต้องการตัวประมวลผลที่ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว สำหรับวิธีการปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT เพื่อให้มีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นมากขึ้นนั้น จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของ LVDT ใหม่ให้มีโครงสร้างที่ใหญ่ขึ้นซึ่งจะไม่สะดวกในการนำไปติดตั้งในพื้นที่แคบๆ รวมทั้งการใช้เทคนิคนี้ไม่สามารถนำไปทำได้กับ LVDT ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอถึงเทคนิคที่ใช้ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้เทคนิคการปรับแต่งสัญญาณด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งยังไม่มีมีการนำเสนอถึงเทคนิคแบบนี้มาก่อน โดยการประมวลผลนั้นเป็นการประมวลผลแบบสัญญาณแอนะล็อกที่มีความละเอียดและผลตอบสนองทางเวลาที่ดีที่สุด

## 2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้าง ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการเกี่ยวกับ LVDT พร้อมทั้งได้มีการกล่าวถึงการแปลงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของ LVDT ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยวงจรมอดูเลเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ผ่านวงจรแปลงสัญญาณนี้จะมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ ของการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวมา ดังนั้นในบทนี้จึงได้มีการกล่าวถึงวิธีการต่างๆ เพื่อเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ได้มีการนำมาเสนอมาแล้วในอดีต และทำการเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวิธีการต่างๆ เพื่อนำมาออกแบบวงจรสำหรับเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยการปรับแต่งสัญญาณโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์จำนวน 3 วงจร เพื่อให้มีประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่ไม่ซับซ้อน สามารถสร้างได้ง่ายจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ ดังนั้นจึงทำให้วงจรที่ออกแบบมีราคาถูก นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบนั้นยังมีความละเอียดและมีผลตอบสนองทางเวลาที่ดีด้วย

## บทที่ 3

# วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคที่ใช้ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยการใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก ซึ่งถือว่าเป็นเทคนิคที่ยังไม่มีมาก่อนสำหรับการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT วงจรที่ออกแบบจะมีการสร้างสัญญาณลาดเอียง (ramp signal) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณกระตุ้น (excitation signal) ด้วยการใช้เทคนิคนี้ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีความละเอียดที่สูงมาก สัญญาณกระตุ้นของ LVDT จะถูกใช้ในการสร้างสัญญาณอ้างอิงที่ซิงโครนัสกับสัญญาณลาดเอียง เทคนิคที่นำเสนอในบทนี้สามารถที่จะเพิ่มช่วงปฏิบัติการการทำงานของ LVDT จากช่วงปฏิบัติการที่ใช้งานปกติให้สามารถใช้งานได้ตลอดช่วงปฏิบัติการการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ อีกทั้งวงจรที่ออกแบบไม่มีความซับซ้อนและสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ โดยผลการทดลองยืนยันว่าประสิทธิภาพของวงจรมีผลที่ดีเป็นไปตามที่คาดหวัง และมีผลตอบสนองทางเวลาสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้น

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก และแสดงผลการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

### 3.2 หลักการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1

จากหลักการทำงานของ LVDT ที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 สามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.1 โดยมีขดลวดทุติยภูมิสองชุดต่อแบบอนุกรมในทิศทางตรงกันข้าม หากให้สัญญาณกระตุ้นมีค่าเป็น  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นสามารถแสดงสมการของสัญญาณ  $v_{s1}$  และ  $v_{s2}$  ได้ดังนี้

$$v_{s1} = k_r V_{ex} (l_{null} + l) \sin(\omega t - \phi) \quad (3.1)$$

และ

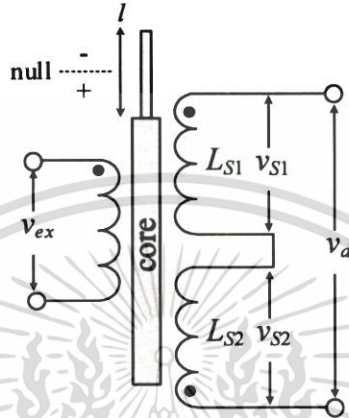
$$v_{s2} = k_r V_{ex} (l_{null} - l) \sin(\omega t - \phi) \quad (3.2)$$

เมื่อ  $v_{s1}$  คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $L_{s1}$

$v_{s2}$  คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $L_{s2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $k_t$  คือ ค่าความไวของ LVDT  
 $V_{ex}$  คือ แอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$   
 $l_{null}$  คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT  
 $l$  คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์  
 $\varphi$  คือ ความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของ LVDT

จากรูปที่ 3.1 นั้น สัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT จะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ซึ่งอยู่ในรูปผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_d = (v_{S2} - v_{S1}) = 2k_t l V_{ex} \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.3)$$

ในสมการที่ (3.3) นั้นเป็นสมการสำหรับสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นซึ่งมีค่าไม่เกิน 15% ของระยะการเคลื่อนที่ของแกนสูงสุด หากจะแสดงสมการสำหรับเอาต์พุตตลอดช่วงปฏิบัติการการเคลื่อนที่ของแกน  $v_{df}$  สามารถแสดงได้ดังนี้

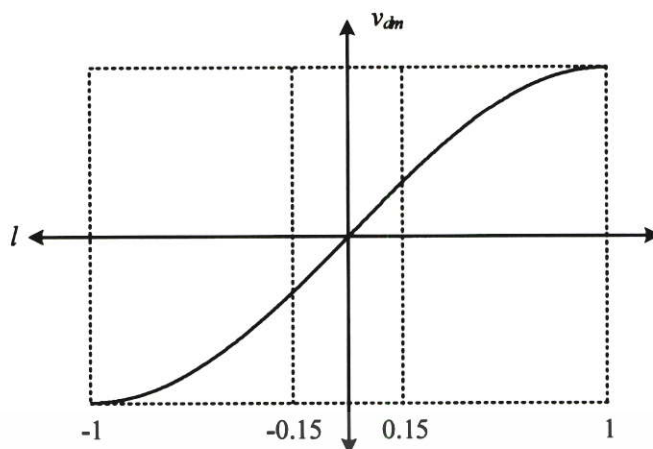
$$v_{df} = k_t V_{ex} l (1 - k_n l^2) \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.4)$$

เมื่อ  $k_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้น

เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุต  $v_{df}$  ในสมการที่ (3.4) มาผ่านวงจรตีมอดูเลเตอร์ตามเทคนิคในเอกสารอ้างอิงที่ [14] จะได้

$$v_{dm} = k_t V_{ex} l (1 - k_n l^2) \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 ช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT

จากสมการที่ (3.5) สามารถเขียนกราฟคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ได้ดังรูปที่ 3.2 เมื่อ  $l = \pm 1$  ส่วน  $k_r$  และ  $k_n$  ถูกตั้งค่าไว้ที่ 1 และ 0.01 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ากราฟของสมการที่ (3.5) นั้นจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์และมีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นไม่เกิน 15%

เทคนิคที่ใช้ในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอในบทนี้สามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.3 โดยอาศัยหลักการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณของระยะการเคลื่อนที่ของแกนกับสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) หรือสัญญาณลาดเอียงที่สร้างมาจากสัญญาณกระตุ้น สังเกตว่าเฟสของสัญญาณกระตุ้นนั้นจะล่าหลังเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเอซีของ LVDT จึงต้องมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณกระตุ้นให้มีเฟสเท่ากับเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเอซีด้วยวงจรเลื่อนเฟสนำหน้า (lead network) สัญญาณที่เฟสเลื่อน  $v_L$  จะถูกแปลงเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม  $v_I$  ด้วยตัวเปรียบเทียบ  $A_2$  และทำให้กลายเป็นสัญญาณฟันเลื่อย  $v_{LV}$  ด้วยวงจรอินทิเกรต และสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ผ่านวงจรติมอดูเลเตอร์  $v_{dm}$  นั้นจะต้องมีการปรับแอมพลิจูดให้มีค่าเท่ากับแอมพลิจูดของสัญญาณฟันเลื่อย  $v_{LV}$  ส่วนตัวเปรียบเทียบ  $A_1$  จะใช้ในการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกน  $v_{dem}$  กับสัญญาณที่ถูกเลื่อนเฟส  $v_L$  โดยสัญญาณเอาต์พุต  $v_C$  ของตัวเปรียบเทียบ  $A_1$  ที่ได้จะมีค่าเป็น

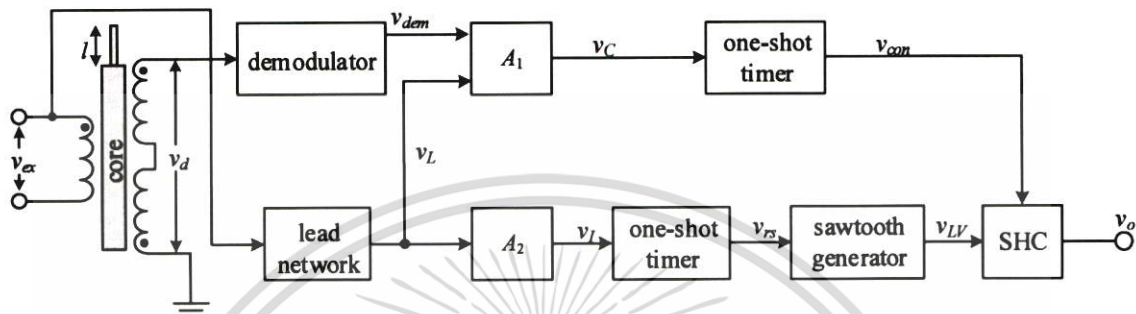
$$v_C = \begin{cases} "1" & \text{for } |v_{dem}| > |v_L| \\ "0" & \text{for } |v_{dem}| \leq |v_L| \end{cases} \quad (3.6)$$

เมื่อ  $v_{dem}$  คือ สัญญาณเอาต์พุต  $v_{dm}$  ที่มีการปรับแอมพลิจูดสูงสุดให้มีค่าเท่ากับสัญญาณฟันเลื่อย  $v_{LV}$  และสัญญาณ  $v_L$

$v_L$  คือ สัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  ที่มีการเลื่อนเฟสให้เท่ากับสัญญาณ  $v_{dem}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ  $v_C$  จะถูกนำไปควบคุมวินซ็อตโทเมอร์ (one-shot timer) เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุม  $v_{con}$  ให้กับวงจรสุ่มและคงค่า (sample and hold circuit, SHC) ซึ่งจะสุ่มและคงค่าจากสัญญาณพื้นเลื้อย  $v_{LY}$  ที่สอดคล้องกับสัญญาณเชิงเส้น การทำงานแบบนี้เรียกว่าการใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก [16]



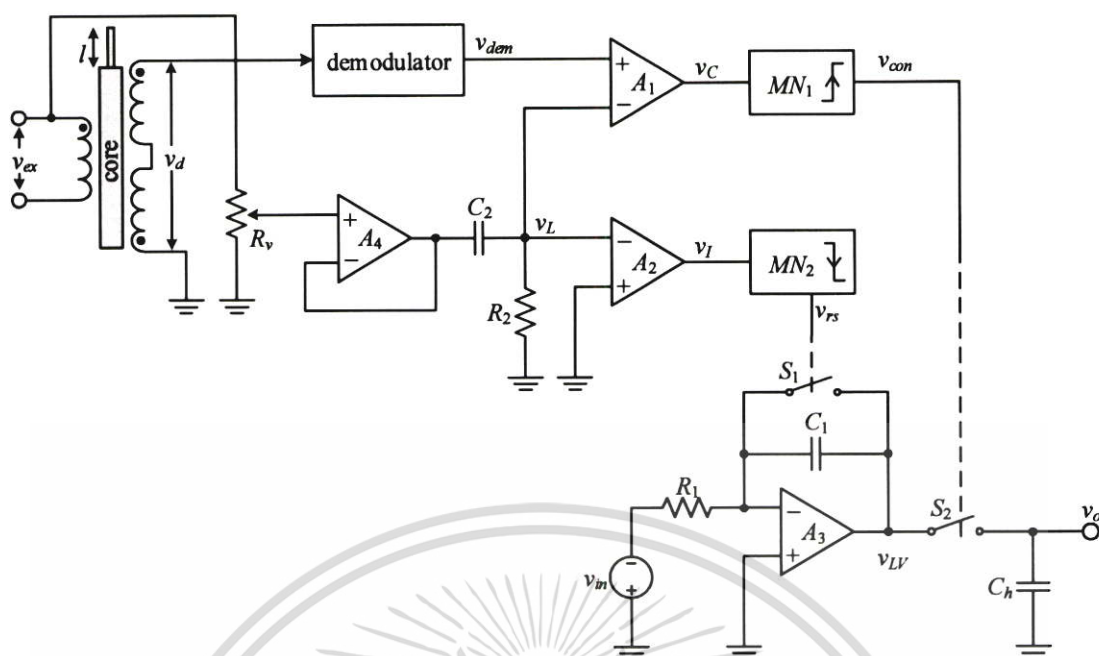
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.3 สามารถสร้างวงจรได้ดังรูปที่ 3.4 และมีลักษณะสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรดังรูปที่ 3.5 การทำงานของวงจรจะเริ่มจากเฟสของสัญญาณกระตุ้นจะถูกเลื่อนด้วยวงจรเลื่อนเฟสหน้าทีสร้างขึ้นมาจากออปแอมป์  $A_4$  ตัวเก็บประจุ  $C_2$  ตัวต้านทาน  $R_2$  และตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_v$  สามารถแสดงเฟสที่เลื่อน  $\theta_L$  และอัตราขยาย  $A_L$  ได้ดังนี้

$$\theta_L = 90^\circ - \tan^{-1}(\omega_{ex} R_2 C_2) \quad (3.7)$$

และ

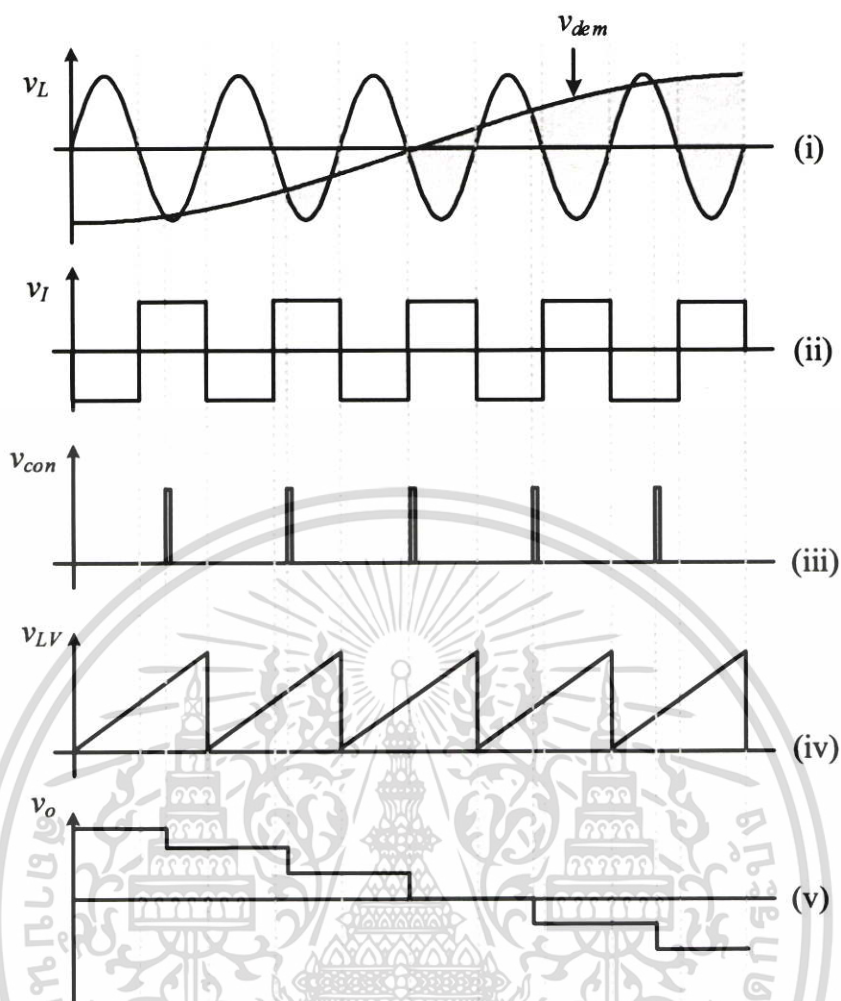
$$A_L = \frac{\omega_{ex} R_2 C_2}{\sqrt{(\omega_{ex} R_2 C_2)^2 + 1}} \quad (3.8)$$



รูปที่ 3.4 วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1

จากรูปที่ 3.5 กราฟ (i) แสดงสัญญาณ  $v_L$  ที่ผ่านวงจรเลื่อนเฟสหน้าและสัญญาณ  $v_{dem}$  เป็นสัญญาณเต็มอคูเลต หรือสัญญาณระยาระการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำที่ผ่านวงจรเต็มอคูเลตเตอร์ ในเอกสารที่ [14] สัญญาณ  $v_L$  และสัญญาณ  $v_{dem}$  จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับตัวเปรียบเทียบ  $A_1$  ได้เป็นสัญญาณ  $v_c$  โดยที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_c$  ถูกนำไปควบคุมวินซ็อตโทเมอร์  $MN_1$  ในการสร้างสัญญาณควบคุม  $v_{con}$  เพื่อใช้สำหรับควบคุมวงจรมุมและคงค่าดังที่แสดงในกราฟ (iii) ส่วนสัญญาณ  $v_L$  จะถูกแปลงเป็นสัญญาณแบบลอจิก  $v_I$  ด้วยตัวเปรียบเทียบ  $A_2$  ดังแสดงในกราฟ (ii) ขอบขาลงของสัญญาณ  $v_I$  นำไปควบคุมวินซ็อตโทเมอร์  $MN_2$  เพื่อใช้สร้างสัญญาณรีเซ็ต  $v_{rs}$  ในการควบคุมแอนะล็อกสวิตช์  $S_1$  สำหรับรีเซ็ตวงจรมุมที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์  $A_3$  ตัวต้านทาน  $R_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  โดยมีอินพุตของวงจรมุมเป็นสัญญาณดิซี  $v_{in}$  ทำให้ได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณฟันเลื่อย  $v_{LV}$  ที่มีจังหวะการทำงานตรงกับสัญญาณ  $v_L$  อีกนัยหนึ่งสัญญาณฟันเลื่อย  $v_{LV}$  จะถูกรีเซ็ตให้เป็นศูนย์เมื่อสัญญาณ  $v_I$  เป็นจังหวะขอบขาลง ข้ามมาที่สัญญาณควบคุม  $v_{con}$  ถูกนำมาใช้ควบคุมแอนะล็อกสวิตช์  $S_2$  ของวงจรมุมและคงค่า โดยจะทำการมุมสัญญาณฟันเลื่อย  $v_{LV}$  เมื่อสัญญาณ  $v_{con}$  เป็นลอจิกสูง "1" และจะคงค่าสัญญาณ  $v_{LV}$  เมื่อสัญญาณ  $v_{con}$  เป็นลอจิกต่ำ "0" ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  จากวงจรมุมและคงค่าที่มีความเป็นเชิงเส้นสัมพันธ์กับระยะการเคลื่อนที่ของแกน LVDT ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ ดังแสดงในกราฟที่ (v) ของรูปที่ 3.5 โดยสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ที่ได้จะมีขนาดที่ตรงข้ามกับระยะการเคลื่อนที่ของแกน  $v_{dem}$  จึงได้มีการเพิ่มส่วนของวงจรถับเฟสให้กับสัญญาณสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  เพื่อให้ได้สัญญาณเป็นไปในทิศทางเดียวกัน นอกจากนี้ยังได้เพิ่มวงจรถับความชันและเยื้องศูนย์ (span and zero circuit) เพื่อให้แรงดันทางซิกบวคและแรงดันทางซิกลบของสัญญาณเอาต์พุตสมมาตรกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 สัญญาณที่จุดต่างๆ วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 1

### 3.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

วงจรที่นำเสนอเพื่อเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ตามรูปที่ 3.4 จะถูกต่อเป็นวงจรจริงเพื่อทดสอบการทำงานและหาประสิทธิภาพการทำงาน โดยวงจรที่ออกแบบนี้สร้างมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ โดยมีอุปกรณ์แอกทิฟและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้แสดงดังตารางที่ 3.1 นอกจากนี้ยังมีการวัดค่าสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT และนำมาต่อกับวงจรที่ออกแบบเพื่อแสดงถึงความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตของวงจร การทดสอบนั้นจะแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

- การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์ขนาด  $1V_p$  ที่ความถี่  $10\text{Hz}$  แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่  $v_{dem}$
- การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยการวัดค่าระยะการเคลื่อนที่ของ LVDT เทียบกับเอาต์พุต  $v_o$  เมื่อผ่านวงจรที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

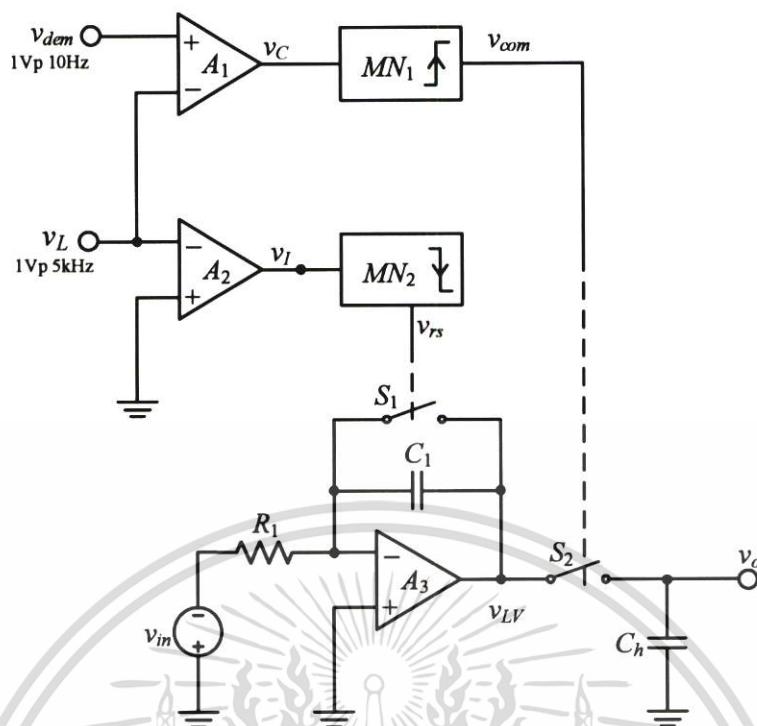
ในการทดสอบการทำงานได้ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันขนาด  $\pm 10V$  ให้กับวงจร และจ่ายแรงดัน  $10V$  เพื่อเป็นสัญญาณอินพุต  $v_{in}$  ให้กับวงจรอินทิเกรต ใช้เซนเซอร์ LVDT จากบริษัท Solartron Metrology รุ่น OP12.5 ซึ่งจากการทดสอบมีระยะการวัดที่เป็นเชิงเส้น  $\pm 12.5mm$  มีความไว  $69mV/mm/V$  ที่ความถี่  $5kHz$  สามารถหาค่าตำแหน่งศูนย์  $I_{null}$  ได้ที่ระยะ  $42.319mm$  โดย การทดสอบนี้ป้อนสัญญาณไซน์เป็นสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  ที่จ่ายให้กับ LVDT มีความถี่  $5kHz$  แอมพลิจูด  $1Vp$  อย่างไรก็ตามระยะเคลื่อนตัวของแกนเหนียวนำสูงสุดของ LVDT ที่ใช้ในการทดสอบครั้งนี้สามารถมีระยะสูงสุดได้ถึง  $\pm 15mm$  และ LVDT ที่ใช้ในการทดลองนี้จะมีการเฟสของสัญญาณ กระตุ้นกับสัญญาณเอาต์พุตทางขดลวดหุติยภูมิต่างกัน  $18^\circ$  ซึ่งรายงานไว้ในเอกสารที่ [14] เพื่อให้ เกิดการชิงโครนัสกันระหว่างสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT และสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  จึงต้องมีการเลื่อน เฟสของสัญญาณกระตุ้นไปเป็นสัญญาณ  $v_L$  ด้วยวงจรเลื่อนเฟสนำหน้า

ตารางที่ 3.1 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ

อุปกรณ์ที่ใช้	เบอร์ไอซี/ค่าพารามิเตอร์
วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ $A_1$ และ $A_2$	LM339
ออปแอมป์ $A_3$ และ $A_4$	LF353
วันช็อคไทม์เมอร์ $MN_1$ และ $MN_2$	CD4528
ค่าเวลาของวันช็อคไทม์เมอร์ $MN_1$ และ $MN_2$	$2\mu s$
แอนะล็อกสวิตช์ $S_1$	CD4066
ตัวต้านทาน $R_1$	$100k\Omega$
ตัวต้านทาน $R_2$	$10k\Omega$
ตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_v$	$10k\Omega$
ตัวเก็บประจุ $C_1, C_2$ และ $C_h$	$0.01\mu F$

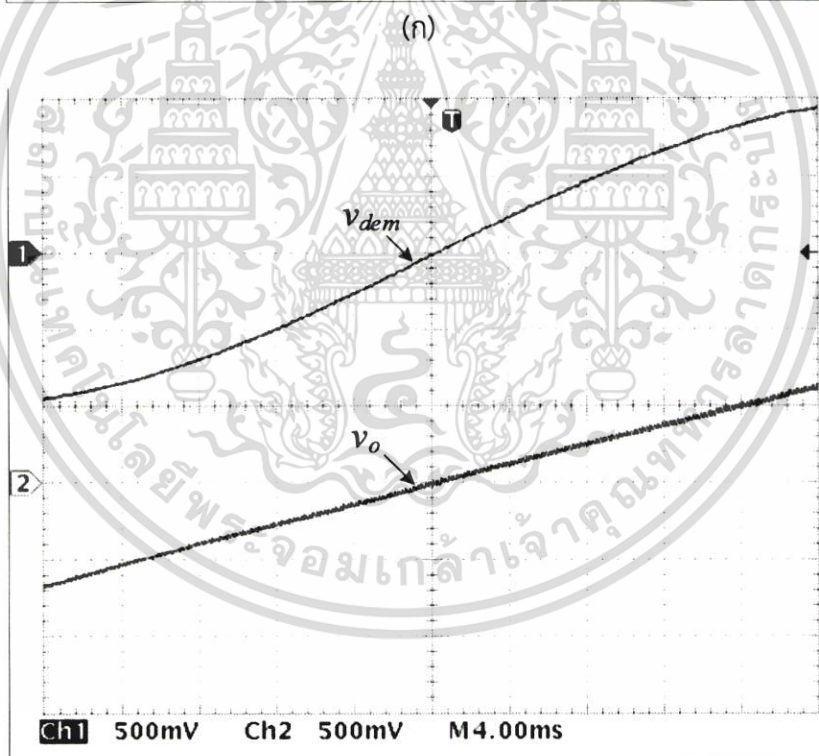
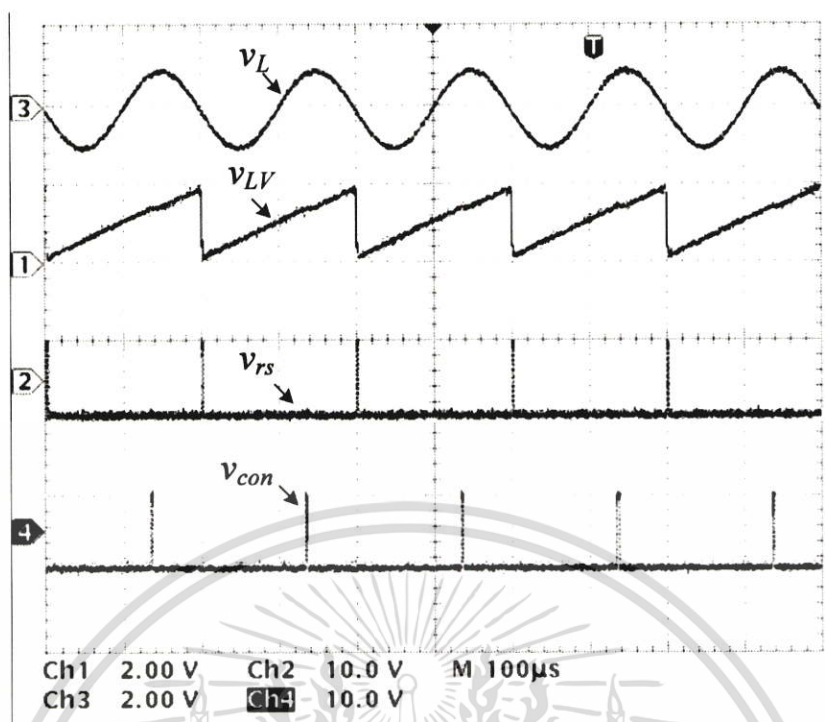
### 3.3.1 การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์แทนระยะการเคลื่อนที่

ในขั้นตอนแรกของการทดสอบประสิทธิภาพและการทำงานของวงจรที่นำเสนอ จะมีการใช้ สัญญาณไซน์ขนาด  $1Vp$  ที่ความถี่  $10Hz$  แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่  $v_{dem}$  ส่วน  $v_{ex}$  ใช้สัญญาณ ไซน์ขนาด  $1Vp$  ที่ความถี่  $5kHz$  ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถปรับปรุงวงจรในรูปที่ 3.4 เพื่อ ทดสอบการทำงานของวงจรเพื่อทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรจำนวน 4 จุดคือ  $v_L$   $v_{LV}$   $v_{rs}$  และ  $v_{com}$  โดยแสดงวงจรที่ปรับปรุงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์ แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่  $v_{dem}$

รูปที่ 3.7(ก) แสดงกราฟสัญญาณในแต่ละจุดของวงจรขณะวงจรทำงานซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณ  $v_L$ ,  $v_{LV}$ ,  $v_{rs}$  และ  $v_{com}$  เรียงจากบนลงล่างตามลำดับ สังเกตว่าสัญญาณที่ได้จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคปนั้นจะเหมือนกันกับสัญญาณในรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.7(ข) จะเป็นสัญญาณเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกน  $v_{dem}$  ที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งเป็นอินพุตให้กับวงจร และสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้น  $v_o$  จากรูปที่ 3.7(ข) ช่วงเวลา  $\pm 20\text{ms}$  ใช้แทนระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนี่ยวนำของ LVDT จะสังเกตได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้จากเดิม 15% หรือเวลาที่  $\pm 3\text{ms}$  ให้เพิ่มเป็นที่ช่วงเวลาประมาณ  $\pm 18\text{ms}$  หรือคิดเป็น 90% ของช่วงปฏิบัติการสูงสุดของ LVDT กล่าวได้ว่าเพิ่มขึ้นถึงหกเท่าของช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิม อย่างไรก็ตามสัญญาณพื้นเรียบ  $v_{LV}$  ที่ได้จากวงจรอินทิเกรตส่งผลโดยตรงกับสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้น  $v_o$  ที่ได้ จึงจำเป็นต้องมีการเลือกค่าตัวต้านทาน  $R_1$  และค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  ให้เหมาะสม เพื่อให้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ให้ได้มากที่สุด นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีผลตอบสนองทางเวลาที่รวดเร็ว คือสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้น กล่าวอีกนัยหนึ่งวงจรที่นำเสนอสามารถตอบสนองในการสร้างสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้นได้ที่เวลาเพียงหนึ่งในสี่ของคาบเวลาของสัญญาณกระตุ้นเท่านั้น



(ข)

รูปที่ 3.7 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ

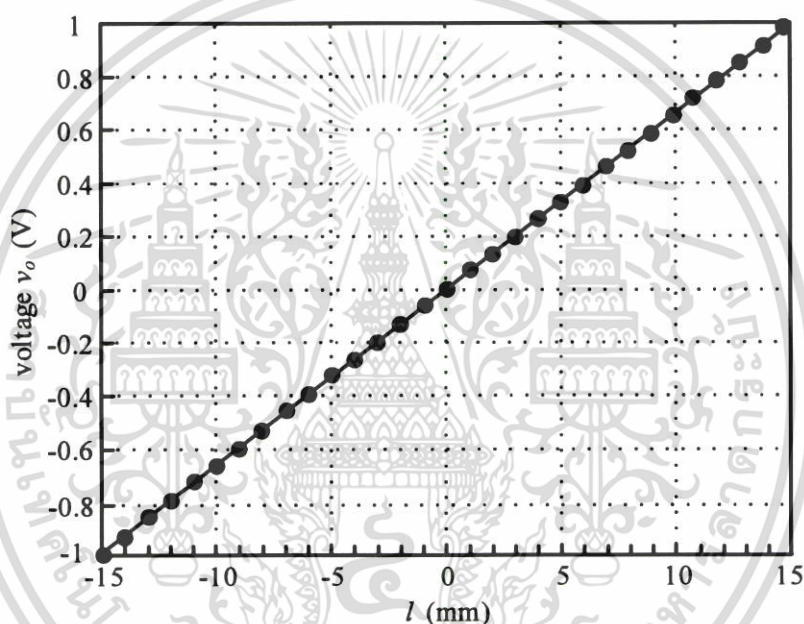
(ก) สัญญาณ  $v_L$   $v_{LV}$   $v_{rs}$  และ  $v_{con}$

(ข) สัญญาณ  $v_{dem}$  และ  $v_o$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยการวัดค่าระยะการเคลื่อนที่ของ LVDT เทียบกับ เอาต์พุต

การทดลองนี้เป็นการวัดสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  จากการต่อใช้งานเซนเซอร์จริงเข้าไปในวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 3.4 โดยใช้ LVDT ซึ่งมีรายละเอียดดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ทำการวัดตลอดช่วงชักของแกนเหนียวนำตั้งแต่ -15mm ถึง 15mm ซึ่งเป็นระยะสูงสุดที่ LVDT ตัวนี้สามารถเคลื่อนที่ได้โดยจะบันทึกค่าในทุกๆ 1mm มีการใช้โวลต์มิเตอร์ที่มีความละเอียดสูงในการวัดสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละระยะ ผลจากการวัดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 จะสังเกตเห็นว่าผลที่ได้มีนัยมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความยาวของระยะการเคลื่อนที่นั่นหมายความว่า วงจรที่นำเสนอสามารถทำให้ LVDT ตัวนี้มีช่วงการใช้งานจากปกติ  $\pm 12.5\text{mm}$  เป็น  $\pm 15\text{mm}$



รูปที่ 3.8 สัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ต่อระยะการวัด  $l$

### 3.4 บทสรุป

ในบทนี้นำเสนอเทคนิคในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยการใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อกที่ได้มาจากตัวกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยที่สร้างจากสัญญาณกระตุ้น จากการยืนยันประสิทธิภาพของวงจรแล้วด้วยการทดลอง เทคนิคนี้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้ถึงหกเท่าของช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิมในการทดสอบการป้อนสัญญาณไซน์แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ และสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ตลอดระยะการเคลื่อนที่ของแกนของ LVDT เชิงพาณิชย์ วงจรที่นำเสนอมีผลตอบสนองทางเวลาเป็นสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้น เป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อน มีราคาต่ำ สามารถสร้างขึ้นได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบยังมีความละเอียดสูงตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2

### 4.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอเทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยอาศัยวงจรปรับแต่งสัญญาณด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก ดังนั้นเทคนิคที่นำเสนอในบทนี้จึงให้ความละเอียดที่สูง ตารางแบบแอนะล็อกนั้นสามารถสร้างได้จากตัวกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งมีความถี่ของสัญญาณเท่ากับสัญญาณกระตุ้น ในขณะที่สัญญาณอ้างอิงนั้นเกิดจากการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณกระตุ้นกับสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT โดยที่สัญญาณอ้างอิงนี้จะทำให้เกิดการชิงโครนระหว่างสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะเป็นเทคนิคที่คล้ายคลึงกับเทคนิคที่ใช้ในบทที่ 3 แต่แตกต่างกันตรงที่ในบทนี้จะตัดวันซ็อดใหม่เมอร์ในส่วนของการสร้างสัญญาณอ้างอิงแบบเชิงเส้นสำหรับวงจรอินทิเกรต หรือวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม ทำให้วงจรในบทนี้มีความเรียบง่ายมากยิ่งขึ้น อย่างไรก็ตามเทคนิคที่นำเสนอในบทนี้ยังสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่ใช้งานปกติของ LVDT ให้สามารถเป็นเชิงเส้นได้ตลอดระยะเวลาการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนียวนำได้เหมือนบทที่ 3 และยังมีผลตอบสนองทางเวลาเท่ากันอีกด้วย คือประมาณสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้น

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 รวมถึงแสดงผลการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรและสัญญาณที่เกิดจากการวัดของ LVDT หลังจากผ่านวงจรที่นำเสนอ ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

### 4.2 หลักการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2

จากหลักการการทำงานของ LVDT ที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เมื่อมีสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  ป้อนเข้าสู่ขดลวดปฐมภูมิของ LVDT และขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขดมีการต่อแบบอนุกรมในทิศทางตรงกันข้าม จะเกิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดทุติยภูมิ  $v_{s1}$  และ  $v_{s2}$  สัญญาณ  $v_d$  จาก LVDT เป็นผลต่างระหว่างสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขด และแปรค่าไปตามระยะ  $l$  ที่แกนเหนียวนำเคลื่อนที่ไปดังสมการ

$$v_d = (v_{s1} - v_{s2}) = 2k_l V_{ex} \sin(\omega t - \phi) \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (4.1) เป็นสมการสำหรับสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ในช่วงใช้งานปกติ คืออยู่ที่ประมาณ 15% ของระยะการเคลื่อนของแกนเหนี่ยวนำสูงสุด หากจะแสดงสมการสำหรับเอาต์พุตตลอดช่วงการเคลื่อนของแกน  $v_{df}$  สามารถแสดงได้ดังนี้

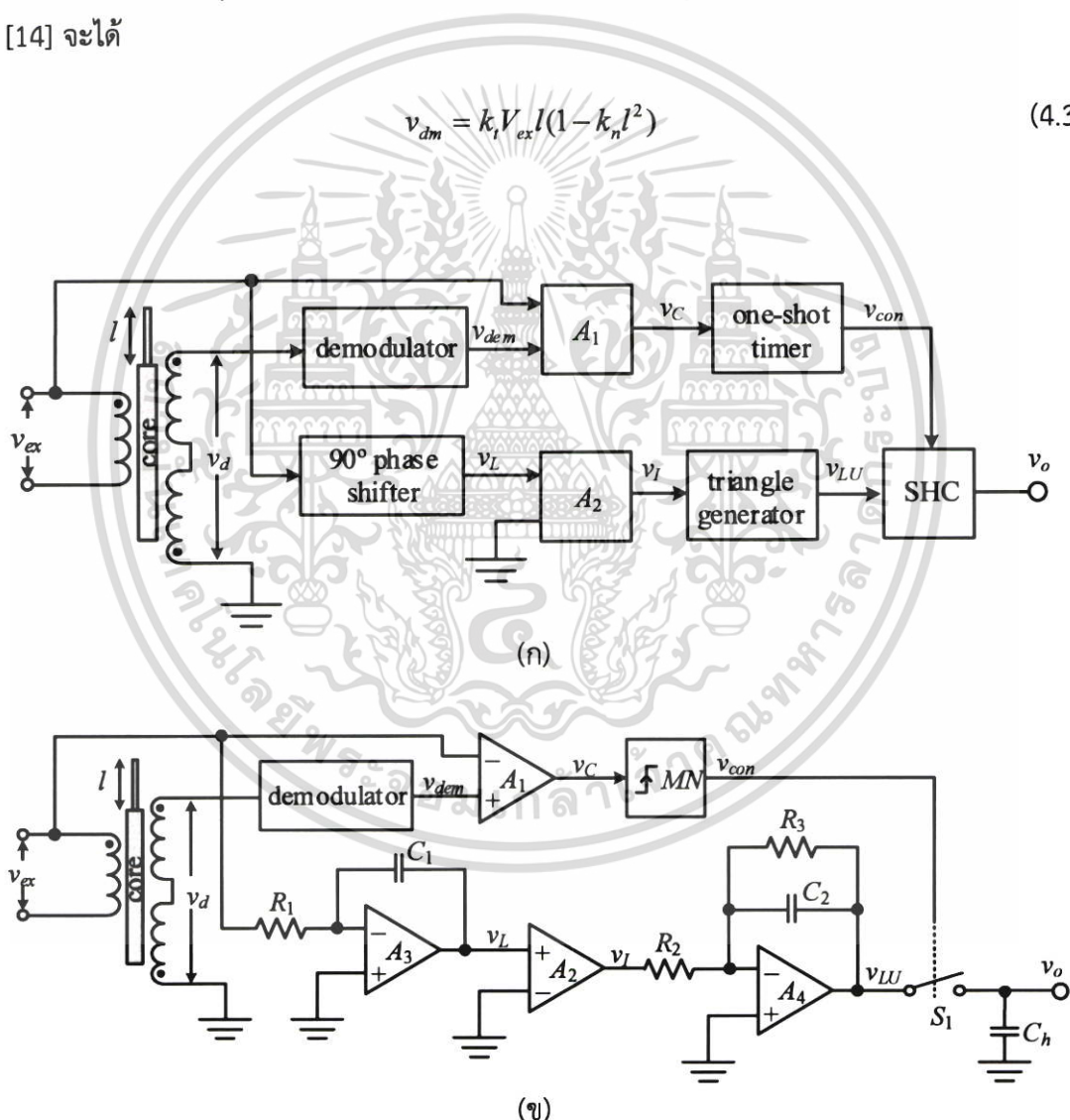
$$v_{df} = k_t V_{ex} l (1 - k_n l^2) \sin(\omega t - \phi) \quad (4.2)$$

เมื่อ  $k_t$  คือ ค่าความไวของ LVDT

$k_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้น

เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุต  $v_{df}$  ในสมการที่ (4.2) มาผ่านวงจรตีมอดูเลเตอร์ตามเทคนิคในเอกสารอ้างอิงที่ [14] จะได้

$$v_{dm} = k_t V_{ex} l (1 - k_n l^2) \quad (4.3)$$



รูปที่ 4.1 การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2

(ก) บล็อกไดอะแกรม

(ข) วงจร

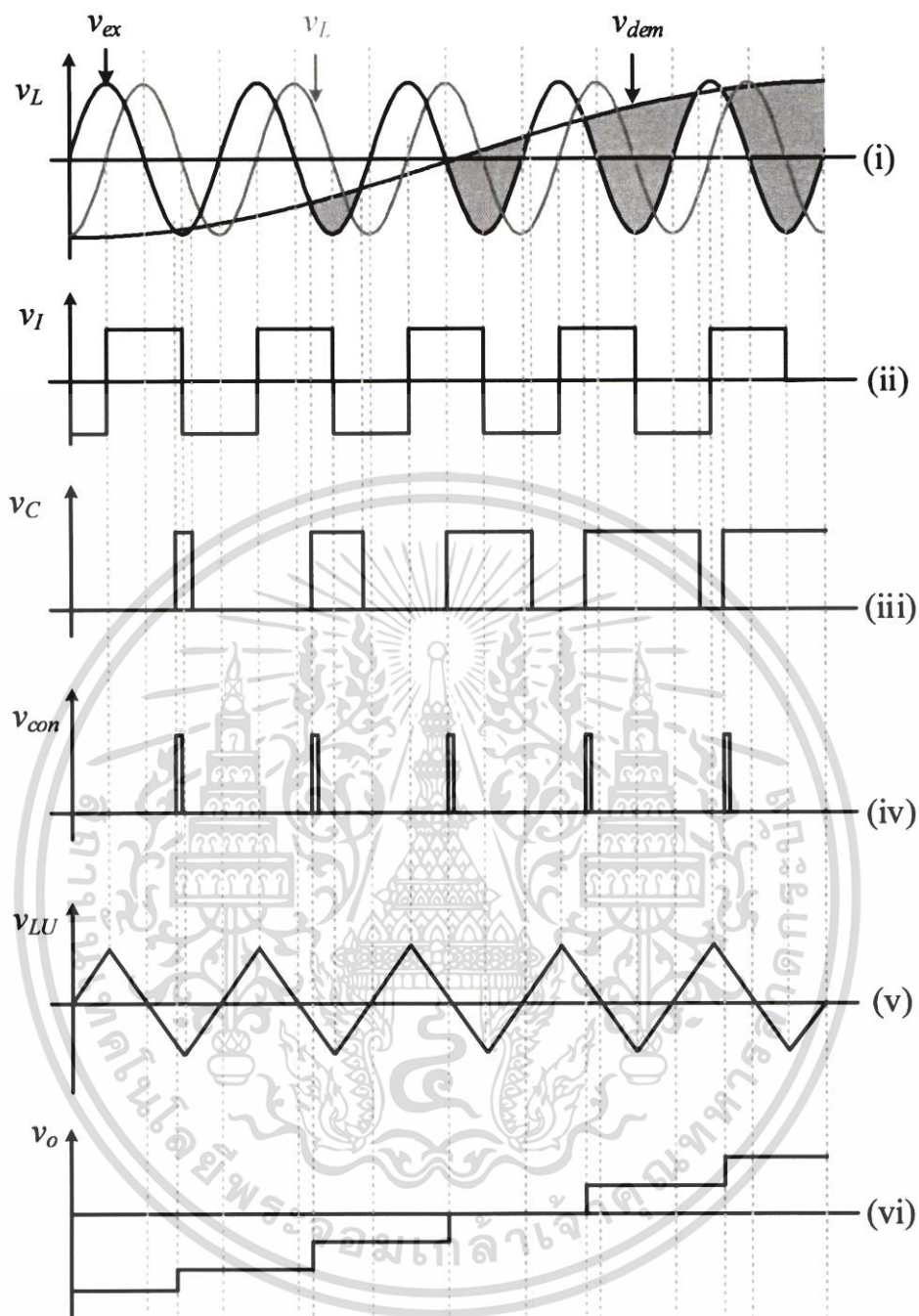
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรมีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อกแบบที่ 2 ที่นำเสนอในบทนี้แสดงบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.1(ก) ในขณะที่วงจรถูกทํางานแสดงได้ดังรูปที่ 4.1(ข) การทํางานของวงจรมีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอในบทนี้จะเริ่มต้นจากสัญญาณกระตุ้นจะถูกเลื่อนเฟส  $90^\circ$  ด้วยวงจรถ่ายเฟส ซึ่งประกอบไปด้วยตัวต้านทาน  $R_1$  ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และออปแอมป์  $A_3$  รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรมีรูปที่ 4.1(ข) จากรูปที่ 4.2 กราฟ (i) แสดงให้เห็นถึงสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  และสัญญาณที่ถูกเลื่อนเฟส  $v_L$  ซึ่งมีเฟสต่างกัันกับสัญญาณกระตุ้นอยู่ที่  $90^\circ$  โดยสัญญาณ  $v_L$  นี้สามารถนำไปสร้างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม  $v_I$  ด้วยตัวเปรียบเทียบ  $A_2$  โดยผลลัพธ์ที่ได้แสดงในกราฟ (ii) หลังจากได้สัญญาณสี่เหลี่ยมแล้วจะนำไปเป็นอินพุตให้กับวงจรมอดูเลเตอร์ที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_4$  ตัวต้านทาน  $R_2$  และ  $R_3$  และตัวเก็บประจุ  $C_2$  ทำให้ได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม  $v_{LU}$  ดังแสดงในกราฟ (v) ซึ่งสัญญาณสามเหลี่ยม  $v_{LU}$  ถูกป้อนเป็นอินพุตให้แก่วงจรมุมและคงค่า (SHC) ที่สร้างขึ้นมาจากแอนะล็อกสวิตช์  $S_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_h$  ตัวแอนะล็อกสวิตช์  $S_1$  จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุม  $v_{con}$  แสดงในกราฟที่ (iv) ซึ่งสร้างขึ้นจากการนำสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  และสัญญาณ  $v_{dem}$  ซึ่งเป็นสัญญาณระยะการเคลื่อนของแกนเหนี่ยวนำของ LVDT ที่ผ่านวงจรมอดูเลเตอร์  $v_{dm}$  และทำการปรับแอมพลิจูดให้มีค่าเท่ากับสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  ด้วยตัวเปรียบเทียบ  $A_1$  ได้เป็นสัญญาณ  $v_C$  แสดงดังกราฟ (iii) และมีสมการเป็น

$$v_C = \begin{cases} "1" & \text{for } |v_{dem}| > |v_L| \\ "0" & \text{for } |v_{dem}| \leq |v_L| \end{cases} \quad (4.4)$$

เมื่อ  $v_{dem}$  คือ สัญญาณเอาต์พุต  $v_{dm}$  ที่มีการปรับแอมพลิจูดให้มีค่าเท่ากับสัญญาณกระตุ้น  
 $v_L$  คือ สัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  ที่มีการเลื่อนเฟส  $90^\circ$

ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $v_C$  ถูกนำไปควบคุมวินซ็อตใหม่เมอร์ทำให้ได้เป็นสัญญาณควบคุม  $v_{con}$  โดยเมื่อสัญญาณควบคุม  $v_{con}$  เป็นลอจิกสูง "1" วงจรมุมและคงค่าจะทำการมุมสัญญาณ  $v_{LU}$  และจะทำการคงค่าสัญญาณ  $v_{LU}$  ก่อนหน้าเมื่อสัญญาณควบคุม  $v_{con}$  เป็นลอจิกต่ำ "0" จากข้างต้นจะเห็นว่าอินพุตสำหรับวงจรมุมและคงค่านั้นเป็นสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นรูปสามเหลี่ยม ในขณะที่สัญญาณที่ควบคุมแอนะล็อกสวิตช์เพื่อใช้ในการมุมสัญญาณนั้นมาจากสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ของวงจรมุมและคงค่าที่ได้จึงมีความเป็นเชิงเส้นและสัมพันธ์กับตำแหน่งของแกนเหนี่ยวนำ และทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำดังแสดงในกราฟ (vi) การทํางานในลักษณะนี้เรียกว่าตารางค้นหาแบบแอนะล็อก อย่างไรก็ตามสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้น  $v_o$  ที่ได้นั้นถูกปรับด้วยวงจรมุมและคงค่าเรียบร้อยแล้ว เพื่อให้แรงดันทางซีกบวกและแรงดันทางซีกลบของสัญญาณเอาต์พุตสมมาตรกัน



รูปที่ 4.2 สัญญาณที่จุดต่างๆจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2

### 4.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 นั้นจะมีการต่อวงจรในรูปที่ 4.1(ข) วงจรที่ออกแบบนั้นจะสร้างมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ โดยมีอุปกรณ์แอกทีฟและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้แสดงดังตารางที่ 4.1 นอกจากนี้ยังมีการวัดค่าสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT และนำมาต่อกับวงจรที่ ออกแบบเพื่อแสดงถึงความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุตของวงจร การทดสอบแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

- การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์ขนาด  $1V_p$  ที่ความถี่  $10\text{Hz}$  แทน สัญญาณระยะการเคลื่อนที่  $v_{dem}$
- การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยการวัดค่าระยะการเคลื่อนที่แกนเหนียวนำของ LVDT เทียบ กับเอาต์พุต  $v_o$  เมื่อผ่านวงจรที่นำเสนอ

ในการทดสอบการทำงานได้ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันขนาด  $\pm 10V$  ให้กับวงจร ใช้เซนเซอร์ LVDT จากบริษัท Solartron Metrology รุ่น S015.0 ซึ่งจากการทดสอบมีระยะการวัดที่เป็นเชิงเส้น อยู่ที่  $\pm 15\text{mm}$  อย่างไรก็ตาม LVDT รุ่นนี้มีช่วงชักของแกนเหนียวนำสูงสุดอยู่ที่  $\pm 22\text{mm}$  ซึ่งการใช้ LVDT รุ่นนี้ในการทดสอบจะทำให้เห็นสมรรถนะของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่ นำเสนอได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น เนื่องจากมีช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นก่อนและหลังการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิง เส้นที่แตกต่างกันมาก LVDT รุ่นนี้มีความไว  $59\text{mV/mm/V}$  ที่ความถี่  $5\text{kHz}$  โดยการทดสอบนี้ป้อน สัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  ที่จ่ายให้กับ LVDT มีความถี่  $5\text{kHz}$  แอมพลิจูด  $1V_p$  และ LVDT ที่ใช้ในการ ทดลองนี้สัญญาณกระตุ้นกับสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT มีเฟสต่างกัน  $18^\circ$  วงจรที่นำเสนอในบทนี้ เพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิมจาก  $\pm 15\text{mm}$  ไปเป็น  $\pm 22\text{mm}$

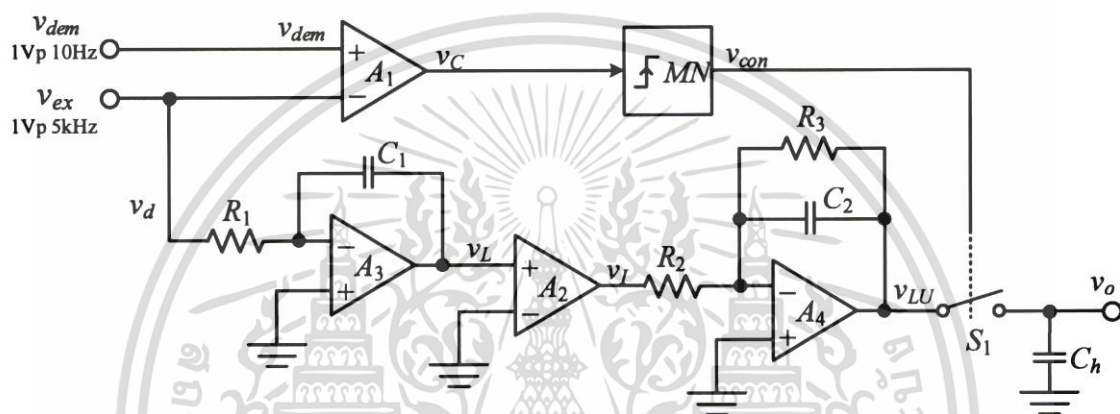
ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้น ที่นำเสนอ

อุปกรณ์ที่ใช้	เบอร์ไอซี/ค่าพารามิเตอร์
วงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณ $A_1$ และ $A_2$	LM339
ออปแอมป์ $A_3$ และ $A_4$	LF353
วันช็อตไทม์เมอร์ $MN$	CD4528
ค่าเวลาของวันช็อตไทม์เมอร์ $MN$	$2\mu\text{s}$
แอนะล็อกสวิตช์ $S_1$	CD4066
ตัวต้านทาน $R_1, R_2$	$10\text{k}\Omega$
ตัวต้านทาน $R_3$	$20\text{k}\Omega$
ตัวเก็บประจุ $C_1$	$1\text{nF}$
ตัวเก็บประจุ $C_2$	$47\text{nF}$
ตัวเก็บประจุ $C_n$	$0.01\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.1 การทดสอบการทำงานของวงจรโดยการป้อนสัญญาณไซน์แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ

ในขั้นตอนแรกของการทดสอบประสิทธิภาพและการทำงานของวงจรถิ่นำเสนอ จะมีการใช้สัญญาณไซน์ขนาด 1Vp ที่ความถี่ 10Hz แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่  $v_{dem}$  ส่วนสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  จะใช้สัญญาณไซน์ขนาด 1Vp ที่ความถี่ 5kHz ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถปรับปรุงวงจรที่ 4.1(ข) เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรโดยไม่ต้องใช้ LVDT จริงเพื่อทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรจำนวนสี่จุดคือ  $v_L$   $v_{LU}$   $v_I$  และ  $v_{con}$  ในขณะที่วงจรถิ่นำเสนอทำงาน โดยวงจรถิ่นำเสนอปรับปรุงเพื่อใช้ในการทดสอบครั้งนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3

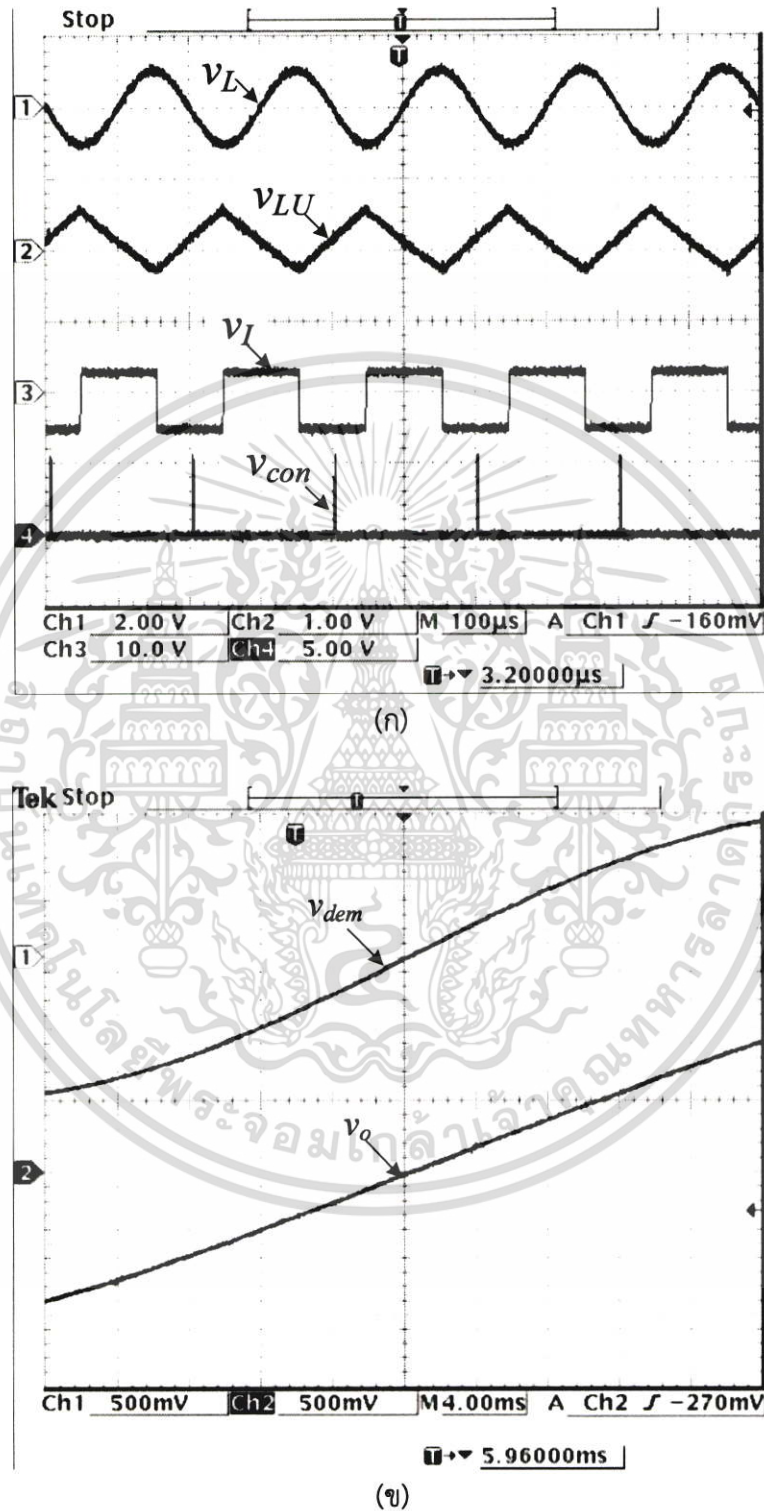


รูปที่ 4.3 วงจรสำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรถิ่นำเสนอโดยการป้อนสัญญาณไซน์แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ

ในขณะที่วงจรถิ่นำเสนอจะมีสัญญาณที่จุดต่างๆ ที่สามารถวัดได้ด้วยออสซิลโลสโคปแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 (ก) ประกอบไปด้วยสัญญาณจากการวัดสี่จุดคือ  $v_L$   $v_{LU}$   $v_I$  และ  $v_{con}$  เรียงจากบนลงล่างตามลำดับ ในขณะที่รูป 4.4(ข) เป็นสัญญาณเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำที่ไม่เป็นเชิงเส้น  $v_{dem}$  ตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำซึ่งเป็นอินพุตให้กับวงจรถิ่นำเสนอ เมื่อผ่านวงจรถิ่นำเสนอเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอลงแล้วจะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณแบบเชิงเส้น  $v_o$  จากรูปที่ 4.4 จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้จากการวัดนั้นเมื่อนำไปเปรียบเทียบสัญญาณจากการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.2 นั้นจะมีลักษณะที่เหมือนกัน และจากกราฟในรูปที่ 4.4(ข) ช่วงเวลา  $\pm 20\text{ms}$  ใช้แทนระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนเหนี่ยวนำของ LVDT จะสังเกตได้ว่าวงจรถิ่นำเสนอนั้นสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้จากเดิม 15% หรือเวลาที่  $\pm 3\text{ms}$  ให้เพิ่มเป็นเวลาที่ประมาณ  $\pm 18\text{ms}$  หรือคิดเป็น 90% ของช่วงปฏิบัติการสูงสุดของ LVDT กล่าวได้ว่าเพิ่มขึ้นถึงหกเท่าของช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิม อย่างไรก็ตามสัญญาณสามเหลี่ยม  $v_{LU}$  ที่ได้จากวงจรถิ่นำเสนอส่งผลโดยตรงกับสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้น  $v_o$  ที่ได้ จึงจำเป็นต้องมีการเลือกค่าตัวต้านทาน  $R_2$  ค่าตัวต้านทาน  $R_3$  และค่าตัวเก็บประจุ  $C_2$  ให้เหมาะสม เพื่อให้สามารถเพิ่มช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ให้ได้มากที่สุด นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีผลตอบสนองทางเวลาที่รวดเร็ว คือสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้นเช่นเดียวกับบทที่ 3



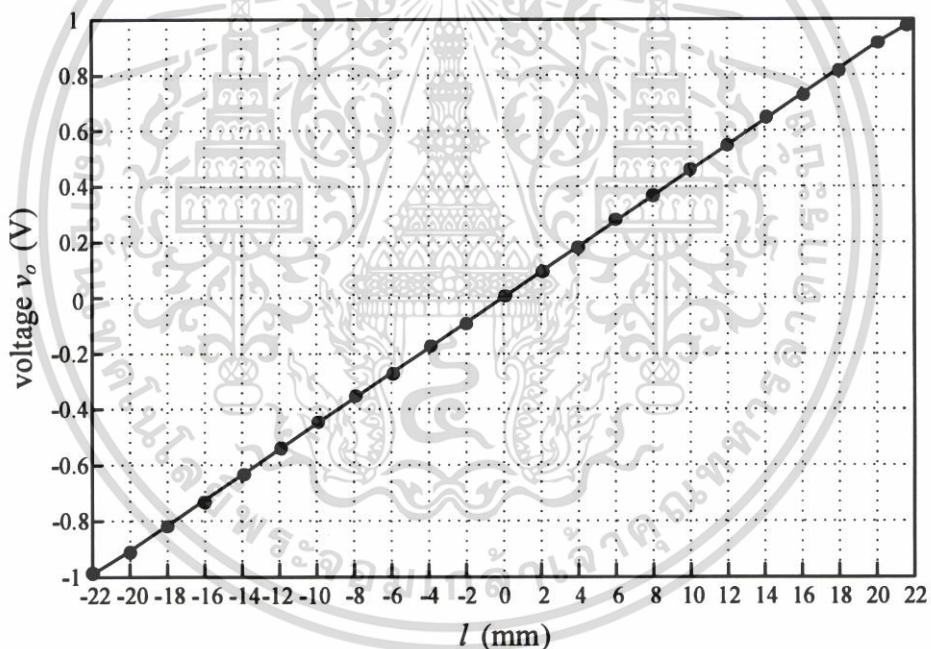
รูปที่ 4.4 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ

(ก) สัญญาณ  $v_L$   $v_{LU}$   $v_I$  และ  $v_{con}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง (ข) สัญญาณ  $v_{dem}$  และ  $v_o$  การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.2 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นโดยการวัดค่าระยะการเคลื่อนที่แกนเหนียวนำของ LVDT เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต

การทดลองนี้เป็นการวัดสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 จากการต่อใช้งานเซนเซอร์ LVDT จริงดังวงจรในรูปที่ 4.1(ข) โดยวัดเทียบกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ ซึ่งมีคุณสมบัติของ LVDT ที่ใช้และอุปกรณ์ต่างๆ ตามข้างต้นที่กล่าวมาแล้ว การวัดจะเป็นการวัดตลอดทั้งแกนตั้งแต่ช่วง  $-22\text{mm}$  ถึง  $22\text{mm}$  ซึ่งเป็นระยะสูงสุดที่ LVDT ตัวนี้สามารถเคลื่อนที่ได้ โดยจะบันทึกค่าในทุกๆ  $2\text{mm}$  มีการใช้โวลต์มิเตอร์ที่มีความละเอียดสูงในการวัดสัญญาณเอาต์พุตในแต่ละระยะ ผลจากการวัดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 จะสังเกตเห็นว่าผลที่ได้นั้นมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความยาวของระยะการเคลื่อนที่นั้นหมายความว่า วงจรที่นำเสนอ นั้นสามารถทำให้ LVDT ตัวนี้มีช่วงการใช้งานจากปกติ  $\pm 15\text{mm}$  เป็นประมาณ  $\pm 22\text{mm}$  นั่นเอง



รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ต่อระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ  $l$

#### 4.4 บทสรุป

ในบทนี้นำเสนอเทคนิคในการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก แบบที่ 2 เป็นเทคนิคการใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อกเหมือนกันกับบทที่ 3 แต่แตกต่างกันตรงที่สัญญาณอ้างอิงจะอยู่ในรูปของสัญญาณสามเหลี่ยม ส่วนบทที่ 3 นั้นสัญญาณอ้างอิงจะอยู่ในรูปสัญญาณฟันเลื่อย ทำให้วงจรที่นำเสนอในบทที่ 4 นี้มีความเรียบง่ายมากกว่าเนื่องจากมีการตัดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรวันซ็อดท์ไทม์เมอร์ชุดหนึ่งออกไป จากการยืนยันประสิทธิภาพของวงจรแล้วด้วยการทดลอง เทคนิคนี้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้ถึงหกเท่าของช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิมในการทดสอบการป้อนสัญญาณไซน์แทนสัญญาณระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ และสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ตลอดระยะการเคลื่อนที่ของแกนของ LVDT เชิงพาณิชย์ วงจรที่นำเสนอนี้มีผลตอบสนองทางเวลาเป็นสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้น เป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อน มีราคาต่ำ สามารถสร้างขึ้นได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบยังมีความละเอียดสูงตลอดช่วงการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# วงจรมีเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน

### 5.1 บทนำ

จากที่ทราบแล้วว่าช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT จะมีความเป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบๆ บนกราฟคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT จึงทำให้มีหลายงานวิจัยได้ศึกษาและพัฒนาเพื่อเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT อย่างต่อเนื่อง จากบทที่ 3 และบทที่ 4 ที่กล่าวมาเกี่ยวกับการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อกนั้นจะมีผลตอบสนองทางเวลาอยู่ที่สี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้น รวมถึงความละเอียดของสัญญาณเอาต์พุตเชิงเส้นที่ได้นั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่จากวงจรวันซ็อดโทมเมอร์ที่คอยควบคุมวงจรมุมและคงค่า ดังนั้นในบทนี้ได้นำเสนออีกหนึ่งเทคนิคโดยไม่มีการใช้วันซ็อดโทมเมอร์และวงจรมุมและคงค่า นั่นคือเทคนิคการสร้างวงจรมุมโดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT (LVDT inverse transfer characteristic) โดยในการสร้างคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT ใช้อนุกรมอันดับที่สาม (third order series) ที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ โดยเทคนิคที่นำเสนอคืออาศัยโครงสร้างของออปแอมป์แบบวงปิดเพื่อใช้หาคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT เทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอในบทนี้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT เพิ่มขึ้นได้มากกว่าเจ็ดเท่าของช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นแบบเดิม และมีความผิดพลาดที่ต่ำมากคือ 0.068% นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอในบทนี้ยังเป็นวงจรมุมที่มีโครงสร้างเรียบง่าย ไม่ซับซ้อนและมีราคาถูกอีกด้วย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรมุม เพื่อหาประสิทธิภาพของวงจรมุม และทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรมุมด้วยการต่อวงจรมุมจริง ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

### 5.2 หลักการทำงานของวงจรมุมเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน

จากหลักการทำงานของ LVDT ที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 จะทราบว่าโครงสร้างของ LVDT ประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิที่ถูวางตรงกึ่งกลางระหว่างขดลวดทุติยภูมิสองชุด เมื่อแกนเหนียวนำเคลื่อนที่ และป้อนสัญญาณกระตุ้นมีค่าเป็น  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  ให้กับขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นสัญญาณที่ขดลวดทุติยภูมิ  $v_{s1}$  และ  $v_{s2}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$v_{S1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (2l_2 + b)}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o / r_c)} l_1^2 \quad (5.1ก)$$

และ

$$v_{S2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (2l_1 + b)}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o / r_c)} l_2^2 \quad (5.1ข)$$

เนื่องจากขดลวดทุติยภูมิมีการต่อในทิศทางตรงกันข้ามเพื่อให้ได้ผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด และในทางปฏิบัตินั้นช่องว่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ( $d$ ) จะต้องมีขนาดเล็กกว่าความยาวของขดลวดปฐมภูมิ ( $b$ ) หรือ  $b \gg d$  ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด [ภาคผนวก ก2] สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$v_d = (v_{S1} - v_{S2}) = k_t l (1 - k_n l^2) \quad (5.2)$$

เมื่อ  $k_t$  คือ ค่าความไวของ LVDT

$k_n$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT

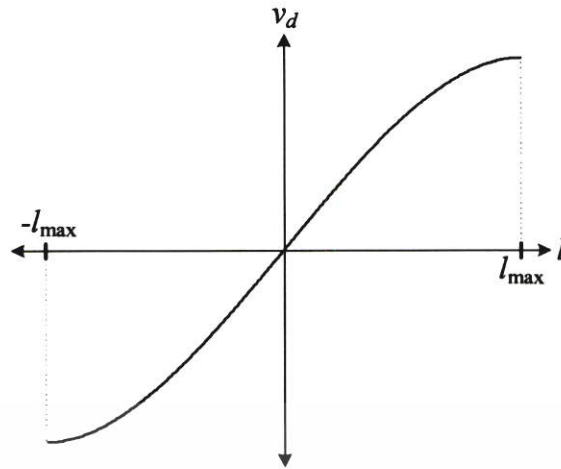
เมื่อสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT ได้ถูกตีמודูเลตผ่านวงจรมอดูเลเตอร์แบบซิงโครนัสตามเทคนิคในงานวิจัยที่ [14] เพื่อแยกจุดยอดของแอมพลิจูด (peak amplitude) ของสัญญาณ  $v_d$  ซึ่งพฤติกรรมของ LVDT ในสมการที่ (5.2) สามารถแสดงได้ในรูปที่ 5.1 ถ้าระยะ  $l$  ของแกนเคลื่อนที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงแคบ ๆ สัญญาณ  $v_d$  จะแปรผันอย่างเป็นเชิงเส้นตามระยะ  $l$  ของแกนเคลื่อนที่ โดยสามารถเขียนแสดงสมการได้คือ

$$v_d = k_t l \quad (5.3)$$

โดยช่วงที่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณ  $v_d$  ในสมการที่ (5.3) ได้ถูกจำกัดให้อยู่ในระยะเวลาการเคลื่อนที่ของแกนที่มีความเป็นเชิงเส้น  $l_l$  คือ

$$l_l = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_l}{k_n}} \quad (5.4)$$

เมื่อ  $\varepsilon_l$  คือ ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ที่ยอมรับได้สำหรับสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT ที่ค่าสุดท้ายของระยะเวลาการเคลื่อนที่ของแกนที่มีความเป็นเชิงเส้น  $l_l$



รูปที่ 5.1 คุณสมบัติถ่ายโอนของ LVDT

เทคนิคในการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน ที่นำเสนอในบทนี้ได้อาศัยหลักการของ วงจรขยายกลับขั้วสัญญาณ (inverting amplifier) โดยใช้โอปแอมป์ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งจากรูป สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ ในรูปที่ 5.2(ก) บล็อกของฟังก์ชัน  $f(\cdot)$  เป็นคุณลักษณะถ่ายโอน ของ LVDT นอกจากนี้กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  สามารถหาได้จาก  $v_{in}/R_{d1}$  และ  $v_f/R_{d2}$  ตามลำดับ และ แรงดัน  $v_f$  จะเป็นฟังก์ชันของแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  สามารถหาได้จากผลรวม ของสัญญาณกระแสที่โหนด  $A$  ซึ่งแสดงได้คือ

$$\frac{v_{in}}{R_{d1}} = -\frac{f(v_o)}{R_{d2}} \quad (5.5)$$

จากสมการที่ (5.5) หากใช้เงื่อนไข  $R_{d1} = R_{d2}$  ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  สามารถหาได้เป็น

$$v_o = -f^{-1}(v_{in}) \quad (5.6)$$

จากสมการจะสังเกตเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  เป็นฟังก์ชันผกผันของคุณลักษณะถ่ายโอนอินพุต  $v_{in}$  ดังนั้นในการสร้างคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT ตามหลักการของโครงสร้างในรูปที่ 5.2(ก) สามารถทำได้โดยการแทนที่บล็อกของฟังก์ชัน  $f(\cdot)$  ด้วยบล็อกของวงจรที่สร้างขึ้นสำหรับสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT โดยคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ในสมการที่ (5.2) สามารถสังเคราะห์ได้อย่างง่ายโดยใช้ตัวคูณแบบแอนะล็อก (analog multiplier) ดังแสดงในรูปที่ 5.2(ข) ซึ่งจากรูปได้สัญญาณเอาต์พุต  $v_n$  ดังนี้

$$v_n = k_1(1 - k_2 v_1^2) v_1 \quad (5.7)$$

เมื่อ  $k_1$  คือ สัมประสิทธิ์ที่ถูกตั้งให้สอดคล้องกับค่าความไว  $k_f$  ของ LVDT

$k_2$  คือ สัมประสิทธิ์ที่ถูกตั้งให้สอดคล้องกับค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้น  $k_n$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

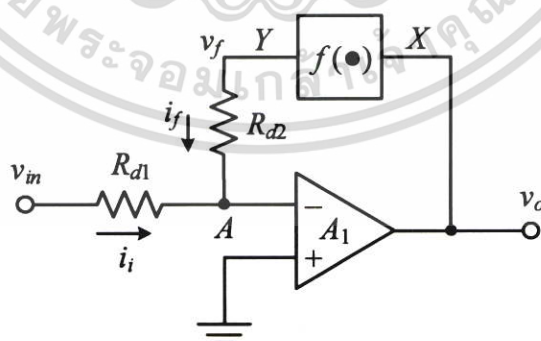
บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2(ข) สามารถสร้างเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 5.2(ค) โดยที่ออปแอมป์  $A_3$  และตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_n$  ถูกนำมาใช้สำหรับชดเชยอัตราขยายและการปรับค่าสัมประสิทธิ์  $k_2$  ของสมการที่ (5.7) เมื่อผลต่างของสัญญาณ  $v_1$  และสัญญาณอันดับที่สาม  $v_3$  ได้มาจากวงจรขยายผลต่าง (difference amplifier) ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์  $A_2$  ตัวต้านทาน  $R_{m1}$ - $R_{m4}$  และตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_v$  โดยที่ค่าความต้านทานของตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_v$  จะถูกกำหนดให้ น้อยกว่าความต้านทาน  $R_{m2}$  มาก ๆ นอกจากนี้ค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้น  $k_n$  สามารถ กำหนดได้จากแอมพลิจูดสูงสุดของคุณลักษณะถ่ายโอนที่วัดได้ของ LVDT ดังนั้นจากสมการที่ (5.2) ค่าสัมประสิทธิ์  $k_n$  สามารถแสดงได้คือ

$$k_n = \frac{k_t l_p - v_{dp}}{k_t l_p^3} \quad (5.8)$$

เมื่อ  $v_{dp}$  คือ แอมพลิจูดสูงสุดของคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT

$l_p$  คือ ตำแหน่งของระยะการเคลื่อนที่ของแกนสูงสุดเพื่อให้ได้แอมพลิจูดสูงสุด  $v_{dp}$

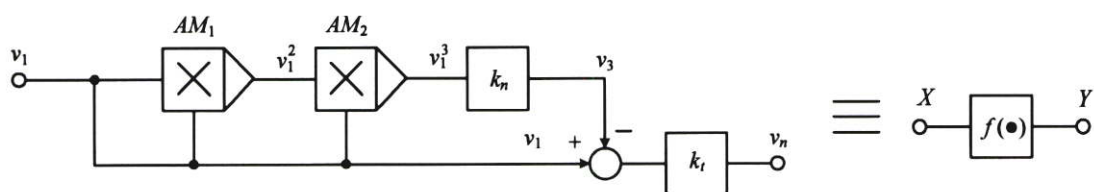
สำหรับเซนเซอร์ LVDT ที่นำมาทดสอบวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นในบทนี้ จะให้พารามิเตอร์ที่วัด ได้สำหรับความผิดพลาดสัมพัทธ์เท่ากับ 0.5% ในช่วงการเคลื่อนที่  $l_t = \pm 2\text{mm}$   $l_p = \pm 16\text{mm}$   $k_t = 84.617\text{mV/mm/V}$  และ  $k_n = 1.103\text{mV/mm}$  โดยที่สัญญาณกระตุ้นของ LVDT เป็นคลื่นไซน์ ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1Vp วงจรในรูปที่ 5.2(ค) ได้ถูกจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE เพื่อ แสดงผลตอบสนองของสัญญาณ  $v_n$  จากรูปที่ 5.2(ค) โดยสัญญาณ  $v_1$  จะถูกแปรค่าตั้งแต่ -1.6V ถึง 1.6V เพื่อแทนการเคลื่อนที่ของแกน LVDT จากระยะ -16mm ถึง 16mm



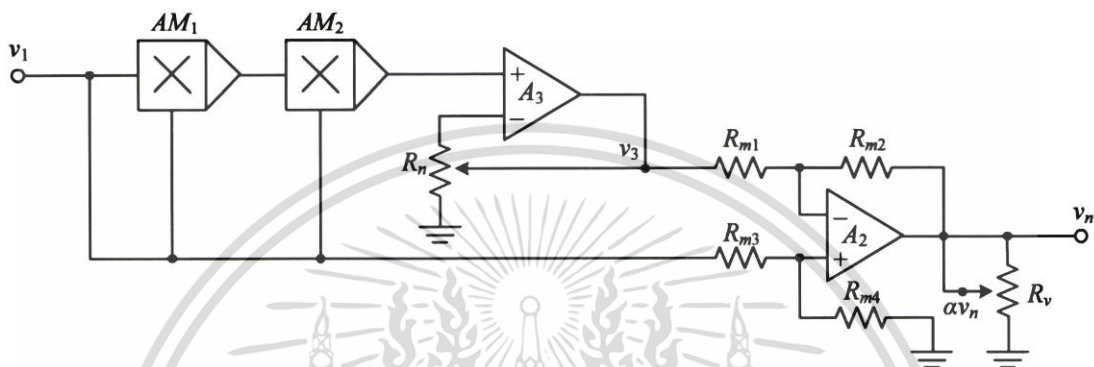
(ก)

รูปที่ 5.2 เทคนิคที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

## รูปที่ 5.2 เทคนิคที่นำเสนอ (ต่อ)

(ก) การสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT

(ข) บล็อกไดอะแกรมสำหรับการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT

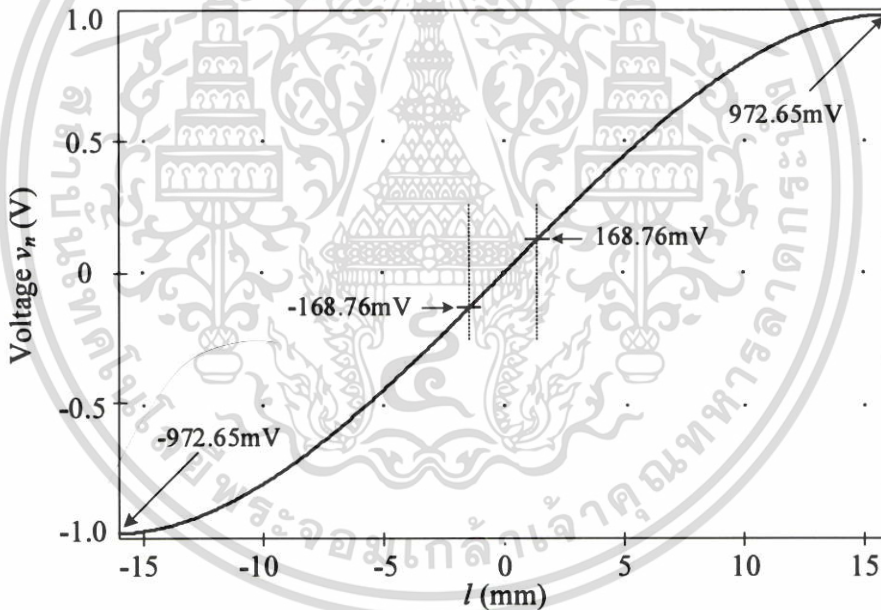
(ค) วงจรของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2 (ข)

มีข้อสังเกตว่าความไว  $v_n/v_1$  ของคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าเท่ากับ  $100\text{mV/mm/V}$  ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์  $k_1$  และ  $k_2$  ได้ถูกตั้งค่าเป็น  $0.8462$  และ  $0.1103$  ตามลำดับ สามารถแสดงผลการจำลองวงจรคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ในรูปที่ 5.2(ค) โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเชิงเส้น  $v_1$  ผลลัพธ์ของสัญญาณเอาต์พุต  $v_n$  แสดงได้ดังรูปที่ 5.3(ก) โดยจากรูปจะเห็นว่าช่วงการเคลื่อนที่ของแกน  $l_1 = \pm 2\text{mm}$  ของ LVDT ที่นำมาใช้นี้สัมพันธ์กับแอมพลิจูดของสัญญาณผลต่าง  $v_d$  ในช่วง  $\pm 168.76\text{mV}$  นอกจากนี้แอมพลิจูดสูงสุดที่  $\pm 972.65\text{mV}$  ถูกวัดได้ในช่วงการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนที่ระยะ  $\pm 16\text{mm}$  โดยจากรูปที่ 5.2(ก) คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT สามารถทำได้โดยการแทนบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2(ข) เข้าไปในบล็อกของฟังก์ชัน  $f(\cdot)$  ซึ่งสามารถแสดงผลการจำลองผลตอบสนองเอาต์พุตได้เป็นสัญญาณ  $v_o$  ดังรูปที่ 5.3(ข) โดยผลลัพธ์ที่ได้ในรูปที่ 5.3(ข) นี้ จะมีสัญญาณ  $v_m$  เป็นสัญญาณอินพุตแบบเชิงเส้นให้กับวงจรในรูปที่ 5.2(ก) ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วง  $-972.65\text{mV}$  ถึง  $972.65\text{mV}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

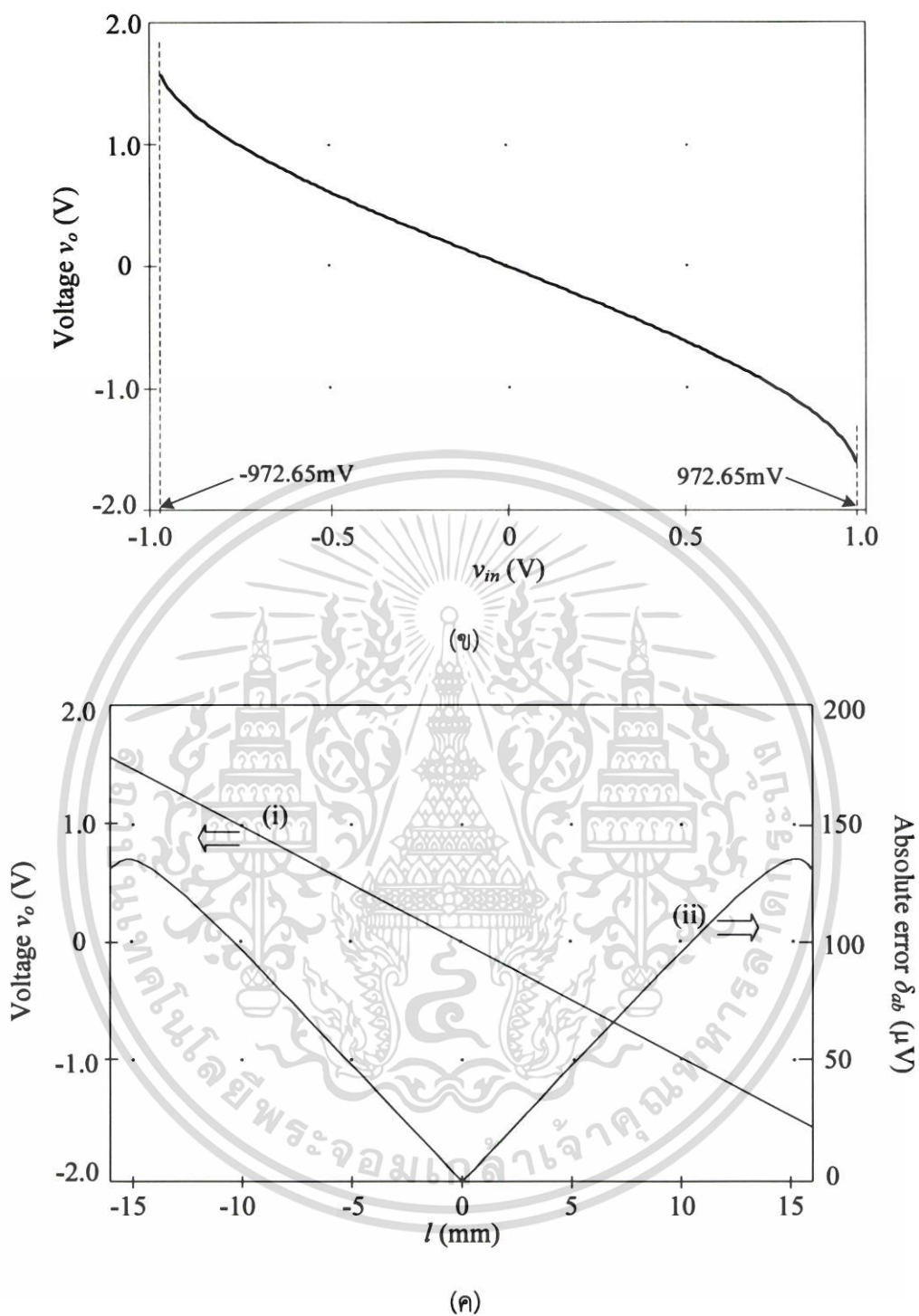
นอกจากนี้ผลการจำลองของสัญญาณ  $v_o$  สำหรับแกนเคลื่อนของเซนเซอร์ LVDT ที่นำมาใช้ในบทนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงระหว่าง  $\pm 16\text{mm}$  โดยจะป้อนอินพุตเป็นคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ในรูปที่ 5.3(ก) เข้าไปยังวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 5.2(ก) ซึ่งสัญญาณอินพุต  $v_{in}$  มาจากสัญญาณผลต่าง  $v_d$  ของ LVDT ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดอยู่ที่  $\pm 972.65\text{mV}$  และถูกตีมอดูเลตตามเทคนิคในงานวิจัยที่ [14] ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  แสดงด้วยเส้นกราฟ (i) ในรูปที่ 5.3(ค)

ส่วนเส้นกราฟ (ii) ในรูปที่ 5.3(ค) แสดงให้เห็นถึงค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์ (absolute error)  $\delta_{ab}$  ของสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  โดยจากรูปมีข้อสังเกตว่าค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุด  $\delta_{ab}$  จะเกิดขึ้นเมื่อแกนของ LVDT เข้าใกล้ช่วงการเคลื่อนที่ของแกนสูงสุด โดยหากค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุด  $\delta_{ab}$  มีค่าประมาณ  $136\mu\text{V}$  ซึ่งจะคิดเป็น  $1.36\mu\text{m}$  ในรูปแบบหน่วยการเคลื่อนที่ของแกน ดังนั้นช่วงของความแม่นยำเชิงเส้นของ LVDT ที่ได้นำเสนอนี้ สามารถขยายจาก  $\pm 168.76\text{mV}$  เป็น  $\pm 1.5\text{V}$  ซึ่งสอดคล้องกับช่วงการเคลื่อนที่ของแกน LVDT ในช่วง  $\pm 2\text{mm}$  เป็น  $\pm 15\text{mm}$



(ก)

รูปที่ 5.3 ผลการจำลองของเทคนิคที่นำเสนอ



รูปที่ 5.3 ผลการจำลองของเทคนิคที่นำเสนอ (ต่อ)

- (ก) คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT  $v_n$
- (ข) คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT  $v_o$
- (ค) สัญญาณ  $v_o$  และค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์  $\delta_{ab}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

สมรรถนะของวงจรถูกได้นำเสนอในบทนี้สามารถถูกรบกวนได้ด้วยคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ถูกนำมาใช้ ดังนั้นการที่จะได้มาซึ่งประสิทธิภาพแบบอุดมคติของเทคนิคที่นำเสนอจะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการสังเคราะห์คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT หรือสัญญาณแรงดัน  $v_3$  ในรูปที่ 5.2(ค) ซึ่งสามารถเขียนสมการความไม่เป็นอุดมคติได้ดังนี้

$$v_3 = v_1^3(1 + \varepsilon_{m1} + \varepsilon_{m2}) \quad (5.9)$$

เมื่อ  $\varepsilon_{m1}$  คือ ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวคูณแบบแอนะล็อก  $AM_1$

$\varepsilon_{m2}$  คือ ค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวคูณแบบแอนะล็อก  $AM_2$

ค่าความคลาดเคลื่อนในตัวต้านทาน  $R_{m1} - R_{m4}$  ของวงจรถยายผลต่าง และค่าความคลาดเคลื่อนในตัวต้านทาน  $R_{d1} - R_{d2}$  ของวงจรถยายกลับขั้วสัญญาณ ทำให้เกิดความไม่แม่นยำในบล็อกของฟังก์ชัน  $f(\cdot)$  ได้ ดังนั้นค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_n$  ของแรงดันของสัญญาณคุณลักษณะถ่ายโอน  $v_n$  สามารถแสดงได้คือ

$$\varepsilon_n = \frac{R_{d2}(\Delta_{m2}R_{m1} - \Delta_{m1}R_{m2})}{\alpha R_{d1}R_{m1}R_{m2}(R_{m1} + R_{m2})} v_1 \quad (5.10)$$

เมื่อ  $\Delta_{m1}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในตัวต้านทาน ( $R_{m1}$  และ  $R_{m3}$ )

$\Delta_{m2}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในตัวต้านทาน ( $R_{m2}$  และ  $R_{m4}$ )

$\Delta_I$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในตัวต้านทาน ( $R_{d1}$  และ  $R_{d2}$ )

$\alpha$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอัตราขยาย  $k_1$  ที่มีความสอดคล้องกับความไว  $k_t$

และค่าความผิดพลาดของแรงดันของสัญญาณคุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน  $v_o$  สามารถแสดงได้คือ

$$\varepsilon_o = - \left( \Delta_I v_{dm} + \frac{(\Delta_{m2}R_{m1} - \Delta_{m1}R_{m2})R_{d2}}{\alpha R_{d1}R_{m1}R_{m2}(R_{m1} + R_{m2})} v_{op} + \frac{R_{d2}}{\alpha R_{d1}} k_2 (\varepsilon_{m1} + \varepsilon_{m2}) v_{op}^3 \right) \quad (5.11)$$

เมื่อ  $v_{dm}$  คือ แอมพลิจูดของสัญญาณคุณลักษณะถ่ายโอน LVDT ที่ระยะการเคลื่อนที่ของแกนสูงสุด

$v_{op}$  คือ แรงดันเอาต์พุตที่คาดหวัง  $v_o$  ของวงจรถยายกลับขั้วสัญญาณที่ระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกน LVDT

ในรูปที่ 5.2(ค) หากกำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_{m1} = R_{m3}$  และ  $R_{m2} = R_{m4}$  ซึ่งค่าของสัมประสิทธิ์  $\alpha$  ได้ถูกปรับเพื่อที่จะให้อัตราขยาย  $k_1$  ของวงจรถยายกลับขั้วสัญญาณมีความสอดคล้องกับความไว  $k_t$

นอกจากนี้ถ้ากำหนดให้ค่าความต้านทานในรูปที่ 5.2(ก) ให้  $R_{d1} = R_{d2}$  ดังนั้นค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_n$  ในสมการที่ (5.10) และค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_o$  ในสมการที่ (5.11) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\varepsilon_n = \frac{k_1 (\Delta_{m2} R_{m1} - \Delta_{m1} R_{m2})}{R_{m1} R_{m2} (R_{m1} + R_{m2})} v_1 \quad (5.12)$$

$$\varepsilon_o = - \left( \Delta_I v_{dm} + \frac{(\Delta_{m2} R_{m1} - \Delta_{m1} R_{m2}) k_1}{R_{m1} R_{m2} (R_{m1} + R_{m2})} v_{op} + k_1 k_2 (\varepsilon_{m1} + \varepsilon_{m2}) v_{op}^3 \right) \quad (5.13)$$

จากสมการที่ (5.13) ค่าความคลาดเคลื่อน  $\Delta_I$  สามารถทำให้ลดลงได้โดยการแทนที่ตัวต้านทาน  $R_{d2}$  ด้วยตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ จากนั้นปรับค่าความต้านทานอย่างละเอียดจนกระทั่งได้ค่าใกล้เคียงกับค่าความต้านทาน  $R_{d1}$  ซึ่งในทางปฏิบัติค่าความไม่เป็นเชิงเส้น  $\varepsilon_{m1}$  และ  $\varepsilon_{m2}$  สามารถวัดได้จากการทดสอบของตัวคูณแบบแอนะล็อก  $AM_1$  และ  $AM_2$  ตามลำดับ ในการทดสอบการทำงานนั้นตัวต้านทาน ( $R_{m1}$  และ  $R_{m3}$ ) และ ( $R_{m2}$  และ  $R_{m4}$ ) ได้ถูกเลือกให้เท่ากับค่าความคลาดเคลื่อน 1% หรือ  $\Delta_{m1} = \Delta_{m2} = 1 \times 10^{-2}$  สำหรับตัวต้านทาน  $R_{d2}$  ได้ถูกแทนด้วยตัวต้านทานแบบปรับค่าได้และได้ถูกปรับค่าให้เข้าใกล้ค่าความต้านทาน  $R_{d1}$  โดยที่ความคลาดเคลื่อน  $\Delta_I$  เท่ากับ  $1 \times 10^{-3}$  หากมีสัญญาณกระตุ้น  $v_{ex}$  ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $1V_p$  ถูกนำไปป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิของ LVDT โดยสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ได้ถูกแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิตอลด้วยวงจรมอดูเลเตอร์ตามเทคนิคในเอกสารที่ [14] ซึ่งสัญญาณที่ได้ติมอดูเลเตอร์จะถูกใช้เป็นสัญญาณ  $v_1$  ในรูปที่ 5.2(ค) จากการวัดทดสอบพบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณ  $v_{dm}$  มีค่าประมาณ  $955.31mV$  ที่ตำแหน่งของแกนเท่ากับ  $15mm$  สำหรับแรงดันเอาต์พุตที่คาดหวัง  $v_{op}$  เท่ากับ  $1.5V$  นอกจากนี้ค่าของความไม่เป็นเชิงเส้น  $\varepsilon_{m1}$  และ  $\varepsilon_{m2}$  ของตัวคูณแบบแอนะล็อก  $AM_1$  และ  $AM_2$  ที่วัดได้มีค่าประมาณ  $6 \times 10^{-3}$  ดังนั้นจากสมการที่ (5.13) สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดได้ประมาณ  $0.993mV$  ซึ่งสอดคล้องกับตำแหน่งของแกนเท่ากับ  $9.93\mu m$  ที่ระยะเคลื่อนที่ของแกนสูงสุดเท่ากับ  $15mm$  โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดประมาณ  $0.066\%$  นอกจากนี้ยังมีข้อสังเกตว่าจะสามารถลดค่าความผิดพลาด  $\varepsilon_o$  ลงได้อีกด้วยการปรับค่าของตัวต้านทาน  $R_{d2}$  ให้เข้าใกล้ค่าของตัวต้านทาน  $R_{d1}$  อย่างไรก็ตามเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดต่ำสุดได้ถูกจำกัดด้วยคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ถูกนำมาใช้

#### 5.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจรถ่วง

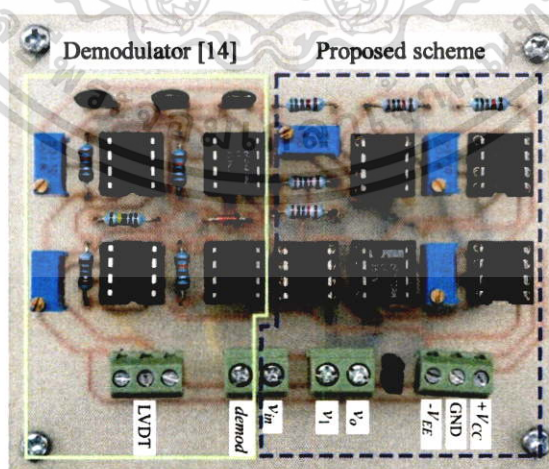
วงจรถ่วงที่นำเสนอในรูปที่ 5.2 ได้ถูกต่อเป็นวงจรถ่วงจริงเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถ่วงจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ โดยมีอุปกรณ์แอกทิฟและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้แสดงดังตารางที่ 5.1 สำหรับตัวต้านทาน  $R_{d2}$  ได้ถูกแทนด้วยตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อใช้ปรับค่าความต้านทานให้เข้าใกล้กับค่าความต้านทาน  $R_{d1}$  เพื่อให้ได้ค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน  $0.1\%$  สำหรับการวัดทดสอบการทำงานได้ตั้งค่าแรงดันของแหล่งจ่ายเท่ากับ  $\pm 9V$  โดยเซนเซอร์ LVDT ที่ใช้มีระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนาในช่วงที่เป็นเชิงเส้นเท่ากับ  $\pm 2mm$  และ  $k_t = 94.5mV/mm/V$  ในการ

วัดคุณลักษณะถ่ายโอนนั้นได้ป้อนสัญญาณไซน์ให้กับ LVDT มีแอมพลิจูด 1Vp ความถี่ 2.5kHz สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลด้วยวงจรมอดูเลเตอร์ตามเทคนิคในเอกสารที่ [14] แล้วใช้สัญญาณดิจิตอลที่ได้เพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรที่นำเสนอ ซึ่งต้นแบบของชิ้นงานจริงได้ถูกแสดงไว้ในกรอบเส้นประในรูปที่ 5.4(ก) ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 3 การทดสอบคือ

- การทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ที่จะนำมาใช้ในบทนี้
- การทดสอบสำหรับการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.4(ข)
- การทดสอบสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริงดังแสดงในรูปที่ 5.4(ค)

ตารางที่ 5.1 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอ

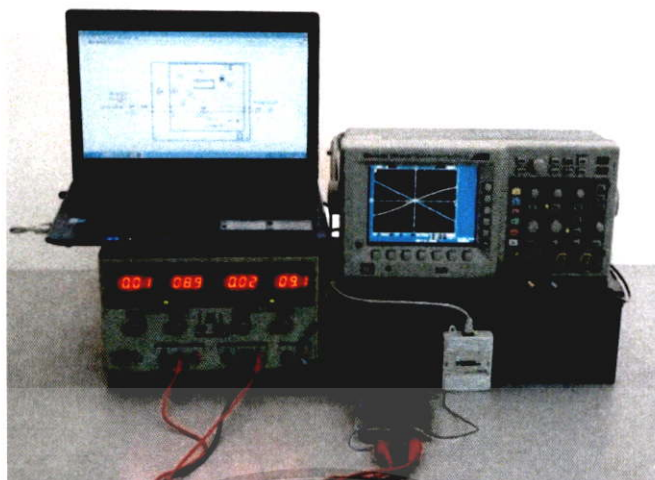
อุปกรณ์ที่ใช้	เบอร์ไอซี/ค่าพารามิเตอร์
ตัวคูณแบบแอนะล็อก $AM_1$ และ $AM_2$	MPY534
ออปแอมป์ $A_1, A_2$ และ $A_3$	LF353
ตัวต้านทาน $R_{m1}$ และ $R_{m3}$	$50k\Omega \pm 1\%$ ( $\Delta_{m1} = 1 \times 10^{-2}$ )
ตัวต้านทาน $R_{m2}$ และ $R_{m4}$	$20k\Omega \pm 1\%$ ( $\Delta_{m2} = 1 \times 10^{-2}$ )
ตัวต้านทาน $R_{d1}$	$20k\Omega \pm 1\%$
ตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_{d2}$	$30k\Omega \pm 1\%$
ตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_n$	$10k\Omega \pm 1\%$
ตัวต้านทานปรับค่าได้ $R_v$	$1k\Omega \pm 1\%$



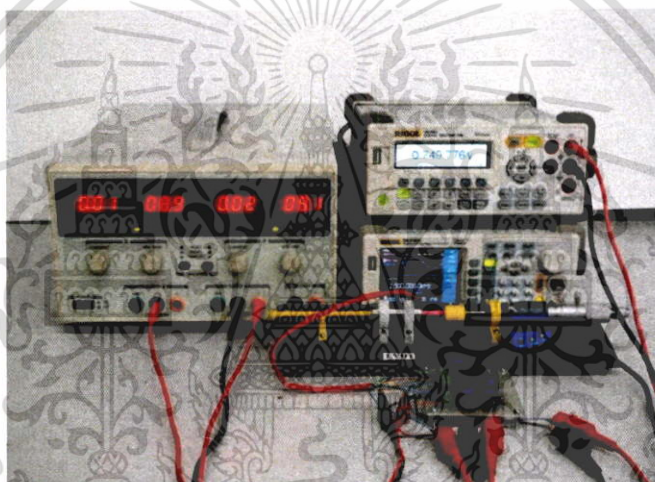
(ก)

รูปที่ 5.4 การเตรียมเครื่องมือสำหรับทดสอบการทำงานและสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



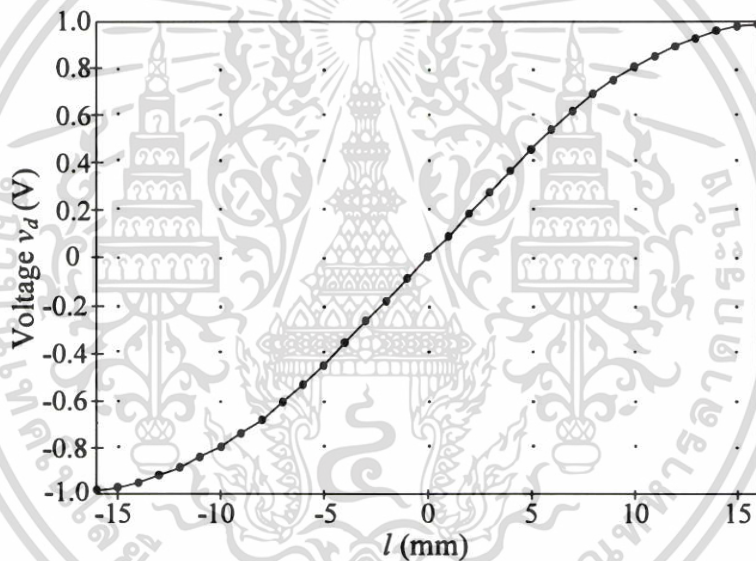
(ค)

- รูปที่ 5.4 การเตรียมเครื่องมือสำหรับทดสอบการทำงานและสมรรถนะของวงจรถ่ายโอน (ต่อ)
- (ก) ต้นแบบของชิ้นงานจริง
- (ข) การทดสอบสำหรับการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์
- (ค) การทดสอบสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง

#### 5.4.1 การทดสอบเพื่อหาค่าคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT

ผลการวัดคุณลักษณะถ่ายโอนของเซนเซอร์ LVDT ที่จะนำมาทดสอบสามารถแสดงในรูปที่ 5.5 จากรูปพบว่าค่าความไว  $k_v$  ของ LVDT ที่วัดได้มีค่าเท่ากับ  $84.71\text{mV/mm/V}$  และแอมพลิจูดสูงสุด  $v_{dp}$  มีค่าเท่ากับ  $972.65\text{mV}$  ที่ระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกน  $l_p$  เท่ากับ  $16\text{mm}$  โดยสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น  $k_n$  สามารถหาได้จากแรงดัน  $v_{dp}$  โดยใช้สมการที่ (5.8) ได้เท่ากับ  $1.103\text{mV/mm}$  และจากสมการที่ (5.4) สามารถคำนวณหาระยะการเคลื่อนที่ของแกนที่มีความเป็นเอกสารถือเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชิงเส้น  $l$ , ได้เท่ากับ  $\pm 2\text{mm}$  ซึ่งค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์  $\varepsilon_l$  ของสัญญาณเอาต์พุต  $v_d$  ของ LVDT มีค่าที่สามารถยอมรับได้เป็น  $0.44\%$  หรือ  $4.4 \times 10^{-3}$  โดยที่ระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกน LVDT นั้นได้ตั้งค่าคาดหวังไว้ที่  $\pm 16\text{mm}$  ซึ่งสอดคล้องกับสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ที่มีค่ามากที่สุดเท่ากับ  $\pm 1.6\text{V}$  ดังนั้นตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_v$  ได้ถูกนำมาใช้เพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์  $k_1$  โดยการปรับพารามิเตอร์  $\alpha$  ของวงจรขยายผลต่างให้มีค่าเท่ากับ  $0.8471$  ซึ่งสอดคล้องกับค่าความไว  $k_1$  นอกจากนี้ตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_n$  ได้ถูกปรับเพื่อให้ค่าสัมประสิทธิ์  $k_2$  มีค่าเท่ากับ  $0.1103$  สอดคล้องกับค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น  $k_n$  ซึ่งตัวคูณแบบแอนะล็อกเบอร์ MPY534 ที่ถูกนำมาใช้นี้มีค่าการลดทอนในตัวเองเท่ากับ  $0.1$  จากสมการที่ (5.7) ค่าสัมประสิทธิ์  $k_2$  ได้มีการชดเชยอัตราขยายเท่ากับ  $100$  สำหรับตัวคูณแบบแอนะล็อกสองตัว ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์  $k_2$  จึงถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $11.03$  เพื่อชดเชยค่าการลดทอนบนตัวคูณแบบแอนะล็อก นอกจากนี้ยังได้ทำการวัดค่าแฟกเตอร์ความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวคูณแบบแอนะล็อกได้ค่าประมาณ  $0.6\%$  หรือ  $\varepsilon_{m1} = \varepsilon_{m2} = 6 \times 10^{-3}$



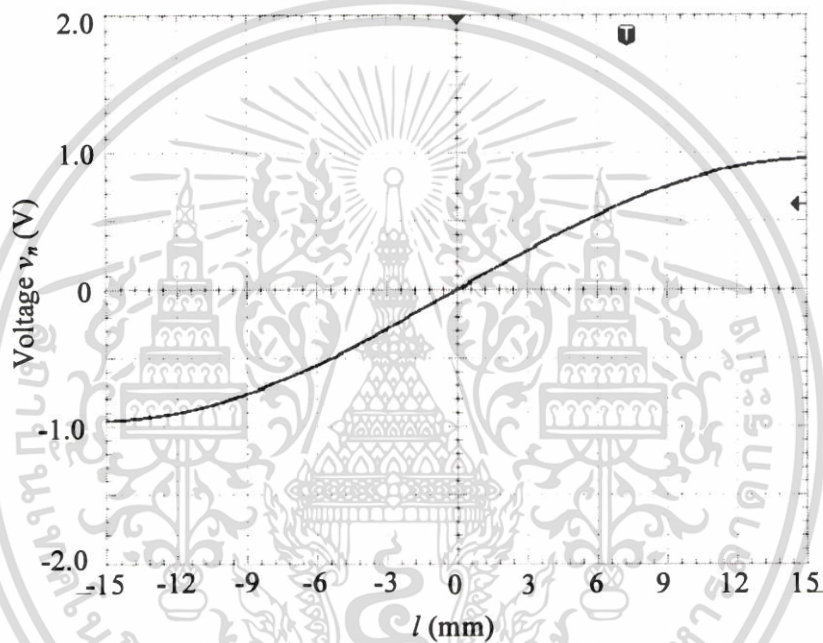
รูปที่ 5.5 สัญญาณ  $v_d$  ของ LVDT ที่วัดได้เทียบกับตำแหน่งของแกนเคลื่อนที่  $l$

#### 5.4.2 การทดสอบสำหรับการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์

เพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอ คุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ในสมการที่ (5.3) ได้ถูกนำมาสังเคราะห์โดยใช้โปรแกรมจำลองทางคอมพิวเตอร์ LabVIEW ร่วมกับบอร์ด NI-USB-6009 จากบริษัท National Instruments ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโปรแกรม LabVIEW ได้ถูกตั้งค่าให้เหมือนกับ LVDT ที่ใช้งานจริง จากรูปที่ 5.3(ค) พบว่าค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุด  $\delta_{ab}$  จากผลการจำลองเกิดขึ้นที่ตำแหน่งของแกนเท่ากับ  $\pm 15\text{mm}$  ดังนั้นระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกนที่นำมาใช้ในการตรวจสอบประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอจึงได้ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $\pm 15\text{mm}$  ซึ่งคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ที่ได้จากโปรแกรม LabVIEW ได้

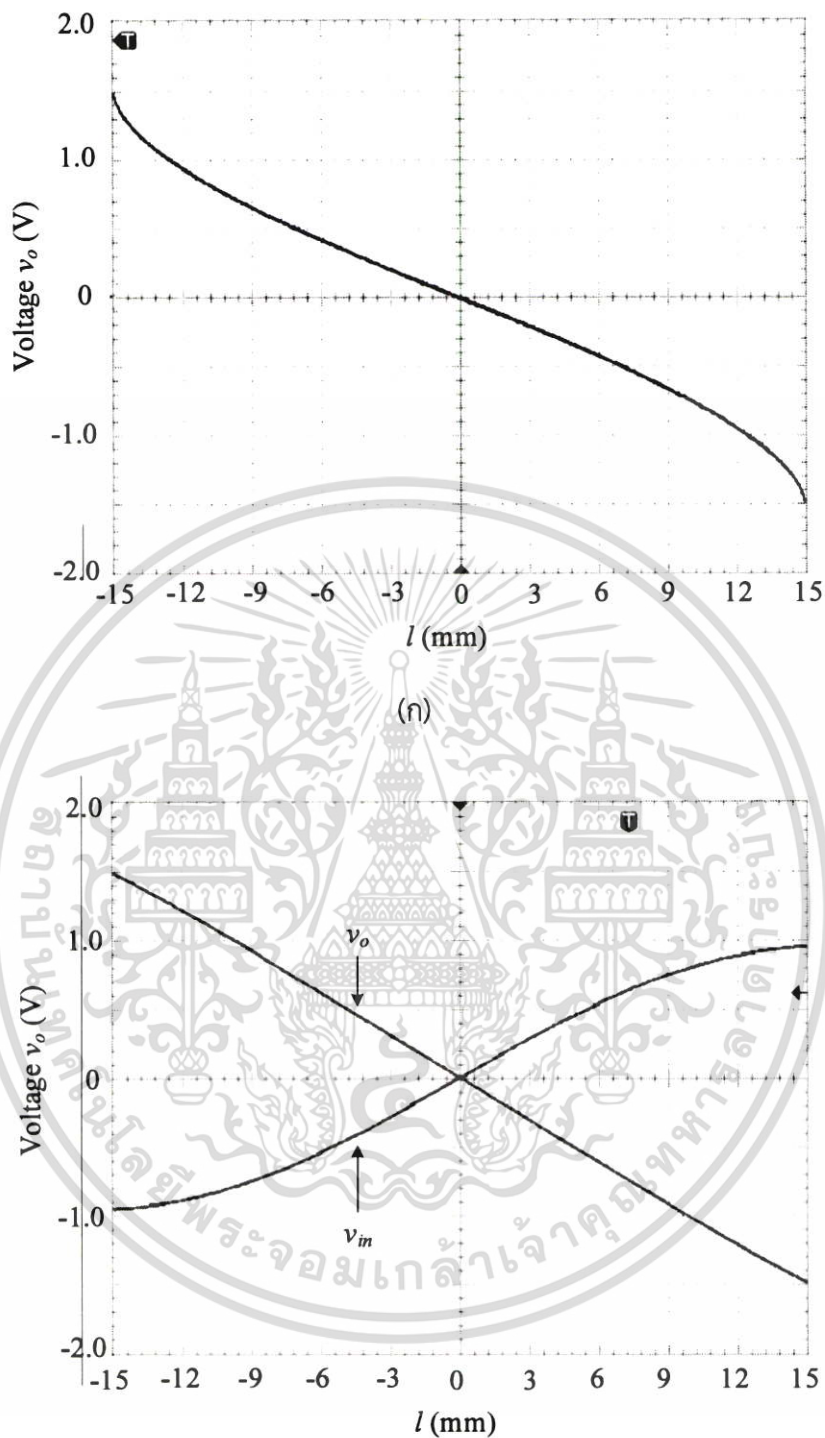
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกถ่ายโอนไปยังบอร์ด NI-USB-6009 เพื่อทำการสังเคราะห์สัญญาณของ LVDT โดยผลตอบสนองที่วัดได้ของคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ที่ถูกสังเคราะห์โดยใช้โปรแกรม LabVIEW ร่วมกับ NI-USB-6009 ได้แสดงดังรูปที่ 5.6 ซึ่งพบว่าแอมพลิจูดของคุณลักษณะถ่ายโอนของ LVDT ที่เกิดจากระยะเคลื่อนที่ของแกนในช่วง  $\pm 15\text{mm}$  มีค่าเป็น  $\pm 955.31\text{mV}$  โดยจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองที่วัดได้จากเอาต์พุตของบอร์ดที่ถูกควบคุมด้วยบอร์ด NI-USB-6009 ให้ช่วงของความเป็นเชิงเส้นอยู่ที่ประมาณ  $\pm 2\text{mm}$  และระยะการเคลื่อนที่ของแกนที่  $\pm 15\text{mm}$  เข้าใกล้ผลตอบสนองของ LVDT ในรูปที่ 5.5 โดยที่สัญญาณอินพุต  $v_i$  ในรูปที่ 5.2(ค) มีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงแอมพลิจูด  $\pm 955.31\text{mV}$  ซึ่งสอดคล้องกับระยะการเคลื่อนที่ของแกนในช่วง  $\pm 15\text{mm}$



รูปที่ 5.6 สัญญาณ LVDT ที่สังเคราะห์ขึ้นด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์

คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT ที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.7(ก) ส่วนรูปที่ 5.7(ข) แสดงผลการวัดของสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ที่เกิดจากวงจรในรูปที่ 5.2(ก) เมื่อสัญญาณอินพุต  $v_{in}$  เป็นสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นดังในรูปที่ 5.6 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  ของวงจรที่นำเสนอสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นจาก  $\pm 2\text{mm}$  เป็น  $\pm 15\text{mm}$  ซึ่งใกล้เคียงกับผลการจำลองในกราฟ (i) ในรูปที่ 5.3(ค)



(ข)

รูปที่ 5.7 ผลการทดสอบการสังเคราะห์สัญญาณ LVDT ที่วัดได้ด้วยบอร์ดควบคุมคอมพิวเตอร์

(ก) คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันที่วัดได้

(ข) สัญญาณที่วัดได้เมื่ออินพุต  $v_{in}$  ได้มาจากการจำลอง

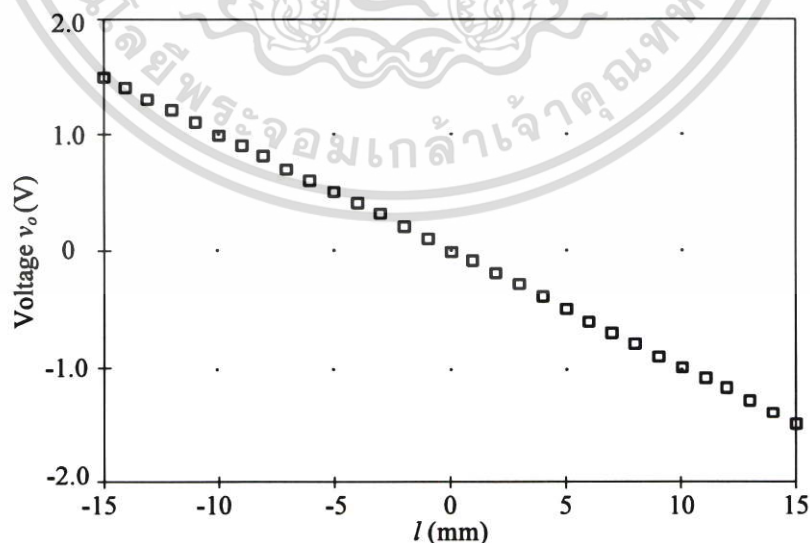
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.4.3 การทดสอบสัญญาณจาก LVDT ที่ใช้งานจริง

ทำการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอด้วยการใช้สัญญาณจาก LVDT ผลวัดของสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  เมื่อแกนของ LVDT มีการเปลี่ยนแปลงในช่วง  $-15\text{mm}$  ถึง  $15\text{mm}$  สามารถแสดงในรูปที่ 5.8(ก) โดยจากผลการทดสอบในรูปที่ 5.8(ก) พบว่าค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์  $\delta_{ab}$  ของสัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  เมื่อแกนมีการเปลี่ยนแปลงในช่วง  $\pm 15\text{mm}$  แสดงดังรูปที่ 5.8(ข) จากรูปจะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุดมีค่าประมาณ  $1.023\text{mV}$  ซึ่งสอดคล้องกับ  $10.23\mu\text{m}$  ที่เกิดขึ้นที่ตำแหน่งของแกน LVDT เป็น  $\pm 15\text{mm}$  นอกจากนี้ค่าความผิดพลาดเต็มสเกล (full scale error)  $\delta_{fs}$  ของแกนที่มีการเปลี่ยนแปลงตามระยะการเคลื่อนที่สูงสุดของแกน โดยปกติจะอธิบายในรูปของเปอร์เซ็นต์ความเป็นเชิงเส้น [28] ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$\delta_{fs} = \frac{\max(\delta_{ab})}{\text{full stroke range}} \times 100\% \quad (5.14)$$

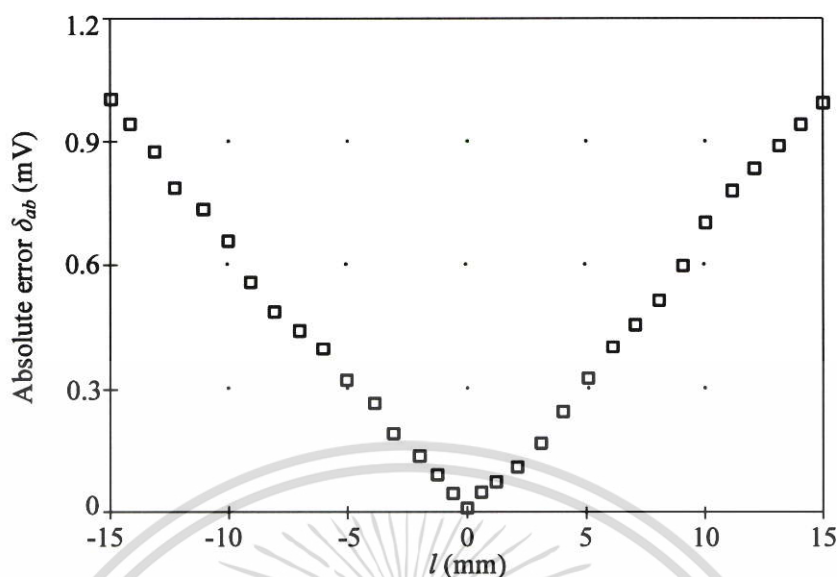
จากสมการที่ (5.14) พบว่าค่าความผิดพลาดเต็มสเกล  $\delta_{fs}$  มีค่าเท่ากับ  $0.068\%$  เมื่อค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์สูงสุด  $\delta_{ab}$  เท่ากับ  $10.23\mu\text{m}$  ที่ตำแหน่งสูงสุดของแกน LVDT เท่ากับ  $15\text{mm}$  โดยจะเห็นได้ว่าช่วงความเป็นเชิงเส้นของ LVDT ที่ได้นำเสนอนี้ สามารถขยายได้มากถึงเจ็ดเท่า จาก  $\pm 2\text{mm}$  เป็น  $\pm 15\text{mm}$  นอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอได้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยอ้างอิง [9] และ [11] ในรูปของเปอร์เซ็นต์ความเป็นเชิงเส้น มีหมายเหตุว่าผลของวิธีที่ได้กล่าวไปข้างต้นเป็นผลที่ได้มาจากผลการจำลอง โดยตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ความเป็นเชิงเส้นของงานวิจัยที่นำเสนอเทียบกับงานวิจัยอ้างอิง จะเห็นได้ว่าเทคนิคที่นำเสนอสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้สูง



(ก)

### รูปที่ 5.8 ผลการทดสอบสัญญาณ LVDT ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการที่ขอใช้นี้ เมื่อผู้ดูแลเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 5.8 ผลการทดสอบสัญญาณ LVDT ที่ใช้งานจริง (ต่อ)

(ก) สัญญาณเอาต์พุต  $v_o$  เทียบกับตำแหน่งของแกนที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง  $\pm 15\text{mm}$

(ข) ค่าความผิดพลาดสัมบูรณ์  $\delta_{ab}$

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบระหว่างเทคนิคที่นำเสนอกับงานวิจัยอ้างอิง

งานวิจัย	เปอร์เซ็นต์ความเป็นเชิงเส้น
เทคนิคที่นำเสนอ	0.0680%
งานวิจัยอ้างอิง [9]	0.5105%
งานวิจัยอ้างอิง [11]	0.2937%

## 5.5 บทสรุป

บทนี้ได้นำเสนอวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT เป็นเทคนิคการสร้างคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT โดยใช้อนุกรมอันดับที่สามที่สร้างขึ้นจากตัวคูณแบบแอนะล็อก วงจรขยายผลต่างและอาศัยโครงสร้างของออปแอมป์แบบวงปิด จากการยืนยันประสิทธิภาพของวงจรแล้วด้วยการทดลอง เทคนิคนี้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้ถึงเจ็ดเท่าของช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นเดิม มีค่าผิดพลาดเต็มสเกลอยู่ที่ 0.068% วงจรที่ออกแบบเป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อน มีขนาดเล็ก ใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น มีราคาต่ำ สามารถสร้างขึ้นได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ นอกจากนี้วงจรที่ออกแบบยังมีความละเอียดสูงเท่ากับสัญญาณที่ได้จากวงจรตีมอดูเลเตอร์ตลอดช่วงการเคลื่อนของแกนเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ

#### 6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT ซึ่งเป็นเทคนิคที่ใช้การปรับแต่งสัญญาณโดยไม่มีการปรับปรุงโครงสร้างของ LVDT วงจรที่นำเสนอเป็นแบบแอนะล็อกทำให้มีความละเอียดสูงและผลตอบสนองทางเวลาที่ดี โดยวงจรที่นำเสนอมีตัวกันอยู่ 3 วงจรโดยที่สองวงจรแรกเป็นการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นให้กับ LVDT ด้วยตารางค้นหาแบบแอนะล็อก จะมีการสร้างสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นจากสัญญาณกระตุ้นเพื่อป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้วงจรสุ่มและคงค่า ที่มีการควบคุมสวิตช์แอนะล็อกเพื่อสุ่มสัญญาณอ้างอิงเชิงเส้นด้วยสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ที่ผ่านวงจรดีมอดูเลเตอร์ อีกวงจรหนึ่งที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน โดยมีการออกแบบวงจรอนุกรมอันดับที่สามของคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันของ LVDT เทคนิคที่นำเสนอนี้อาศัยโครงสร้างของออปแอมป์แบบวงปิด ทั้งสามวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ต่างก็มีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน มีขนาดเล็ก ใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น สะดวกต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งยังมีราคาถูกเนื่องจากใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์

สมรรถนะการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ถูกทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง ผลการทดสอบการทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นทั้งสามวงจรสามารถยืนยันได้ว่า วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT จากช่วงการใช้งานปกติให้มีช่วงการใช้งานเพิ่มขึ้นถึงหกเท่าสำหรับวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อกทั้งแบบที่ 1 และแบบที่ 2 และสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นได้ถึงเจ็ดเท่าสำหรับวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน นอกจากนี้วงจรที่นำเสนอยังมีความถูกต้องและแม่นยำสูงโดยเทคนิคที่ใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผันมีค่าความผิดพลาดเพียง 0.068% ทุกวงจรที่นำเสนอมีผลตอบสนองทางเวลาต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็วคือสี่เท่าของความถี่ของสัญญาณกระตุ้นสำหรับเทคนิคที่ใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อกทั้งแบบที่ 1 และแบบที่ 2 และมีผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตทันทีสำหรับเทคนิคที่ใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบเครื่องมือและการวัดค่าที่ใช้ LVDT เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ

วงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ถูกออกแบบขึ้นเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำหรือ LVDT ที่ต้องมีวงจรแปลงสัญญาณของ LVDT ให้กลายเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือวงจรตีมอดูเลเตอร์ร่วมด้วย ถึงแม้ว่าการทำงานของวงจรที่ออกแบบทั้ง 3 วงจรนั้นจะสามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ได้หกและเจ็ดเท่าจากการใช้งานปกติ อีกทั้งยังมีความแม่นยำและความละเอียดสูงและมีผลตอบสนองทางเวลาที่รวดเร็ว แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำวงจรที่นำเสนอไปใช้งานจริงในสภาวะแวดล้อมทางอุตสาหกรรมที่มีทั้งความร้อนหรือปัจจัยอื่นๆที่ทำให้ทรานสดิวเซอร์ LVDT และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรที่ออกแบบทำงานผิดพลาดไปจากที่ควรจะเป็น ดังนั้นแนวทางการวิจัยต่อที่น่าสนใจคือ การออกแบบและพัฒนาวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT ให้สามารถเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT เพิ่มได้หลายเท่าจากช่วงการใช้งานปกติ มีความละเอียดสูง มีความแม่นยำสูง มีผลตอบสนองทางเวลาที่รวดเร็ว และสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิที่กระทบต่อ LVDT และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรที่ออกแบบได้ โดยอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เชิงพาณิชย์ในการออกแบบ สามารถนำไปติดตั้งในระบบได้ง่าย และทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการแปลงสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ที่อาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำชนิดอื่นๆ ได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Pallás-Areny and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*. New York, NY, USA: Wiley, 2001.
- [2] S. Cetinkunt, *Mechatronics*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007.
- [3] M. Félix, 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] G. Chen, B. Zhang, P. Liu and H Ding, “An Adaptive Analog Circuit for LVDT’s Nanometer Measurement Without Losing Sensitivity and Range,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, pp. 2248-2254, 2015.
- [8] H. K. P. Neubert, *Instrument Transducers: An Introduction to Their Performance and Design*. London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1975.
- [9] 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, no. 4, pp. 947–953, Apr. 2010.
- [10] 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.
- [11] P. Veeraian, 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] 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.
- [13] S. K. Mishra and G. Panda, “A Novel Method for Designing LVDT and its Comparison with Conventional Design,” *IEEE Sensors Applications Symposium*, Texas, USA, pp. 129-136, 2006.
- [14] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, and V. Riewruja, “Accurate LVDT signal converter,” *Int. Rev. Elect. Eng.*, vol. 11, no. 3, pp. 340–347, 2016.
- [15] 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.
- [16] L. Ben-Brahim, M. Benammar, M. A. Alhamadi, N. A. Al-Emadi and M. A. Al-Hitmi, “A New Low Cost Linear Resolver Converter,” in *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, no. 10, pp. 1620-1627, Oct. 2008.
- [17] K. Ara, “A differential transformer with temperature- and excitation in dependent output,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-21, no. 3, pp. 249–255, Aug. 1972.
- [18] S. C. Saxena and S. B. L. Seksena, “A self-compensated smart LVDT transducer,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 3, pp. 748–753, Jun. 1989.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] A. Masi, S. Danzeca, R. Losito, P. Peronnard, R. Secondo and G. Spiezia, “A High Precision Radiation-Tolerant LVDT Conditioning Module,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, vol. 745, pp. 73-81, 2014.

- [23] 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.
- [24] A. Ota, W. Petchmaneelumka, A. Rerkratn and V. Riewruja, “**Simple resolver demodulation,**” *JSST 2013*, Tokyo, Japan, 2013.
- [25] J. Tongcharoen, W. Petchmaneelumka and V. Riewruja, “**Low-Cost Resolver-to-DC Converter,**” *ICCAS 2015*, Busan, Korea, 2015, pp. 1699-1702.
- [26] R. Liu and H. Bu, “**Design on LVDT Displacement Sensor Based on AD598,**” *Sensors & Transducers*, vol. 160, pp. 68-73, 2013.
- [27] A. Drumea, A. Vasile, M. Comes, and M. Blejan, “**System on chip signal conditioner for LVDT sensors,**” in *Proc. 1st Electron. Systemintegr. Technol. Conf.*, Dresden, Germany, Sep. 2006, pp. 629–634.
- [28] J. G. Webster and H. Eren, *The Measurement, Instrumentation, and Sensors: Handbook*. New York, NJ, USA: IEEE Press, 1999, pp. 5–6.
- [29] กนกนุช ทรงสุวรรณกิจ, “**การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นเป็นสัญญาณดิจิตอล**”, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2561.



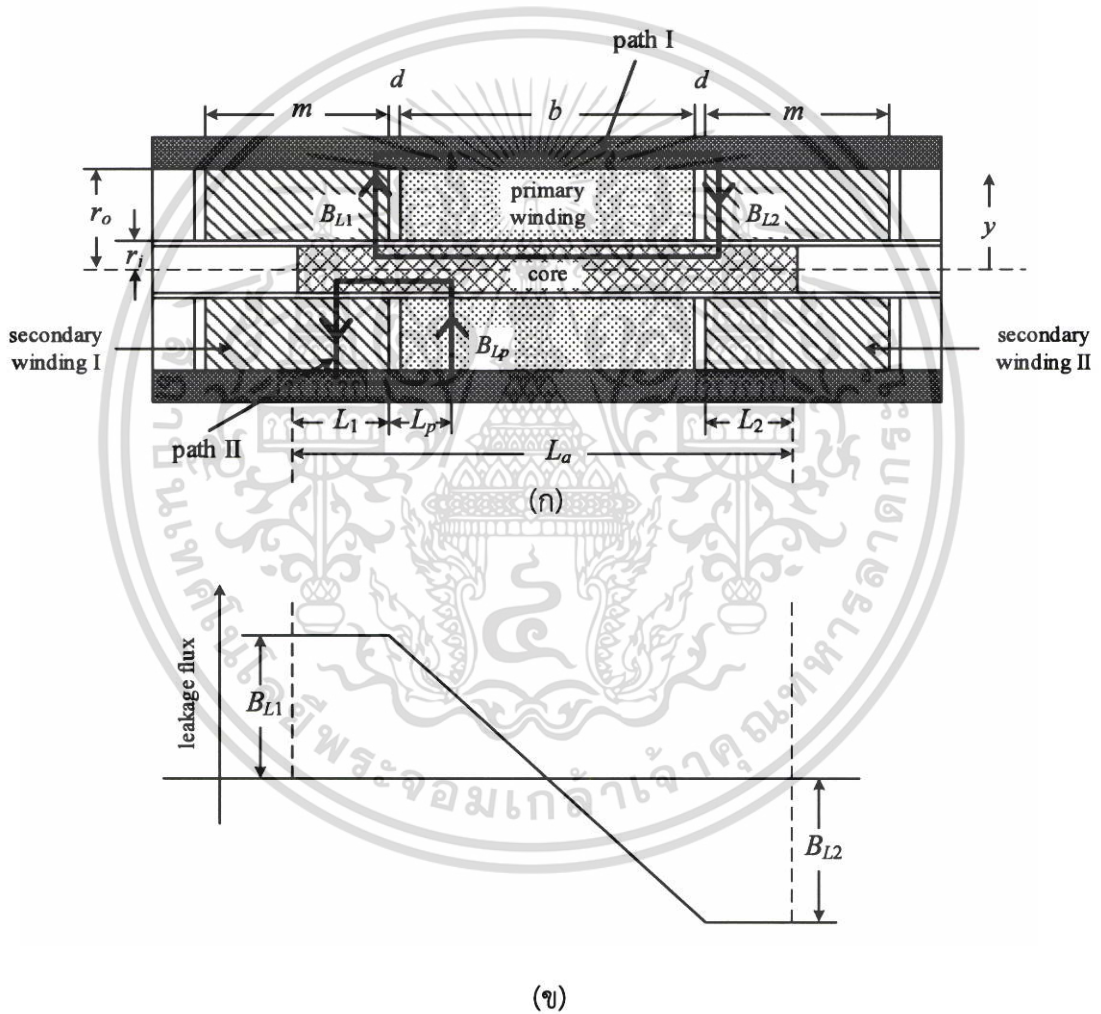
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

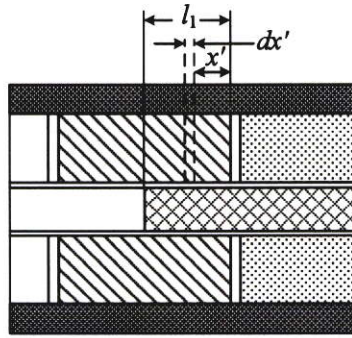
### ก1 การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT เป็นหนึ่งในเซนเซอร์ที่อาศัยการทำงานของการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้า โครงสร้างของ LVDT ประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิหนึ่งชุด และขดลวดทุติยภูมิสองชุดอยู่ทางซ้ายและขวาของขดลวดปฐมภูมิ โดยที่ขดลวดทั้งสองมีจำนวนรอบการพันเท่ากัน แต่พันอยู่ในทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่า LVDT คือเซนเซอร์ที่อาศัยหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าในการทำงาน [29] ภาพตัดขวางของ LVDT สามารถแสดงดังรูปที่ ก1



รูปที่ ก1 การวิเคราะห์การทำงานของ LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

**รูปที่ ก1** การวิเคราะห์การทำงานของ LVDT (ต่อ)

(ก) ภาพตัดขวางโดยรวมของ LVDT

(ข) ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิ

(ค) ภาพตัดขวางเฉพาะส่วน

- กำหนดให้
- $b$  คือ ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ
  - $m$  คือ ความยาวของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด
  - $r_i$  คือ รัศมีวงในของขดลวด และรัศมีของแกนเหนี่ยวนำ (โดยไม่คิดความหนาของบอบบิน)
  - $r_o$  คือ รัศมีวงนอกของขดลวด
  - $d$  คือ ระยะห่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ
  - $L_a$  คือ ความยาวของแกนเหนี่ยวนำ

พิจารณาที่เส้นทางสนามแม่เหล็กที่ path 1 จะได้ความหนาแน่นฟลักซ์ดังสมการ

$$\mu_o \oint H dl = \int_r^{r_o} (B_{L1} - B_{L2}) \frac{r_i}{y} dy \quad (ก1)$$

จะได้

$$B_{L1} - B_{L2} = \frac{4\pi A}{10^7 r_i \ln(r_o/r_i)} \quad (ก2)$$

เมื่อ  $B_{L1}$  คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่ง

$B_{L2}$  คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิชุดที่สอง

โดยที่  $A$  คือค่าแอมแปร์-รอบ (ampere turn) ของขดลวดปฐมภูมิ มีค่าเท่ากับ  $i_p n_p$

เมื่อ  $i_p$  คือ กระแสทางด้านขดลวดปฐมภูมิ

$n_p$  คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

ที่เส้นทางสนามแม่เหล็กที่ path II จะได้ความหนาแน่นฟลักซ์ดังสมการ

$$B_{Lp} = B_{L1} - \frac{4\pi AL_p}{10^7 r_i \ln(r_o/r_i)} \quad (ก3)$$

โดยทั่วไปแล้ว

$$L_1 B_{L1} + \int_0^b B_{Lp} dL_p + L_2 B_{L2} = 0 \quad (ก4)$$

ดังนั้น

$$B_{L1} = -B_{L2} \left( \frac{2L_2 + b}{2L_1 + b} \right) \quad (ก5)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (ก2) จะได้

$$B_{L1} = \left( \frac{2L_2 + b}{L_a} \right) \left( \frac{2\pi A}{10^7 r_i \ln(r_o/r_i)} \right) \quad (ก6)$$

และ

$$B_{L2} = \left( \frac{2L_1 + b}{L_a} \right) \left( \frac{2\pi A}{10^7 r_i \ln(r_o/r_i)} \right) \quad (ก7)$$

ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดแสดงดังรูปที่ ก1(ข) เมื่อพิจารณาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ส่งผลต่อขดลวดทุติยภูมิ จากรูปที่ ก1(ค)

กำหนดให้  $\phi_{x'}$  คือ ฟลักซ์ที่เชื่อมต่อขดลวดย่อย

$d_{x'}$  คือ ความกว้างของช่องฟลักซ์

$x'$  คือ ระยะจากขดลวดปฐมภูมิถึงช่องฟลักซ์

$l_1$  คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่ง

$n_s$  คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

โดยจำนวนรอบของขดลวดย่อยมีค่าเท่ากับ  $n_s dx'/m$  และฟลักซ์ที่เชื่อมต่อขดลวดย่อยมีค่าดังสมการ

$$\phi_{x'} = 2\pi r_i x' B_{L1} \quad (ก8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นฟลักซ์เชื่อมต่อในขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าเท่ากับ

$$\int_0^{x_1} \phi_x \cdot \frac{n_s}{m} dx' = \frac{2\pi r_i B_{L1} n_s}{m} \int_0^{x_1} x' dx' \\ = \frac{2\pi r_i B_{L1} n_s l_1^2}{m} \quad (ก9)$$

เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้นในรูปสัญญาณไซน์ที่มีกระแส  $i_p$  (RMS) ความถี่  $f$  ให้ขดลวดปฐมภูมิ จะได้แรงดัน  $v_1$  (RMS) และ  $v_2$  (RMS) ที่ขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่งและสอง มีค่าเท่ากับ

$$v_1 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left( \frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left( \frac{2L_2 + b}{mL_a} \right) l_1^2 \quad (ก10)$$

$$v_2 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left( \frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left( \frac{2L_1 + b}{mL_a} \right) l_2^2 \quad (ก11)$$

เมื่อ  $l_2$  คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่สอง ผลต่างของแรงดันจะมีค่าดังสมการ

$$v_{out} = v_1 - v_2 = k_1 l (1 - k_2 l^2) \quad (ก12)$$

เมื่อ  $l = (l_1 - l_2) / 2$  คือระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ และ  $k_1$  คือค่าความไวมีค่าเท่ากับ  $v_{out} / l$  จะได้

$$k_1 = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 \ln(r_o/r_i) mL_a} \quad (ก13)$$

โดยที่  $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$  และ  $k_2$  คือค่าของตัวแปรที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ก11) มีค่าเท่ากับ

$$k_2 = \frac{1}{(b + 2d + l_0)} l_0 \quad (ก14)$$

และเทอมของความไม่เป็นเชิงเส้น  $\varepsilon$  มีค่าดังสมการ

$$\varepsilon = k_2 l^2 \quad (ก15)$$

จะเห็นว่าค่าที่น้อยที่สุดที่ทรานสดิวเซอร์สามารถวัดได้คือเมื่อ  $l_0 = b$  หากสมมติว่าที่ระยะการวัดสูงสุด แกนเหนี่ยวนำจะไม่เคลื่อนที่เกินความยาวของขดลวดทุติยภูมิ โดยที่ค่าของ  $2d$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า  $b$  จากสมการที่ (ก12) และ (ก13) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ดังนั้นในการออกแบบเซนเซอร์ให้มีระยะการวัดสูงสุด  $x_{max}$  โดยเลี่ยงค่าความผิดพลาดจากความไม่เป็นเชิงเส้น  $\varepsilon$  จะได้ความยาวของขดลวดปฐมภูมิและความยาวของขดลวดทุติยภูมิ ดังนี้

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

$$m = b + x_{max} + \delta \quad (ก18)$$

เมื่อ  $\delta$  คือส่วนที่ใส่เพิ่มเข้าไปเพื่อกันไม่ให้แกนเหนียวนำเคลื่อนที่ออกมาจากขดลวดทุติยภูมิที่ระยะการวัดสูงสุด ดังนั้นความยาวของแกนเหนียวนำจะมีค่าเท่ากับ

$$L_a = 3b + 2d \quad (ก19)$$

โดยสามารถหาค่าของสัญญาณเอาต์พุตได้ตั้งสมการที่ (ก16) ในทางปฏิบัติ  $r_i/L_a$  จะมีค่าประมาณ 0.05 และอัตราส่วนของ  $r_o/r_i$  จะมีค่าอยู่ในช่วง 2 ถึง 8 ค่า  $i_p$  และ  $n_p$  ที่ขดลวดปฐมภูมิจะถูกกำหนดด้วยพื้นที่สำหรับใส่ขดลวด และขึ้นอยู่กับแรงดันและความถี่ของของสัญญาณกระตุ้น สำหรับขดลวดทุติยภูมิควรจะมีจำนวนรอบให้มากที่สุดที่สามารถทำได้ โดยออกแบบให้มีค่าที่เหมาะสมกับค่าอิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุต

## ก2 พิสูจน์สมการของสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT แบบอนุกรมอันดับที่สาม

จากสมการ (ก12) เป็นสมการผลต่างแรงดัน หากแทนสมการที่ (ก10) และ (ก11) ลงไปจะได้เป็น

$$v_{out} = v_1 - v_2 \quad (ก20)$$

$$= \left[ \frac{4\pi^3}{10^7} \left( \frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left( \frac{2L_2 + b}{mL_a} \right) l_1^2 \right] - \left[ \frac{4\pi^3}{10^7} \left( \frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left( \frac{2L_1 + b}{mL_a} \right) l_2^2 \right] \quad (ก21)$$

$$v_{out} = \frac{4\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 mL_a \ln(r_o/r_i)} \left[ (2L_2 + b)l_1^2 - (2L_1 + b)l_2^2 \right] \quad (ก22)$$

กำหนดให้  $L_2 = l_2 + d$ ,  $L_1 = l_1 + d$  ดังนั้น

$$v_{out} = \frac{4\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 mL_a \ln(r_o/r_i)} \left[ (2l_2 + 2d + b)l_1^2 - (2l_1 + 2d + b)l_2^2 \right] \quad (ก23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{out} = \frac{4\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 m L_a \ln(r_o / r_i)} \left[ 2l_1^2 l_2 + 2dl_1^2 + bl_1^2 - 2l_1 l_2^2 - 2dl_2^2 + bl_2^2 \right] \quad (ก24)$$

กำหนดให้  $l = (l_1 - l_2) / 2$  และ  $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$  ดังนั้น

$$l_0 l = \frac{(l_1 + l_2)}{2} \cdot \frac{(l_1 - l_2)}{2} = \frac{l_1^2 - l_2^2}{4} \quad (ก25)$$

$$l^3 = \left( \frac{l_1 - l_2}{2} \right)^3 = \frac{l_1^3 - 3l_1^2 l_2 + 3l_1 l_2^2 - l_2^3}{8} \quad (ก26)$$

$$l_0 l_0 l = \left( \frac{l_1 + l_2}{2} \right) \left( \frac{l_1 + l_2}{2} \right) \left( \frac{l_1 - l_2}{2} \right) = \left( \frac{l_1^2 - l_2^2}{4} \right) \left( \frac{l_1 + l_2}{2} \right) = \frac{l_1^3 + l_1^2 l_2 - l_1 l_2^2 - l_2^3}{8} \quad (ก27)$$

แทนสมการ (ก25) (ก26) และ (ก27) ลงในสมการ (ก24) จะได้

$$v_{out} = \frac{4\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 m L_a \ln(r_o / r_i)} \left[ 4 \cdot 2l_0 l + 4 \cdot bl_0 l_0 l - 4 \cdot l^3 \right] \quad (ก28)$$

$$= \frac{4\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 m L_a \ln(r_o / r_i)} \left[ (b + 2d + l_0) l_0 l - l^3 \right] \quad (ก29)$$

$$= \frac{4 \cdot 4\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 m L_a \ln(r_o / r_i)} \left[ l - \frac{l^3}{(b + 2d + l_0) l_0} \right] \quad (ก30)$$

$$= \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 m L_a \ln(r_o / r_i)} \left[ 1 - \frac{l^2}{(b + 2d + l_0) l_0} \right] \quad (ก31)$$

$$v_{out} = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 \ln(r_o / r_i) m L_a} l \left[ 1 - \left( \frac{1}{(b + 2d + l_0) l_0} \right) l^2 \right] \quad (ก31)$$

ดังนั้นจะได้สมการของสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT แบบอนุกรมลำดับที่สาม ดังนี้

$$v_{out} = v_1 - v_2 = k_1 l (1 - k_2 l^2) \quad (ก32)$$

เมื่อ

$$k_1 = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 \ln(r_o / r_i) m L_a} \quad (ก33)$$

$$k_2 = \frac{1}{(b + 2d + l_0) l_0} \quad (ก34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



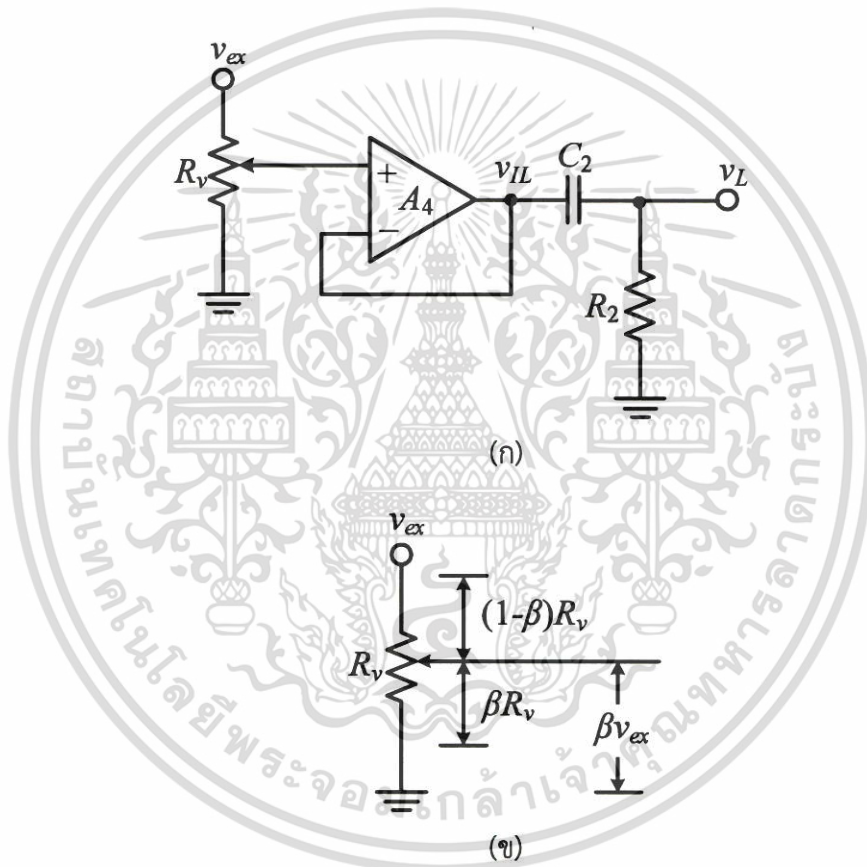
**ภาคผนวก ข**  
**การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT**  
**โดยใช้ตารางค้นหาแบบแอนะล็อก**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข1 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า

### ข1.1 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้าในบทที่ 3

วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า (lead network) ที่ใช้ในบทที่ 3 ในรูปที่ 3.4 แสดงได้ดังรูปที่ ข1(ก) ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_4$  ตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_v$  ตัวต้านทาน  $R_2$  และตัวเก็บประจุ  $C_2$  หากพิจารณาตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_v$  หรือที่รู้จักกันในชื่อโพเทนทิโอมิเตอร์ (potentiometer) ด้วยหลักการของตัวแบ่งแรงดัน (voltage divider) จะสามารถแสดงค่าความต้านทานและแรงดันได้ดังรูปที่ ข1(ข)



รูปที่ ข1 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้าที่ใช้ในบทที่ 3

(ก) โครงสร้างของวงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า

(ข) โพเทนทิโอมิเตอร์

จะเห็นว่าออปแอมป์  $A_1$  ต่อยู่ในรูปแบบของวงจรบัฟเฟอร์ (buffer) เมื่อพิจารณาแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัฟเฟอร์  $v_{IL}$  จะได้

$$v_{IL} = \beta v_{ex} \quad (\text{ข1.1})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $v_{ex}$  คือ สัญญาณกระตุ้นของ LVDT ที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจร

$\beta$  คือ อัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับ  $0 < \beta \leq 1$

จากรูปที่ ข1(ก) เมื่อพิจารณาวงจรอนุกรม RC จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$H = \frac{v_L}{v_{IL}} \quad (\text{ข1.2})$$

โดยที่

$$v_L = \frac{R_2}{R_2 + Z_{C_2}} v_{IL} \quad (\text{ข1.3})$$

เมื่อ  $Z_{C_1} = 1/j\omega_{ex}C_1$  ดังนั้นจะได้

$$v_L = \frac{R_2}{R_2 + (1/j\omega_{ex}C_2)} v_{IL} \quad (\text{ข1.4})$$

แทนสมการ (ข1.4) ลงไปในสมการ (ข1.2) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$H = \frac{j\omega_{ex}R_2C_2}{j\omega_{ex}R_2C_2 + 1} \quad (\text{ข1.5})$$

ดังนั้นสามารถหาแอมพลิจูดและมุมของสัญญาณที่ถูกเลื่อนให้นำหน้าได้คือ

$$A_L = |H| = \frac{\omega_{ex}R_2C_2}{\sqrt{(\omega_{ex}R_2C_2)^2 + 1}} \quad (\text{ข1.6})$$

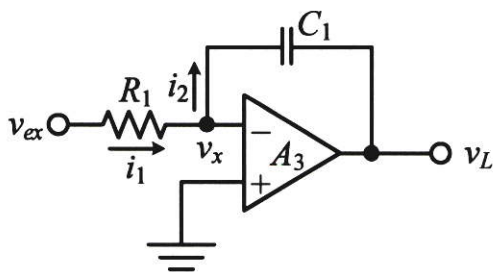
$$\theta_L = \angle H = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega_{ex}R_2C_2}\right) = 90^\circ - \tan^{-1}(\omega_{ex}R_2C_2) \quad (\text{ข1.7})$$

## ข1.2 วงจรเลื่อนเฟสหน้าในบทที่ 4

ในรูปที่ ข2 เป็นวงจรอินทิเกรตใช้ในการเลื่อนเฟสหน้า  $90^\circ$  ในรูปที่ 4.1(ข) ในบทที่ 4 ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_3$  ตัว ตัวต้านทาน  $R_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  เมื่อพิจารณาที่โหนด  $v_x$  จะได้

$$i_1 = i_2 \quad (\text{ข1.8})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ข2 วงจรเลื่อนเฟสหน้าหน้า  $90^\circ$  ในบทที่ 4

จากคุณสมบัติความเป็นอุดมคติของออปแอมป์แรงดันที่ขาอินพุตบวกและแรงดันที่ขาอินพุตลบจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการที่ (ข1.8) ได้ว่า

$$\frac{v_x - v_{ex}}{R_1} = C_1 \frac{dv_L}{dt} \quad (\text{ข1.9})$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่และกำหนดให้  $v_x = 0$  ตามคุณสมบัติอุดมคติของออปแอมป์จะได้

$$v_L = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t v_{ex} dt \quad (\text{ข1.10})$$

เมื่อ  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  ดังนั้น

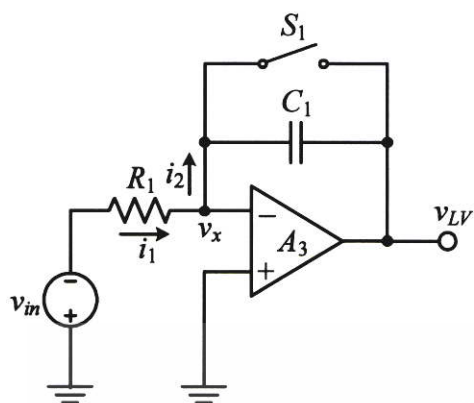
$$v_L = -\frac{V_{ex}}{\omega R_1 C_1} \cos \omega t \quad (\text{ข1.11})$$

## ข2 วงจรอินทิเกรต

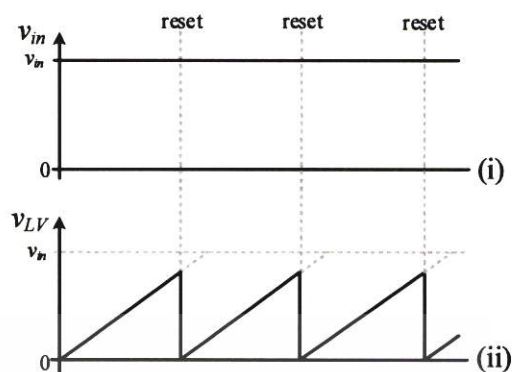
### ข2.1 วงจรอินทิเกรตในบทที่ 3

วงจรอินทิเกรต (integrator) ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพื่นเรื้อยเพื่อเป็นสัญญาณเชิงเส้นอ้างอิงในรูปที่ 3.4 ในบทที่ 3 แสดงได้ดังรูปที่ ข3(ก) ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_3$  ตัวต้านทาน  $R_1$  ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และแอนะล็อกสวิตช์  $S_1$  ส่วนสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตแสดงในรูปที่ ข3(ข) เมื่อพิจารณาที่โหนด  $v_x$  จะได้

$$i_1 = i_2 \quad (\text{ข2.1})$$



(ก)



(ข)

### รูปที่ ข3 วงจรอินทิเกรตที่ใช้ในบทที่ 3

(ก) โครงสร้างของวงจรอินทิเกรต

(ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรต

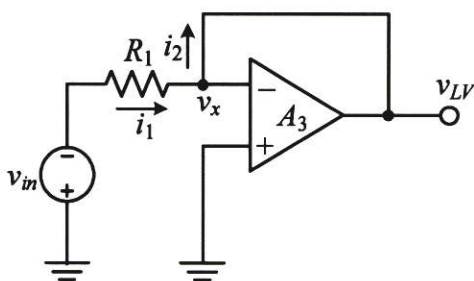
จากคุณสมบัติความเป็นอุดมคติของออปแอมป์แรงดันที่ขาอินพุตบวกและแรงดันที่ขาอินพุตลบจะมีค่าเท่ากัน และในกรณีที่แอนะล็อกสวิตช์ยังไม่ทำงาน ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการที่ (ข2.1) ได้ว่า

$$\frac{v_x}{R_1} = C_1 \frac{dv_{LV}}{dt} \quad (\text{ข2.2})$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่แล้วให้  $v_x = -v_{in}$  จะได้

$$v_{LV} = \frac{v_{in}}{R_1 C_1} \int_0^t dt \quad (\text{ข2.3})$$

จากสมการ (ข2.3) จะเห็นว่าวงจรมีสัญญาณอินพุตเป็นค่าคงที่มีขนาดเป็น  $-v_{in}$  ดังแสดงในกราฟ (i) ในรูปที่ ข3(ข) ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่าเพิ่มขึ้นแบบลาดเอียงเชิงเส้น โดยแรงดันจะเพิ่มไปจนถึงแรงดันอินพุต  $v_{in}$  แต่อย่างไรก็ตามวงจรอินทิเกรตที่ใช้จะมีแอนะล็อกสวิตช์เพื่อรีเซ็ตค่าแรงดันเอาต์พุตก่อนที่จะไปถึงแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ซึ่งสามารถแสดงวงจรเมื่อแอนะล็อกสวิตช์ทำงานได้ดังรูปที่ ข4 ทำให้เอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตมีค่าเป็น  $v_{LV} = 0$  เมื่อแอนะล็อกสวิตช์ทำงาน จึงสามารถเขียนกราฟสัญญาณเอาต์พุตของวงจรได้ดังกราฟ (ii) ในรูปที่ ข3(ข)

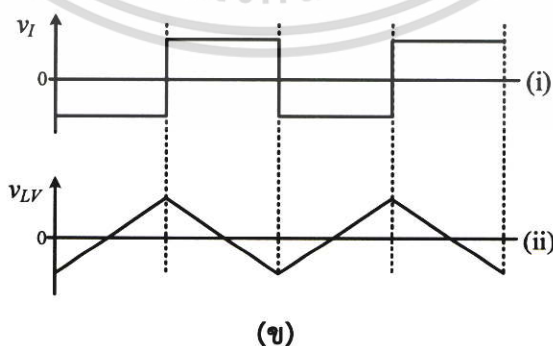
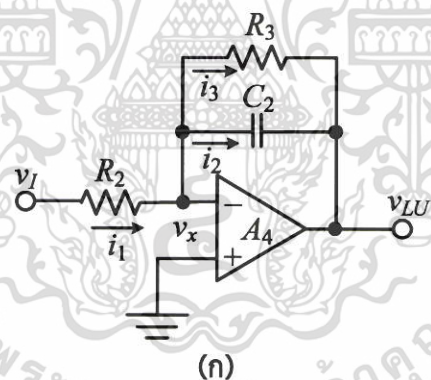


รูปที่ ข4 วงจรอินทิเกรตที่ใช้ในบทที่ 3 เมื่อแอนะล็อกสวิตช์ทำงาน

## ข2.2 วงจรอินทิเกรตในบทที่ 4

วงจรอินทิเกรตที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อเป็นสัญญาณเชิงเส้นอ้างอิงในรูปที่ 4.1(ข) ในบทที่ 4 แสดงได้ดังรูปที่ ข5(ก) ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_4$  ตัวต้านทาน  $R_2$   $R_3$  และตัวเก็บประจุ  $C_2$  ส่วนสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตแสดงในรูปที่ ข5(ข) เมื่อพิจารณาที่โหนด  $v_x$  จะได้

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (\text{ข2.4})$$



รูปที่ ข5 วงจรอินทิเกรตที่ใช้ในบทที่ 4

(ก) โครงสร้างของวงจรอินทิเกรต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน (ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรต นี้ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติความเป็นอุดมคติของออปแอมป์แรงดันที่ขาอินพุตบวกและแรงดันที่ขาอินพุตลบจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการที่ (ข2.4) ได้ว่า

$$\frac{v_I}{R_2} = -C_2 \frac{dv_{LU}}{dt} - \frac{v_{LU}}{R_3} \quad (\text{ข2.5})$$





ทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้



$$v_{LU} = -\frac{1}{R_2 C_2 + R_2 / R_3} \int_0^t v_I dt \quad (\text{ข2.6})$$

### ข3 วงจรวันช็อตโทมเมอร์

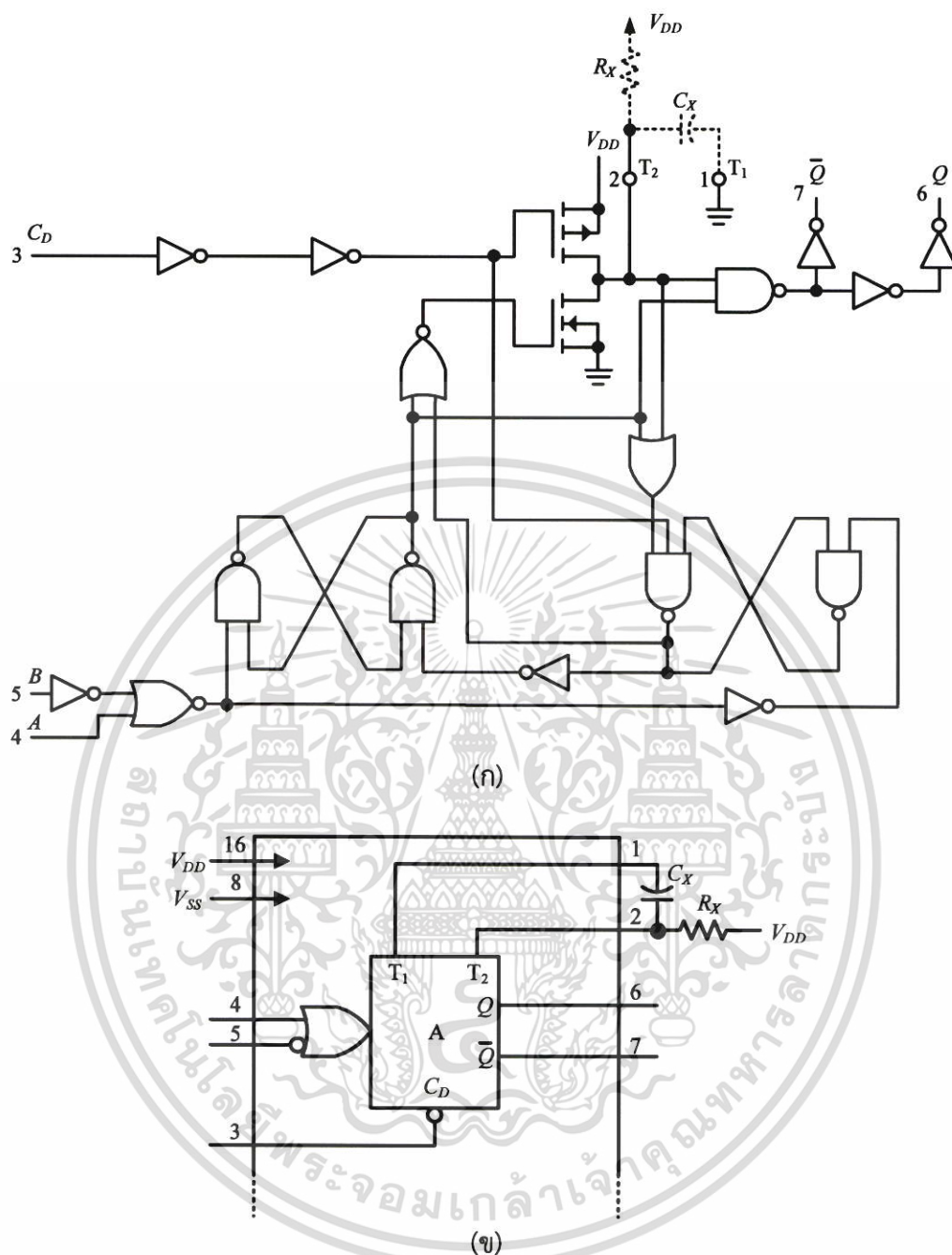
วงจรวินช็อตโทมเมอร์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมการทำงานของแอนะล็อกสวิตซ์ทั้งในวงจรในรูปที่ 3.4 ในบทที่ 3 และรูปที่ 4.1(ข) ในบทที่ 4 โดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ CD4528 ซึ่งมีวงจรวินช็อตโทมเมอร์บรรจุอยู่ในไอซีตัวนี้จำนวนสองชุดโดยแต่ละชุดจะมีโครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ ข6(ก) โดยมีตารางค่าความจริง (truth table) แสดงดังตารางที่ ข1 สำหรับวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นที่นำเสนอในบทที่ 3 และบทที่ 4 จะใช้ค่าความจริงในกรณีที่ 4 และกรณีที่ 5 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์เอาต์พุตตามช่วงขอบขาลงและขอบขาขึ้นของสัญญาณอินพุตตามลำดับ ดังนั้นสามารถที่จะสร้างวงจรเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมแอนะล็อกสวิตซ์ได้ดังรูปที่ ข6(ข) โดยมีสัญญาณสี่เหลี่ยม (square wave) เป็นสัญญาณอินพุตป้อนที่ขา 4 และมีสัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบพัลส์ออกทางขา 6 สามารถแสดงตัวอย่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตได้ดังกราฟ (i) และกราฟ (ii) ในรูปที่ ข6(ค) ตามลำดับ โดยที่ขนาดความกว้างของสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ขึ้นอยู่กับค่าตัวต้านทาน  $R_x$  ตัวเก็บประจุ  $C_x$  และแหล่งจ่าย  $V_{DD}$  ซึ่งสามารถดูได้จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของพัลส์และตัวเก็บประจุ  $C_x$  ในรูปที่ ข6(ง)

ตารางที่ ข1 ตารางค่าความจริงของวงจรวินช็อตโทมเมอร์

Case	Inputs			Outputs	
	Clear	A	B	$Q$	$\bar{Q}$
1	L	X	X	L	H
2	X	H	X	L	H
3	X	X	L	L	H
4	H	L	↓		
5	H	↑	H		

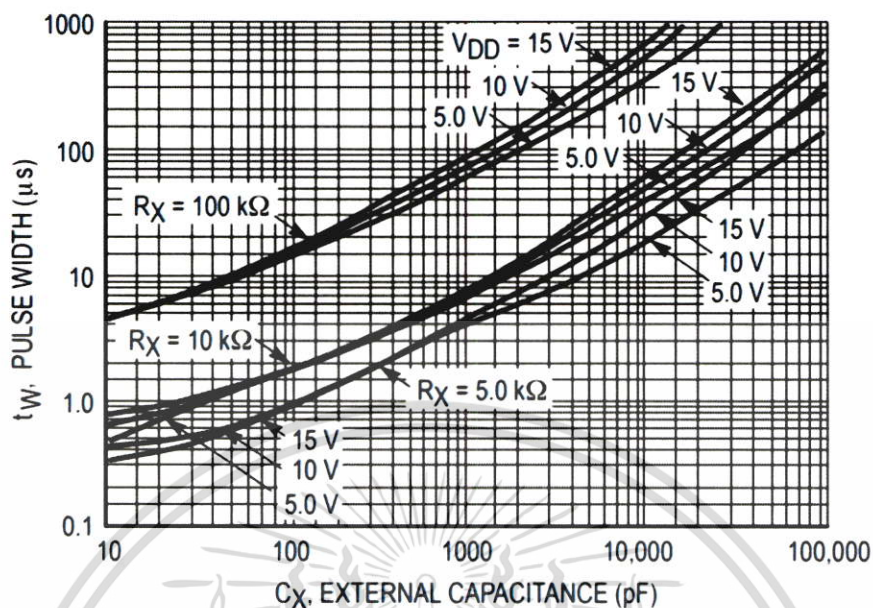
- H = High Level  
 L = Low Level  
 ↑ = Transition from Low to High  
 ↓ = Transition from High to Low  
 = One High Level Pulse  
 = One Low Level Pulse  
 X = Irrelevant

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข6. วงจรวันช้อตไทม์เมอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข6 วงจรวันซ็อตโทมเมอร์ (ต่อ)

- (ก) โครงสร้างภายใน
- (ข) การต่อวงจรเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์
- (ค) ตัวอย่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจร
- (ง) ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของพัลส์และตัวเก็บประจุ  $C_x$  และตัวต้านทาน  $R_x$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**ภาคผนวก ค**  
**การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพิ่มช่วงปฏิบัติการเชิงเส้นของ LVDT**  
**โดยใช้คุณลักษณะถ่ายโอนผกผัน**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ค1 ตัวคูณแบบแอนะล็อก

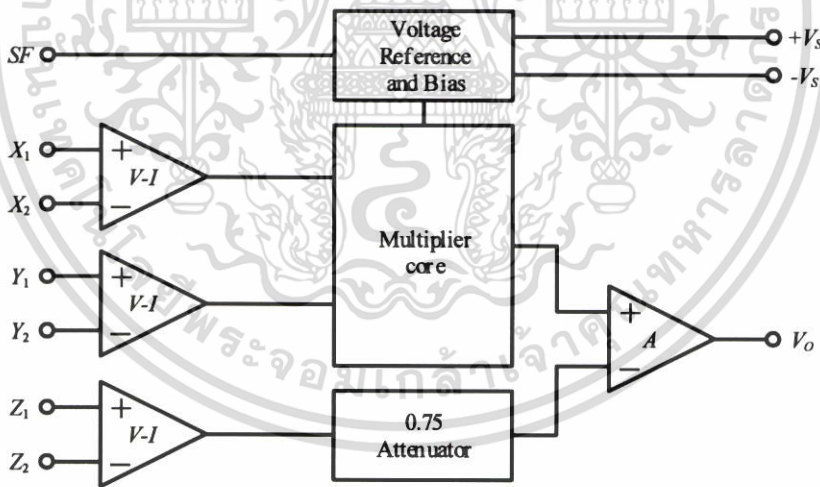
ตัวคูณแบบแอนะล็อก (analog multiplier) ที่ใช้ในรูปที่ 5.2(ค) ในบทที่ 5 จะใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ MPY534 ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ ค1 ประกอบส่วนสำคัญด้วยกันอยู่สี่ส่วน คือ ส่วนของการแปลงแรงดันอินพุตเป็นกระแส (voltage-to-current converter,  $V-I$ ) ส่วนของแรงดันอ้างอิงและไบแอส ส่วนอัตราลดทอนสัญญาณ (attenuator) และส่วนของออปแอมป์เอาต์พุตความละเอียดสูง (precision output opamp) โดยสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ได้ดังนี้

$$V_o = A \left[ \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right] \quad (\text{ค1.1})$$

เมื่อ  $A$  คือ อัตราขยายของเอาต์พุตออปแอมป์แบบวงเปิด (open-loop) โดยปกติอยู่ที่ 85dB ที่สัญญาณดีซี

$SF$  คือ scale factor โดยจะถูกตั้งอยู่ที่ 10V แต่สามารถปรับได้ 3V ถึง 10V

$X, Y, Z$  คือ แรงดันอินพุต โดยมีค่าสูงสุดอยู่ที่  $\pm 1.25SF$



รูปที่ ค1 บล็อกไดอะแกรมของตัวคูณแบบแอนะล็อกเบอร์ MPY534

ในการต่อใช้งานตัวคูณแบบแอนะล็อก (MPY534) ที่ใช้ในการสร้างคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันแบบอนุกรมอันดับที่ 3 ต้องใช้ตัวคูณแบบแอนะล็อกจำนวน 2 ตัว โดยสามารถแสดงการต่อวงจรได้ดังรูปที่ ค2 โดยมีแรงดัน  $v_1$  เป็นสัญญาณอินพุต จากคุณลักษณะถ่ายโอนของตัวคูณแบบแอนะล็อกในสมการที่ (ค1.1) สามารถเขียนสมการเอาต์พุตของตัวคูณแบบแอนะล็อกตัวที่หนึ่งได้เป็น

$$v_{OM1} = \frac{v_1^2}{10} \quad (\text{ค1.2})$$

เมื่อนำ  $v_{OM1}$  ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (non-inverting amplifier) ที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_1$  ตัวต้านทาน  $R_1$  และตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทานเป็น 9 เท่าของ  $R_1$  และจากสมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส สามารถหาแรงดันเอาต์พุตได้สมการดังนี้

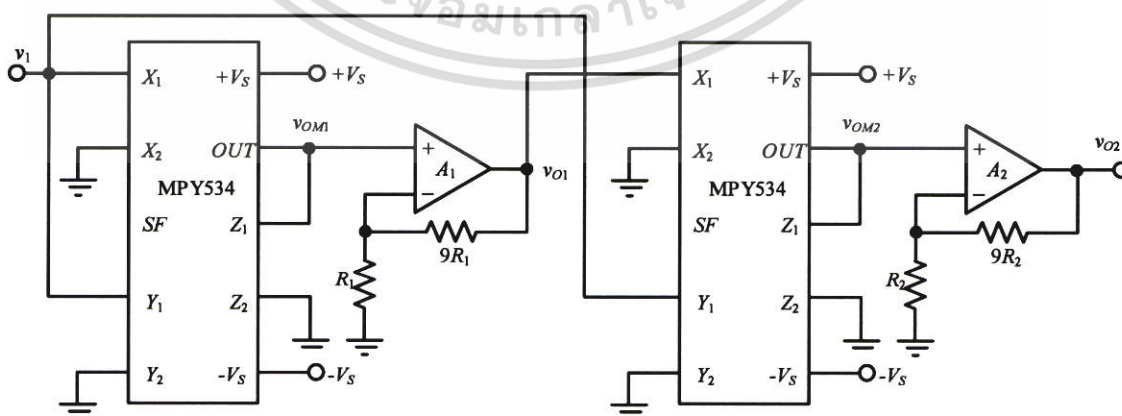
$$v_{O1} = \frac{v_1^2}{10} \left( \frac{9R_1}{R_1} + 1 \right) = v_1^2 \quad (\text{ค1.3})$$

เช่นเดียวกันเมื่อมีสัญญาณแรงดัน  $v_1$  และ  $v_{O1}$  เป็นอินพุตให้กับตัวคูณแบบแอนะล็อกตัวที่สอง ดังนั้นสามารถหาสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$v_{OM2} = \frac{v_1^2 \cdot v_1}{10} = \frac{v_1^3}{10} \quad (\text{ค1.4})$$

เมื่อนำ  $v_{OM2}$  ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสชุดที่สองที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_2$  ตัวต้านทาน  $R_2$  และตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทานเป็น 9 เท่าของ  $R_2$  และจากสมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส สามารถหาสมการแรงดันเอาต์พุตได้เป็น

$$v_{O2} = \frac{v_1^3}{10} \left( \frac{9R_2}{R_2} + 1 \right) = v_1^3 \quad (\text{ค1.5})$$



### รูปที่ ค2 โครงสร้างวงจรคุณลักษณะถ่ายโอนผกผันแบบอนุกรมอันดับที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเชิงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ค2 วงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์

จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของ LVDT ที่สังเคราะห์ได้อย่างง่ายโดยใช้ตัวคูณแบบแอนะล็อก สามารถที่จะสัญญาณเอาต์พุตดังสมการที่ (5.7) คือ

$$v_n = k_1(1 - k_2 v_1^2) v_1 = k_1 v_1 - k_1 k_2 v_1^3 \quad (ค1.6)$$

เมื่อ  $k_1$  คือ สัมประสิทธิ์ที่ถูกตั้งให้สอดคล้องกับความไว  $k_v$  ของ LVDT

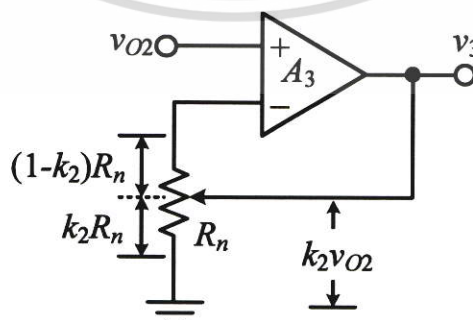
$k_2$  คือ สัมประสิทธิ์ที่ถูกตั้งให้สอดคล้องกับค่าสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้น  $k_n$  ของ LVDT

ดังนั้นจึงมีการออกแบบวงจรเพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ทั้ง  $k_1$  และ  $k_2$  ให้สอดคล้องกับความไวและความไม่เป็นเชิงเส้นของ LVDT ตามลำดับ โดยวงจรที่ใช้ในการปรับค่า  $k_2$  ในรูปที่ 5.2(ค) แสดงได้ดังรูปที่ ค3 ประกอบไปด้วยออปแอมป์  $A_3$  และตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_n$  หากพิจารณาตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_n$  หรือที่รู้จักกันในชื่อโพเทนทิโอมิเตอร์ ด้วยหลักการของตัวแบ่งแรงดันและจากคุณสมบัติทางอุดมคติของออปแอมป์ ความต้านทานภายในของออปแอมป์มีค่าเป็นอนันต์ และจากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดันที่ขาบวกและลบของออปแอมป์มีค่าเท่ากัน ดังนั้นสามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$v_3 = k_2 v_{o2} \quad (ค1.7)$$

จากสมการ (ค1.5)  $v_{o2} = v_1^3$  จึงสามารถเขียนสมการ (ค1.7) ได้เป็น

$$v_3 = k_2 v_1^3 \quad (ค1.8)$$



รูปที่ ค3 โครงสร้างวงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์  $k_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์  $k_1$  ในบทที่ 5 ดังรูปที่ 5.2(ค) ประกอบด้วยออปแอมป์  $A_2$  ตัวต้านทาน  $R_{m1}-R_{m4}$  และตัวต้านทานปรับค่าได้  $R_n$  โดยมีโครงสร้างของวงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์  $k_1$  แสดงในรูปที่ ค4 ที่โหนด  $v_x$  จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังสมการ

$$i_1 + i_2 = 0 \quad (\text{ค1.9})$$

จะได้

$$v_x = (v_3 + \alpha v_n) \frac{R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}} \quad (\text{ค1.10})$$

ที่โหนด  $v_y$  จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังสมการ

$$i_3 + i_4 = 0 \quad (\text{ค1.11})$$

จะได้

$$v_y = v_1 \frac{R_{m4}}{R_{m3} + R_{m4}} \quad (\text{ค1.12})$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดันที่ขาบวกและลบของออปแอมป์มีค่าเท่ากันดังนั้น  $v_x = v_y$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

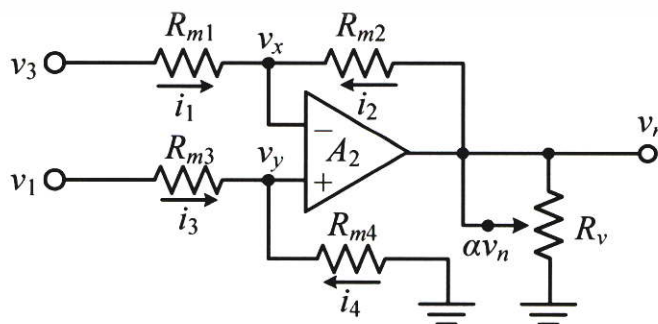
$$(v_3 + \alpha v_n) \frac{R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}} = v_1 \frac{R_{m4}}{R_{m3} + R_{m4}} \quad (\text{ค1.13})$$

กำหนดให้  $R_{m1} = R_{m3}$  และ  $R_{m2} = R_{m4}$  สามารถเขียนสมการ (ค1.13) ได้เป็น

$$v_n = \frac{1}{\alpha} v_1 - \frac{1}{\alpha} v_3 \quad (\text{ค1.14})$$

เมื่อ  $k_1 = 1/\alpha$  และแทนสมการ (ค1.8) ลงในสมการ (ค1.14) จะได้

$$v_n = k_1 v_1 - k_1 k_2 v_1^3 \quad (\text{ค1.15})$$



รูปที่ ค4 โครงสร้างวงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์  $k_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

- [1] W. Petchmaneelumka, W. Koodtalang, K. Songsuwankit and V. Riewruja, "Linear Range Extension for LVDT Using Analog Lookup Table," **2018 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST)**, Phuket, 2018, pp. 1-4.
- [2] W. Petchmaneelumka, W. Koodtalang, K. Songsuwankit and V. Riewruja, "Linear-range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Triangular Signal," **2018 18th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)**, Daegwallyeong, 2018, pp. 751-755.
- [3] W. Petchmaneelumka, W. Koodtalang and V. Riewruja, "Simple Technique for Linear-Range Extension of Linear Variable Differential Transformer," in **IEEE Sensors Journal**, vol. 19, no. 13, pp. 5045-5052, 1 July, 2019.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

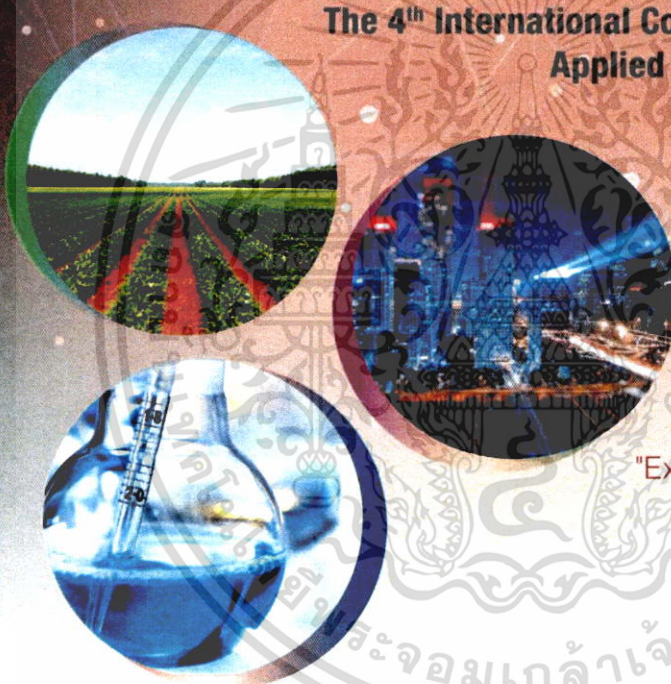
Conference Proceedings



# iceast

## 2018

The 4<sup>th</sup> International Conference on Engineering,  
Applied Sciences and Technology




"Exploring Innovative Solutions  
for Smart Society"

Swissôtel Resort Phuket Patong Beach  
Phuket, Thailand

July 4-7, 2018

iceast2018@kmitl.ac.th  
www.iceast.org



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Linear Range Extension for LVDT Using Analog Lookup Table

W. Petchmaneelumka, W. Koodtalang, K. Songsuwankit and V. Riewruja  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Bangkok, Thailand

wandee.pe@kmitl.ac.th, wittaya.k@eng.kmutnb.ac.th, kanoknuch.sw@gmail.com and vanchai.ri@kmitl.ac.th

**Abstract**—A technique to extend the operating range of the linear variable differential transformer (LVDT) is presented in this article. The realization method is based on the analog lookup table achieved by the ramp signal generator where the frequency of ramp signal is equal to the excitation frequency. Therefore, the resolution of the resulting signal is very high. The output signals of the LVDT are provided to generate the reference signal to synchronize with the ramp signal. The proposed technique can extend the operating range of the LVDT from a normal operating range provided by the specification of the LVDT to maximum stroke range of the LVDT. The circuit of the proposed technique is simple and can be implemented using the commercial devices. The experimental results confirmed that the circuit performance are good agreement with the expected results. The response time of the proposed technique is about two periods of the excitation frequency.

**Keywords**—LVDT; OPAMP; lead network; analog lookup table; linear range extension

## I. INTRODUCTION

A linear variable differential transformer (LVDT) is one of the inductive transducers used to measure the displacement. Many applications can be found in field of engineering, industry, medical and scientific equipment, which are used to measure position, level, flow, force and pressure [1]-[6]. The advantage of the LVDT is that the LVDT provides its behaviors in the terms of high resolution and durability [7]. The LVDT structure is similar to the transformer which consists of two secondary windings and one primary winding. Two secondary windings are connected in series with opposite direction. Therefore, the output signal of the LVDT is the different signal between two secondary windings. The core of the LVDT is the moving part used to measure the displacement. The LVDT requires an excitation signal for its operation. To detect the core displacement signal, the synchronous demodulator, is required [1], [4], [8] - [17]. The disadvantage of the synchronous demodulators mentioned above is that the stability in operation of the demodulators are deteriorated due to the delay time caused by the low-pass filter. The use of a sample-and-hold circuit (SHC) in the literature [8], [12] - [16] can avoid using the low-pass filter in the signal path. In addition, the phase shift between the excitation signal and the LVDT output signal is occurred owing to the LVDT structure [16]. This phase shift causes an error in the demodulated signal or the core displacement signal, which can be overcome using the technique proposed in the literature

[16]. The operating range of the commercial LVDT is approximated 25% of its maximum stroke range. To obtain the wide linear range operation, the large structure of the LVDT is achieved. Therefore, the applications of the LVDT in the small area or embed system are limited. There are two techniques to extend the linear range of the LVDT, modified LVDT structure and specific signal conditioner. The approach based on the modified LVDT structure was presented in the literature [18]. This approach requires special design for the LVDT configuration that is unsuitable and inconvenient for general applications. However, the linear range of the LVDT of this technique is still dependent on its structure length. Recently, the technique based on the use of the artificial neural network (ANN) is presented [19] - [20]. Unfortunately, this technique require a high performance microprocessor and the response time is depended on the speed of the microprocessor. In this paper, the linear range of the LVDT can be extended using the analog lookup table. The proposed technique provides the response time of about two cycle of the excitation frequency. The linear range of the LVDT can be extended from normal range to the maximum stroke range.

## II. CIRCUIT DESCRIPTION

### A. Principle

The secondary windings of the LVDT are connected in opposite direction as shown in Fig. 1(a). If the excitation signal  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  is applied to the primary winding, then the signals  $v_{S1}$  and  $v_{S2}$  can be expressed as [1]

$$v_{S1} = k_r V_{ex} (l_{null} - l) \sin(\omega t - \varphi) \quad (1a)$$

and

$$v_{S2} = k_r V_{ex} (l_{null} + l) \sin(\omega t - \varphi) \quad (1b)$$

where  $l_{null}$  is the null position of the LVDT,  $l$  is the core position deviated from null position,  $k_r$  and  $\varphi$  denote the sensitivity of the LVDT and phase shift between the signal in the primary winding and the secondary winding, respectively. The LVDT output signal  $v_d$  can be given by

$$v_d = (v_{S2} - v_{S1}) = 2k_r V_{ex} \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

The LVDT output signal  $v_d$  in Eq. (2) is valid from the core of the LVDT varied of about 25% of the full-stroke range. The LVDT output signal  $v_{df}$  for the full-stroke range of LVDT can be expressed as [19] – [20]

$$v_{df} = k_l V_{ex} l (1 - k_n l^2) \sin(\omega t - \varphi) \quad (3)$$

where  $k_n$  is the nonlinear coefficient. The LVDT output signal  $v_{df}$  of Eq.(3) can be demodulated using the technique proposed in the literature [16]. Then the demodulated signal  $v_{dem}$  from the signal  $v_{df}$  can be stated as

$$v_{dem} = k_l V_{ex} l (1 - k_n l^2) \quad (4)$$

From Eq. (4), the transfer characteristic of the LVDT for the full-stroke range  $l = \pm 1$  is shown in Fig. 1(b) where  $k_l$  and  $k_n$  are set to 1 and 0.01, respectively. It can be seen that the transfer characteristic in Eq. (4) is in the form of sinusoidal function. The linear range of the LVDT in Fig. 1(b) is approximated in the range  $l = \pm 0.25$ .

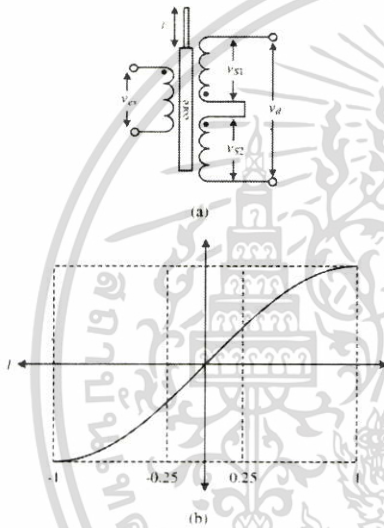


Fig. 1. (a) Schematic diagram (b) the linear range of the LVDT

### B. Linear Range Extension Technique

A technique to extend the linear range of the LVDT in this paper is based on the comparison of the core displacement signal and the sawtooth signal generated from the excitation signal. A block diagram of the proposed technique is shown in Fig. 2(a). From Fig. 2(a), the phase of the excitation signal is lagged to in phase with the LVDT output signal. The phase shift signal is converted to a square signal by the comparator  $A_2$ . The sawtooth signal is generated from the output signal of

the comparator  $A_2$  by the integrator. The LVDT output signal is demodulated by the core displacement signal where its magnitude is scale to equal the magnitude of the sawtooth signal. The comparator  $A_1$  is used to compare the magnitude of the core displacement signal with the shifted signal. The output signal of the comparator can be stated as

$$V_C = \begin{cases} "1" & \text{for } |v_{dem}| > |v_L| \\ "0" & \text{for } |v_{dem}| \leq |v_L| \end{cases} \quad (5)$$

The output signal  $V_C$  forces the one-shot timer to generate a control signal  $v_{com}$  for the sample and hold circuit (SHC). The SHC is forced to hold the signal voltage from the sawtooth signal that corresponds to the linear signal. The operation of this technique can be called an analog lookup table [21]. The schematic diagram of the proposed technique is shown in Fig. 2(b). The operation of the proposed circuit in Fig. 2(b) can be explained as follows. The phase of the excitation signal is led by lead amplifier formed by an operational amplifier (opamp)  $A_4$ , a capacitor  $C_2$ , a resistor  $R_2$  and variable resistors  $R_1$ . The phase lead  $\theta_L$  and its voltage gain  $A_L$  can be expressed as

$$\theta_L = -\tan^{-1} \omega_{ex} R_2 C_2 \quad (6)$$

and

$$A_L = \frac{1}{\sqrt{\omega_{ex}^2 R_2^2 C_2^2 + 1}} \quad (7)$$

The graph (i) in Fig. 2(c) shows the lead signal  $v_L$ . The demodulator used in this paper was proposed in the literature [16]. The demodulated signal  $v_{dem}$  or the core displacement signal is compared with the lead signal  $v_L$  by the comparator  $A_1$  to generate the control signal for the SHC. The positive edge of the pulse from the comparator  $A_1$  forces the one-shot timer to generate the control signal  $v_{com}$  for the SHC as shown in the curve (iii) of Fig. 2(c). The lead signal  $v_L$  is shaped to logic signal  $V_I$  by the comparator  $A_2$  as shown in the graph (ii) of Fig. 2(c). The integrator is provided from opamp  $A_3$ , resistor  $R_1$  and capacitor  $C_1$  to generate the triangular signal synchronized with the lead signal. The raising edge of the signal  $V_I$  forces the one-shot timer  $MN_2$  to generate the reset signal  $v_{rs}$ . The signal  $v_{rs}$  is the reset signal for analog switch  $S_1$ , which is used to reset the output signal  $v_{LV}$  of the integrator to zero voltage. Therefore, the integrator generates the triangular signal  $v_{LV}$  for the low level logic of the signal  $v_{rs}$  as shown in the graph (iv) of Fig. 2(c). The equal amplitude between the core displacement signal  $v_{dem}$  and the lead signal  $v_L$  are investigated by the comparator  $A_1$ . Therefore, the SHC is forced to sample the voltage from the rising edge of the triangular signal  $v_{LV}$ . It can be seen that the output signal  $v_o$  of the SHC is linearly proportioned to the core displacement over the maximum stroke range of LVDT as shown in the graph (v) of Fig. 2(c).

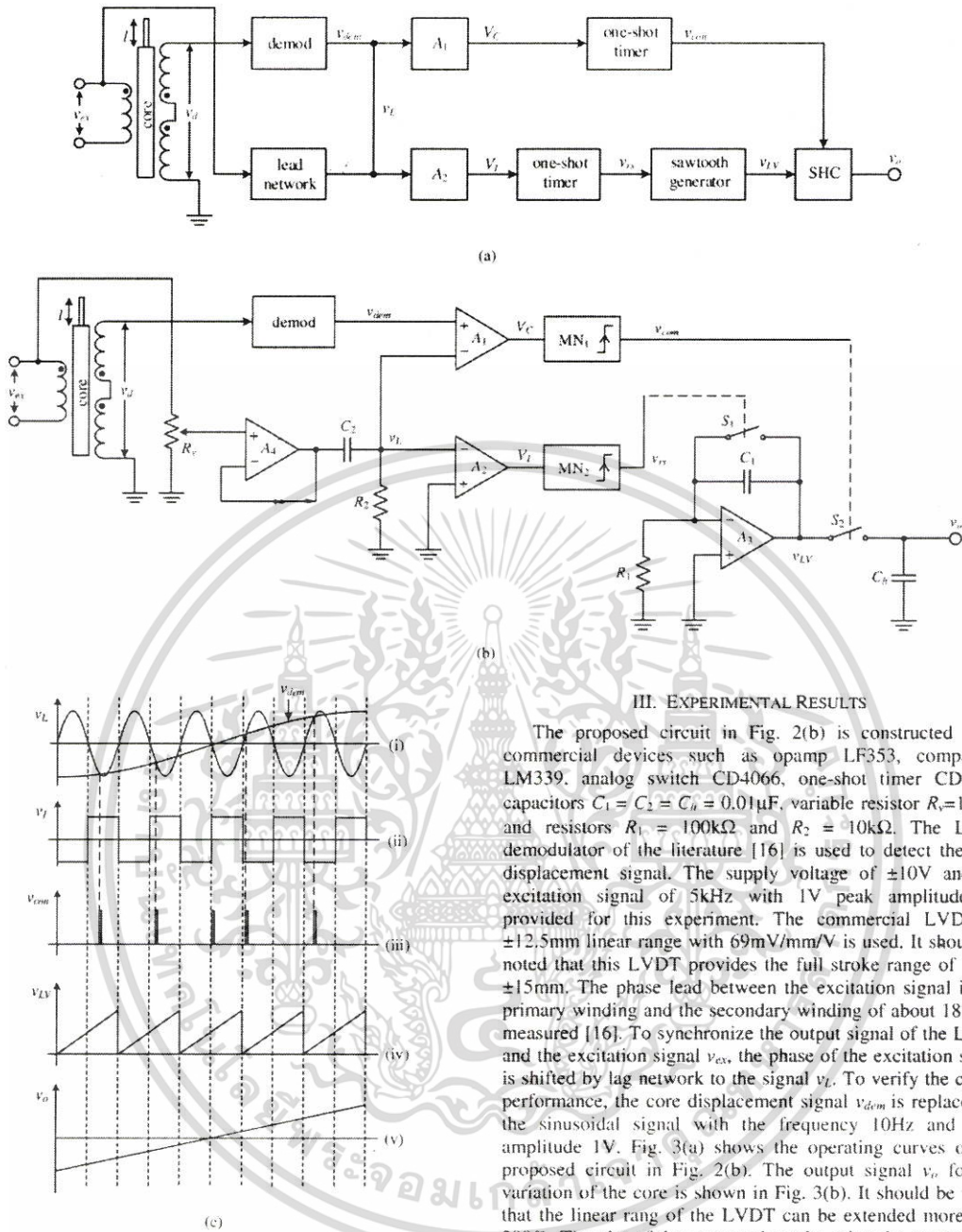


Fig. 2. (a) Block diagram (b) proposed circuit (c) signal waveforms

### III. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed circuit in Fig. 2(b) is constructed using commercial devices such as opamp LF353, comparator LM339, analog switch CD4066, one-shot timer CD4528, capacitors  $C_1 = C_2 = C_h = 0.01\mu\text{F}$ , variable resistor  $R_v = 10\text{ k}\Omega$  and resistors  $R_1 = 100\text{ k}\Omega$  and  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ . The LVDT demodulator of the literature [16] is used to detect the core displacement signal. The supply voltage of  $\pm 10\text{V}$  and the excitation signal of  $5\text{ kHz}$  with  $1\text{V}$  peak amplitude are provided for this experiment. The commercial LVDT of  $\pm 12.5\text{ mm}$  linear range with  $69\text{ mV/mm/V}$  is used. It should be noted that this LVDT provides the full stroke range of about  $\pm 15\text{ mm}$ . The phase lead between the excitation signal in the primary winding and the secondary winding of about  $18^\circ$  was measured [16]. To synchronize the output signal of the LVDT and the excitation signal  $v_{ex}$ , the phase of the excitation signal is shifted by lag network to the signal  $v_L$ . To verify the circuit performance, the core displacement signal  $v_{dem}$  is replaced by the sinusoidal signal with the frequency  $10\text{ Hz}$  and peak amplitude  $1\text{V}$ . Fig. 3(a) shows the operating curves of the proposed circuit in Fig. 2(b). The output signal  $v_o$  for the variation of the core is shown in Fig. 3(b). It should be noted that the linear range of the LVDT can be extended more than 200%. The plot of the measured results using the commercial LVDT for the full stroke range is shown in Fig. 4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

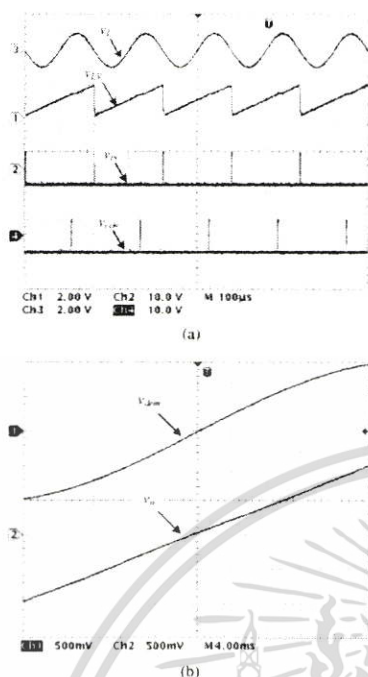


Fig. 3. (a) Operating curves (b) output response

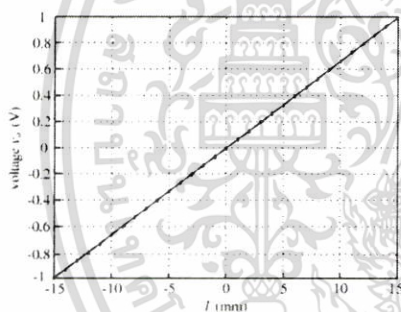


Fig. 4. Measured result

#### IV. CONCLUSION

The linear range extension technique for LVDT has been presented. The technique is based on analog lookup table which is obtained by the ramp signal generated from the excitation signal. The linear range can be extended to full stroke range of the commercial LVDT used in the experiment. The circuit implementation is simple and low cost. The experimental results confirmed the performance of the proposed circuit are included. The accuracy of the proposed circuit is high over the operating stroke range.

#### ACKNOWLEDGMENT

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

#### REFERENCES

- [1] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, NY: John Wiley & Sons, 2001, pp. 229-238.
- [2] S. Lee and W. Kim, "Active Suspension Control With Direct-Drive Tubular Linear Brushless Permanent-Magnet Motor," *IEEE Trans. Control System Technology*, vol. 18, pp. 859-870, 2010.
- [3] G. Chen, B. Zhang, P. Liu and H Ding, "An Adaptive Analog Circuit for LVDT's Nanometer Measurement Without Losing Sensitivity and Range," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, pp. 2248-2254, 2015.
- [4] S. Cetinkunt, *Mechatronics*, NY: John Wiley & Sons, 2006, pp. 227-232.
- [5] M. Felix, A. Lizarraga, A. Islas and A. Gonzales, "Analysis of a Ferrofluid Core LVDT Displacement Sensor," *IECON 2010*, Glendale, USA, 2010, pp. 1769-1772.
- [6] Z. Zhang, S. H. Rau, W. J. Lee, T. Gammon, and B. C. Johnson, "Arc Flash Pressure Measurement System Design," *IEEE Trans. Industry Application*, vol. 52, pp. 5241-5247, 2016.
- [7] K. Ara, "A Differential Transformer with Temperature and Excitation-Independent Output," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 21, pp. 249-255, 1972.
- [8] S. C. Saxena and S. B. L. Sekhena, "A Self-Compensated Smart LVDT Transducer," *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 38 (1989) 748-753.
- [9] A. Masi, S. Danzeca, R. Losito, P. Peronnard, R. Secondo and G. Spiezzi, "A High Precision Radiation-Tolerant LVDT Conditioning Module," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, vol. 745, pp. 73-81, 2014.
- [10] A. Drumea, A. Vastile, M. Comes and M. Blejan, "System on Chip Signal Conditioner for LVDT Sensors," *ESTC 2006*, Dresden, Germany, 2006, pp. 629-634.
- [11] R. M. Ford, R. S. Weissbach and D. R. Loker, "A DSP-Based Modified Costas Receiver for LVDT Position Sensors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 3, pp. 1448-1452, 2000.
- [12] R. Casanella, O. Casas and R. Pallas-Areny, "Differential synchronous demodulator for modulating sensors and impedance measurements," *Meas. Sci. and Tech.*, vol. 16, pp. 1637-1643, 2005.
- [13] 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.
- [14] A. Ota, W. Petchmaneeclumka, A. Rerkraun and V. Riewruja, "Simple resolver demodulation," *JSS7 2013*, Tokyo, Japan, 2013.
- [15] J. Tongcharoen, W. Petchmaneeclumka and V. Riewruja, "Low-Cost Resolver-to-DC Converter," *ICCAS 2015*, Busan, Korea, 2015, pp. 1699-1702.
- [16] W. Petchmaneeclumka, K. Songsuwankit and V. Riewruja, "Accurate LVDT signal converter," *International Review of Electrical Engineering*, *IEEE*, vol. 11, pp. 340-347, 2016.
- [17] R. Liu and H. Bu, "Design on LVDT Displacement Sensor Based on AD598," *Sensors & Transducers*, vol. 160, pp. 68-73, 2013.
- [18] 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.
- [19] S. K. Mishra and G. Panda, "A Novel Method for Designing LVDT and its Comparison with Conventional Design," *IEEE Sensors Applications Symposium*, Texas, USA, pp. 129-136, 2006.
- [20] 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, No. 4, pp. 947-953, 2010.
- [21] L. Ben-Brahim, M. Benammar, M. A. Alhamadi, N. A. Al-Emadi and M. A. Al-Hinni, "A New Low Cost Linear Resolver Converter," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, no. 10, pp. 1620-1627, Oct. 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ICCAS 2018

2018 18th International Conference on Control, Automation and Systems **▶ PROCEEDINGS**

**October 17(WED)~20(SAT), 2018**  
**YongPyong Resort, PyeongChang, Korea**

IEEE Catalog Number: CFP1810D-USB  
 ISBN: 978-89-93215-15-1  
 ISSN: 2093-7121

<http://2018.iccas.org>

Copyright © 2018 Institute of Control, Robotics and Systems (ICROS)  
 Tel: +82-2-6949-5801 / Fax: +82-2-6949-5807 / E-mail: [conference@icros.org](mailto:conference@icros.org)

Exit

- Welcome Message
- Conference Organization
- Conference Information
- Plenary Lectures & Mini-symposiums
- Table of Contents
- Author Index
- Reviewers
- Financial Contribution
- E-proceeding Search



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Linear-range Extension for Linear Variable Differential Transformer Using Triangular Signal

W. Petchmaneelumka, W. Koodtalang, K. Songsuwankit and V. Riewruja  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Bangkok, Thailand

wandee.pe@kmitl.ac.th, wittaya.k@eng.kmutnb.ac.th, kanoknuch.sw@gmail.com and vanchai.ri@kmitl.ac.th

**Abstract:** This paper presents a linear range extension technique for the linear variable differential transformer (LVDT). The technique is based on a signal conditioning circuit using the analog lookup table, which provides very high resolution of resulting signal. The analog table which is obtained by the triangular signal generator, which has the frequency equal to the excitation frequency. Meanwhile, the referenced signal is obtained by the comparison between the excitation signal and the output signal of LVDT. It is used to synchronize with the triangular signal. The proposed technique is simply circuit configuration and it can be implemented using available commercial devices. The experiment shows that the performances of the proposed circuit can be extended from the normal operating range of LVDT to the maximum stroke range. In addition, the response time of the proposed techniques can be approximated as half period of the excitation signal.

**Keywords:** LVDT; OPAMP; analog lookup table; linear range extension.

### 1. INTRODUCTION

Linear variable differential transformer (LVDT) has been proposed by G.B Hoadley since 1940, which plays an important role in instrumentation and measurement systems until now. It is usually used for measuring displacement, position, acceleration, level, pressure, flow, and other physical quantities [1]-[6]. The advantages of LVDT are high resolution and durability [7]. The LVDT structure consists of two secondary windings which are located on two sides of a primary winding. The operation of LVDT requires sinusoidal excitation signal employed to the primary coil. The two secondary windings are connected in series with oppose configuration for providing the different AC output, depending on the displacement of the core. If the core placed at the center, it will produce zero voltage output. Thus, the synchronous demodulator has been required to detect both magnitude and direction of the core displacement signal [1], [4], [8]-[17]. However, the stability in operation of the synchronous demodulators which mentioned above is worsening due to the low-pass filter, producing the delay time effect. In contrast, the demodulator in [8],[12] - [16] has been used in the sample-and-hold circuit (SHC) which can be substituted for the low pass filter. Furthermore, the phase shift between the excitation signal and the output of LVDT is appeared causing the LVDT structure [16]. As a result, the detection of core displacement has an error; therefore, the proposed technique in the literature [16] has been used in this paper.

The relationship between the moveable core and the demodulated signal is linear within the region of a primary winding, thereafter it becomes nonlinear. The operating range of commercial LVDT is linear about 25% of its maximum stroke range. Many researchers proposed many solutions to compensate or to extend the linear range of LVDT. It can be classified into two methods namely modified LVDT structure and specific

signal conditioning. The literature [18] presented the technique to modified LVDT structure. However, the disadvantages of this technique were inconvenient and unsuitable for general application because it required the specific design for LVDT structure and its linear range is still dependent on the structure length of LVDT. For this reason, the large structure is executed. Then the installation in embedded system or small area is limited. In the past decade, the extension of linear range using the artificial neural network (ANN) was proposed [19]-[20]. Nevertheless, they require more time in computation processes due to the conversion of analog to digital signal and the complexity of ANN. The response time of this technique depends on the microprocessor's speed. In addition, the microprocessor or other equipment to implement these algorithms is quite expensive. This paper presents the linear range extension of LVDT using analog lookup table, which is implemented by the available commercial devices. Accordingly, the linearly output of the full stroke range of LVDT is obtained and its response time can be approximated to two cycles of the excitation frequency.

### 2. CIRCUIT DESCRIPTION

#### 2.1 Principle

A clarified schematic diagram of LVDT is demonstrated in the dashed-line block of Fig.1(a). The excitation signal  $v_{ex} = V_{ex} \sin \omega t$  is applied to the primary winding, while the secondary windings are connected in series configuration and opposite direction. Therefore, the signal  $v_{s1}$  and  $v_{s2}$  can be written as [1]

$$v_{s1} = k_l V_{ex} (l_{mnl} - l) \sin(\omega t - \phi) \quad (1a)$$

and

$$v_{s2} = k_l V_{ex} (l_{mnl} + l) \sin(\omega t - \phi) \quad (1b)$$

where  $k_i$  is the sensitivity of LVDT,  $V_{ex}$  is the peak amplitude of the excitation signal  $v_{ex}$ ,  $l_{null}$  and  $l$  signify the null position and the position differed from null position respectively,  $\varphi$  is the phase shift between the signal in primary winding and secondary windings.

From equation (1a) and (1b), the LVDT signal  $v_d$  can be expressed as

$$v_d = (v_{S1} - v_{S2}) = 2k_i V_{ex} l \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

In the case of  $k_i V_{ex}$  is constant, subsequently the amplitude of the LVDT output signal  $v_d$  depends on the core position  $l$ . However, the Eq.(2) represents the relationship between the LVDT output and the core displacement at the linear range, approximating 25% for the commercial LVDT. For the rest, it turns into nonlinear. For the full-stroke range of LVDT, the output signal can be stated as [19]-[20]

$$v_{df} = k_i V_{ex} l (1 - k_n l^2) \sin(\omega t - \varphi) \quad (3)$$

where  $k_n$  is the nonlinear coefficient. As mentioned above, the output signal  $v_{df}$  needs the demodulator to produce the demodulated signal  $v_{dem}$ , expressing the data of the core displacement both amplitude and direction. The demodulator was proposed in the literature [16] has been used in this paper and demonstrate the simplified diagram in Fig. 1(a). Hence, the demodulated signal can be expressed as

$$v_{dem} = k_i V_{ex} l (1 - k_n l^2) \quad (4)$$

We define the values of the core displacement  $l$  in Eq.(4) for full-stroke range from -1 to 1 and assign  $k_n$  and  $k_n$  equals to 1 and 0.01, respectively. Therefore, the transfer characteristic of the LVDT can be illustrated in Fig. 1(b). It should be noted that the response is in the form of sine function. Its linear range is obtained between -0.25 and 0.25.

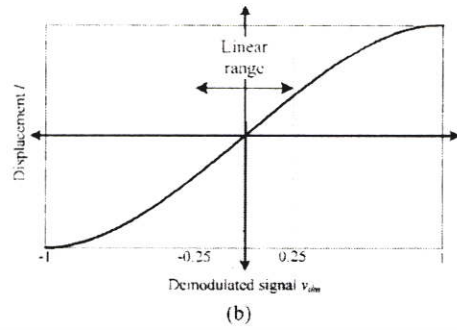
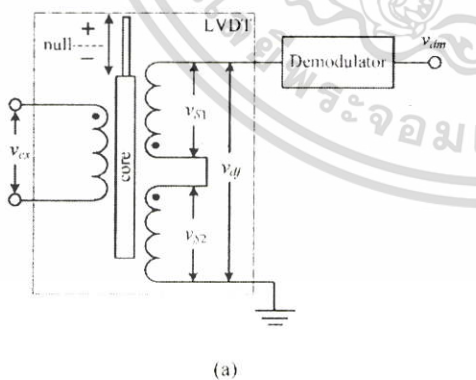


Fig.1 (a) Schematic diagram (b) The response of LVDT.

2.2 Linear range extension technique

A method to extend the linear range of LVDT in this paper is based on the synchronization between the demodulated signal corresponding to the core displacement and the triangular signal which produced by the excitation signal. A simplified block diagram of the proposed technique is illustrated in Fig. 2(a). Meanwhile, the proposed circuit is shown in Fig. 2(b). A phase of the excitation sinusoidal signal is shifted to 90° by the integrator circuit which established from the resistor  $R_i$ , capacitor  $C$  and opamp  $A_1$ . Similarly, the cosine signal has been achieved when the sine signal is an input of the integrator. Thus, the output signal  $v_i$  can be expressed as

$$v_i = -\frac{V_{ex}}{\omega R_i C_1} \cos \omega t \quad (5)$$

The graph (i) of Fig. 2(c) show the excitation signal  $v_{ex}$  and signal  $v_i$ . The square wave signal  $V_i$  is produced from signal  $v_i$  by using the comparator  $A_2$ , illustrating in graph (ii) of Fig. 2(c). The triangular signal  $V_{tri}$  synchronizes with the signal  $v_i$  as shown in curve (iv) of Fig 2(c). This signal can be generated by the integrator circuit formed by opamp  $A_1$ , resistors  $R_2, R_3$  and capacitor  $C$ . The output signal from the integrator is transferred to the SHC. The comparator  $A_1$  is applied to compare the excitation signal and the core displacement signal of LVDT. Its output must be the logic signal  $V_C$ , which can be stated as

$$V_C = \begin{cases} "1" & \text{for } |v_{dem}| > |v_{ex}| \\ "0" & \text{for } |v_{dem}| \leq |v_{ex}| \end{cases} \quad (6)$$

where  $v_{dem}$  is the demodulated signal of LVDT output corresponded with the core displacement and its magnitude is scale to identical the magnitude of triangular signal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

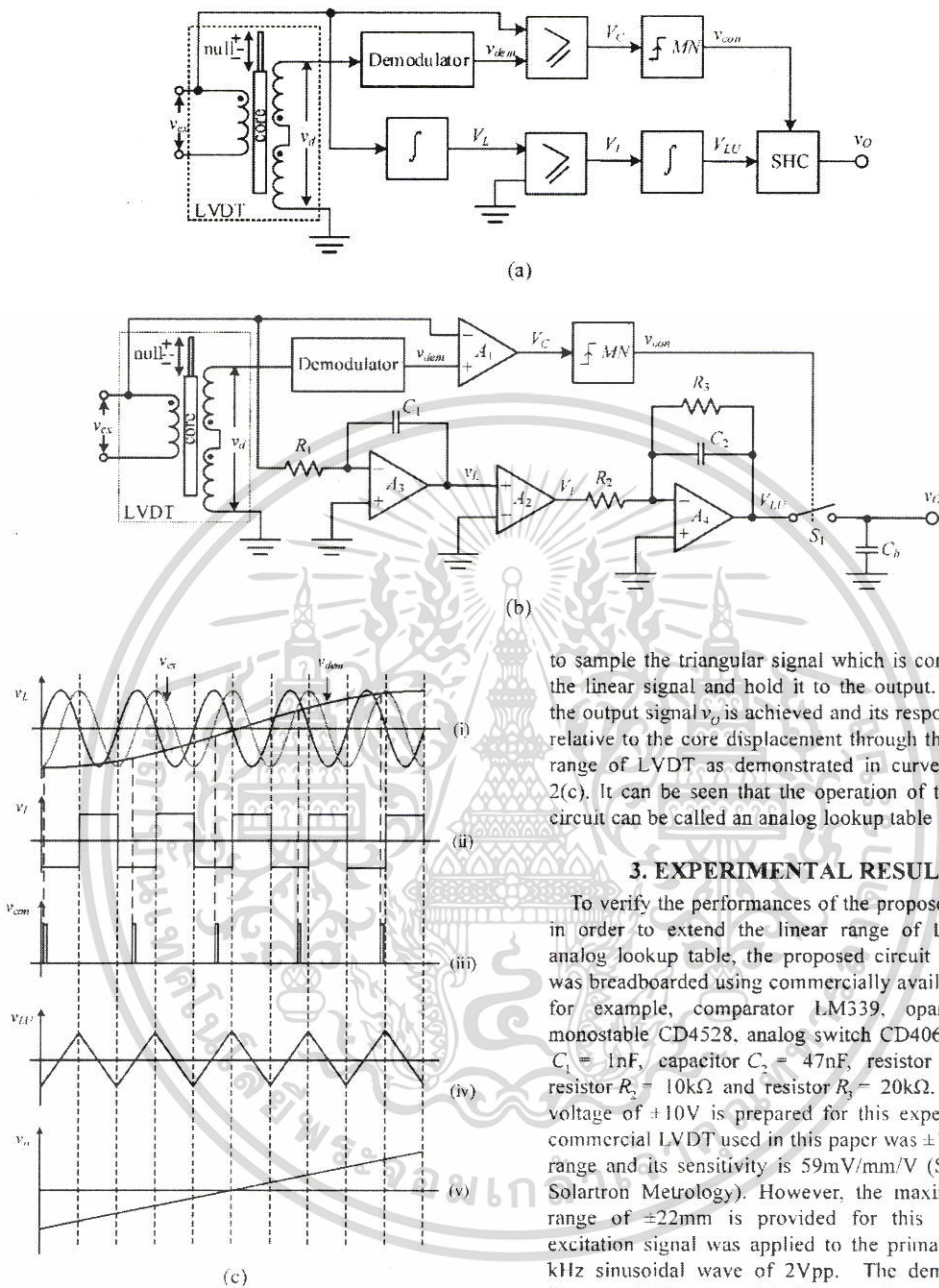


Fig.2. (a) Block diagram (b) proposed circuit (c) signal waveforms

The raising edge of the logic signal  $V_C$  is used to force the monostable MN to generate the one-shot control signal  $v_{com}$  for SHC. The waveform of the control signal is shown in graph (iii) of Fig. 2(c). The SHC is applied

to sample the triangular signal which is conformable to the linear signal and hold it to the output. As a result, the output signal  $v_o$  is achieved and its response is linear relative to the core displacement through the full-stroke range of LVDT as demonstrated in curve (v) of Fig. 2(c). It can be seen that the operation of the proposed circuit can be called an analog lookup table [21].

### 3. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performances of the proposed technique in order to extend the linear range of LVDT using analog lookup table, the proposed circuit in Fig. 2(b) was breadboarded using commercially available devices for example, comparator LM339, opamp LF353, monostable CD4528, analog switch CD4066, capacitor  $C_1 = 1nF$ , capacitor  $C_2 = 47nF$ , resistor  $R_1 = 10k\Omega$ , resistor  $R_2 = 10k\Omega$  and resistor  $R_3 = 20k\Omega$ . The supply voltage of  $\pm 10V$  is prepared for this experiment. The commercial LVDT used in this paper was  $\pm 15mm$  linear range and its sensitivity is  $59mV/mm/V$  (S015.0 from Solartron Metrology). However, the maximum stroke range of  $\pm 22mm$  is provided for this LVDT. The excitation signal was applied to the primary coil as 5 kHz sinusoidal wave of 2Vpp. The demodulator in literature [16] was used in this experiment and a phase shifted between the excitation signal and the LVDT output is about  $18^\circ$ . The 10 Hz sinusoidal signal with the peak 1V is applied instead of the core displacement signal  $v_{dem}$  to verify the proposed circuit performances. Finally, the time constant of the one-shot timer MN is set to 2  $\mu s$ . The signal waveforms of the operating of the proposed circuit in each case is shown in Fig 3(a). Meanwhile, the comparison between the core

displacement signal and the output signal  $v_o$  is demonstrated in Fig. 3(b). It can be seen that the proposed technique can extend the linear range of LVDT greater than 200%. Fig. 4 shows the plot of the output signal versus the variation of the this LVDT core.

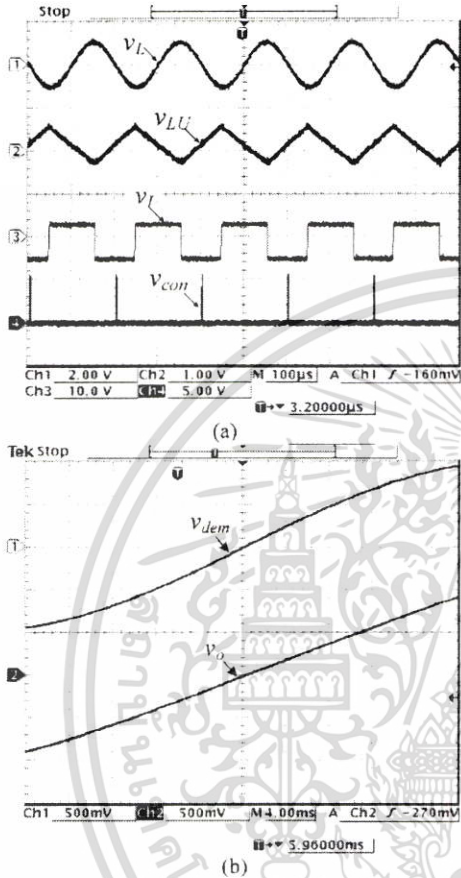


Fig. 3 (a) Operating waveforms  
(b) Input- and output response

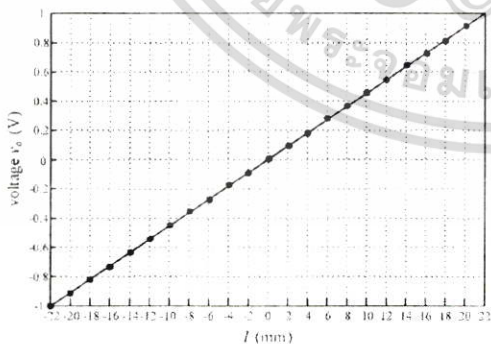


Fig. 4 Measured output versus core displacement.

#### 4. CONCLUSION

The paper presents the technique to extend linear range of LVDT using analog look up table which is based on the synchronization between the core displacement and the triangular signal. For this reason, the response time of the proposed technique is very fast and its accuracy is very high. The proposed technique can extend the linear ranges of commercial LVDT more than 90% of full-stroke range. The proposed circuit performance is confirmed by experimental implementation. In addition, the proposed circuit is a simple configuration and low cost due to the using of commercially available devices.

#### ACKNOWLEDGEMENT

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

#### REFERENCES

- [1] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, NY: John Wiley & Sons, 2001, pp. 229-238.
- [2] S. Lee and W. Kim, "Active Suspension Control With Direct-Drive Tubular Linear Brushless Permanent-Magnet Motor," *IEEE Trans. Control System Technology*, vol. 18, pp. 859-870, 2010.
- [3] G. Chen, B. Zhang, P. Liu and H. Ding, "An Adaptive Analog Circuit for LVDT's Nanometer Measurement Without Losing Sensitivity and Range," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, pp. 2248-2254, 2015.
- [4] S. Cetinkunt, *Mechatronics*, NY: John Wiley & Sons, 2006, pp. 227-232.
- [5] M. Felix, A. Lizarraga, A. Islas and A. Gonzales, "Analysis of a Ferrofluid Core LVDT Displacement Sensor," *IECON 2010*, Glendale, USA, 2010, pp. 1769-1772.
- [6] Z. Zhang, S. H. Rau, W. J. Lee, T. Gammon, and B. C. Johnson, "Arc Flash Pressure Measurement System Design," *IEEE Trans. Industry Application*, vol. 52, pp. 5241-5247, 2016.
- [7] K. Ara, "A Differential Transformer with Temperature and Excitation-Independent Output," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 21, pp. 249-255, 1972.
- [8] S. C. Saxena and S. B. L. Seksen, "A Self-Compensated Smart LVDT Transducer," *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 38 (1989) 748-753.
- [9] A. Masi, S. Danzeo, R. Losito, P. Peronnard, R. Secondo and G. Spiezia, "A High Precision Radiation-Tolerant LVDT Conditioning Module," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, vol. 745, pp. 73-81, 2014.
- [10] A. Drumea, A. Vasile, M. Comes and M. Blejan, "System on Chip Signal Conditioner for LVDT Sensors," *ESTC 2006*, Dresden, Germany, 2006, pp. 629-634.
- [11] R. M. Ford, R. S. Weissbach and D. R. Loker, "A DSP-Based Modified Costas Receiver for LVDT Position Sensors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 3, pp. 1448-1452, 2000.
- [12] R. Casanella, O. Casas and R. Pallas-Areny, "Differential synchronous demodulator for modulating sensors and impedance measurements," *Meas. Sci. and Tech.*, vol. 16, pp. 1637-1643, 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] 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.
- [14] A. Ota, W. Petchmaneeumka, A. Rerkratn and V. Riewruja, "Simple resolver demodulation," *JSSST 2013*, Tokyo, Japan, 2013.
- [15] J. Tongcharoen, W. Petchmaneeumka and V. Riewruja, "Low-Cost Resolver-to-DC Converter," *ICCAS 2015*, Busan, Korea, 2015, pp. 1699-1702.
- [16] W. Petchmaneeumka, K. Songsuwankit and V. Riewruja, "Accurate LVDT signal converter," *International Review of Electrical Engineering, IREE.*, vol.11, pp. 340-347, 2016.
- [17] R. Liu and H. Bu, "Design on LVDT Displacement Sensor Based on AD598," *Sensors & Transducers*, vol.160, pp.68-73, 2013.
- [18] 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.
- [19] S. K. Mishra and G. Panda, "A Novel Method for Designing LVDT and its Comparison with Conventional Design," *IEEE Sensors Applications Symposium*, Texas, USA, pp. 129-136, 2006.
- [20] 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, No. 4, pp. 947-953, 2010.
- [21] L. Ben-Brahim, M. Benammar, M. A. Alhamadi, N. A. Al-Emadi and M. A. Al-Hitmi, "A New Low Cost Linear Resolver Converter," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, no. 10, pp. 1620-1627, Oct. 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IEEE

# SENSORS JOURNAL

A PUBLICATION OF THE IEEE SENSORS COUNCIL

WWW.IEEE.ORG/SENSORS

JULY 1, 2019

VOLUME 19

NUMBER 13

ISJEAZ

(ISSN 1558-1748)

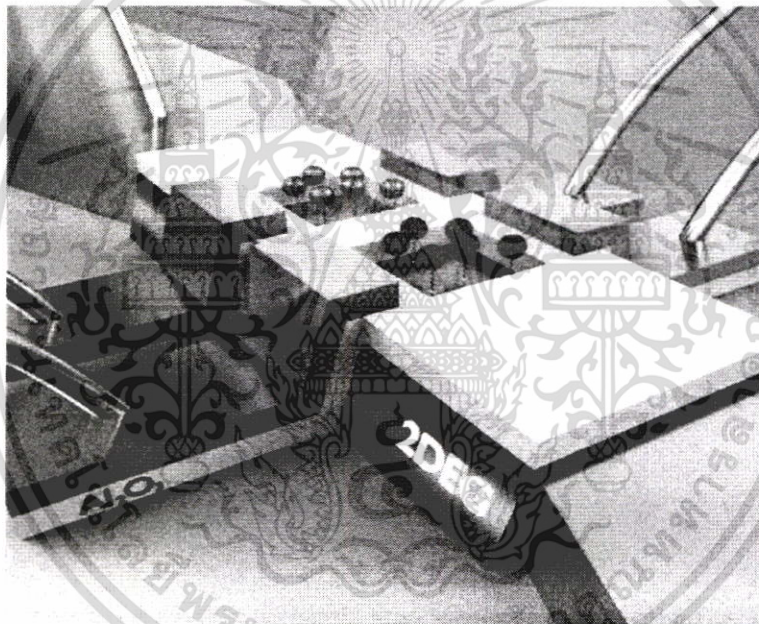


Illustration of the two color hybrid organic and QDs detector, based on shallow GaAs high electron mobility transistor with QDs acting as light gates (not drawn to scale). The transistor behavior control achieved by electrical field that was applied over the conductive channel using two side gates. (Vol. 19, No. 10, see page 3669).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Contents Continued from Page 4739)

<i>Magnetic Sensors</i>	
A Novel Two-Dimensional Sensor With Inductive Spiral Coils .....	4857
Use of Magnetic Circuits for Toroidal GMI Current Sensors .....	4866
<i>Optoelectronic/Photonic Sensors</i>	
Supersensitive and Tunable Nano-Biosensor for Cancer Detection .....	4874
Low-Cost and High-Performance Optical Fiber-Based Sensor for Liquid Level Monitoring .....	4882
ISAR Imaging and Cross-Range Scaling for Maneuvering Targets by Using the NCS-NLS Algorithm .....	4889
Novel Method of ISAR Cross-Range Scaling for Slowly Rotating Targets Based on the Iterative Adaptive Approach and Discrete Polynomial-Phase Transform .....	4898
A 3D Touchless Hand Navigation Sensor for Small-Size and Low-Power Applications .....	4907
Basic Spatial Resolution Metrics for Satellite Imagers .....	4914
VCSEL-Based Atmospheric Trace Gas Sensor Using First Harmonic Detection .....	4923
Sub-Micro Particle Matter Detection for Metal 3-D Printing Workshop .....	4932
An Optimal Imaging Time Interval Selection Technique for Marine Targets ISAR Imaging Based on Sea Dynamic Prior Information .....	4940
Single-Ended Sensor for Thermometry and Speciation in Shock Tubes Using Native Surfaces .....	4954
<i>Microwave/Millimeter/THz Wave Sensors</i>	
Enhancement of Microwave Imaging Using a Metamaterial Lens .....	4962
<i>Fiber-Optics Sensors</i>	
In-Field Calibration Method for DTG IMU Including g-Sensitivity Biases .....	4972
Sensitivity Optimization of a Microstructured Optical Fiber Ammonia Gas Sensor by Means of Tuning the Thickness of a Metal Oxide Nano-Coating .....	4982
Application of an Optical Fiber Sensor for Nonlinear Ultrasonic Evaluation of Fatigue Crack .....	4992
Deduced Refractive Index Profile Changes of Type I and Type II Gratings When Subjected to Ionizing Radiation .....	5000
Integrated Fiber-Optic Fabry-Pérot Interferometer Sensor for Simultaneous Measurement of Liquid Refractive Index and Temperature .....	5007
<i>Sensor Phenomenology</i>	
Triple-Mode Read-In Integrated Circuit for Infrared Sensor Evaluation System .....	5014
On the Effects of Transfaulty Sensor Nodes in Stationary Wireless Sensor Network Systems .....	5022
<i>Sensor Modeling</i>	
Application of Few-Layer Transition Metal Dichalcogenides to Detect the Refractive Index Variation in Lossy-Mode Resonance Sensors With High Figure of Merit .....	5030
Models for Determining Air Permeability of Buildings by Fan Pressurization Method .....	5035
<i>Sensor Interface Electronics</i>	
Simple Technique for Linear-Range Extension of Linear Variable Differential Transformer .....	5045

(Contents Continued on Page 4741)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Simple Technique for Linear-Range Extension of Linear Variable Differential Transformer

Wandee Petchmaneeumka, Wittaya Koodtalang, and Vanchai Riewruja

**Abstract**—A technique for extending the linear range of a linear variable differential transformer (LVDT) is introduced in this paper. The linear operating range of a commercial LVDT is narrow compared to the full stroke range due to its nonlinear transfer characteristic. The narrow linear range of the commercial LVDT can be extended to maximum stroke range using the proposed technique based on LVDT inverse transfer characteristic. The circuit building block provided the third-order inverse transfer characteristic of the LVDT is established using analog multipliers and operational amplifiers (opamps). The proposed technique requires only commercially available devices, which is attractive in terms of a simple configuration and low cost. Performances of the proposed technique are discussed in detail and confirmed by simulation and experimental results using the commercial LVDT. As a result, the linear range of the LVDT used in this paper can be extended from  $\pm 2\text{mm}$  to  $\pm 15\text{mm}$  with the maximum absolute error of about  $10.23\mu\text{m}$  or the full-scale error of about 0.068%. It is shown that the linear range of LVDT can be extended greater than seven times.

**Index Terms**—linear variable differential transformer, inductive transducer, linear range extension, operational amplifier

## I. INTRODUCTION

LINEAR variable differential transformer (LVDT) is a kind of an inductive transducer which provides the outstanding features in the terms of high resolution and durability [1]–[3]. The LVDT structure consists of one primary winding, two secondary windings and a moving core. The secondary windings of the LVDT are connected in the opposite direction to generate the difference signal which is depended on the core position [1], [4]. Practically, the LVDT is used to measure of the displacement, position, level, flow, force and pressure that are extensively utilized in engineering, industries, automobiles, military, scientific and medical equipment [1]–[3], [5]–[10]. When the excitation signal is applied to the primary winding and the difference signal from the secondary windings or the LVDT output signal is in the form of amplitude modulation with suppressed carrier (AMSC) [11]. To extract the core displacement signal from AMSC signal, a synchronous demodulator is required. Several synchronous demodulators employed to extract the core displacement signal from the AMSC signal

Manuscript received December 12, 2018; revised February 25, 2019; accepted February 27, 2019. Date of publication March 5, 2019; date of current version June 4, 2019. This work was supported by the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Thailand, under Grant KREF115701. The associate editor coordinating the review of this paper and approving it for publication was Prof. Octavian Postolache. (Corresponding author: Wandee Petchmaneeumka.)

The authors are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail: wandee.pe@kmitl.ac.th; wittaya.k@eng.kmutnb.ac.th; vanchai.r@kmitl.ac.th).

Digital Object Identifier 10.1109/JSEN.2019.2902879

1558-1748 © 2019 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission. See [http://www.ieee.org/publications\\_standards/publications/rights/index.html](http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html) for more information.

are proposed in [5] and [11]–[15]. However, the transfer characteristic of the LVDT for the core varied in the maximum stroke range is exhibited in the form of a nonlinear behavior which can be approximately expressed by the third order series of a sinusoidal function from  $-\pi/2$  to  $\pi/2$  or from negative peak amplitude to positive peak amplitude [4], [16]. It should be noted that the linear operating range of the LVDT is linear only in the narrow range closed to the zero crossing of the LVDT transfer characteristic curve. Generally, a large linear operating range required a large and sophisticated structure, while a large linear operating range of LVDT with a small structure is needed for embedded measurement system. This is due to that the LVDT with small structure contributed to the compact scale of the measurement system. Unfortunately, the application of LVDT is limited to its structure. Recently, the fractional order LVDT which provides the large linear operating range [17] is introduced. However, the LVDT of this approach requires a specific design. Therefore, the application of this LVDT is inconvenient compared to the commercially available LVDT. The linear range extension of the LVDT based on artificial neural network (ANN) is presented [16], [18]. This technique can compensate the nonlinear transfer characteristic of the LVDT for the large linear operating range using an adaptive inverse model. Unfortunately, this approach requires a high-speed processor to determine the adaptive inverse model that results in a large circuit configuration and is uneconomical attention. Another disadvantage of this technique is that the large response time to achieve the linear signal from the LVDT output signal is obtained. In this paper, the analog circuit technique for realization of the LVDT inverse transfer characteristic is introduced. The third order series of the inverse transfer characteristic of the LVDT is implemented using the commercially available devices. The proposed technique is based on a closed-loop configuration of an opamp to obtain the inverse transfer characteristic of the LVDT. The linear operating range of the LVDT can be extended to be greater than seven times from the original linear range. The performance of the proposed circuit is discussed in detail. Experimental and simulation results demonstrated the circuit performance are also included. The maximum percentage error of the proposed technique for the core varied to the maximum stroke range of the LVDT used in this paper of about 0.068% is observed. The purpose of the proposed scheme is to obtain a simple circuit configuration at low cost.

## II. PRINCIPLE OF LVDT

The schematic diagram and structure of the LVDT are depicted in Figs. 1(a) and 1(b), respectively. The primary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

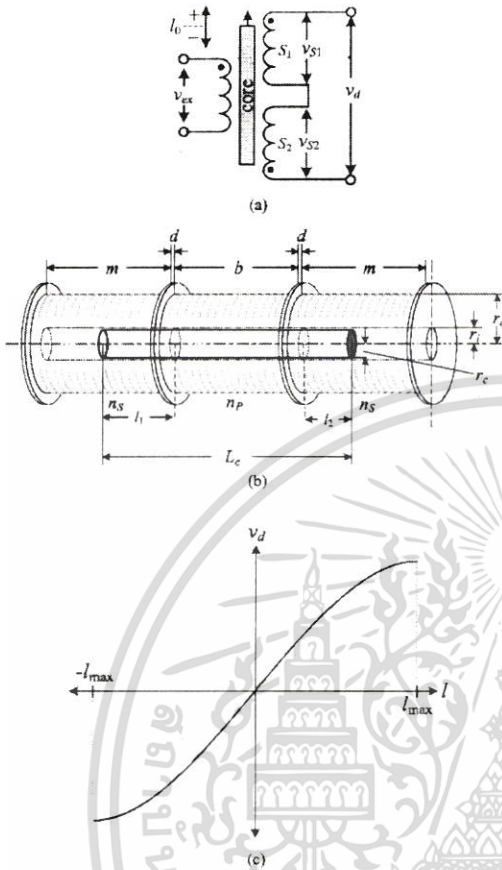


Fig. 1. Principle of LVDT: (a) simplified diagram, (b) structure, (c) transfer characteristic.

winding is placed between two identical secondary windings with a radius  $r_o$ . The lengths of the primary winding and two secondary windings are assigned as  $b$  and  $m$ , respectively. The moving core of the LVDT is a ferromagnetic core with a radius  $r_c$  and length  $L_c$ . The gaps between both sides of the primary winding and the secondary windings are equal to  $d$ . The number of the turns of the primary winding and the secondary windings are given by  $n_p$  and  $n_s$ , respectively. If an excitation signal  $v_{ex} = V_{ex} \sin(\omega_{ex} t)$  is applied to the primary winding, then the secondary winding signals  $v_{s1}$  and  $v_{s2}$  can be expressed as [4], [16]

$$v_{s1} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (2l_2 + b)}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o/r_c)} l_1^2 \quad (1a)$$

and

$$v_{s2} = \frac{2\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (2l_1 + b)}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o/r_c)} l_2^2 \quad (1b)$$

where  $Z_p$  is the impedance of the primary winding,  $l_1$  and  $l_2$  are the distances of the core penetrated into the secondary

windings  $S_1$  and  $S_2$ , respectively. The secondary windings are connected in opposite direction to achieve the difference signal  $v_d = v_{s1} - v_{s2}$  as

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

$$\text{for } K_1 = \frac{8\omega_{ex} v_{ex} n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 m L_c Z_p \ln(r_o/r_c)}$$

$$\text{and } K_2 = \frac{1}{(b + 2d + l_0) l_0}$$

where  $l_0 = (l_1 + l_2)/2$  and  $l = (l_1 - l_2)/2$ . Practically, the gap  $d$  is much smaller than the length  $b$  of the primary winding or  $b \gg d$ . If the condition of  $L_c = (3b + 2d)$  for  $b \gg d$  is taken for (2), then the difference signal  $v_d$  can be rewritten as [4], [16]

$$v_d = \frac{8\pi^2 \omega_{ex} v_{ex} n_p n_s 2b}{10^7 Z_p \ln(r_o/r_c) 3m} \left( l - \frac{l^3}{2b^2} \right) = k_t l (1 - k_n l^2) \quad (3)$$

where  $k_t$  and  $k_n$  denote a sensitivity and a nonlinear coefficient of the LVDT, respectively. Practically, the LVDT signal  $v_d$  is demodulated using synchronous demodulator to extract the peak amplitude of the signal  $v_d$  [11]. It can be seen that the behavior of the LVDT in (3) exhibits a nonlinear transfer characteristic as shown in Fig. 1(c). If the length  $l$  of the moving core is varied in a narrow range, then the difference signal  $v_d$  is linearly proportional to the moving core varied to the length  $l$  as

$$v_d = k_t l \quad (4)$$

The linear range of the difference signal  $v_d$  in (4) is limited to the linear stroke length  $l_l$  as

$$l_l = \pm \sqrt{\frac{\xi_l}{k_n}} \quad (5)$$

where  $\xi_l$  denotes an acceptable value of a relative error for the LVDT signal  $v_d$  at the end of the linear stroke length  $l_l$ .

### III. PROPOSED LVDT LINEAR-RANGE EXTENSION TECHNIQUE

The technique to synthesize the inverse transfer characteristic in this paper is based on the principle of an inverting amplifier using an operational amplifier (opamp) as shown in Fig. 2(a). The function block  $f(\cdot)$  in Fig. 2(a) contains the transfer characteristic of the LVDT. From Fig. 2(a), the currents  $i_i$  and  $i_f$  can be obtained from  $v_{in}/R_{i1}$  and  $v_o/R_{i2}$ , respectively, and the voltage  $v_f$  is the function of the output voltage  $v_o$ . Thus, the output signal  $v_o$  can be determined from the sum of the current signals at node A as

$$\frac{v_{in}}{R_{i1}} = -\frac{f(v_o)}{R_{i2}} \quad (6)$$

From (6), if the condition of  $R_{i1} = R_{i2}$  is assigned, then the output signal  $v_o$  can be given by

$$v_o = -f^{-1}(v_{in}) \quad (7)$$

It can be seen that the output signal  $v_o$  is an inverse function of the input signal  $v_{in}$ . To generate the inverse transfer characteristic of the LVDT, the principle in Fig. 2(a) is achieved

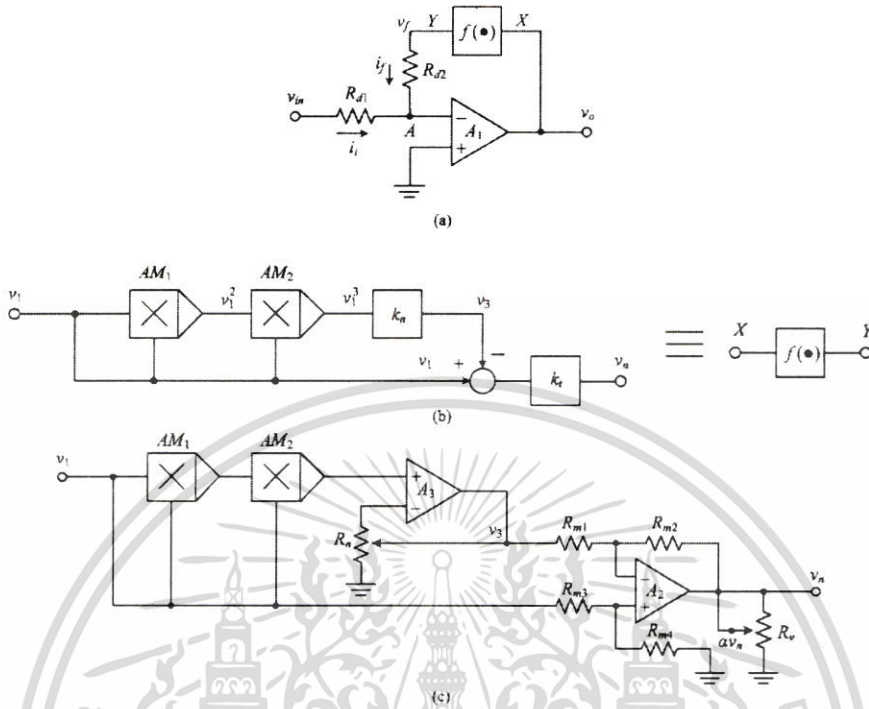


Fig. 2. Proposed technique: (a) synthesis of inverse transfer characteristic, (b) block diagram for synthesis transfer characteristic, (c) circuit diagram of Fig. 2(b).

by replacing the function block  $f(\cdot)$  with the circuit building block for synthesizing the LVDT transfer characteristic. The LVDT transfer characteristic in (3) can be simply synthesized using the analog multipliers as shown in Fig. 2(b). From Fig. 2(b), the output signal  $v_n$  can be written as

$$v_n = k_1 (1 - k_2 v_1^2) v_1 \tag{8}$$

where  $k_1$  and  $k_2$  are set to correspond to the LVDT sensitivity  $k_t$  and nonlinear coefficient  $k_n$ , respectively. The circuit configuration of the block diagram in Fig. 2(b) is depicted in Fig. 2(c). An opamp  $A_1$  and a variable resistor  $R_s$  are utilized for the gain compensation and adjusting the coefficient  $k_2$  of (8). The difference of the signal  $v_1$  and its third order signal  $v_3$  is determined from the difference amplifier comprising an opamp  $A_2$ , the resistors  $R_{m1} - R_{m4}$  and the variable resistor  $R_s$ , where the resistance of the variable resistor  $R_s$  is assigned to be much less than the resistance  $R_{m2}$ . The nonlinear coefficient  $k_n$  can be determined from the maximum amplitude of the measured transfer characteristic of the LVDT. From (3), the coefficient  $k_n$  can be stated as

$$k_n = \frac{k_t l_p - v_{dp}}{k_t l_p^3} \tag{9}$$

where  $v_{dp}$  and  $l_p$  denote the maximum amplitude of the LVDT transfer characteristic and the position of the moving core at the maximum stroke range to obtain the maximum amplitude  $v_{dp}$ , respectively. The LVDT used in this paper provides the measured parameters for the relative error of 0.5% at linear stroke range  $l_l = \pm 2$  mm,  $k_t = 84.617\text{mV/mm/V}$ ,  $l_p = \pm 16$  mm and  $k_n = 1.103\text{mV/mm}^2$ , where the LVDT excitation signal is set to a sinusoidal wave with 1V peak amplitude. The circuit configuration of Fig. 2(c) is simulated using PSPICE analog simulation program to demonstrate the response of the signal  $v_n$ . From Fig. 2(c), the signal  $v_1$  varied from  $-1.6\text{V}$  to  $1.6\text{V}$  is assigned to represent the LVDT core moved from  $-16$  mm to  $16$  mm.

It should be noted that the sensitivity  $v_n/v_1$  of the synthesized LVDT transfer characteristic is equal to  $100\text{mV/mm/V}$ . Therefore, the coefficients  $k_1$  and  $k_2$  are set to 0.8462 and 0.1103, respectively. The simulation result for a linear input signal  $v_1$  of Fig. 2(c) is depicted in Fig. 3(a). It can be seen that the linear stroke range  $l_l = \pm 2$  mm of the LVDT used in this paper corresponds to the magnitude of the LVDT difference signal  $v_d$  in the range of  $\pm 168.76\text{mV}$ . Also, the maximum magnitude of  $\pm 972.65\text{mV}$  is measured at the maximum stroke range  $\pm 16$  mm. From Fig. 2(a), the inverse transfer characteristic of the LVDT can be achieved by replacing the block diagram in Fig. 2(b) into the function block  $f(\cdot)$ . The output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

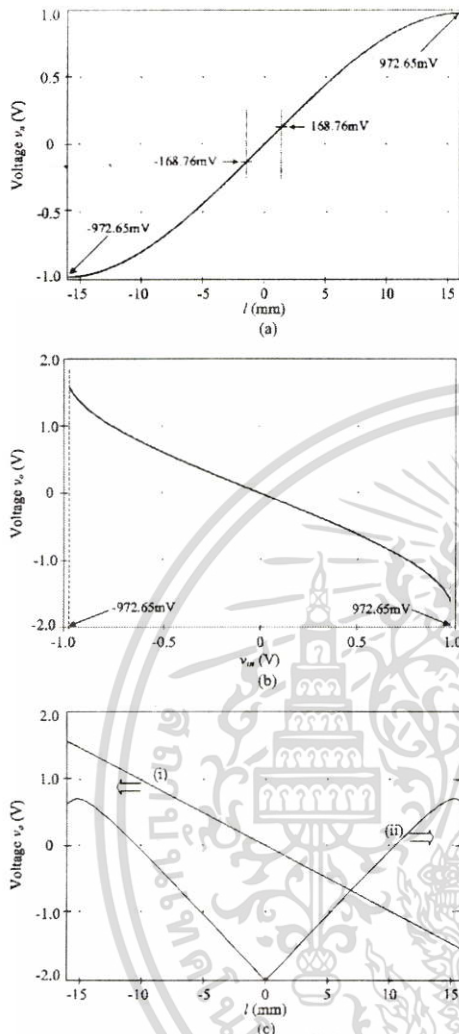


Fig. 3. Simulation results: (a) simulated LVDT transfer characteristic  $v_m$ , (b) simulated inverse LVDT transfer characteristic  $v_o$ , (c) simulated signal  $v_o$  and absolute error  $\delta_{ab}$ .

response of the signal  $v_o$  is simulated and shown in Fig. 3(b), where the signal  $v_m$  is linearly varied from  $-972.65\text{mV}$  to  $972.65\text{mV}$ . Also, the simulated result of the signal  $v_o$  for the LVDT core varied in the range of  $\pm 16\text{ mm}$  is shown in curve (i) of Fig. 3(c), where the LVDT difference signal  $v_d$  for the peak amplitude of  $\pm 972.65\text{mV}$  is demodulated using the technique presented in [11] and applied as the signal  $v_m$ . The absolute error  $\delta_{ab}$  of the signal  $v_o$  is shown in curve (ii) of Fig. 3(c). It should be noted that the maximum absolute error  $\delta_{ab}$  is occurred at the stroke range of  $\pm 15\text{ mm}$ . From Fig. 3(c), the maximum absolute error  $\delta_{ab}$  of about  $136\mu\text{V}$  corresponding

to  $1.36\mu\text{m}$  is observed. Therefore, the linear range of the LVDT used in this paper can be extended from  $\pm 168.76\text{mV}$  to  $\pm 1.5\text{V}$  corresponding to the LVDT stroke range of  $\pm 2\text{ mm}$  to  $\pm 15\text{ mm}$ .

#### IV. PERFORMANCE ANALYSIS

The performance of the proposed technique can be interfered by the non-ideal characteristic of the devices used in the scheme. The derivation from the ideal performance of the proposed technique depends on the accuracy of the synthesis of the LVDT transfer characteristic. The voltage signal  $v_3$  of Fig. 2(c) including the nonlinearity factors  $\varepsilon_{m1}$  and  $\varepsilon_{m2}$  of the analog multipliers  $AM_1$  and  $AM_2$ , respectively, can be approximated as

$$v_3 = v_1^3(1 + \varepsilon_{m1} + \varepsilon_{m2}) \quad (10)$$

The tolerance in the resistors  $R_{m1} - R_{m4}$  and  $R_{d1} - R_{d2}$  of the difference amplifier and the inverting amplifier, respectively, contributes to the inaccuracy of the function block  $f(\cdot)$ . If  $\Delta_{m1}$  and  $\Delta_{m2}$  are the tolerance in the resistors ( $R_{m1}$  and  $R_{m3}$ ) and ( $R_{m2}$  and  $R_{m4}$ ), respectively, and  $\Delta_I$  is the tolerance in the resistors  $R_{d1}$  and  $R_{d2}$  of the inverting amplifier. Then the voltage errors  $\varepsilon_n$  and  $\varepsilon_o$  of the LVDT transfer characteristic signal  $v_n$  and its inverse transfer characteristic signal  $v_o$  can be, respectively, given as

$$\varepsilon_n = \frac{R_{d2}(\Delta_{m2}R_{m1} - \Delta_{m1}R_{m2})}{\alpha R_{d1}R_{m1}R_{m2}(R_{m1} + R_{m2})} v_1 \quad (11)$$

and

$$\varepsilon_o = - \left( \Delta_I v_{dm} + \frac{(\Delta_{m2}R_{m1} - \Delta_{m1}R_{m2})R_{d2}}{\alpha R_{d1}R_{m1}R_{m2}(R_{m1} + R_{m2})} v_{op} + \frac{R_{d2}}{\alpha R_{d1}} k_2(\varepsilon_{m1} + \varepsilon_{m2})v_{op}^3 \right) \quad (12)$$

where  $v_{dm}$  denotes the amplitude of the LVDT transfer characteristic signal at the maximum stroke length and  $v_{op}$  is the expected output voltage  $v_o$  of the inverting amplifier at the maximum stroke length of the LVDT. In Fig. 2(c), if the resistances  $R_{m1} = R_{m3}$  and  $R_{m2} = R_{m4}$  are assigned, the value of the coefficient  $\alpha$  is adjusted to be such that the gain  $k_1$  of the difference amplifier is consistent with the sensitivity  $k_f$ . In addition, the resistances  $R_{d1}$  and  $R_{d2}$  are assigned to equal. Then, the error  $\varepsilon_n$  and  $\varepsilon_o$  in (11) and (12), respectively, can be rewritten as

$$\varepsilon_n = \frac{k_1(\Delta_{m2}R_{m1} - \Delta_{m1}R_{m2})}{R_{m1}R_{m2}(R_{m1} + R_{m2})} v_1 \quad (13)$$

$$\varepsilon_o = - \left( \Delta_I v_{dm} + \frac{(\Delta_{m2}R_{m1} - \Delta_{m1}R_{m2})k_1}{R_{m1}R_{m2}(R_{m1} + R_{m2})} v_{op} + k_1 k_2 (\varepsilon_{m1} + \varepsilon_{m2}) v_{op}^3 \right) \quad (14)$$

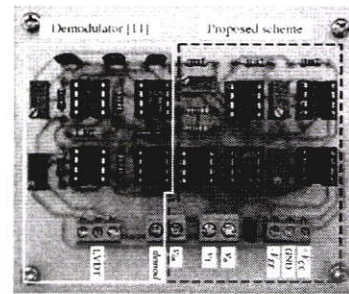
From (14), the tolerance  $\Delta_I$  can be reduced by replacing the resistor  $R_{d2}$  with a variable resistor and fine tune its resistance as close as the resistance  $R_{d1}$ . Practically, the factors  $\varepsilon_{m1}$  and  $\varepsilon_{m2}$  can be measured from the experimental result of the analog multipliers  $AM_1$  and  $AM_2$ , respectively. From an

experimental implementation, the resistors ( $R_{m1}$  and  $R_{m3}$ ) and ( $R_{m2}$  and  $R_{m4}$ ) are selectively matched with the tolerances of 1% or  $\Delta_{m1} = \Delta_{m2} = 1 \times 10^{-2}$ . The resistor  $R_{d2}$  is replaced by the variable resistor and adjusted to be close to the resistance  $R_{d1}$  for the tolerance  $\Delta_f$  of  $1 \times 10^{-3}$ . From Fig. 1(a), the excitation signal  $v_{ex}$  with the peak amplitude of 1V is applied to the primary winding of the LVDT. The LVDT output signal is demodulated using the technique proposed in [11] where the demodulated signal is used as the signal  $v_1$  in Fig. 2(c). The peak amplitude of the signal  $v_{dm}$  of about 955.31mV at the core position of 15 mm is measured for the expected output voltage  $v_{op}$  of 1.5V. The nonlinearity factors  $\epsilon_{m1}$  and  $\epsilon_{m2}$  of the analog multipliers  $AM_1$  and  $AM_2$ , respectively, are measured of about  $6 \times 10^{-3}$ . From (14), the maximum error  $\epsilon_o$  at the maximum stroke of 15 mm is calculated as 0.993mV corresponding to the core position of 9.93 $\mu$ m. Therefore, the percentage error of about 0.066% is observed. It should be noted that the voltage error  $\epsilon_o$  can be further reduced by tuning the resistor  $R_{d2}$  to close to the resistor  $R_{d1}$ . However, the minimum percentage error is limited by the nonideal characteristics of both the active and passive devices used in the proposed scheme.

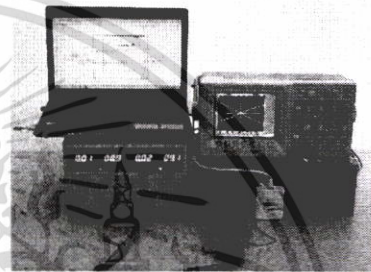
#### V. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed scheme in Fig. 2(c) is implemented to observe the circuit performance using commercial dual opamps LF353 and analog multipliers MPY534 as active devices. The resistors  $R_{m1} = R_{m3} = 50k\Omega$  and  $R_{m2} = R_{m4} = 20k\Omega$  are selectively matched with the tolerance 1% or  $\Delta_{m1} = \Delta_{m2} = 1 \times 10^{-2}$ . The resistance  $R_{d1}$  of 20k $\Omega$  is chosen and the resistor  $R_{d2}$  is replaced by the variable resistor of 30k $\Omega$  in order to tune its resistance closed to the resistance  $R_{d1}$  for a tolerance better than 0.1%. The power supply voltages are set to  $\pm 9V$ . The LVDT used in this paper is a commercially available device with the linear stroke range of  $\pm 2$  mm and  $k_f = 94.5mV/mm/V$ . The excitation signal of 1V peak amplitude at 2.5 kHz sinusoidal wave is applied to the LVDT in order to measure its transfer characteristic. The LVDT demodulator in [11] is used to extract the envelope of the LVDT difference signal  $v_d$ . The demodulated signal is applied as the input signal of the proposed scheme for experimental implementation. The prototype of the proposed scheme is shown in the dash line frame of Fig. 4(a) and the experimental set up in order to demonstrate the response using the LVDT synthesized signal and the practical LVDT signal are shown in Fig. 4(b) and 4(c), respectively.

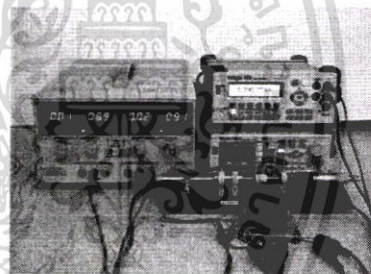
The transfer characteristic of the LVDT is measured as shown in Fig. 5(a). From Fig. 5(a), the sensitivity  $k_f$  of the LVDT is measured as 84.71mV/mm/V and the maximum amplitude  $v_{dp} = 972.65mV$  at the maximum stroke  $l_p$  of 16 mm. The nonlinear coefficient  $k_n$  can be determined from the voltage  $v_{dp}$  by using (9) as 1.103mV/mm<sup>2</sup>. From (5), the linear stroke range  $l_f$  is calculated as  $\pm 2$  mm, where the accepted relative error  $\epsilon_f$  of the LVDT output signal  $v_d$  is 0.44% or  $4.4 \times 10^{-3}$ . The variable resistors  $R_o$  and  $R_n$  are chosen as 1k $\Omega$  and 10k $\Omega$ , respectively. The maximum stroke range of the LVDT is expected as  $\pm 16$  mm corresponding



(a)



(b)



(c)

Fig. 4. Experimental setup: (a) prototype, (b) for LVDT signal synthesis by computer control board, (c) for signal from practical LVDT.

to the maximum output signal  $v_o$  of  $\pm 1.6V$ . Therefore, the variable resistor  $R_o$  is used to adjust the coefficient  $k_1$  by tuning the parameter  $\alpha$  of the difference amplifier which is equal to 0.8471 corresponding to the sensitivity  $k_f$ . Also, the variable resistor  $R_n$  is adjusted for the coefficient  $k_2 = 0.1103$  corresponding to the nonlinear coefficient  $k_n$ . It should be noted that the analog multipliers MPY534 used in this paper provide the inherent attenuation factor of 0.1. From (8), the coefficient  $k_2$  is now included the gain compensation of 100 for two analog multipliers. Therefore, the coefficient  $k_2$  is assigned as 11.03 to compensate the attenuation factor of the analog multiplier. In addition, the nonlinearity factors of the analog multipliers of about 0.6% or  $\epsilon_{m1} = \epsilon_{m2} = 6 \times 10^{-3}$  are measured.

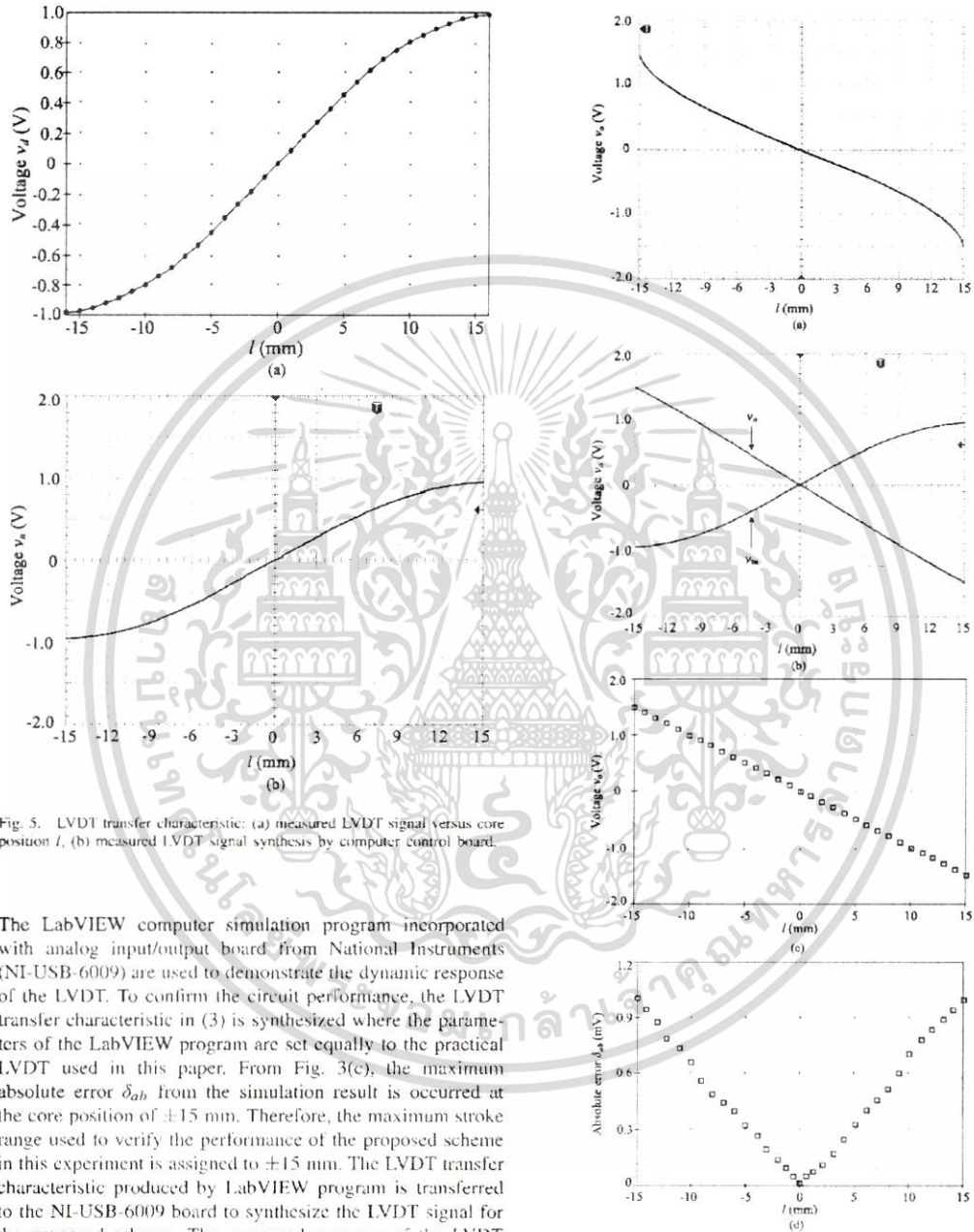


Fig. 5. LVDT transfer characteristic: (a) measured LVDT signal versus core position  $l$ , (b) measured LVDT signal synthesis by computer control board.

The LabVIEW computer simulation program incorporated with analog input/output board from National Instruments (NI-USB-6009) are used to demonstrate the dynamic response of the LVDT. To confirm the circuit performance, the LVDT transfer characteristic in (3) is synthesized where the parameters of the LabVIEW program are set equally to the practical LVDT used in this paper. From Fig. 3(c), the maximum absolute error  $\delta_{ab}$  from the simulation result is occurred at the core position of  $\pm 15$  mm. Therefore, the maximum stroke range used to verify the performance of the proposed scheme in this experiment is assigned to  $\pm 15$  mm. The LVDT transfer characteristic produced by LabVIEW program is transferred to the NI-USB-6009 board to synthesize the LVDT signal for the proposed scheme. The measured response of the LVDT transfer characteristic synthesized using LabVIEW program incorporated with NI USB-6009 is shown in Fig. 5(b). The peak amplitude of the LVDT transfer characteristic generated for a stroke range of  $\pm 15$  mm is observed as  $\pm 955.31$  mV. It can be seen that the measured response from the output of the computer-controlled board NI-USB-6009 provides the

Fig. 6. Experimental results: (a) measured inverse transfer characteristic, (b) measured signal for simulated input  $v_{in}$ , (c) plot of output voltage  $v_o$  against core varied in range of  $\pm 15$  mm, (d) plot of absolute error  $\delta_{ab}$ .

linear range of about  $\pm 2$  mm and the stroke range of  $\pm 15$  mm closed to the LVDT response in Fig. 5(a). The input signal  $v_i$  in Fig. 2(c) is linearly varied in the range of  $\pm 955.31$  mV

TABLE I  
COMPARISON BETWEEN PROPOSED TECHNIQUE AND RECENT WORKS

	Percentage of linearity
Proposed technique	0.0680%
Reference [16]	0.5105%
Reference [17]	0.2937%

corresponding to the stroke range of  $\pm 15$  mm for the LVDT used in this paper. The inverse function of the LVDT transfer characteristic generated by the proposed technique is measured as shown in Fig. 6(a). Fig. 6(b) shows the measured results for the output signal of the proposed technique in Fig. 2(a), where the input signal  $v_{in}$  is the synthesized signal as shown in Fig. 5(b). It can be seen that the output signal of the proposed scheme can be linearly extended from  $\pm 2$  mm to  $\pm 15$  mm close to the simulation result in curve (i) of Fig. 3(c).

Fig. 6(c) shows the measured result of the output signal  $v_o$  for the core of the LVDT varied from  $-15$  mm to  $15$  mm, where the input signal  $v_{in}$  is the demodulated signal from the LVDT used in this paper. From experimental result in Fig. 6(c), the absolute error  $\delta_{ab}$  of the output signal  $v_o$  for the core varied in the range of  $\pm 15$  mm is shown in Fig. 6(d). From Fig. 6(d), the maximum absolute error  $\delta_{ab}$  of about  $1.023$  mV corresponding to  $10.23 \mu\text{m}$  is occurred at the position of the LVDT core as  $\pm 15$  mm. The full scale error  $\sigma_{fs}$  for the core varied to the maximum stroke range, usually described in term of the percentage of linearity [19], can be defined as

$$\sigma_{fs} = \frac{\max(\delta_{ab})}{\text{full stroke range}} \times 100\% \quad (15)$$

From (15), the full scale error  $\sigma_{fs}$  is achieved as  $0.068\%$  for the maximum absolute error  $\delta_{ab}$  of  $10.23 \mu\text{m}$  at the maximum position of the LVDT core of  $15$  mm. It can be seen that the linear range of the LVDT used in this paper can be linearly extended more than seven times (from  $\pm 2$  mm to  $\pm 15$  mm). The recent works proposed in [16] and [17] are referenced for comparison with the proposed technique in term of the percentage of linearity. It should be noted that the results of the recent works mentioned above are achieved only from simulation results. Table I shows the comparison between the percentage of linearity obtained from the proposed technique and those of recent works. It is evident that the proposed technique can extend the linear operating range of the LVDT with high linearity.

## VI. CONCLUSION

The nonlinearity compensation of the LVDT behavior has been proposed in this paper. The technique is based on the inverse transfer characteristic of the LVDT generated by the analog multipliers and the difference amplifier. The configuration of the proposed technique requires a minimum number of devices that offers a small-size scheme. The linear operating range of the LVDT is extended close to the maximum stroke range with high linearity. The performances of the proposed scheme have been demonstrated by simulation and experimental results. The results confirming the performances of the proposed technique coincide with theoretical expectations.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the reviewers for their valuable comments and suggestions to the improvements of this paper.

## REFERENCES

- [1] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, New York, NY, USA: Wiley, 2001.
- [2] K. Ara, "A differential transformer with temperature- and excitation-independent output," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-21, no. 3, pp. 249–255, Aug. 1972.
- [3] S. C. Saxena and S. B. I. Seksen, "A self-compensated smart LVDT transducer," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 3, pp. 748–753, Jun. 1989.
- [4] H. K. P. Neuber, *Instrument Transducers: An Introduction to Their Performance and Design*, London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1975.
- [5] S. Cetinkunt, *Mechatronics*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007.
- [6] M. Félix, A. Lizarraga, 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. I1726426.
- [7] R. M. Ford, R. S. Weissbach, and D. R. Laker, "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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwanakit, and V. Riewruja, "Accurate LVDT signal converter," *Int. Rev. Elect. Eng.*, vol. 11, no. 3, pp. 340–347, 2016.
- [12] A. Drumea, A. Vasile, M. Comes, and M. Blejan, "System on chip signal conditioner for LVDT sensors," in *Proc. 1st Electron. System Integr. Technol. Conf.*, Dresden, Germany, Sep. 2006, pp. 629–634.
- [13] 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.
- [14] R. Casanella, O. Casas, and R. Pallas-Areny, "Differential synchronous demodulator for modulating sensors and impedance measurements," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 16, no. 8, pp. 1637–1643, Jul. 2005.
- [15] 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.
- [16] 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, no. 4, pp. 947–953, Apr. 2010.
- [17] P. Veerapan, U. Ganthi, and U. Mangalanathan, "Fractional order linear variable differential transformer: Design and analysis," *Int. J. Electron. Commun.*, vol. 79, pp. 141–150, Sep. 2017.
- [18] 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.
- [19] J. G. Webster and H. Eren, *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, New York, NJ, USA: IEEE Press, 1999, pp. 5–6.



Wandee Petchmaneelumka was born in Rayong, Thailand. She received the D.Eng. degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand, in 2009. She is currently an Assistant Professor of Electrical Engineering with the Faculty of Engineering, KMUTL. Her research interests include Fieldbus communication network, signal processing, instrumentation and measurement systems, and system dynamics and modeling.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Wittaya Koodtalang** was born in Roi Et, Thailand. He received the M.S. degree in electrical engineering from the Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, Sweden, in 2013. He is currently pursuing the D.Eng. degree in electrical engineering with the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His research interests include analog signal processing, industrial instrumentation, image processing, and machine learning.



**Vanchai Riewruja** was born in Bangkok, Thailand. He received the D.Eng. degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, in 1992. He is currently a Professor of Electrical Engineering with the Faculty of Engineering, KMITL. His research interests include industrial communication systems, instrumentation and measurement systems, VLSI design, and analog circuits and devices.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ - นามสกุล นายวิทยา กุดแกลง
- วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 29 มกราคม 2529
- ที่อยู่ 96 ม.3 บ.เหล่าใหญ่ ต.เขาวุ้ง อ.ธวัชบุรี จ.ร้อยเอ็ด
- ประวัติการศึกษา 2551 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด  
คณะ วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ  
2556 M.S. in Electrical Engineering จาก Blekinge Institute of  
Technology, Karlskrona, Sweden.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้