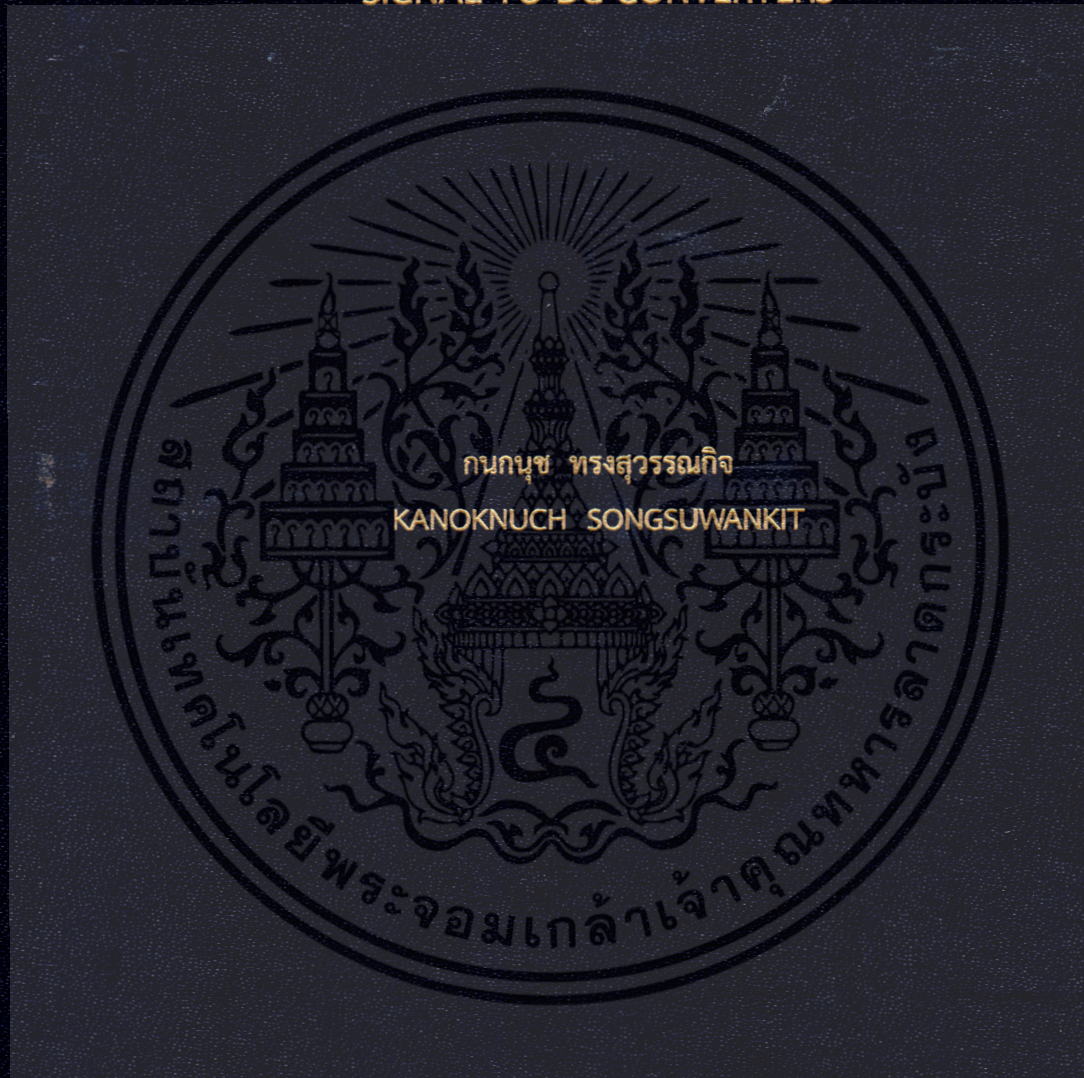


การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำ
แบบเชิงเส้นเป็นสัญญาณดีซี

DESIGN OF LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER
SIGNAL TO DC CONVERTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-036

การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำ
แบบเชิงเส้นเป็นสัญญาณดีซี

DESIGN OF LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER
SIGNAL TO DC CONVERTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-036

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER
SIGNAL TO DC CONVERTERS



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

2018

KMITL-2018-EN-D-018-036

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น เป็นสัญญาณดิจิตอล
Thesis Title Design of Linear Variable Differential Transformer Signal to DC Converters
นักศึกษา นางสาวกนกนุช ทรงสุวรรณกิจ
รหัสประจำตัว 56601454
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศ.ดร.วันชัย ธีร์รุจ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-036

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.อนุชา	แก้วพลสุข	
ผศ.ดร.วรรณดี	เพชรณีนีล้าค่า	
ดร.อภิไทย์	ฤกษ์รัตน์	
ผศ.ดร.สิริชัย	ธรรมารักษ์วัฒน์	
ศ.ดร.วันชัย	ธีร์รุจ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 9 กรกฎาคม พ.ศ. 2561 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้อง HM-302 อาคารเฉลิมพระเกียรติ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อวันที่ 9 กรกฎาคม พ.ศ. 2561
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นเป็นสัญญาณดิซี
นักศึกษา	นางสาวกนกนุช ทรงสุวรรณกิจ
รหัสนักศึกษา	56601454
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.วันชัย รั้วรุจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT เป็นสัญญาณดิซี ซึ่งสามารถนำมาใช้แทนการแปลงสัญญาณแบบซิงโครนัสอันเป็นวิธีการแบบดั้งเดิมที่ใช้กันโดยทั่วไปได้ อีกทั้งยังสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแต่จะอาศัยหลักการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่าแทน วงจรแปลงสัญญาณทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอจึงมีช่วงเวลาตอบสนองที่รวดเร็ว อีกทั้งยังได้นำสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT มาเป็นสัญญาณอ้างอิงในการสร้างสัญญาณควบคุมวงจรสุ่มและคงค่าโดยตรง จึงสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดที่เป็นผลมาจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของ LVDT ได้ โดยวงจรแรกอาศัยวงจรอินทิเกรตเพื่อหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณจาก LVDT ที่ตำแหน่งครึ่งคาบของสัญญาณกระตุ้นและนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรสุ่มและคงค่า วงจรที่สองอาศัยวงจรถ่ายค่าตำแหน่งค่ายอดในการสร้างสัญญาณควบคุมวงจรสุ่มและคงค่า เพื่อทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณจาก LVDT และสำหรับวงจรสุดท้ายเป็นวงจรที่พัฒนามาจากวงจรที่สองโดยทำการเพิ่มส่วนที่สามารถชดเชยผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อ LVDT ได้ สัญญาณดิซีเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยมีค่าแปรผันโดยตรงกับระยะที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไป อุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด จึงมีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และมีราคาถูกลง สมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิซีที่นำเสนอจะถูกทดสอบด้วยการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ อีกทั้งมีช่วงเวลาตอบสนองของวงจรที่รวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	DESIGN OF LINEAR VARIABLE DIFFERENTIAL TRANSFORMER SIGNAL TO DC CONVERTERS
Student	Ms.Kanoknuch Songsuwankit
Student ID.	56601454
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Prof.Dr.Vanchai Riewruja

ABSTRACT

A circuit technique to implement the converters for a linear variable differential transformer (LVDT) is presented in this thesis. Each proposed signal converter is based on the use of the sample and hold circuit instead of a synchronous demodulator in the traditional approaches. The output signals of these converters are provided without a low-pass filter in the signal paths. Therefore, the fast response time is achieved. The reference signal used to generate the control signal for the sample and hold circuit in the proposed converters is directly provided by the output signals of the LVDT to prevent the phase shift between the excitation signal and the LVDT signal, caused by the LVDT structure. The first converter is based on the use of an integrator to determine the LVDT signal at the half period of the excitation signal. The second converter is based on the use of the proposed peak-amplitude finder to generate the control signal to sample and hold the signal from the LVDT. The last converter uses the divider obtained by an operational transconductance amplifier (OTA) to precede the ratio of a different and sum of the two winding signals from the LVDT. Therefore the temperature effect of both OTA and LVDT are compensated. The core displacement signal, which is varied in proportion to the position of the moving core of LVDT, is accurately extracted to direct-current (DC) voltage signal. Performance of the proposed converters 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 ธีร์จุฑา ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ตลอดการทำงานวิจัยนี้ รวมถึงฝึกฝนทักษะต่างๆ ในการทำงานวิจัย เพื่อที่จะสามารถทำงานวิจัยนี้ออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังมอบประสบการณ์และแนวความคิดที่ดีที่สามารถนำไปใช้ในชีวิตประจำวันให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วรรณดี เพชรเมณีล้ำค่า อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่คอยให้ความรู้ คำปรึกษา และคอยช่วยเหลือ ชี้แนะการทำงานวิจัย ตลอดจนตรวจสอบวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

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

ขอขอบพระคุณ ดร.อภินิย ฤกษ์รัตน์ อาจารย์ท่านอื่นๆ ตลอดจนพี่ๆ และน้องๆ ในห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกท่าน ที่ได้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆ อีกทั้งยังเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาของการศึกษา

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา บุคคลในครอบครัว และเพื่อนทุกคนที่ได้ให้การสนับสนุน ให้ความช่วยเหลือ และคอยเป็นกำลังใจให้แก่ผู้เขียน ตลอดจนครูบาอาจารย์ที่ได้มอบความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

กนกนุช ทรงสุวรรณกิจ

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.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น.....	6
2.3 หลักการพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณ.....	16
2.3.1 การมอดูเลตสัญญาณ.....	16
2.3.2 การดีมอดูเลตสัญญาณ.....	24
2.3.2.1 การดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ.....	25
2.3.2.2 การดีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส.....	28
2.4 วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในอดีต.....	30
2.4.1 วงจรแปลงสัญญาณโดยการตรวจจับขอบ.....	30
2.4.2 วงจรแปลงสัญญาณโดยการดีมอดูเลตแบบซิงโครนัส.....	31
2.4.3 วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	32
2.4.4 วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยวงจรสุ่มและคงค่า.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และเผยแพร่ไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 บทสรุป.....	38
บทที่ 3 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรอินทิเกรต.....	39
3.1 บทนำ.....	39
3.2 หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรอินทิเกรต.....	39
3.2.1 หลักการทำงานของวงจรอินทิเกรต.....	42
3.2.2 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอ.....	44
3.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	48
3.4 บทสรุป.....	52
บทที่ 4 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอด.....	53
4.1 บทนำ.....	53
4.2 หลักการทำงานของวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดโดยอาศัยวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอด.....	53
4.2.1 หลักการทำงานของวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ.....	55
4.2.2 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอ.....	56
4.2.3 วงจรปรับความชันและเอื้อศูนย์.....	60
4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	60
4.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร.....	63
4.5 บทสรุป.....	69
บทที่ 5 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	70
5.1 บทนำ.....	70
5.2 หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ.....	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และเผยแพร่ไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2.1 หลักการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ	72
5.2.2 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอ	74
5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร	79
5.3.1 ค่าความผิดพลาดจากการทำงานของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็น กระแสโดยโอทีเอ.....	79
5.3.2 ค่าความผิดพลาดจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณ.....	79
5.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร	80
5.5 บทสรุป.....	85
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ	86
6.1 บทสรุป.....	86
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ.....	86
เอกสารอ้างอิง	88
ภาคผนวก.....	91
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT	92
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดย อาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด	98
ข1 วงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ	99
ข2 วงจรปรับความชันและเอียงศูนย์.....	101
ภาคผนวก ค. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มี การชดเชยผลของอุณหภูมิ	103
ค1 หลักการเบื้องต้นของวงจรโอทีเอ	104
ค2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส	109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และเผยแพร่ไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ง. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	111
ประวัติผู้เขียน.....	132



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VII ึ่งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของ LVDT	15
2.2 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของวิธีการแปลงสัญญาณแบบต่างๆ ที่ถูกนำเสนอในอดีต.....	37
3.1 ตารางแสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	48
4.1 ตารางแสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	63
5.1 ตารางแสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	80



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น
	(ก) ลักษณะภายนอก6
	(ข) วงจรสมมูล.....6
2.2	ภาพตัดขวางของ LVDT.....7
2.3	กราฟแสดงความเป็นเชิงเส้นของ LVDT
	(ก) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุตเอซีเทียบกับระยะการวัด9
	(ข) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุตดีซีเทียบกับระยะการวัด 10
	(ค) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับระยะการวัด..... 10
2.4	การต่อ LVDT
	(ก) LVDT แบบ 4 สาย 11
	(ข) LVDT แบบ 5 สาย..... 11
2.5	สัญญาณจาก LVDT เมื่อแกนเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ
	(ก) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังขดลวด L_{S1} 13
	(ข) แกนเหนี่ยวนำอยู่ตำแหน่งกึ่งกลาง 13
	(ค) แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังขดลวด L_{S2} 13
2.6	การต่อ LVDT สำหรับวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ 14
2.7	องค์ประกอบของการมอดูเลตสัญญาณ 16
2.8	การมอดูเลตเชิงขนาด 17
2.9	แอมพลิจูดของสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตแบบ AM 18
2.10	สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 19
2.11	การหาค่าครรชนีการมอดูเลตจากสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด..... 20
2.12	สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดที่ค่าครรชนีต่างๆ
	(ก) เมื่อครรชนีการมอดูเลตมีค่ามากกว่า 1 ($m > 1$)..... 22
	(ข) เมื่อครรชนีการมอดูเลตมีค่าระหว่าง 0 และ 1 ($0 < m \leq 1$) 22
	(ค) เมื่อครรชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$)..... 22
2.13	สเปกตรัมของสัญญาณ DSBSC..... 23
2.14	สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตแบบ DSBSC 23
2.15	วงจรมอดูเลตแบบสมดุล 24

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.16	กระบวนการรับ-ส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลต 25
2.17	วงจรดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ 25
2.18	ขั้นตอนการดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ 26
2.19	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ (ก) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อค่าคงที่ทางเวลามีค่าน้อยเกินไป 27 (ข) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อค่าคงที่ทางเวลามีค่าเหมาะสม 27 (ค) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อค่าคงที่ทางเวลามีค่ามากเกินไป 27
2.20	วงจรดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบในเครื่องรับวิทยุ AM อย่างง่าย 28
2.21	โครงสร้างพื้นฐานของการดีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส 29
2.22	การแปลงสัญญาณจาก LVDT โดยการตรวจจับขอบ (ก) วิธีการพื้นฐาน 31 (ข) วิธีการต่อลูปป้อนกลับ 31
2.23	การแปลงสัญญาณจาก LVDT ด้วยการดีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส 32
2.24	วงจรรับสัญญาณ DSBSC แบบ Costas (ก) ตัวรับสัญญาณดั้งเดิม 33 (ข) ตัวรับสัญญาณที่พัฒนาขึ้นมาใหม่ 33
2.25	วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอ 34
2.26	วงจรดีมอดูเลตสัญญาณจากรีโซลเวอร์โดยอาศัยวงจรมุมและคงค่า 35
2.27	กราฟแสดงการทำงานของวงจรดีมอดูเลตสัญญาณจากรีโซลเวอร์ที่นำเสนอ 36
3.1	วงจรมุมของ LVDT 40
3.2	บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล โดยอาศัยวงจรมุมอินทิเกรต 41
3.3	กราฟแสดงสัญญาณควบคุมสำหรับวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอ 42
3.4	วงจรมุมอินทิเกรต 42
3.5	กราฟแสดงการทำงานของวงจรมุมอินทิเกรตเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณขั้นบันได 44
3.6	วงจรมุมอินทิเกรตที่มีการต่อแอนะล็อกสวิตช์ 44
3.7	โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรมุมอินทิเกรต 45
3.8	กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ 47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	
(ก) สัญญาณ v_{s2} v_C v_{M1} และ v_{M2}	50
(ข) สัญญาณ v_d v_C v_1 และ v_o	50
3.10 กราฟแสดงประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	
(ก) สัญญาณเอาต์พุต v_o ต่อระยะการวัด l	51
(ข) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o	51
3.11 กราฟแสดงช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ.....	52
4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจร หาตำแหน่งค่ายอด.....	54
4.2 วงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ	55
4.3 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่ง ค่ายอด.....	57
4.4 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ.....	59
4.5 วงจรปรับความชันและเอียงศูนย์.....	60
4.6 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	
(ก) บอร์ดวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่ถูกร่างขึ้นมา.....	64
(ข) การจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อทำการทดสอบสมรรถนะการทำงาน.....	65
4.7 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ.....	65
4.8 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	66
4.9 สัญญาณเอาต์พุต v_o และค่าแรงดันผิดพลาดของสัญญาณ v_{ol}	66
4.10 กราฟแสดงช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ.....	67
4.11 กราฟแสดงประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ	
(ก) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} ต่อระยะการวัด l	68
(ข) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol}	68
5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของ อุณหภูมิ.....	71
5.2 วงจรขยายการส่งผ่านความนำหรือโอทีเอ	
(ก) สัญลักษณ์ของโอทีเอ.....	72
(ข) วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ.....	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3	วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ 74
5.4	กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ..... 78
5.5	วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์..... 81
5.6	กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ (ก) สัญญาณ v_a v_C v_d และ v_n 82 (ข) สัญญาณ v_a v_d v_4 และ v_o 82
5.7	กราฟแสดงประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ (ก) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} ต่อระยะการวัด l 83 (ข) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} 83
5.8	ผลการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ 84
5.9	กราฟแสดงช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ..... 84
ก1	การวิเคราะห์การทำงานของ LVDT (ก) ภาพตัดขวางโดยรวมของ LVDT 92 (ข) ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิ 92 (ค) ภาพตัดขวางเฉพาะส่วน..... 93
ข1	วงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ (ก) โครงสร้างของวงจรหาตำแหน่งค่ายอด..... 99 (ข) วงจรสมมูลของวงจรหาตำแหน่งค่ายอด..... 99
ข2	วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ (ก) โครงสร้างของวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์..... 101 (ข) โฟเทนทีโอมิเตอร์..... 101
ค1.1	วงจรขยายการส่งผ่านความนำ (ก) สัญลักษณ์..... 104 (ข) วงจรสมมูลทางอุดมคติ 104
ค1.2	โครงสร้างภายในของโอทีเอ 105
ค1.3	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการส่งผ่านความนำและกระแสไบอัส..... 108
ค2	วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส..... 109

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT (Linear Variable Differential Transformer) เป็นหนึ่งในอุปกรณ์ที่ถูกนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายในระบบการวัดและเครื่องมือวัด เช่น การวัดระยะทาง ตำแหน่ง ระดับ การไหล แรง และแรงดัน เป็นต้น [1-6] สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT จะอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันไซน์ (sinusoidal signal) ที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามระยะการวัด หรืออาจกล่าวได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจาก LVDT เป็นสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด (amplitude modulation signal) แบบ double sideband with suppressed carrier หรือ DSBC ซึ่งเกิดจากการคูณกันของสัญญาณแรงดันดีซีและสัญญาณกระตุ้น (excitation signal) หรือสัญญาณพาห้ (carrier signal) ดังนั้นในการนำ LVDT ไปประยุกต์ใช้งานจึงต้องมีการต่อร่วมกับวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไซน์เอาต์พุตจาก LVDT ให้เป็นสัญญาณเชิงเส้นที่สัมพันธ์กับระยะทางที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไป โดยวงจรถูกกล่าวจะถูกรับเรียกว่า วงจรแปลงสัญญาณ LVDT (LVDT signal converter) ในการแปลงสัญญาณหรือการดีมอดูเลตสัญญาณ (demodulation) ด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมจะมีการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (low-pass filter) [4], [6-9] ส่งผลให้ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณช้าลง จึงได้มีการนำเสนอวิธีการใช้วงจรสุ่มและคงค่า (sample and hold circuit) แทนการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ โดยนำสัญญาณกระตุ้นที่จ่ายให้กับเครื่องมือวัดมาเป็นสัญญาณอ้างอิง เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า [10-11] แต่ทว่าวิธีการนี้ทำให้เกิดความผิดพลาดจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นที่จ่ายให้กับเครื่องมือวัด และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการวัดค่า วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT ซึ่งสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และใช้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT มาเป็นสัญญาณอ้างอิงโดยตรง จึงสามารถหลีกเลี่ยงความผิดพลาดที่เกิดจากความต่างเฟสดังกล่าวได้ โดยรายละเอียดต่างๆ จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 3 วงจร โดยทั้ง 3 วงจรสามารถสร้างขึ้นด้วยอุปกรณ์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด มีโครงสร้างของวงจรที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และมีราคาถูก อีกทั้งยังมีช่วงเวลาตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็ว มีความถูกต้องและแม่นยำสูง อีกทั้งวงจรที่นำเสนอทั้ง 3 วงจรทำงานในโหมดสัญญาณแอนะล็อก จึงไม่จำเป็นต้องอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณ (processor) สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานและพัฒนาต่อได้โดยง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบและพัฒนางจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลจำนวน 3 วงจร ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ แต่จะอาศัยหลักการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า ซึ่งถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นจากสัญญาณทางขดลวดทุติยภูมิหรือสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT โดยตรง วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ มีความเป็นเชิงเส้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย อีกทั้งวงจรที่นำเสนอยังมีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้า

การตีความสัญญาณหรือการแปลงสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ชนิดเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำ (inductive transducer) แบบพื้นฐานจะอาศัยวงจรตรวจจับขอบ (envelope detector) ที่ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบไดโอด (diode rectifier) และวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ [3] แต่การใช้ไดโอดเป็นทางผ่านของสัญญาณจะส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตเกิดค่าความผิดพลาดอันเนื่องมาจากแรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอด (threshold voltage) จึงได้มีการนำวงจรตีความสัญญาณแบบซิงโครนัส (synchronous demodulator) มาใช้เพื่อหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดดังกล่าว [12-13] แต่การแปลงสัญญาณทั้งแบบตรวจจับขอบและแบบซิงโครนัสจำเป็นต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เพื่อกำจัดสัญญาณพาราสิตหรือสัญญาณกระตุ้นที่ถูกรวมอยู่ในสัญญาณเอาต์พุตของทรานสดิวเซอร์ออกไป ข้อเสียของการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำคือทำให้เกิดช่วงการหน่วงเวลาอันเป็นผลมาจากค่าโพลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ทำให้ช่วงเวลาดบสนองของวงจรแปลงสัญญาณช้าลง ในปัจจุบันวงจรสุ่มและคงค่าจึงถูกนำมาใช้แทนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เนื่องจากฟังก์ชันซิงค์ (sinc weighting function) ในวงจรถ่ายโอนของวงจรสุ่มและคงค่ามีลักษณะที่คล้ายกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ [14] โดยทั่วไปแล้วสัญญาณที่นำมาควบคุมวงจรสุ่มและคงค่าจะอาศัยสัญญาณกระตุ้นที่จ่ายให้กับทรานสดิวเซอร์มาเป็นสัญญาณอ้างอิง จึงอาจทำให้เกิดค่าความผิดพลาดจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นทางด้านขดลวดปฐมภูมิ และสัญญาณเอาต์พุตทางด้านขดลวดทุติยภูมิของทรานสดิวเซอร์ได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT ซึ่งอาศัยหลักการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า อีกทั้งสัญญาณพัลส์ควบคุมการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่ายังสร้างขึ้นมาจากการอ้างอิงสัญญาณเอาต์พุตทางด้านขดลวดทุติยภูมิของ LVDT โดยตรง จึงสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากความต่างเฟสดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาดในการออกแบบวงจรให้มีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน รวมถึงทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ และทำการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถนำไปใช้งานได้จริงอย่างมีประสิทธิภาพ

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาทั้งหมดเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 4 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการศึกษาค้นคว้าเพื่อออกแบบวงจรที่นำเสนอ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดในบทต่างๆ ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและความรู้พื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อีกทั้งยังได้กล่าวถึงหลักการแปลงสัญญาณ และวิธีการต่างๆ ของวงจรแปลงสัญญาณที่ได้มีการนำเสนอในอดีต เพื่อนำมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรอินทิเกรต (integrator) และทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรถ่ายค่ายอด (peak amplitude finder) ที่ได้ทำการออกแบบขึ้นมา พร้อมทั้งวิเคราะห์การทำงานของวงจรและทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 5 กล่าวถึงวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่ทำการปรับปรุงมาจากวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทที่ 4 โดยมีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่ส่งผลกระทบต่อ LVDT พร้อมทั้งวิเคราะห์การทำงานของวงจรและทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

บทที่ 6 บทส่งท้าย เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งกล่าวถึงข้อเสนอแนะเพื่อเป็นแนวทางในการทำงานวิจัยต่อไป

ในส่วนท้ายคือส่วนของภาคผนวก แสดงถึงเนื้อหาเพิ่มเติมที่ถูกกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ และบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

ภาคผนวก ง บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

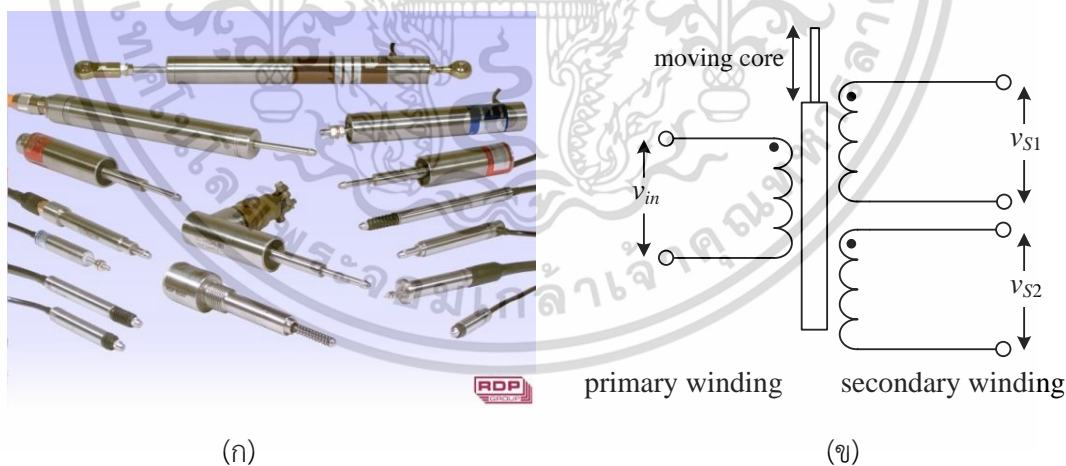
ระบบการวัดและเครื่องมือวัดโดยทั่วไปมีองค์ประกอบสำคัญแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้โดยสังเขป คือ ส่วนแรกทำหน้าที่รับการเปลี่ยนแปลงจากตัวแปรหรือสิ่งที่ต้องการวัดเข้ามาเช่น ระยะทาง อุณหภูมิ หรือน้ำหนัก เป็นต้น อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจรู้ปริมาณการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ จะเรียกว่าเซนเซอร์ (sensor) หรือทรานสดิวเซอร์ (transducer) โดยเซนเซอร์จะหมายถึงอุปกรณ์ตรวจจับค่าตัวแปรต่างๆ และแปลงค่านั้นให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า ส่วนทรานสดิวเซอร์จะหมายถึงอุปกรณ์ที่ใช้เพื่อแปลงพลังงานจากรูปแบบหนึ่งไปเป็นอีกรูปแบบหนึ่ง จึงกล่าวได้ว่าเซนเซอร์ก็คือทรานสดิวเซอร์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตในรูปของสัญญาณไฟฟ้านั่นเอง ในทางปฏิบัติเซนเซอร์และทรานสดิวเซอร์จึงถูกเรียกใช้ในความหมายเดียวกัน [3] ค่าสัญญาณที่ได้จากการตรวจจับของเซนเซอร์หรือทรานสดิวเซอร์บางชนิดไม่สามารถนำมาอ่านค่าได้โดยตรง แต่จะต้องนำค่าที่ได้จากส่วนตรวจจับไปผ่านส่วนปรับแต่งสัญญาณหรือส่วนประมวลผลสัญญาณ เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์หรือทรานสดิวเซอร์ให้อยู่ในรูปที่สามารถอ่านค่าได้ง่ายในส่วนแสดงผล อีกทั้งในส่วนของการปรับแต่งสัญญาณยังสามารถแปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบที่ต้องการได้อีกด้วย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณจากหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT ซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ ให้กลายเป็นสัญญาณแรงดันตีสี่ที่สามารถอ่านค่าได้โดยง่าย อีกทั้งวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอยังสามารถนำไปใช้งานได้อย่างสะดวก มีความถูกต้องและแม่นยำ รวมถึงมีราคาถูก เนื่องจากออกแบบขึ้นโดยใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด

ในบทนี้จะกล่าวถึงพื้นฐานการทำงานของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT ซึ่งเป็นทรานสดิวเซอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อีกทั้งยังได้กล่าวถึงพื้นฐานของการมอดูเลตสัญญาณ การดีมอดูเลตสัญญาณ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการแปลงสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ชนิดเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดที่รับการตีพิมพ์ในอดีต เพื่อเป็นการศึกษาถึงแนวทางต่างๆ และนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณตีสี่ที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต่อไป

2.2 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT เป็นอุปกรณ์สำหรับตรวจจับสนัยการวัดและเครื่องมือวัด LVDT ทำงานโดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำตามตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่ประกอบไปด้วยเฟส (phase) แสดงถึงตำแหน่ง และขนาด (amplitude) แสดงถึงระยะการวัด LVDT ถูกนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางสำหรับงานที่ต้องการความละเอียดสูง ทั้งทางวิศวกรรมศาสตร์ อุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และอุปกรณ์ทางการแพทย์ ตัวอย่างการนำ LVDT ไปใช้ในระบบการวัด เช่น การวัดค่าระยะทาง ตำแหน่ง ระดับ การไหล แรง และแรงดัน เป็นต้น [1-6] การเคลื่อนที่ของแกนภายใน LVDT ไม่มีการสัมผัสหรือเสียดสีใดๆ กับขดลวดจึงไม่เกิดแรงเสียดทาน อีกทั้งยังไม่มีวงจรไฟฟ้าภายในตัวอุปกรณ์ จึงทำให้มีค่าความละเอียด (resolution) ความไว (sensitivity) ความแม่นยำ (accuracy) และเสถียรภาพในการทำงานสูง มีค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดี ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ มีค่าฮิสเทอรีซิส (hysteresis) ต่ำ มีรูปแบบที่เรียบง่าย จึงสะดวกต่อการนำไปติดตั้งและประยุกต์ใช้งาน อีกทั้งยังมีความทนทานต่อสภาพแวดล้อม สามารถทำงานภายใต้สภาวะที่มีอุณหภูมิสูงได้แต่จะส่งผลทำให้ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ลดลง

ลักษณะภายนอกของ LVDT และวงจรสมมูลของ LVDT แสดงดังรูปที่ 2.1(ก) และ (ข) ตามลำดับ



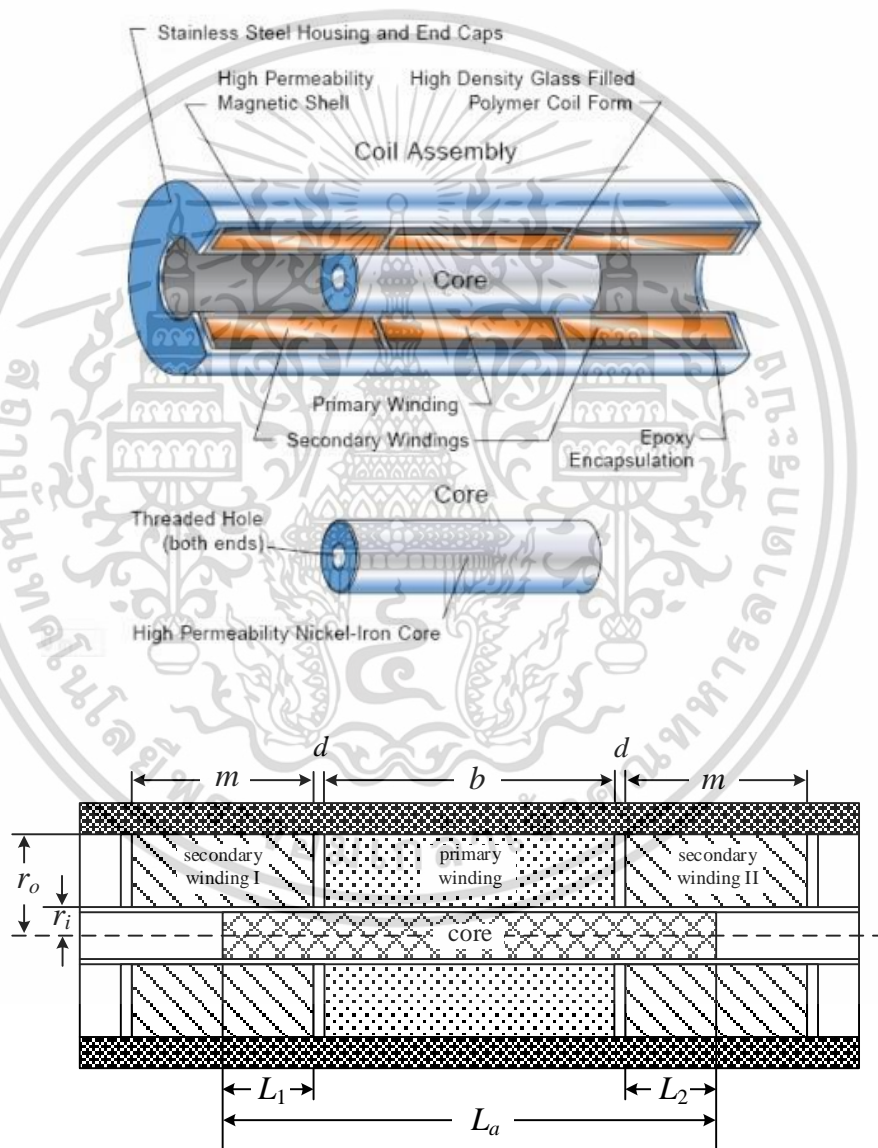
รูปที่ 2.1 หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้น

(ก) ลักษณะภายนอก

(ข) วงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ LVDT ประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) หนึ่งชุดและขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) จำนวนสองชุดต่ออนุกรมกัน โดยมีตำแหน่งอยู่ทางด้านซ้ายและขวาของขดลวดปฐมภูมิ ดังภาพตัดขวางในรูปที่ 2.2 [15] ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดมีจำนวนรอบของขดลวดที่เท่ากันแต่มีทิศทางการพันตรงกันข้าม ขดลวดทั้งสามถูกหุ้มด้วยฉนวนเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน และมีปลอกสแตนเลสทรงกระบอกหุ้มเพื่อความทนทานต่อสภาพแวดล้อมจากภายนอก บริเวณกึ่งกลางของ LVDT เป็นท่อกลวงเพื่อให้แกนที่เป็นโลหะเหนียวนำสามารถเคลื่อนที่ผ่านได้ โดยระยะทางที่วัดได้คือระยะที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไป



รูปที่ 2.2 ภาพตัดขวางของ LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้	b	คือ	ความยาวของขดลวดปฐมภูมิ
	m	คือ	ความยาวของขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด
	r_i	คือ	รัศมีวงในของขดลวด
	r_o	คือ	รัศมีวงนอกของขดลวด
	d	คือ	ระยะห่างระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ
	L_a	คือ	ความยาวของแกนเหนี่ยวนำ

โดยที่แกนเหนี่ยวนำมีรัศมีเท่ากับ r_i (ไม่คิดความหนาของบอบบิน) จากรูปที่ 2.2 เมื่อจ่ายสัญญาณไซน์กระแส i_p (RMS) ที่ความถี่ f ให้กับขดลวดปฐมภูมิ จะได้แรงดัน v_1 (RMS) ที่ขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่ง และแรงดัน v_2 (RMS) ที่ขดลวดทุติยภูมิชุดที่สองดังสมการ [ภาคผนวก ก]

$$v_1 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left(\frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left(\frac{2L_2 + b}{mL_a} \right) l_1^2 \quad (2.1)$$

และ

$$v_2 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left(\frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left(\frac{2L_1 + b}{mL_a} \right) l_2^2 \quad (2.2)$$

เมื่อ	l_1	คือ	ระยะที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่ง
	l_2	คือ	ระยะที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่สอง
	n_p	คือ	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ
	n_s	คือ	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

ผลต่างของแรงดันซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT จะมีค่าดังสมการ

$$v_{out} = v_1 - v_2 = k_1 l (1 - k_2 l^2) \quad (2.3)$$

เมื่อ l คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ โดยที่ $l = (l_1 - l_2) / 2$

$$k_1 = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 \ln(r_o/r_i) mL_a} \quad (2.4)$$

โดยที่ $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_2 = \frac{1}{(b+2d+l_o)} l_o \quad (2.5)$$

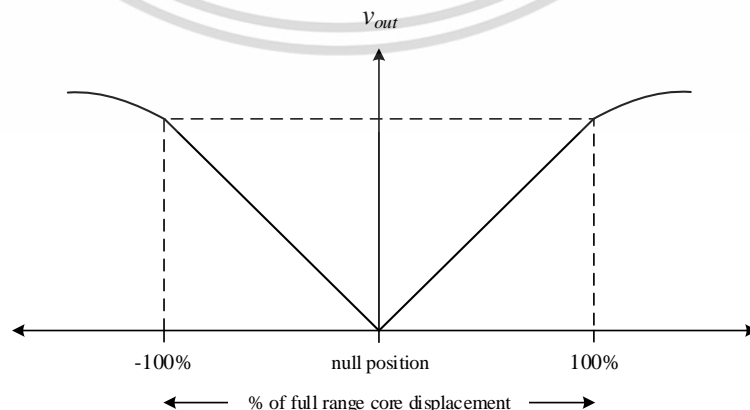
จากสมการที่ (2.5) k_2 คือ ค่าของตัวแปรที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (2.3) เมื่อเทอมของความไม่เป็นเชิงเส้น ε มีค่าดังสมการ

$$\varepsilon = k_2 l^2 \quad (2.6)$$

ระยะการวัดของทรานสดิวเซอร์จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อ $l_0 = b$ หากสมมติให้ที่ระยะการวัดสูงสุด แกนเหนียวนำจะไม่เคลื่อนที่เกินความยาวของขดลวดทุกติยภูมิ เมื่อความยาวของแกนเหนียวนำ $L_a = 3b + 2d$ โดยที่ค่าของ $2d$ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า b จากสมการที่ (2.3) และ (2.4) จึงได้สมการของสัญญาณเอาต์พุตดังนี้

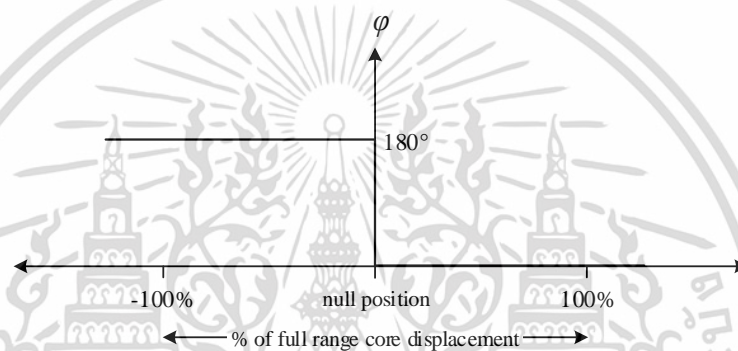
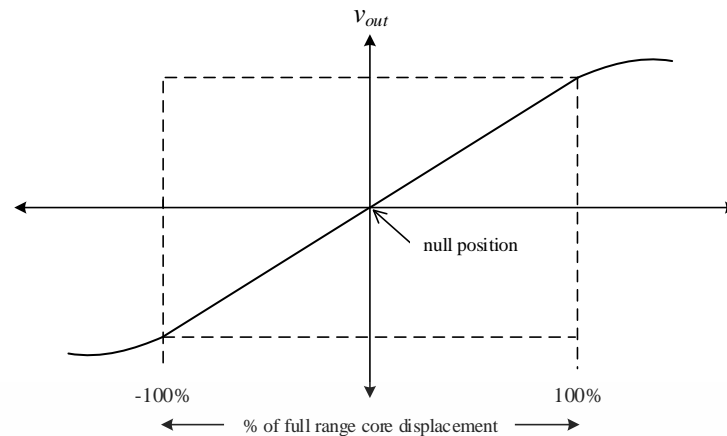
$$v_{out} = \left(\frac{16\pi^2 f i_p n_p n_s}{10^7 \ln(r_o/r_i)} \right) \left(\frac{2b}{3m} \right) \left(1 - \frac{l^2}{2b^2} \right) \quad (2.7)$$

จากสมการที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าการทำงานของ LDVT จะให้สัญญาณเอาต์พุตที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับระยะ l ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกนเหนียวนำ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT จะมีค่าความเป็นเชิงเส้นอยู่เพียงช่วงหนึ่งเท่านั้น ในการนำ LVDT ไปใช้งานจึงต้องเลือก LVDT ให้เหมาะสมกับระยะการวัด เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าเป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงที่ต้องการใช้งาน ค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าคงที่จนกระทั่งแกนเหนียวนำของ LVDT เคลื่อนที่ผ่านตำแหน่งศูนย์ สัญญาณเอาต์พุตจะมีการกลับเฟสไป 180° ดังนั้นเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแสดงถึงทิศทางที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

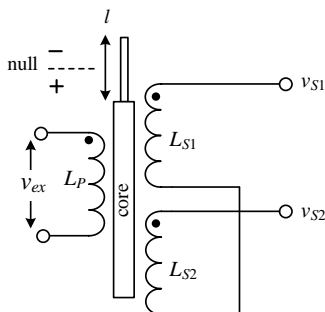


รูปที่ 2.3 กราฟแสดงความเป็นเชิงเส้นของ LVDT

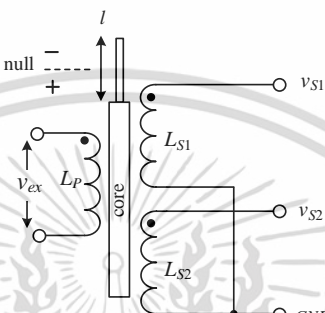
- (ก) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุตเอซีเทียบกับระยะการวัด
- (ข) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุตดีซีเทียบกับระยะการวัด
- (ค) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับระยะการวัด

ในการนำ LVDT ไปใช้งานในระบบการวัดและเครื่องมือวัด จะต้องมีการป้อนสัญญาณกระตุ้นซึ่งอยู่ในรูปสัญญาณไซน์ให้กับขดลวดปฐมภูมิหรือขาคินพุตของ LVDT เมื่อขดลวดปฐมภูมิได้รับแรงดันกระตุ้นจากภายนอกจะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขด เกิดเป็นแรงดันไฟฟ้าอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณกระตุ้น แต่จะมีขนาดขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไป จึงอาจกล่าวได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT จะอยู่ในรูปของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด ในการนำ LVDT ไปใช้งานสามารถจำแนกตามลักษณะการต่อภายนอกได้ 2 ลักษณะคือ การต่อแบบ 4 สายหรือแบบเปิด (open wire) และการต่อแบบ 5 สายหรือแบบเรโซ-เมตริก (ratiometric wire) [16] วิธีการต่อ LVDT แบบ 4 สายและแบบ 5 สายสามารถแสดงดังรูปที่ 2.4 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยความแตกต่างของการต่อทั้งสองแบบจะอยู่ที่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 การต่อ LVDT

(ก) LVDT แบบ 4 สาย

(ข) LVDT แบบ 5 สาย

ในการต่อ LVDT แบบ 4 สายจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด โดยจะอยู่ในรูปของผลต่างคูณอยู่กับค่าความไวของ LVDT สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_{out} = k_T (v_{S1} - v_{S2}) \tag{2.8}$$

เมื่อ k_T คือ ความไวของ LVDT

v_{S1} คือ สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ L_{S1}

v_{S2} คือ สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ L_{S2}

ข้อดีของ LVDT แบบ 4 สายคือสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในรูปของผลต่างที่มีแอมพลิจูดแปรไปตามระยะการวัด จึงสามารถใช้วงจรแปลงสัญญาณแบบพื้นฐานในการแปลงสัญญาณได้ทันที แต่มีข้อเสียทางเสถียรภาพของสัญญาณเอาต์พุต โดยการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจะส่งผลต่อคุณสมบัติการ

เหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กในตัวอุปกรณ์ ทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดเกิดการเปลี่ยนแปลง

ไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

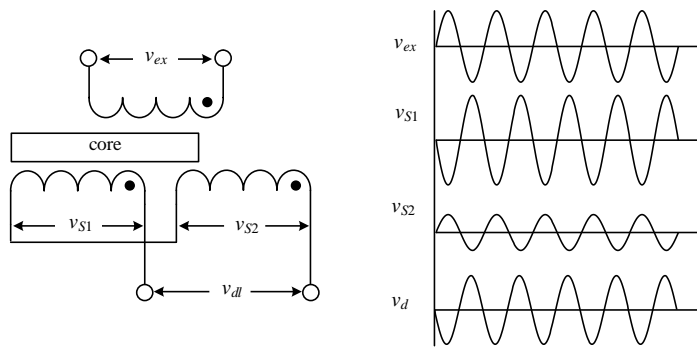
อีกทั้งการต่อ LVDT แบบ 4 สายยังไวต่อการเปลี่ยนแปลงความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทางขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิอีกด้วย นอกจากนี้ยังมีปัจจัยอื่นๆ ที่สามารถส่งผลกระทบต่อสัญญาณเอาต์พุตได้อีก เช่น ความยาวของสายสัญญาณที่มากเกินไป หรือสัญญาณกระตุ้นที่ด้อยประสิทธิภาพ เป็นต้น

สำหรับการต่อ LVDT แบบ 5 สายจะได้สัญญาณเอาต์พุต v_{S1} และ v_{S2} เป็นค่าสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิ L_{S1} และ L_{S2} ตามลำดับ ในการนำสัญญาณเอาต์พุตไปใช้งานจึงต้องนำไปผ่านวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อทำการคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณที่เกิดจากการวัดออกมา วงจรปรับแต่งสัญญาณในการต่อแบบ 5 สายจึงมีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าการต่อแบบ 4 สาย แต่ในการต่อ LVDT แบบ 5 สายสามารถเพิ่มเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทางด้านขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิได้ด้วยการนำไปคำนวณดังสมการที่ 2.9

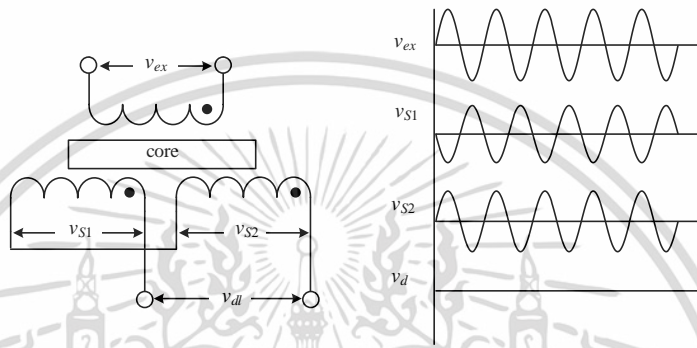
$$v_{out} = k_T \left(\frac{v_{S1} - v_{S2}}{v_{S1} + v_{S2}} \right) \quad (2.9)$$

เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง ค่าแรงดันที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กก็จะเปลี่ยนแปลงไปด้วย ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อแรงดัน v_{S1} และ v_{S2} อย่างเท่าๆ กัน ดังนั้นจึงสามารถชดเชยผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิได้

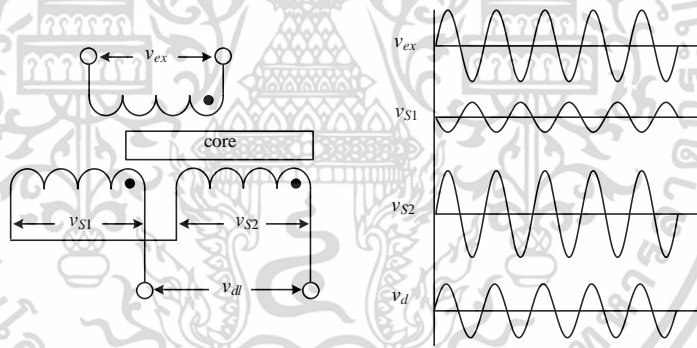
โดยทั่วไปการนำ LVDT ไปใช้งานมักใช้การต่อแบบ 4 สาย เนื่องจากสมการเอาต์พุตมีความเรียบง่ายจึงสามารถประยุกต์ใช้งานได้ง่าย รูปสัญญาณของ LVDT ที่ถูกต่อแบบ 4 สายเมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ในรูปที่ 2.5(ข) เมื่อแกนของ LVDT อยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด แรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดจะมีค่าเท่ากันแต่มีเฟสต่างกัน 180° ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตของ LVDT มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งตำแหน่งนี้จะถูกเรียกว่าตำแหน่งศูนย์ของ LVDT (null position, I_{null}) หากแกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปทางด้านใดด้านหนึ่งดังรูปที่ 2.5(ก) และ (ค) จะส่งผลให้ค่าแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิทางด้านนั้นมีค่าสูงตามไปด้วย ในทางกลับกันค่าแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิอีกชุดหนึ่งจะลดลง ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด จะมีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ โดยเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแสดงถึงตำแหน่งของแกนเคลื่อนที่ว่าอยู่ในช่วง “+” หรือ “-” ของ LVDT



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.5 สัญญาณจาก LVDT เมื่อแกนเคลื่อนที่ไปยังตำแหน่งต่างๆ

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

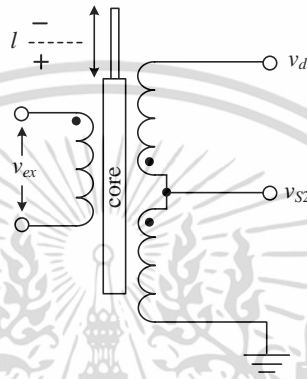
ในการนำ LVDT ไปต่อกับวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้การต่อแบบ 5 สายดังรูปที่ 2.6 หากกำหนดให้สัญญาณแรงดันไซน์กระตุ้นมีค่าเท่ากับ $v_{ex} = V_x \sin \omega t$ สัญญาณแรงดันไฟฟ้า v_{S1} และ v_{S2} จากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดจะมีค่าดังสมการ

$$v_{S1} = k_T V_x (l_{null} - l) [\sin(\omega t - \phi_p)] \quad (2.10)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$v_{S2} = k_T V_x (l_{null} + l) [\sin(\omega t - \phi_p)] \quad (2.11)$$

- เมื่อ V_x คือ แอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ้น v_{ex}
 l_{null} คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT
 l คือ ระยะที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์
 ϕ_p คือ ความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ



รูปที่ 2.6 การต่อ LVDT สำหรับวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

สัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT เป็นผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด เขียนได้ดังสมการ

$$v_d = v_{S2} - v_{S1} = 2k_T V_x l \sin(\omega t - \phi_p) \quad (2.12)$$

เมื่อ v_d คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT เมื่อต่อดังรูปที่ 2.6

จากสมการที่ (2.12) ค่าพารามิเตอร์ k_T และ V_x มีค่าคงที่ ดังนั้นแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต v_d ที่ได้จาก LVDT จึงมีความเป็นเชิงเส้น โดยจะแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่า l หรือตำแหน่งที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไป ในทางอุดมคติค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของ LVDT มีค่าเป็นศูนย์ และไม่เกิดความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการของสัญญาณเอาต์พุตได้ใหม่ว่า

$$v_d = 2k_T V_x l \sin \omega t \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการของสัญญาณเอาต์พุตจะเห็นได้ว่ามีเทอมของสัญญาณกระตุ้นรวมอยู่ด้วย แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตของ LVDT เป็นสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด ดังนั้นในการนำสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT มาใช้งานจึงต้องนำไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณหรือวงจรตีมอดูเลตสัญญาณเพื่อกำจัดความถี่ของสัญญาณกระตุ้น และแปลงสัญญาณที่ได้จาก LVDT ให้กลายเป็นสัญญาณแรงดันดีซี เพื่อให้ง่ายต่อการอ่านค่า ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตและการตีมอดูเลตสัญญาณ รวมถึงวิธีการต่างๆ ในการตีมอดูเลตสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ชนิดเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

ข้อดีและข้อเสียของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT สามารถสรุปเป็นตารางได้ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของ LVDT

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

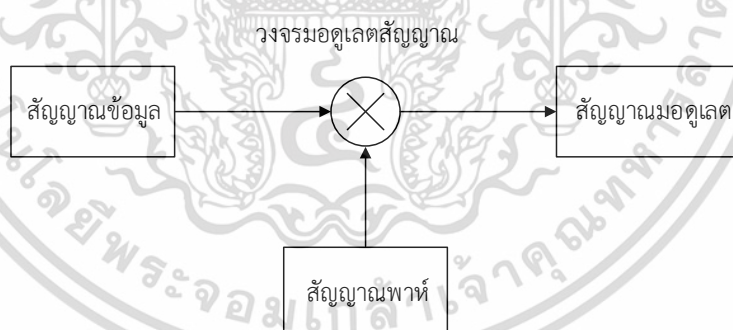
2.3 หลักการพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณ

2.3.1 การมอดูเลตสัญญาณ (modulation)

การส่งสัญญาณข้อมูลในบางครั้งไม่สามารถกระทำได้โดยตรง แต่อาจต้องมีการเปลี่ยนแปลงลักษณะหรือคุณสมบัติบางประการของสัญญาณข้อมูลก่อน จึงสามารถส่งสัญญาณข้อมูลเหล่านั้นไปยังปลายทางที่ต้องการได้ โดยอาศัยพลังงานไฟฟ้าเป็นสื่อกลาง ขั้นตอนหรือกระบวนการในการแปลงสัญญาณข้อมูลดังกล่าวก็คือการมอดูเลตหรือการผสมสัญญาณ การแปลงสัญญาณมีจุดประสงค์เพื่อให้การส่งผ่านสัญญาณข้อมูลในระยะทางไกลๆ มีประสิทธิภาพที่ดี มีความถูกต้องและแม่นยำของข้อมูล อีกทั้งยังสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้

การมอดูเลตสัญญาณมีองค์ประกอบสำคัญสำคัญ 3 ส่วนดังนี้

1. สัญญาณข้อมูล อาจจะเป็นสัญญาณเสียง สัญญาณภาพ หรือสัญญาณข้อมูลต่างๆ ที่ต้องการส่งไปยังปลายทาง
2. สัญญาณพาห้ เป็นสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้เป็นสื่อกลาง สำหรับนำพาสัญญาณข้อมูลให้เคลื่อนที่ไปยังจุดรับสัญญาณ
3. วงจรมอดูเลต (modulator) หรือวงจรผสมสัญญาณ (mixer) ทำหน้าที่รวมสัญญาณพาห้เข้ากับสัญญาณข้อมูล เพื่อแปลงสัญญาณข้อมูลให้อยู่ในรูปแบบที่ต้องการ



รูปที่ 2.7 องค์ประกอบของการมอดูเลตสัญญาณ

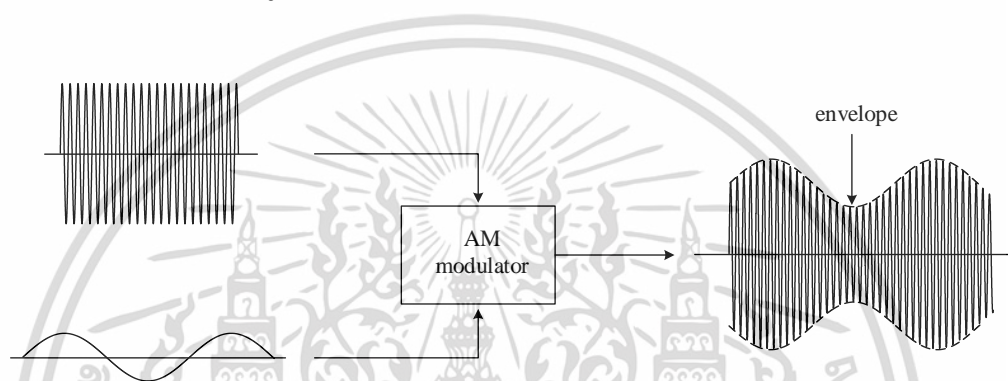
วิธีการส่งผ่านข้อมูลด้วยการมอดูเลตสามารถใช้รับและส่งได้ทั้งข้อมูลแบบแอนะล็อกและแบบดิจิทัล โดยนำสัญญาณข้อมูลไปเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งของสัญญาณพาห้ เช่น ขนาด ความถี่ หรือเฟส การเลือกวิธีมอดูเลตจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการเช่น ชนิดของสัญญาณแบนด์วิดท์ของสัญญาณ ประสิทธิภาพของระบบที่ต้องการ และความต้านทานต่อสัญญาณรบกวน เป็นต้น ในการส่งสัญญาณหนึ่งๆ จะต้องเลือกใช้วิธีการมอดูเลตให้เหมาะสมกับข้อมูลแต่ละชนิด เพื่อให้การส่งสัญญาณข้อมูลเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ วิธีการมอดูเลตสัญญาณสามารถกระทำได้ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นใบเซปรีเอชันตามการคำ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีนี้ได้แก่ การมอดูเลตเชิงขนาด (amplitude modulation, AM) การมอดูเลตเชิงความถี่ (frequency modulation, FM) และการมอดูเลตเชิงเฟส (phase modulation, PM) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการมอดูเลตเชิงขนาดเท่านั้น

ในการมอดูเลตเชิงขนาด สัญญาณที่ถูกมอดูเลตจะมีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะของสัญญาณข้อมูล แต่จะมีความถี่เท่ากับสัญญาณพาห์ โดยที่ความถี่ของสัญญาณพาห์จะต้องสูงกว่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลมากๆ เพื่อให้สามารถพาสัญญาณไปได้ในระยะทางไกลๆ สัญญาณข้อมูลที่ถูกรวมอยู่ในสัญญาณมอดูเลตจะมีลักษณะเป็นกรอบคลื่น (envelope) ทางด้านบนและล่างของสัญญาณ AM ดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 การมอดูเลตเชิงขนาด

การมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณพาห์ทั้งทางด้านบวกและด้านลบตามค่าแอมพลิจูดขณะใดขณะหนึ่งของสัญญาณข้อมูล โดยที่เฟสและความถี่ของสัญญาณพาห์จะมีค่าคงที่ตลอดกระบวนการมอดูเลต สัญญาณข้อมูลที่นำมาผสมจะอาศัยแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาห์ที่มีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับใช้เป็นจุดอ้างอิง ขอบของสัญญาณข้อมูลจะมีลักษณะที่วิ่งขึ้นและลงจากแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาห์ หรืออาจกล่าวได้ว่าค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาห์จะถูกนำไปใช้แทนเส้นอ้างอิงของสัญญาณข้อมูลนั่นเอง โดยทั่วไปแล้วแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลควรมีค่าน้อยกว่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาห์ เพราะหากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลมีค่ามากกว่าสัญญาณพาห์จะทำให้รูปร่างของสัญญาณมอดูเลตผิดเพี้ยน และส่งผลให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งออกไป หากกำหนดให้สัญญาณพาห์ v_c เป็นสัญญาณไซน์มีค่าดังสมการ

$$v_c = A_c \cos \omega_c t \quad (2.14)$$

เมื่อ A_c คือ แอมพลิจูดของสัญญาณพาห์

ω_c คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณพาห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัญญาณข้อมูล v_m เป็นสัญญาณไซน์มีค่าคงสมการ

$$v_m = A_m \cos \omega_m t \tag{2.15}$$

เมื่อ A_m คือ แอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล

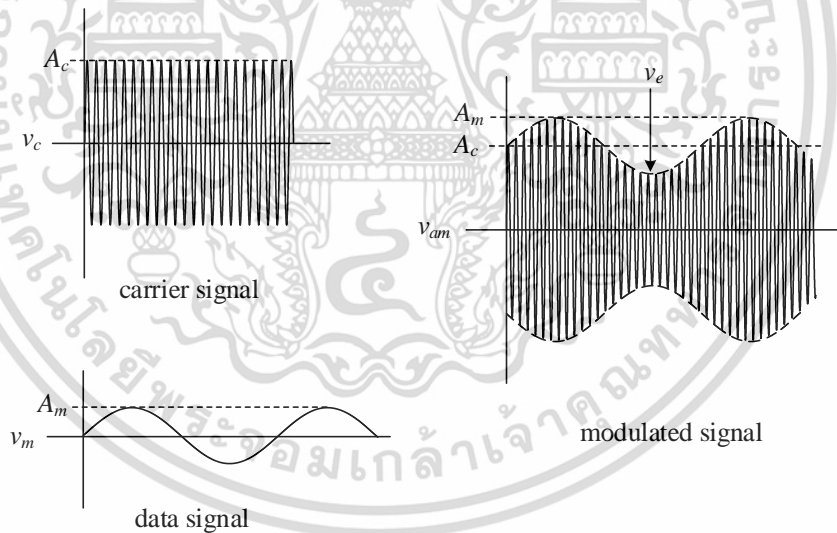
ω_m คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณข้อมูล

โดยที่ $A_c \geq A_m$ ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาห้จะถูกนำมาใช้เป็นจุดอ้างอิงสำหรับสัญญาณข้อมูล จึงสามารถอธิบายค่าแรงดันที่ขอบสัญญาณมอดูเลต ได้ดังสมการ

$$v_e = A_c + v_m = A_c [1 + m \cos \omega_m t] \tag{2.16}$$

เมื่อ v_e คือ แรงดันที่ตำแหน่งขอบสัญญาณ

m คือ ดรรชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ A_m / A_c



รูปที่ 2.9 แอมพลิจูดของสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตแบบ AM

สมการที่ (2.16) อธิบายถึงค่า ณ เวลาใดเวลาหนึ่งของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปอยู่บนแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้เมื่อเกิดการมอดูเลต ดังนั้นเราจึงสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตเชิงขนาด v_{AM} ได้โดยการนำ v_e ไปแทนค่าแอมพลิจูด A_c ของสัญญาณพาห้ดังนี้

$$v_{AM} = v_e \cos \omega_c t \tag{2.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า v_e จากสมการที่ (2.16) ลงไปในสมการที่ (2.17) จะสามารถเขียนสมการได้ใหม่ว่า

$$v_{AM} = (A_c + v_m) \cos \omega_c t$$

หรือ
$$v_{AM} = A_c \cos \omega_c t + \frac{A_c m}{2} [2(\cos \omega_c t)(\cos \omega_m t)] \quad (2.18)$$

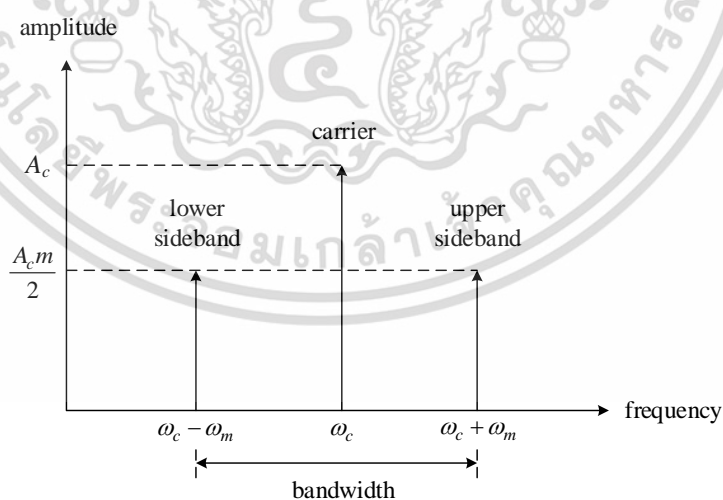
เมื่อ $2\cos A \cos B = \cos(A+B) + \cos(A-B)$ จะได้

$$v_{AM} = A_c \cos \omega_c t + \frac{A_c m}{2} [\cos(\omega_c t + \omega_m t) + \cos(\omega_c t - \omega_m t)] \quad (2.19)$$

สมการที่ (2.19) เป็นสมการแสดงคุณลักษณะของสัญญาณ AM ประกอบไปด้วยความถี่ 3 ส่วน ได้แก่

1. ความถี่ของสัญญาณพาห์ ω_c ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ A_c
2. ความถี่ของสัญญาณไซด์แบนด์บน (upper sideband) มีค่าเท่ากับ $\omega_c + \omega_m$ ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $A_c m/2$
3. ความถี่ของสัญญาณไซด์แบนด์ล่าง (lower sideband) มีค่าเท่ากับ $\omega_c - \omega_m$ ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $A_c m/2$

สามารถแสดงเป็นกราฟสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด

ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลและสัญญาณพาห้จะถูกเรียกว่า ดรรชนีการมอดูเลต (modulation index, m) ซึ่งเป็นค่าอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของสัญญาณทั้งสองดังสมการ

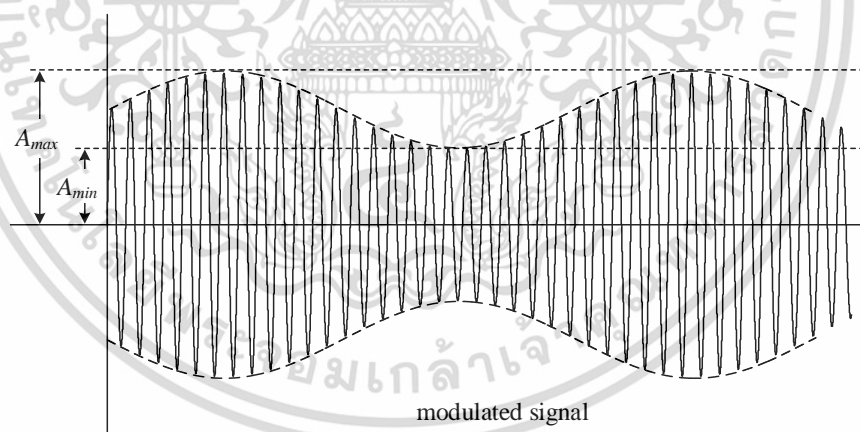
$$m = \frac{A_m}{A_c} \quad (2.20)$$

และสามารถเขียนเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้ว่า

$$M = \frac{A_m}{A_c} \times 100\% \quad (2.21)$$

เมื่อ M คือ เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

ในการหาค่าดรรชนีการมอดูเลตจากสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดที่แสดงอยู่บนเครื่องมืออ่านค่าสัญญาณ สามารถทำได้โดยการวัดแรงดันที่ตำแหน่งสูงสุดและตำแหน่งต่ำสุดของสัญญาณข้อมูลที่อยู่บนสัญญาณพาห้ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การหาค่าดรรชนีการมอดูเลตจากสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด

ลักษณะของสัญญาณพาห้ที่เปลี่ยนแปลงรูปร่างไปตามสัญญาณข้อมูล จะส่งผลให้แอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตที่ตำแหน่งสูงสุดเท่ากับแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้บวกกับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ($A_c + A_m$) และมีแอมพลิจูดที่ตำแหน่งต่ำสุดเท่ากับแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้ลบด้วยแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ($A_c - A_m$) ดังนั้นขนาดของสัญญาณข้อมูลเดิมจะมีขนาดเท่ากับครึ่งหนึ่งของผลต่างระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของสัญญาณมอดูเลตดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2} \quad (2.22)$$

เมื่อ A_{\max} คือ แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณมอดูเลต

A_{\min} คือ แอมพลิจูดต่ำสุดของสัญญาณมอดูเลต

และขนาดของสัญญาณพาห้จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของผลรวมระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของสัญญาณมอดูเลตดังนี้

$$A_c = \frac{A_{\max} + A_{\min}}{2} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.22) และ (2.23) จะสามารถหาค่าดัชนีการมอดูเลตและค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้ดังนี้

$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \quad (2.24)$$

และ

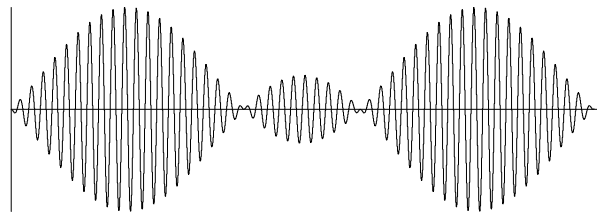
$$M = \left(\frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \right) \times 100\% \quad (2.25)$$

ในการมอดูเลตเชิงขนาดอย่างมีประสิทธิภาพ ดรรชนีการมอดูเลตควรมีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 หากแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลมีค่ามากกว่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้ ($A_m > A_c$) ดรรชนีการมอดูเลตจะมีค่ามากกว่า 1 ($m > 1$) หรือเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่ามากกว่า 100 ($M > 100$) จะส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณมอดูเลตเรียกว่าการมอดูเลตเกิน (overmodulation) สัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแล้วจะมีรูปร่างที่ผิดเพี้ยนไปดังรูปที่ 2.12(ก) ทำให้สัญญาณที่ถูกตีมอดูเลตกลับมามีรูปร่างที่ผิดเพี้ยนไปจากเดิมด้วย สัญญาณที่มีดรรชนีการมอดูเลตในช่วง $0 < m \leq 1$ หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต $0 < M \leq 100$ จะมีลักษณะที่สัญญาณข้อมูลลอยอยู่บนสัญญาณพาห้ เรียกว่าสัญญาณขอบ ดังรูปที่ 2.12(ข) สัญญาณในลักษณะนี้จะสามารถแปลงกลับมาเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมได้ง่าย โดยอาศัยวิธีการแปลงสัญญาณแบบตรรกะจับขอบซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป แต่ในขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูล สัญญาณ AM จะมีเฉพาะส่วนของสัญญาณพาห้ หรืออาจกล่าวได้ว่าในขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูล สัญญาณ AM จะมีเฉพาะส่วนของสัญญาณพาห้ก็ยังคงถูกส่งออกไปตลอดเวลาทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน ดังนั้นเงื่อนไขที่ดีที่สุดในการมอดูเลตเชิงขนาดให้มีประสิทธิภาพสูงสุด จะเกิดขึ้นเมื่อดรรชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$) หรือเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 100 ($M = 100$) ซึ่งก็คือ

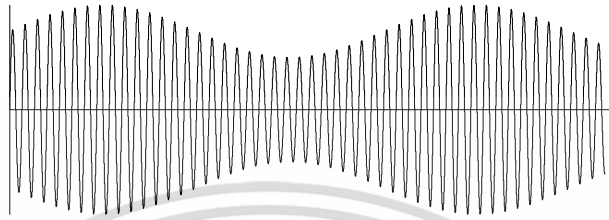
เมื่อค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลและสัญญาณพาห้มีขนาดที่เท่ากันดังรูปที่ 2.12(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารหลวงวันเวสท์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

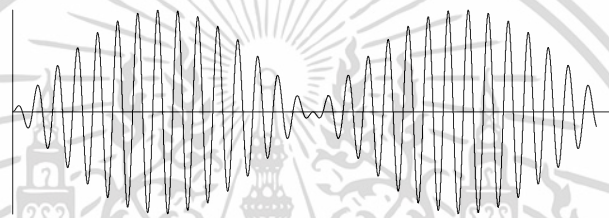
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.12 สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดที่ค่าดรรชนีต่างๆ

- (ก) เมื่อดรรชนีการมอดูเลตมีค่ามากกว่า 1 ($m > 1$)
- (ข) เมื่อดรรชนีการมอดูเลตมีค่าระหว่าง 0 และ 1 ($0 < m \leq 1$)
- (ค) เมื่อดรรชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$)

สัญญาณ AM โดยทั่วไปมักมีลักษณะที่สัญญาณข้อมูลลอยอยู่เหนือสัญญาณพาห้ดังรูปที่ 2.12(ก) ซึ่งจะเกิดการสิ้นเปลืองพลังงานเนื่องจากต้องมีการส่งสัญญาณพาห้ออกไปตลอดเวลา จึงได้มีการปรับปรุงและพัฒนาเทคนิคการส่งสัญญาณเพื่อลดการสูญเสียพลังงานให้น้อยลง โดยทำการตัดหรือละสัญญาณพาห้หรือส่งไปเพียงสัญญาณไซด์แบนด์ทั้งสองด้านเท่านั้น โดยเรียกรูปแบบนี้ว่าการมอดูเลตเชิงขนาดแบบ double sideband with suppress carrier หรือ DSBSC สัญญาณ DSBSC จะเป็นผลมาจากการคูณกันของสัญญาณพาห้และสัญญาณข้อมูล เมื่อสัญญาณพาห้และสัญญาณข้อมูลมีค่าดังสมการที่ (2.14) และ (2.15) ตามลำดับ จะได้

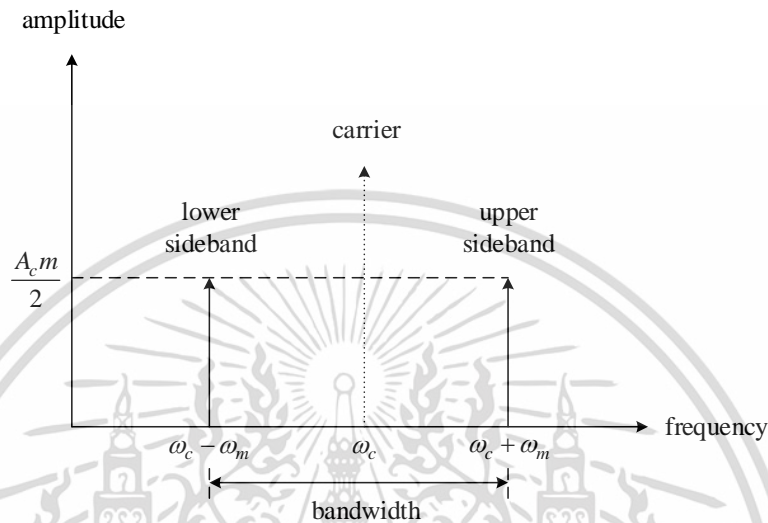
$$v_{DSB} = (A_c \cos \omega_c t)(A_m \cos \omega_m t)$$

หรือ

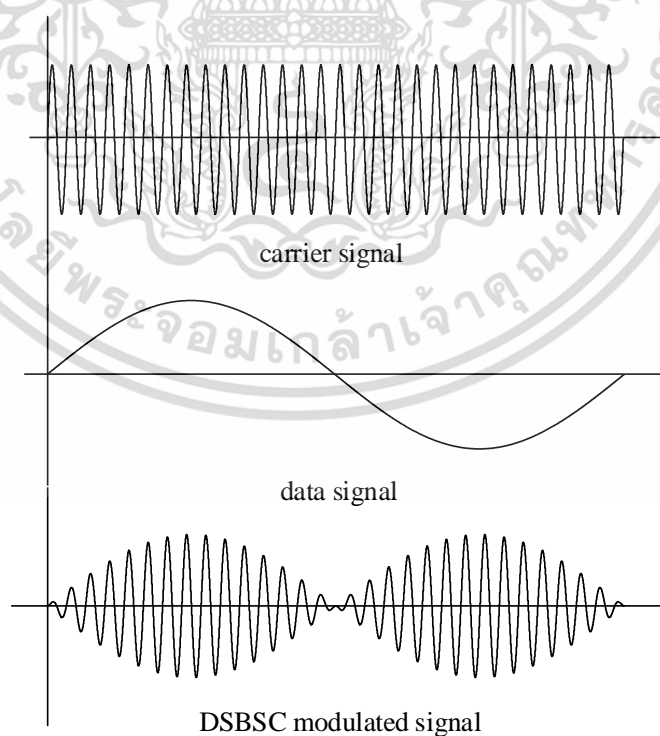
$$v_{DSB} = \frac{A_c m}{2} [\cos(\omega_c t + \omega_m t) + \cos(\omega_c t - \omega_m t)] \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.26) จะเห็นได้ว่าสัญญาณ DSBSC ไม่มีความถี่ของสัญญาณพาห้รวมอยู่ จะมีเพียงสัญญาณไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน ซึ่งมีความถี่บนและล่างเท่ากับ $\omega_c + \omega_m$ และ $\omega_c - \omega_m$ ตามลำดับ จึงสามารถเขียนสเปกตรัมของสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.13 และแสดงลักษณะของสัญญาณมอดูเลตแบบ DSBSC สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



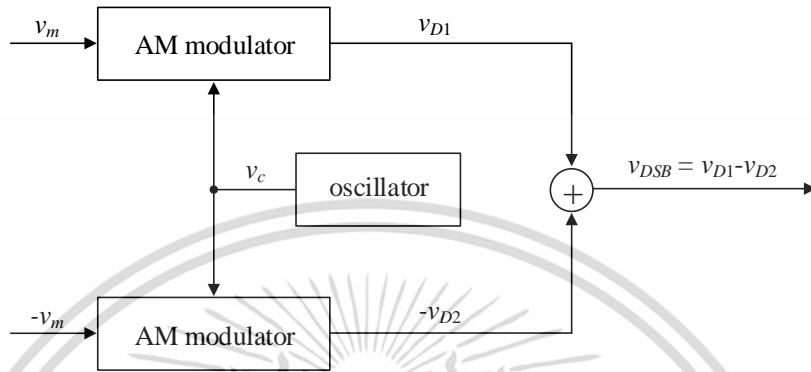
รูปที่ 2.13 สเปกตรัมของสัญญาณ DSBSC



รูปที่ 2.14 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตแบบ DSBSC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบ DSBSC สามารถกระทำได้หลายวิธี หนึ่งในวิธีการสร้างสัญญาณ DSBSC ที่ง่ายและได้รับความนิยมคือ การมอดูเลตแบบสมดุล (balance modulation) ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดสองวงจรที่มีคุณสมบัติสมพจน์กันทุกประการ นำมาต่อรวมกันในลักษณะสมดุลดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรมอดูเลตแบบสมดุล

จากสมการที่ (2.18) จะได้สมการของสัญญาณ v_{D1} และ v_{D2} ดังนี้

$$v_{D1} = A_c \cos \omega_c t [1 + m \cos \omega_m t] \tag{2.27}$$

และ

$$v_{D2} = A_c \cos \omega_c t [1 - m \cos \omega_m t] \tag{2.28}$$

สัญญาณ v_{DSB} จะได้มาจากการรวมสัญญาณ v_{D1} และ v_{D2} ที่จุดรวมสัญญาณ โดยที่ $v_{DSB} = v_{D1} - v_{D2}$ เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.17) และ (2.18) จะได้

$$v_{DSB} = 2A_c m (\cos \omega_c t) (\cos \omega_m t)$$

หรือ

$$v_{DSB} = A_c m [\cos(\omega_c t + \omega_m t) + \cos(\omega_c t - \omega_m t)] \tag{2.29}$$

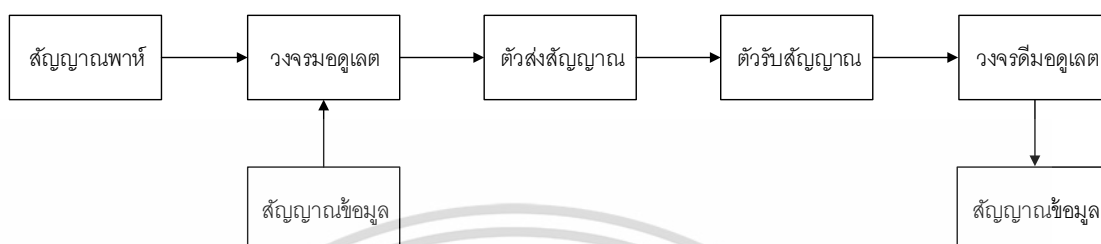
2.3.2 การตีมอดูเลตสัญญาณ (demodulation)

สัญญาณที่ถูกส่งผ่านด้วยการมอดูเลตแบบต่างๆ จะมีการเปลี่ยนแปลงลักษณะของสัญญาณข้อมูลเริ่มต้น ดังนั้นที่จุดรับสัญญาณมอดูเลตจึงต้องมีวงจรแปลงสัญญาณหรือตีมอดูเลเตอร์ (demodulator) เพื่อแปลงให้สัญญาณข้อมูลกลับมาอยู่ในรูปแบบเดิมและนำสัญญาณที่ได้ไปใช้งาน กระบวนการแปลงสัญญาณข้อมูลนี้จะถูกเรียกว่าการตีมอดูเลตสัญญาณ จึงอาจกล่าวได้ว่าในระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นหน้าไปเซปรีเซชันดำเนินการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

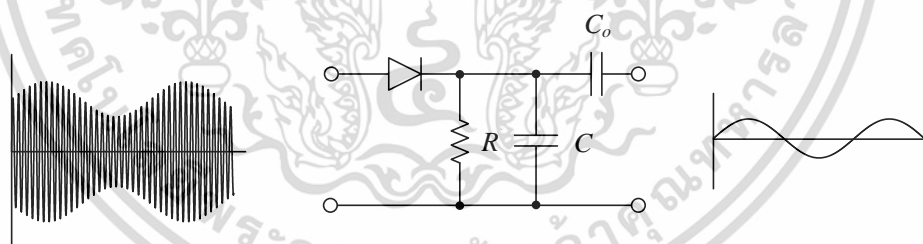
รับ-ส่งสัญญาณในระบบหนึ่งๆ จะต้องมีทั้งการมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณ การดีมอดูเลตสัญญาณสามารถกระทำได้หลายวิธีตามแต่ประเภทของสัญญาณมอดูเลต ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดเท่านั้น วิธีการพื้นฐานที่ที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดได้แก่ การดีมอดูเลตแบบตรวจจับขบอบ และการดีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส



รูปที่ 2.16 กระบวนการรับ-ส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลต

2.3.2.1 การดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขบอบ

การดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขบอบเป็นการแปลงสัญญาณ AM อย่างง่าย เนื่องจากส่วนประกอบของวงจรตรวจจับขบอบมีเพียงไดโอด ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน [3] จึงอาจเรียกวงจรดีมอดูเลตสัญญาณวิธีนี้ว่า ไดโอดดีเทคเตอร์ (diode detector) การดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขบอบมีวิธีการทำงานที่ง่ายไม่ซับซ้อน โครงสร้างของวงจรตรวจจับขบอบสามารถแสดงดังรูปที่ 2.17



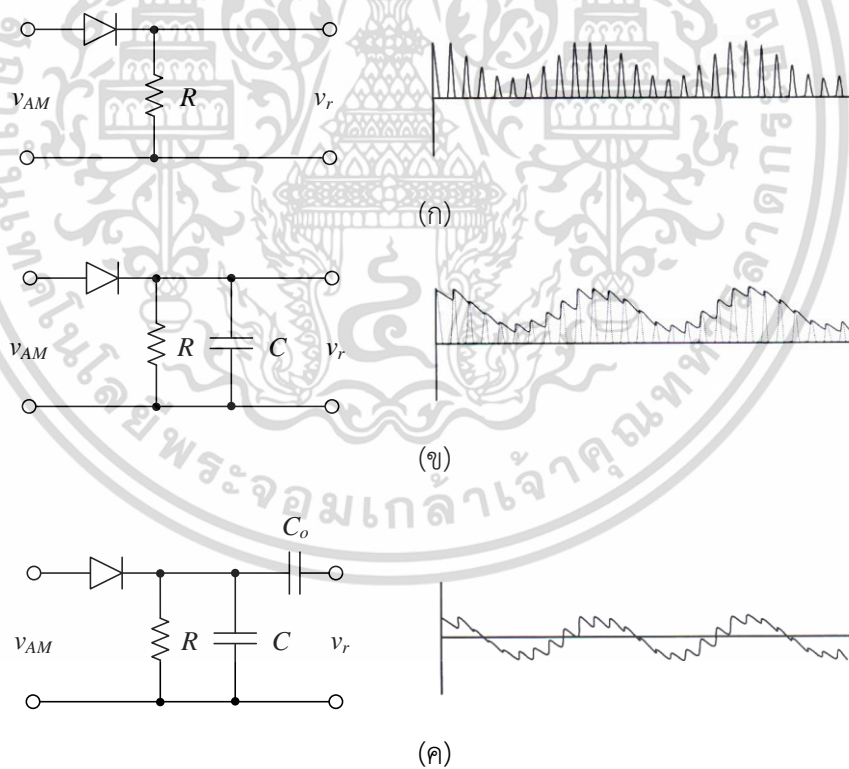
รูปที่ 2.17 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขบอบ

สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลตด้วยวิธีนี้จะมีลักษณะที่วิ่งตามขอบของสัญญาณซีกบวก การดีมอดูเลตแบบตรวจจับขบอบจึงเหมาะกับสัญญาณมอดูเลตที่มีสัญญาณข้อมูลลอยอยู่เหนือสัญญาณพาดังรูปที่ 2.9 การดีมอดูเลตแบบตรวจจับขบอบมีขั้นตอนดังนี้ เมื่อสัญญาณ AM ผ่านเข้ามาในวงจรตรวจจับขบอบ ไดโอดที่หน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (half-wave rectifier) จะทำการตัดสัญญาณทางด้านลบออก เหลือเพียงสัญญาณทางด้านบวกดังรูปที่ 2.18(ก) สัญญาณที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแสดงดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_r = \begin{cases} v_{AM} & ; v_{AM} > 0 \\ 0 & ; v_{AM} \leq 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

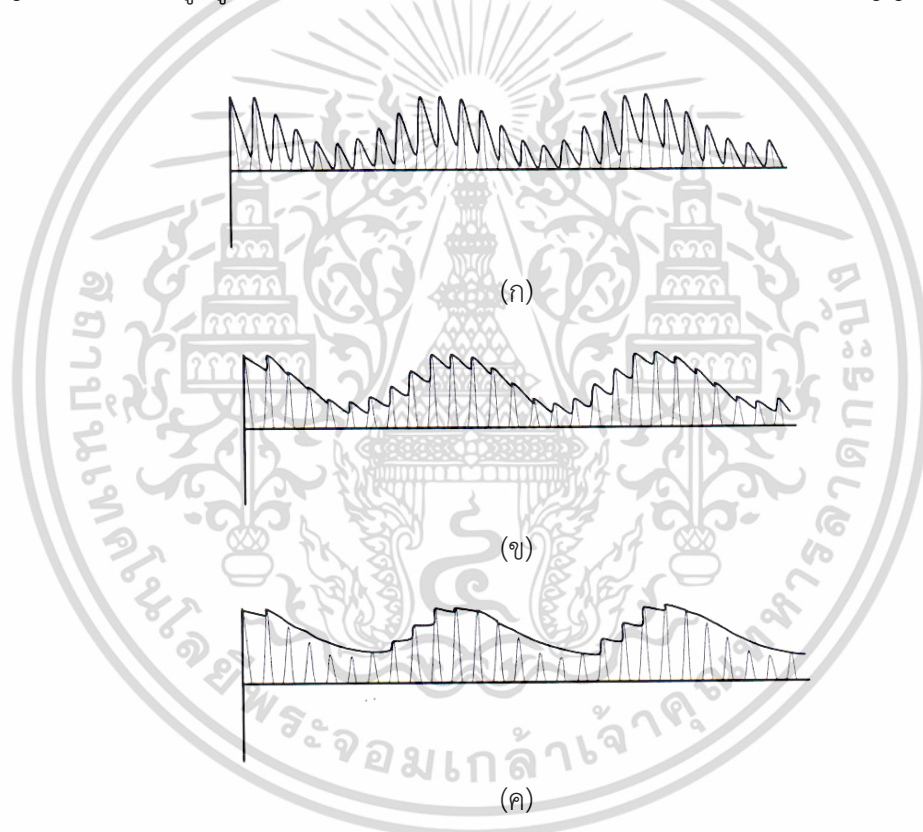
โดยทั่วไปแล้วสัญญาณพาหะมีความถี่สูงกว่าสัญญาณข้อมูลมาก จึงสามารถใช้งานวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ประกอบไปด้วยตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C เพื่อตัดสัญญาณพาหะที่มีความถี่สูงออกไปให้เหลือเพียงสัญญาณข้อมูลดังรูปที่ 2.18(ข) จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ได้มานั้นมีส่วนประกอบของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอยู่ จึงต้องมีการใส่ตัวต้านทาน C_o เข้าไปเพื่อกำจัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงออกไป ได้สัญญาณข้อมูลที่ถูกตัดออกมาดังรูปที่ 2.18(ค) ในการเลือกตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ จะต้องทำการเลือกให้มีค่าที่เหมาะสมกับความถี่ของสัญญาณที่ต้องการแปลงกลับ โดยการคำนวณค่าคงที่ทางเวลา (time constant) ซึ่งเกิดจากผลคูณของค่า R และ C ในวงจร หากค่าคงที่ทางเวลามีค่ามากหรือน้อยเกินไปจะส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของสัญญาณข้อมูลที่ถูกแปลงกลับมา



รูปที่ 2.18 ขั้นตอนการดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ

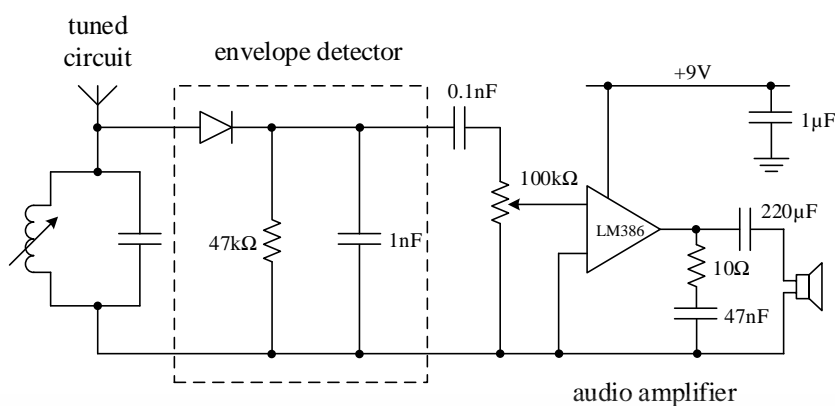
ความผิดพลาดที่เกิดจากการเลือกค่าคงที่ทางเวลาที่ไม่เหมาะสมในรูปที่ 2.19 สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณอินพุตทางซีกบวกถูกป้อนเข้าสู่วงจรผ่านไดโอด ตัวเก็บประจุ C จะทำการเก็บประจุ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาไว้ และเมื่อไม่มีสัญญาณผ่านไดโอดหรือเมื่อสัญญาณอยู่ทางซีกลบ ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุให้กับตัวต้านทาน R หากค่า R และ C มีค่าน้อยเกินไป การเก็บและคายประจุจะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ จึงเกิดการกระเพื่อมของสัญญาณเอาต์พุตตามความถี่ของสัญญาณพาร์ ดังรูปที่ 2.19(ก) แต่หาก R และ C มีค่ามากเกินไป การเก็บและคายประจุจะใช้เวลาจนไม่สามารถตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตได้ทัน ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 2.19(ค) การเลือกค่า R และ C ที่เหมาะสมจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ใกล้เคียงกับสัญญาณข้อมูลเริ่มต้น ซึ่งอาจมีลักษณะผิดเพี้ยนจากสัญญาณข้อมูลเดิม แต่ก็ยังคงอยู่ในช่วงที่สามารถยอมรับได้ในระบบการสื่อสาร ตัวอย่างของการดีมอดูเลตสัญญาณด้วยการตรวจจับขอบโดยทั่วไปเช่น วงจรเครื่องรับวิทยุ AM อย่างง่ายดังแสดงในรูปที่ 2.20 [17] การดีมอดูเลตสัญญาณด้วยวิธีการตรวจจับขอบนั้นสามารถแปลงสัญญาณที่มีแอมพลิจูดสูงได้ดี มีประสิทธิภาพเพียงพอที่สามารถนำไปใช้ในการส่งสัญญาณโดยทั่วไป



รูปที่ 2.19 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการดีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบ

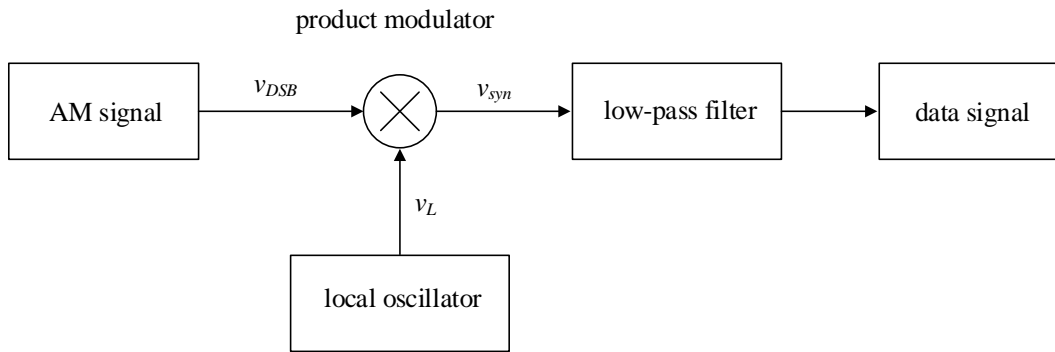
- (ก) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อค่าคงที่ทางเวลามีค่าน้อยเกินไป
- (ข) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อค่าคงที่ทางเวลามีค่าเหมาะสม
- (ค) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อค่าคงที่ทางเวลามีค่ามากเกินไป



รูปที่ 2.20 วงจรตีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบในเครื่องรับวิทยุ AM อย่างง่าย

2.3.2.2 การตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส

การตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสหรือการตีมอดูเลตสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ (coherent demodulation) เป็นวิธีการที่ใช้ในการตรวจจับสัญญาณมอดูเลตโดยทั่วไป [4], [6-9] เนื่องจากการตรวจจับสัญญาณด้วยวิธีนี้ สามารถแปลงสัญญาณ DSBSC ได้ สามารถตอบสนองต่อสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วได้ดี อีกทั้งยังสามารถขยายสัญญาณได้ สัญญาณข้อมูลที่ได้จะมีความถูกต้องและแม่นยำสูง ในขณะที่การตีมอดูเลตสัญญาณแบบตรวจจับขอบจะมีการสูญเสียพลังงานและมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณมากกว่า โครงสร้างของการตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสแสดงดังรูปที่ 2.21 การตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสสามารถทำได้โดยการนำสัญญาณมอดูเลต v_{DSB} และสัญญาณ v_L ที่ถูกสร้างขึ้นใหม่มารวมกันด้วยวงจรคูณ จึงสามารถเรียกวธีการตีมอดูเลตสัญญาณวิธีนี้ได้ชื่อหนึ่งว่า วงจรตรวจจับสัญญาณแบบผลคูณ (product detector) สัญญาณ v_{syn} ที่เกิดจากการคูณจะถูกส่งไปยังวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำเพื่อตัดเทอมของสัญญาณพาห่ที่มีความถี่สูงออกไป ทำให้ได้สัญญาณข้อมูลออกมา วิธีการตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสสามารถนำไปใช้กับสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดได้ทุกรูปแบบ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลที่ต้องการและแม่นยำ สัญญาณที่นำมาคูณกับสัญญาณมอดูเลตจะต้องมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณพาห่ทุกประการ มิเช่นนั้นสัญญาณข้อมูลที่ได้จากการตีมอดูเลตอาจมีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม ตัวรับสัญญาณที่ใช้วิธีการตีมอดูเลตแบบซิงโครนัสจะมีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าตัวรับสัญญาณแบบตรวจจับขอบ แต่ด้วยเทคโนโลยีในปัจจุบันทำให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนเหล่านี้ถูกสร้างอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (integrate circuit, IC) [8] จึงสามารถใช้วิธีการตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสได้อย่างสะดวกและรวดเร็ว



รูปที่ 2.21 โครงสร้างพื้นฐานของการดีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส

จากสมการคุณลักษณะของสัญญาณ DSBSC ดังสมการที่ (2.26) หากกำหนดให้สัญญาณ v_L มีค่าดังนี้

$$v_L = A_L \cos \omega_L t \quad (2.31)$$

เมื่อ A_L คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ v_L

ω_L คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณ v_L โดยที่ $\omega_L = \omega_c$

สัญญาณ v_L จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณ DSBSC ด้วยวงจรคูณสัญญาณจะได้

$$v_{syn} = v_{DSB} \cdot v_L$$

หรือ

$$v_{syn} = \frac{A_c m}{2} [\cos(\omega_c t + \omega_m t) + \cos(\omega_c t - \omega_m t)] (A_L \cos \omega_c t) \quad (2.32)$$

สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

$$v_{syn} = \frac{A_L A_c m}{2} [\cos(2\omega_c t + \omega_m t) + \cos(\omega_m t)] \quad (2.33)$$

จากนั้นสัญญาณ v_{syn} ที่ได้จากการรวมสัญญาณจะถูกส่งไปยังวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เพื่อกำจัดเทอม $\cos(2\omega_c t + \omega_m t)$ ที่มีความถี่สูงออกไป เหลือเพียงเทอม $\cos(\omega_m t)$ ของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

2.4 วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในอดีต

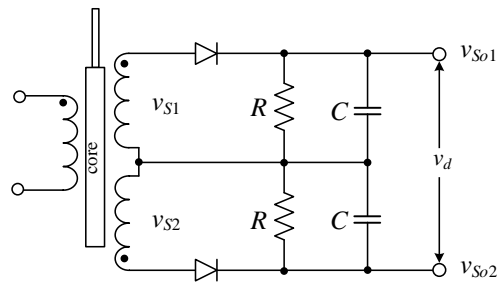
จากหลักการทำงานพื้นฐานของหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT ที่กล่าวถึงในหัวข้อข้างต้น จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการวัดของ LVDT จะอยู่ในรูปสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดแปรไปตามระยะการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำ ดังนั้นในการนำ LVDT ไปใช้งานในระบบการวัดและเครื่องมือวัดจึงต้องนำวงจรแปลงสัญญาณมาต่อร่วมด้วย เพื่อทำการแปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการวัดค่าให้อยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดีซี ในหัวข้อนี้จึงนำเสนอวงจรคิมอดูเลตสัญญาณหรือวงจรแปลงสัญญาณที่ถูกนำเสนอในอดีต เพื่อศึกษาถึงวิธีการต่างๆ ที่ใช้ออกแบบวงจรแปลงสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ชนิดเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำ หรือทรานสดิวเซอร์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณเอซี

2.4.1 วงจรแปลงสัญญาณโดยการตรวจจับขอบ

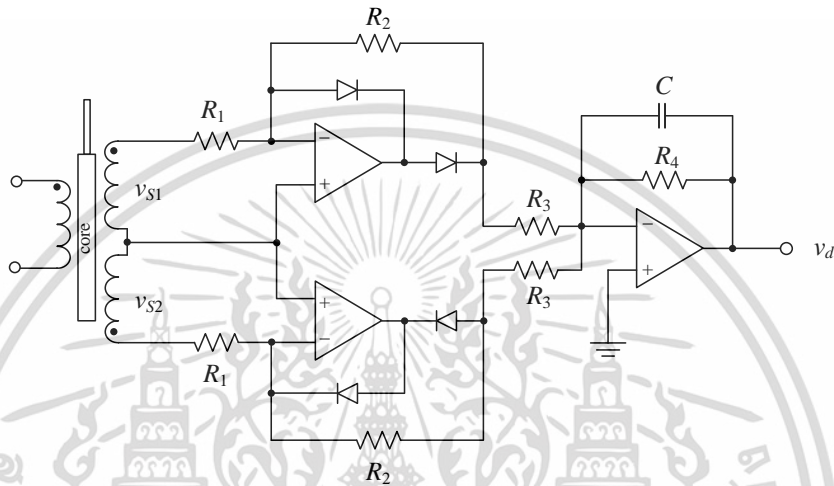
วิธีการที่ง่ายที่สุดในการแปลงสัญญาณจาก LVDT คือการใช้วงจรแปลงสัญญาณแบบตรวจจับขอบ ดังแสดงในรูปที่ 2.22(ก) [18] สัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขด v_{s1} และ v_{s2} จะถูกส่งไปยังไดโอดที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น และตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เป็นตัวกรองสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุต v_d ที่ได้จากการวัดจะเกิดจากการรวมกันของสัญญาณ v_{s01} และ v_{s02} ซึ่งเป็นสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} ที่ผ่านไดโอดและมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังนั้นเมื่อแกน l ของ LVDT อยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างขดลวดทุติยภูมิทั้งสอง แรงดัน v_{s01} และ v_{s02} จะมีขนาดเท่ากัน ผลลัพธ์ที่ได้จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ หากแกน l เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์ แรงดัน v_{s01} และ v_{s02} จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไป โดยที่ค่าใดค่าหนึ่งจะเพิ่มขึ้นในขณะที่อีกค่าหนึ่งจะลดลง ขึ้นอยู่กับทิศทางที่แกน l เคลื่อนที่ไป จึงได้สัญญาณ v_d ออกมา วิธีการแปลงสัญญาณวิธีนี้สามารถทำได้โดยง่ายเนื่องจากโครงสร้างของวงจรมีความเรียบง่ายและใช้อุปกรณ์พาสซีฟเพียง 6 ตัวเท่านั้น นอกจากนี้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะไม่มีผลกระทบของความต่างเฟสระหว่างขดลวดทุติยภูมิทั้งสองอีกด้วย แต่ข้อเสียของวิธีการนี้คือการใช้ไดโอดเป็นทางผ่านของสัญญาณ ดังนั้นต้องมีการนำแรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอดมาพิจารณาร่วมด้วย ซึ่งค่าแรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอดจะส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดที่สูงเมื่อสัญญาณจาก LVDT มีแอมพลิจูดขนาดเล็ก หรือเมื่อแกน l ของ LVDT เคลื่อนที่เข้าใกล้ตำแหน่งศูนย์ อีกทั้งไดโอดที่นำมาต่อร่วมนั้นยังต้องมีความสมพงศ์กันทุกประการอีกด้วย รูปที่ 2.22(ข) เป็นอีกรูปแบบหนึ่งของการแปลงสัญญาณแบบตรวจจับขอบ โดยทำการต่อลูป้อนกลับที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์ ไดโอด และตัวต้านทาน เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบที่เกิดจากแรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอด และยังสามารถชดเชยค่าความผิดพลาดจากไดโอดที่ไม่สมพงศ์กันได้อีกด้วย อย่างไรก็ตามวิธีการแปลงสัญญาณแบบตรวจจับขอบจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนภายนอกได้ง่าย การเดินสายระหว่าง LVDT และวงจรตรวจจับสัญญาณในระบบจึงทำได้เพียงระยะสั้นๆ เท่านั้น อีกทั้งยังต้องมีการออกแบบระบบเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน ทำให้มีค่าใช้จ่ายในการเดินสายสัญญาณที่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิสาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.22 การแปลงสัญญาณจาก LVDT โดยการตรวจจับขอบ

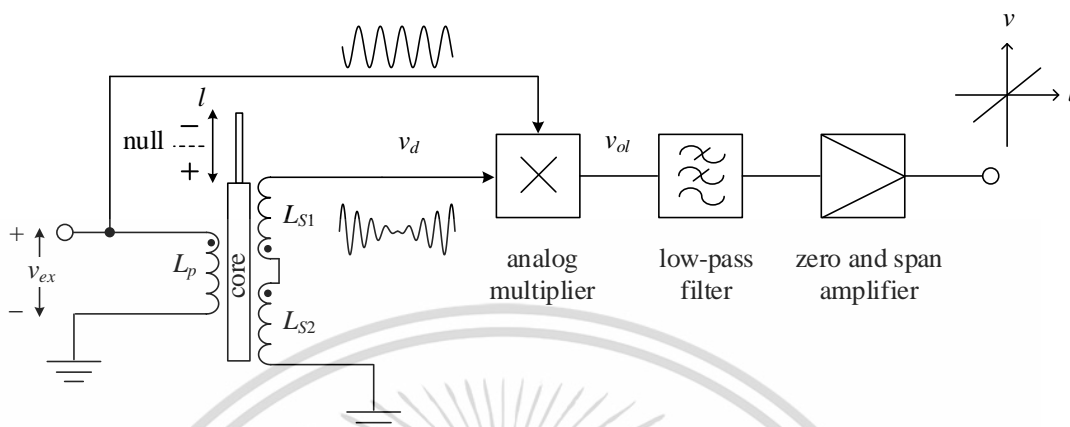
(ก) วิธีการพื้นฐาน

(ข) วิธีการต่อลูปป้อนกลับ

2.4.2 วงจรแปลงสัญญาณโดยการติมอดูเลตแบบซิงโครนัส

วิธีการพื้นฐานที่ถูกใช้กันโดยทั่วไปในการแปลงสัญญาณจาก LVDT ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลคือการติมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัส วงจรแปลงสัญญาณแบบซิงโครนัสจะประกอบไปด้วยวงจรคูณแบบแอนะล็อก วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ ดังรูปที่ 2.23 การแปลงสัญญาณ LVDT ด้วยวิธีการนี้สามารถกระทำได้อย่างสะดวกและรวดเร็ว เนื่องจากวงจรติมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสในปัจจุบันถูกสร้างเป็นวงจรรวมสำเร็จรูปที่มีขายตามท้องตลาด ตัวอย่างเช่น ไอซีเบอร์ AD598 และ AD698 เป็นต้น ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าในการติมอดูเลตสัญญาณทั้งแบบตรวจจับขอบและแบบซิงโครนัสจำเป็นต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในระบบเพื่อตัดเอาสัญญาณพหุออกไป แต่การใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะทำให้เกิดช่วงการหน่วงเวลาซึ่งเป็นผลมาจากค่าไพลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ทำให้ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรช้าลง อีกทั้งวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ในวิธีการนี้ยังต้องออกมาแบบมาโดยเฉพาะ เพื่อให้เหมาะสมกับช่วงความถี่ที่ใช้งาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกด้วย มิเช่นนั้นการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณกระตุ้นจะส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการแปลงสัญญาณ

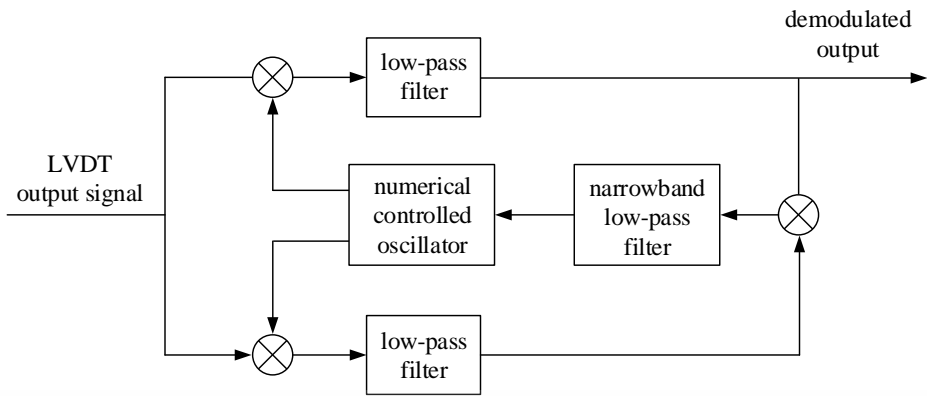


รูปที่ 2.23 การแปลงสัญญาณจาก LVDT ด้วยการคูณด้วยสัญญาณแบบซิงโครนัส

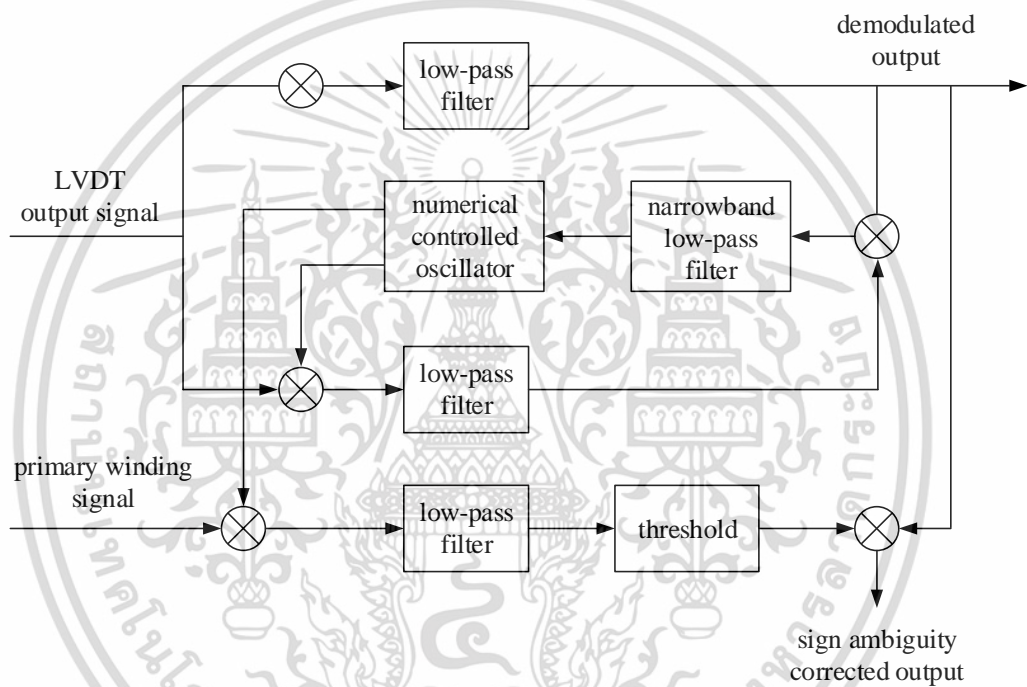
2.4.3 วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing, DSP)

วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในหัวข้อนี้อาศัยหลักการทำงานของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยผู้นำเสนอได้นำตัวรับสัญญาณ DSBSC แบบ Costas ตั้งเดิมมาพัฒนาเพิ่มเติมเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้มีช่วงเวลาตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็วขึ้น มีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนที่ดีขึ้น อีกทั้งยังสามารถชดเชยความต่างเฟสได้โดยไม่ต้องทำการต่อวงจรเพิ่มเติม หรือทำการชดเชยความต่างเฟสด้วยการปรับจูนจากภายนอก [8]

ตัวรับสัญญาณแบบ Costas เป็นหนึ่งในอุปกรณ์แปลงสัญญาณ DSBSC แบบซิงโครนัส ลักษณะการทำงานจะคล้ายกับการทำงานของเฟสล็อกกลูบ ตัวรับสัญญาณแบบ Costas ตั้งเดิมสามารถแสดงดังรูปที่ 2.24(ก) จะเห็นได้ว่าการทำงานของตัวรับสัญญาณแบบ Costas จะไม่มีส่วนที่สามารถชดเชยเรื่องความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT ได้ ผู้นำเสนอจึงได้ทำการปรับปรุงวงจรตั้งเดิมให้มีส่วนชดเชยความต่างเฟสเพิ่มขึ้นมา ดังแสดงในรูปที่ 2.24(ข) และนำตัวรับสัญญาณแบบ Costas ที่พัฒนาขึ้นมาไปใช้ในวงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอ ดังรูปที่ 2.25



(ก)

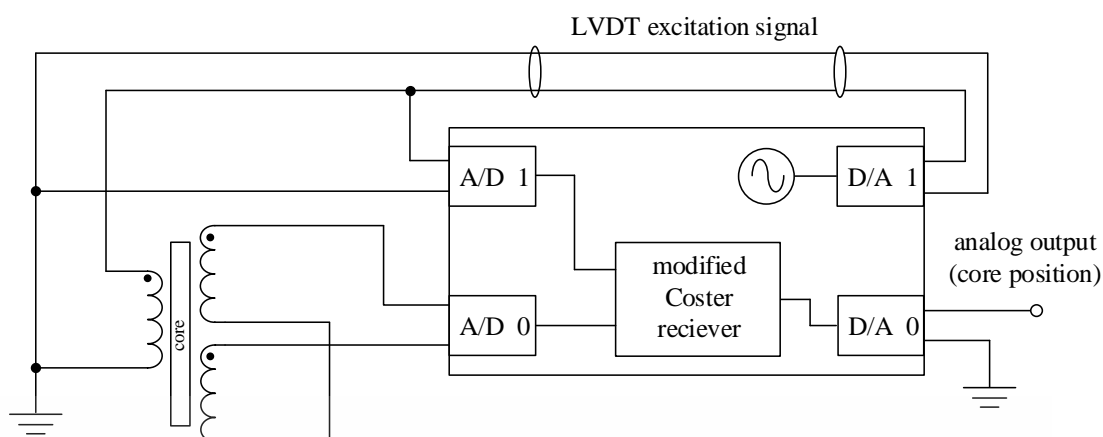


(ข)

รูปที่ 2.24 วงจรรับสัญญาณ DSBSC แบบ Costas

(ก) ตัวรับสัญญาณดั้งเดิม

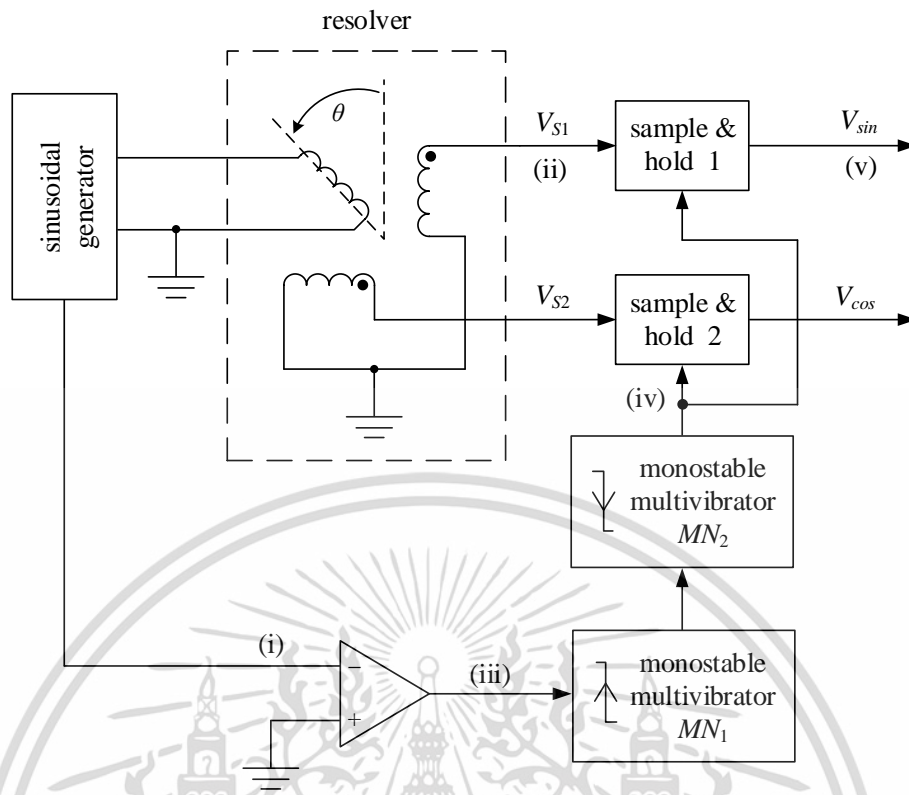
(ข) ตัวรับสัญญาณที่พัฒนาขึ้นมาใหม่



รูปที่ 2.25 วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอ [8]

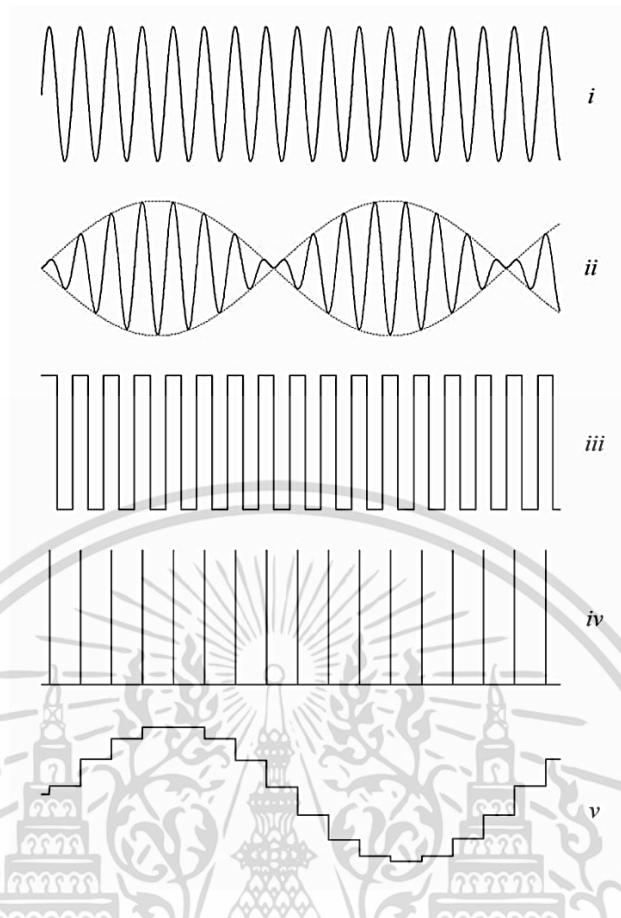
2.4.4 วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยวงจรสุ่มและคงค่า

โดยทั่วไปแล้วการแปลงสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ด้วยวิธีการติมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสจำเป็นต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในการตัดสัญญาณพาร์ทที่ถูกรวมอยู่กับสัญญาณเอาต์พุตจากทรานสดิวเซอร์ออกไป แต่การใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะส่งผลให้ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรช้าลงเนื่องจากค่าไพลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ อีกทั้งวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ในระบบยังต้องออกแบบขึ้นมาโดยเฉพาะเพื่อให้เหมาะสมกับค่าความถี่ที่ใช้งาน มิเช่นนั้นจะส่งผลให้เกิดความผิดพลาดขึ้นที่สัญญาณเอาต์พุต เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการแปลงสัญญาณจึงได้มีการนำวงจรสุ่มและคงค่ามาใช้แทนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เนื่องจากฟังก์ชันซิงค์ของวงจรสุ่มและคงค่ามีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ [14] การใช้วงจรสุ่มและคงค่าแทนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะส่งผลให้ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรมีความรวดเร็วมากยิ่งขึ้น ตัวอย่างของวงจรแปลงสัญญาณที่อาศัยพื้นฐานการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่าแสดงดังรูปที่ 2.26 [11]



รูปที่ 2.26 วงจรตีมอดูเลตสัญญาณจากรีโซลเวอร์โดยอาศัยวงจรมุมและคงค่า

วงจรแปลงสัญญาณในรูปที่ 2.26 เป็นวงจรแปลงสัญญาณสำหรับรีโซลเวอร์ซึ่งเป็นหนึ่งในทรานสดิวเซอร์ชนิดเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำที่ให้สัญญาณเอาต์พุตอยู่ในรูปของสัญญาณมอดูเลตทางขนาด ในการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในงานวิจัยฉบับนี้ สัญญาณกระตุ้นที่จ่ายให้กับรีโซลเวอร์จะถูกส่งไปยังวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (comparator) เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีดีวตีไซเคิล (duty cycle) 50% จากนั้นจึงส่งไปยังโมโนสเตเบิลมัลติไวเบเรเตอร์ (monostable multivibrator) MN_1 และ MN_2 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรมุมและคงค่า โดยสั่งให้วงจรทำการมุมและคงค่าสัญญาณเอาต์พุตจากรีโซลเวอร์ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดในช่วงบวก และแอมพลิจูดต่ำสุดในช่วงลบ ได้ออกมาเป็นสัญญาณเอาต์พุตไซน์และโคไซน์ รูปกราฟสัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆ แสดงดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 กราฟแสดงการทำงานของวงจรมอดูเลตสัญญาณจากรีโซลเวอร์ที่นำเสนอ [11]

จากการศึกษาเทคนิคและวิธีการต่างๆ ที่ได้มีการนำเสนอในอดีตจะเห็นว่า ในแต่ละวิธีการต่างก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.2 ในปัจจุบันวิธีการแปลงสัญญาณโดยอาศัยวงจรมอดูเลตและคางค่าแทนวงจรมอดูเลตผ่านความถี่ต่ำได้ถูกใช้อย่างแพร่หลาย แต่จากตัวอย่างการทำงานของวิธีการดังรูปที่ 2.26 จะเห็นได้ว่าสัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรมอดูเลตและคางค่าถูกสร้างขึ้นโดยใช้สัญญาณกระตุ้นเป็นสัญญาณอ้างอิง โดยสัญญาณพัลส์ควบคุมจะถูกสร้างขึ้นมา ณ ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณกระตุ้น และสั่งการให้วงจรมอดูเลตและคางค่าทำการมอดูเลตและคางค่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากทรานสดิวเซอร์ ดังนั้นหากสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณเอาต์พุตจากทรานสดิวเซอร์มีเฟสต่างกันก็จะทำให้เกิดค่าออฟเซต (offset) ของสัญญาณดีซีที่เอาต์พุตได้ เนื่องจากการมอดูเลตและคางค่าสัญญาณจะพลาดจากตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอวงจรมอดูเลตสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซีโดยอาศัยหลักการการทำงานของวงจรมอดูเลตและคางค่าซึ่งให้ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรมอดูเลตที่รวดเร็ว เนื่องจากไม่มีการใช้วงจรมอดูเลตผ่านความถี่ต่ำ อีกทั้งสัญญาณพัลส์ที่ใช้ควบคุมวงจรมอดูเลตและคางค่ายังสร้างขึ้นมาโดยอาศัยสัญญาณเอาต์พุตจาก LVDT เป็นสัญญาณอ้างอิงโดยตรง จึงสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดที่เกิด

จากความต่างเฟสได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของวิธีการแปลงสัญญาณแบบต่างๆ ที่ถูกนำเสนอในอดีต

วงจรแปลงสัญญาณ	ข้อดี	ข้อเสีย
วงจรแปลงสัญญาณแบบตรรกะจับขอบ	<ul style="list-style-type: none"> - มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน - ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนน้อย 	<ul style="list-style-type: none"> - เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าน้อย จะเกิดค่าความผิดพลาดสูงเนื่องจากแรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอด - มีช่วงการหน่วงเวลาเนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำ
วงจรแปลงสัญญาณโดยการตีโมดูลเลตแบบซิงโครนัส	<ul style="list-style-type: none"> - สะดวกในการใช้งานเนื่องจากมีวงจรรวมสำเร็จรูปขายตามท้องตลาด 	<ul style="list-style-type: none"> - มีช่วงการหน่วงเวลาเนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำ - ต้องอาศัยสัญญาณเซ็นเซอร์ที่มีความสัมพันธ์กับความถี่สัญญาณกระตุ้น ในการแปลงสัญญาณ - ไม่มีการชดเชยความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณเอาต์พุตจากอุปกรณ์วัด
วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	<ul style="list-style-type: none"> - สามารถชดเชยความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณจาก LVDT โดยไม่ต้องทำการปรับจูนจากภายนอก 	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างของวงจรมีความยุ่งยากซับซ้อน - ต้องการวางจรรยาบรรณที่ดีในการแปลงสัญญาณ
วงจรแปลงสัญญาณโดยอาศัยวงจรมุมและคงค่า	<ul style="list-style-type: none"> - สามารถหลีกเลี่ยงการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ - มีโครงสร้างเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน 	<ul style="list-style-type: none"> - สัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรมุมและคงค่า ถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยสัญญาณกระตุ้นเป็นสัญญาณอ้างอิง - เกิดความผิดพลาดที่สัญญาณเอาต์พุต เนื่องจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของ LVDT ทฤษฎีและความรู้พื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อีกทั้งยังได้กล่าวถึงวิธีการต่างๆ ในงานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอในอดีต และทำการเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวิธีการต่างๆ เพื่อนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ให้มีประสิทธิภาพและสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณมีความถูกต้องแม่นยำมากยิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล

โดยอาศัยวงจรอินทิเกรต

3.1 บทนำ

วงจรแปลงสัญญาณหรือวงจรดีมอดูเลตสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้สามารถนำไปใช้แทนวิธีการแปลงสัญญาณแบบดั้งเดิมเช่น การแปลงสัญญาณด้วยการดีมอดูเลตแบบซิงโครนัส และวิธีการแปลงสัญญาณแบบอื่นๆ ที่ได้มีการนำเสนอในอดีต โดยได้ทำการปรับปรุงและพัฒนาให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้ทำงานโดยอาศัยวงจรอินทิเกรตในการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณจาก LVDT ณ ตำแหน่งครึ่งคาบของสัญญาณกระตุ้นที่จ่ายให้กับตัวอุปกรณ์ อีกทั้งวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอยังสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ช่วงเวลาตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตของวิธีการที่นำเสนอมีการทำงานอยู่ในช่วงครึ่งคาบของสัญญาณกระตุ้น สัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรสุ่มและคงค่าถูกสร้างขึ้นมาโดยอาศัยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT มาเป็นสัญญาณอ้างอิงโดยตรง จึงสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเนื่องจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณจาก LVDT ได้ อีกทั้งวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอยังสร้างขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐานอันได้แก่ ออปแอมป์ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ แอนะล็อกสวิตช์ (analog switch) โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอุปกรณ์พาสซีฟอื่นๆ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ซึ่งต่างก็เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด จึงทำให้วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้มีราคาถูก นอกจากนี้โครงสร้างของวงจรยังมีความเรียบง่ายอีกด้วย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดวิธีการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรอินทิเกรต และแสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ ดังที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

3.2 หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรอินทิเกรต

จากหลักการทำงานของ LVDT ในบทที่ 2 สามารถแสดงวงจรสมมูลของ LVDT ดังรูปที่ 3.1 และเขียนสมการของสัญญาณที่เกิดจากการทำงานของ LVDT ได้ดังนี้ เมื่อทำการป้อนสัญญาณ

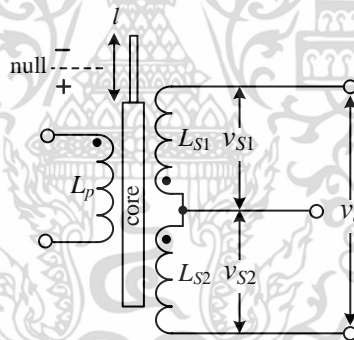
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซน์กระตุ่น $v_{ex} = V_x \sin \omega t$ ให้กับทางด้านอินพุตของ LVDT จะได้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดตั้งสมการที่ (3.1) และ (3.2) ตามลำดับดังนี้

$$v_{S1} = k_T V_x (l_{null} - l) [\sin(\omega t - \phi_p)] \quad (3.1)$$

และ
$$v_{S2} = k_T V_x (l_{null} + l) [\sin(\omega t - \phi_p)] \quad (3.2)$$

- เมื่อ v_{S1} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ L_{S1}
 v_{S2} คือ แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ L_{S2}
 k_T คือ ความไวของ LVDT
 V_x คือ แอมพลิจูดของสัญญาณกระตุ่น v_{ex}
 l_{null} คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT
 l คือ ระยะที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์
 ϕ_p คือ ความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของ LVDT

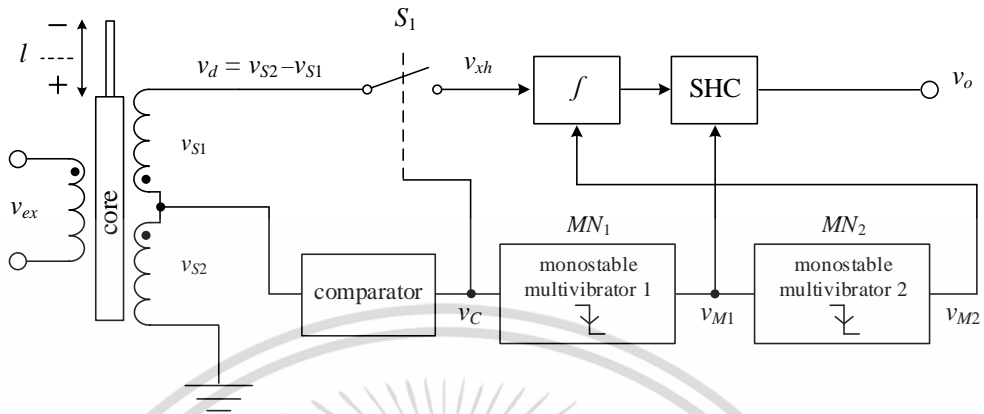
สัญญาณเอาต์พุต v_d ของ LVDT ที่ได้จากการเคลื่อนที่ของแกนเหนี่ยวนำเพื่อวัดระยะทาง จะอยู่ในรูปผลต่างของสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$v_d = v_{S2} - v_{S1} = 2k_T V_x l \sin(\omega t - \phi_p) \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) เห็นได้ว่า k_T และ V_x เป็นค่าคงที่ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต v_d จะมีค่าแปรผันโดยตรงกับระยะ l ที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยอาศัยวงจรอินทิเกรตที่นำเสนอในบทนี้สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.2

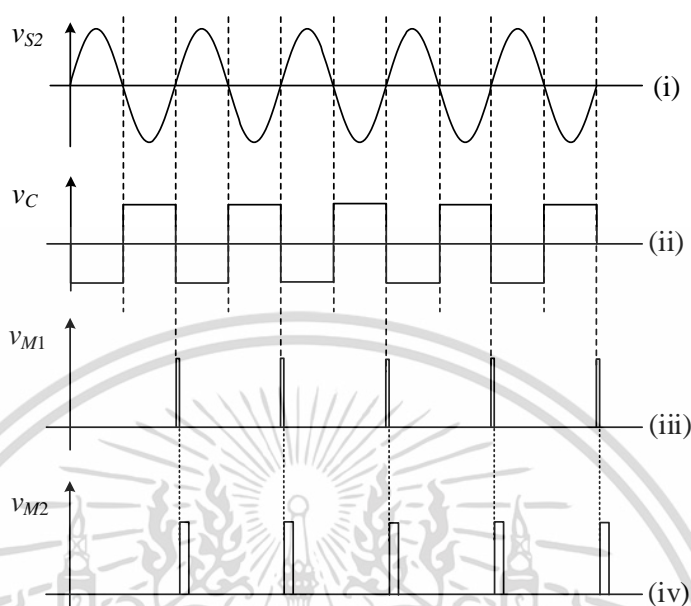


รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยอาศัยวงจรอินทิเกรต

โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรต วงจรสุ่มและคงค่าหรือ SHC วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ และโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ 2 ชุดได้แก่ MN_1 และ MN_2 โดยสามารถอธิบายขั้นตอนการทำงานได้ดังนี้

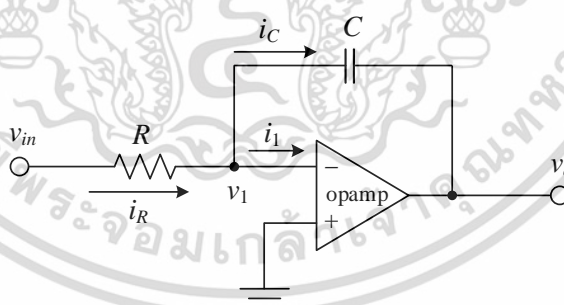
เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้น v_{ex} ให้กับขั้วอินพุตของ LVDT จะเกิดสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} ได้ สัญญาณ v_d เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากการวัดระยะของ LVDT แอนะล็อกสวิตช์ S_1 ซึ่งทำงานตามสัญญาณควบคุม v_C จะทำหน้าที่สุ่มสัญญาณ v_d ในช่วงครึ่งคาบสัญญาณ ได้ออกมาเป็นสัญญาณ v_{xh} จากนั้นสัญญาณ v_{xh} จะถูกนำไปผ่านวงจรอินทิเกรตเพื่อหาค่าเฉลี่ยในช่วงครึ่งคาบสัญญาณ สัญญาณค่าเฉลี่ยที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจร SHC เพื่อสุ่มค่าเฉลี่ยที่ตำแหน่งครึ่งคาบสัญญาณ และคงค่าในช่วงครึ่งคาบสัญญาณที่เหลือ หลังจากวงจร SHC ทำการคงค่าสัญญาณเรียบร้อยแล้ว วงจรอินทิเกรตจะถูกรีเซ็ตเพื่อรอรับสัญญาณของลูกคลื่นถัดไป สำหรับสัญญาณที่ใช้ในการควบคุม แอนะล็อกสวิตช์ S_1 วงจรสุ่มและคงค่า และวงจรอินทิเกรต สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 โดยการนำสัญญาณ v_{S2} ไปผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ได้สัญญาณ v_C สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 จากนั้นจึงนำสัญญาณ v_C ที่ได้ไปผ่านโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ MN_1 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ที่ขอบขาของสัญญาณ v_C ได้เป็นสัญญาณ v_{M1} เพื่อควบคุมการทำงานของวงจร SHC สัญญาณพัลส์ v_{M1} จะถูกส่งต่อไปยังโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ MN_2 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ v_{M2} ที่ขอบขาของสัญญาณ v_{M1} สำหรับรีเซ็ตการทำงานของวงจรอินทิเกรตเพื่อเตรียมรับการ ทำงานของลูกคลื่นสัญญาณถัดไป ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่า สัญญาณ v_o ซึ่งเกิดจากวงจรสุ่มและคงค่าจะอยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดิจิทัลที่เกิดจากการอินทิเกรตสัญญาณ v_d ณ ตำแหน่งครึ่งคาบของสัญญาณกระตุ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

v_{ex} โดยที่สัญญาณ v_d มีแอมพลิจูดแปรผันโดยตรงกับระยะ l ที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์



รูปที่ 3.3 กราฟแสดงสัญญาณควบคุมสำหรับวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอ

3.2.1 หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรอินทิเกรต



รูปที่ 3.4 วงจรอินทิเกรต

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอินทิเกรตแสดงดังรูปที่ 3.4 ประกอบไปด้วยออปแอมป์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ วงจรอินทิเกรตนี้จะทำงานในโหมดของแรงดันและมีคุณสมบัติในการให้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เป็นผลจากการอินทิเกรตสัญญาณอินพุต โดยสามารถอธิบายการทำงานของวงจรอินทิเกรตได้ดังนี้ [19]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่โหนด v_1 จะเขียนความสัมพันธ์ของกระแสได้ดังสมการ

$$i_R = i_1 + i_C \quad (3.4)$$

การทำงานของออปแอมป์ในทางอุดมคติ ค่าอิมพีแดนซ์ทางอินพุตของออปแอมป์มีค่าเป็นอนันต์ กระแสที่ไหลเข้าออปแอมป์จึงมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ $i_1 = 0$ ส่งผลให้ $i_R = i_C$ โดยที่

$$i_C = C \frac{dv_{XC}}{dt} \quad (3.5)$$

เมื่อ v_{XC} คือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C

จึงสามารถเขียนสมการที่ (3.4) ได้ใหม่ว่า

$$\frac{v_{in} - v_1}{R} = C \frac{d}{dt}(v_1 - v_o) \quad (3.6)$$

จากคุณสมบัติของออปแอมป์ แรงดันที่ขาบวกและขาลบของออปแอมป์มีค่าเท่ากัน แรงดัน v_1 จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$\frac{v_{in}}{R} = C \frac{d}{dt}(-v_o) \quad (3.7)$$

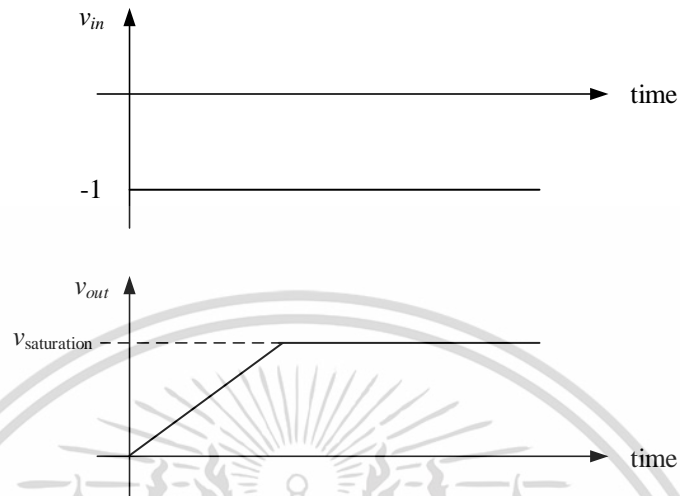
เมื่ออินทิเกรตสมการ (3.6) ทั้งสองข้าง จะได้สมการของสัญญาณเอาต์พุต v_o ดังนี้

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_{in} dt + v_{XC}(0) \quad (3.8)$$

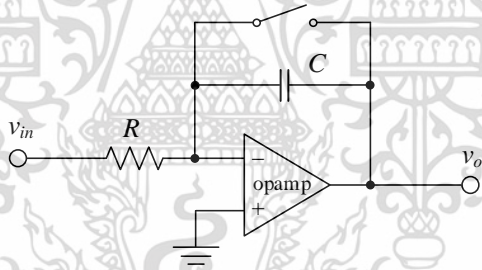
จากสมการที่ (3.8) จะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดจากการอินทิเกรตสัญญาณอินพุตและมีค่าเป็นลบ โดยมีค่าคงที่ทางเวลาเท่ากับ RC ผลการทำงานของวงจรอินทิเกรตเมื่อมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณขั้นบันได โดยกำหนดให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_{XC} ที่สภาวะเริ่มต้นมีค่าเป็นศูนย์ แสดงดังรูปที่ 3.5

ในกรณีที่เราต้องการเริ่มต้นการทำงานของวงจรอินทิเกรตโดยการทำให้ค่าของแรงดันเอาต์พุตกลับไปเท่ากับศูนย์ ก็สามารถทำได้โดยการต่อแอนะล็อกสวิตช์คร่อมที่ตัวเก็บประจุ C ดังรูปที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 เมื่อสวิตช์ทำงานจะเสมือนการลัดวงจร ตัวเก็บประจุ C จะทำการคายประจุออกมา จึงเป็นการรีเซ็ตการทำงานของวงจรรีเซ็ต เพื่อให้สามารถเริ่มการทำงานในรอบถัดไปได้



รูปที่ 3.5 กราฟแสดงการทำงานของวงจรรีเซ็ตเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณขั้นบันได



รูปที่ 3.6 วงจรรีเซ็ตที่มีการต่อแอนะล็อกสวิตช์

3.2.2 โครงสร้างของวงจรถ่ายแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอ

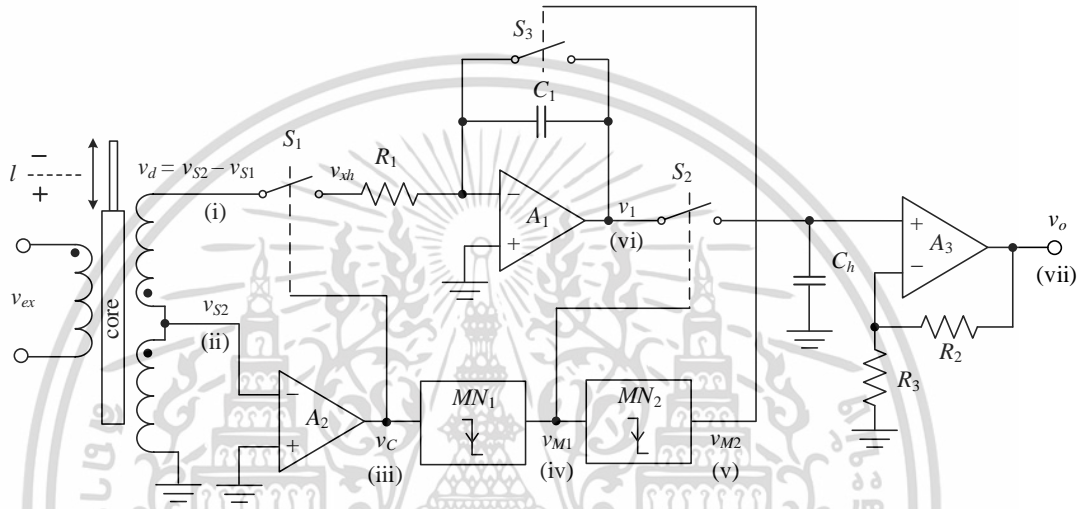
วงจรถ่ายแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้แสดงดังรูปที่ 3.7 เมื่อป้อนสัญญาณกระตุ้นที่อยู่ในรูปสัญญาณไซน์ให้กับ LVDT จะได้สัญญาณ v_d ที่มีแอมพลิจูดแปรไปตามระยะที่แกน l เคลื่อนที่ไป ดังสัญญาณในรูปที่ 3.8 กราฟ (i) มีค่าดังสมการ

$$v_d = 2k_r V_x l \sin \omega t (\omega t - \phi_p) \quad (3.9)$$

และได้สัญญาณ v_{s2} เป็นสัญญาณไซน์ที่มีเฟสคงที่ตลอดระยะเวลาการวัดดังรูปที่ 3.8 กราฟ (ii) สัญญาณ v_{s2} จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับโดยวงจรถ่ายแปลงสัญญาณ A_2 ได้เป็นสัญญาณ v_C ดังสมการที่ (3.10) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_C = \begin{cases} +V_{ss} & ; v_{S2} < 0 \\ -V_{ss} & ; v_{S2} > 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

สัญญาณ v_C ที่ได้จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีดิวิตีไซเคิลเท่ากับ 50% ดังรูปที่ 3.8 กราฟ (iii) โดยมีค่าเท่ากับ $+V_{ss}$ เมื่อ v_{S2} มีค่าน้อยกว่าศูนย์หรือเมื่อสัญญาณอยู่ในซีกลบ และมีค่าเท่ากับ $-V_{ss}$ เมื่อ v_{S2} มีค่ามากกว่าศูนย์หรือเมื่อสัญญาณอยู่ในซีกบวก



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมโดยอาศัยวงจรอินทิเกรต

สัญญาณ v_{xh} เกิดจากการสุ่มสัญญาณ v_d โดยแอนะล็อกสวิตช์ S_1 ที่มีสัญญาณ v_C ควบคุม ดังนั้นสัญญาณ v_d จึงสามารถผ่านสวิตช์ S_1 มาได้เพียงช่วงครึ่งคาบสัญญาณเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.8 กราฟ (iv) จากนั้นสัญญาณ v_{xh} จะถูกส่งไปยังวงจรอินทิเกรตที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_1 ตัวต้านทาน R_1 ตัวเก็บประจุ C_1 และแอนะล็อกสวิตช์ S_2 เพื่อหาค่าเฉลี่ย โดยช่วงที่สัญญาณ v_C อยู่ในสถานะ “เปิด” หรือมีสัญญาณอยู่ในซีกบวก จะมีค่าเวลาเท่ากับครึ่งคาบความถี่ของสัญญาณกระตุ้น f_{ex} เมื่อคาบของสัญญาณกระตุ้นมีค่าเท่ากับ $T_{ex} = 1/f_{ex}$ การทำงานของ LVDT ทางอุดมคติจะไม่เกิดความต่างเฟสระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ v_1 อันเป็นผลมาจากคุณสมบัติของวงจรอินทิเกรตดังสมการที่ (3.8) จะมีค่าเท่ากับ

$$v_1 = -\frac{2k_T V_x l}{R_1 C_1} \int_0^{T_{ex}/2} \sin(\omega_{ex} t) dt = \frac{2k_T V_x l}{R_1 C_1 \omega_{ex}} \cos(\omega_{ex} t) \Big|_0^{T_{ex}/2} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

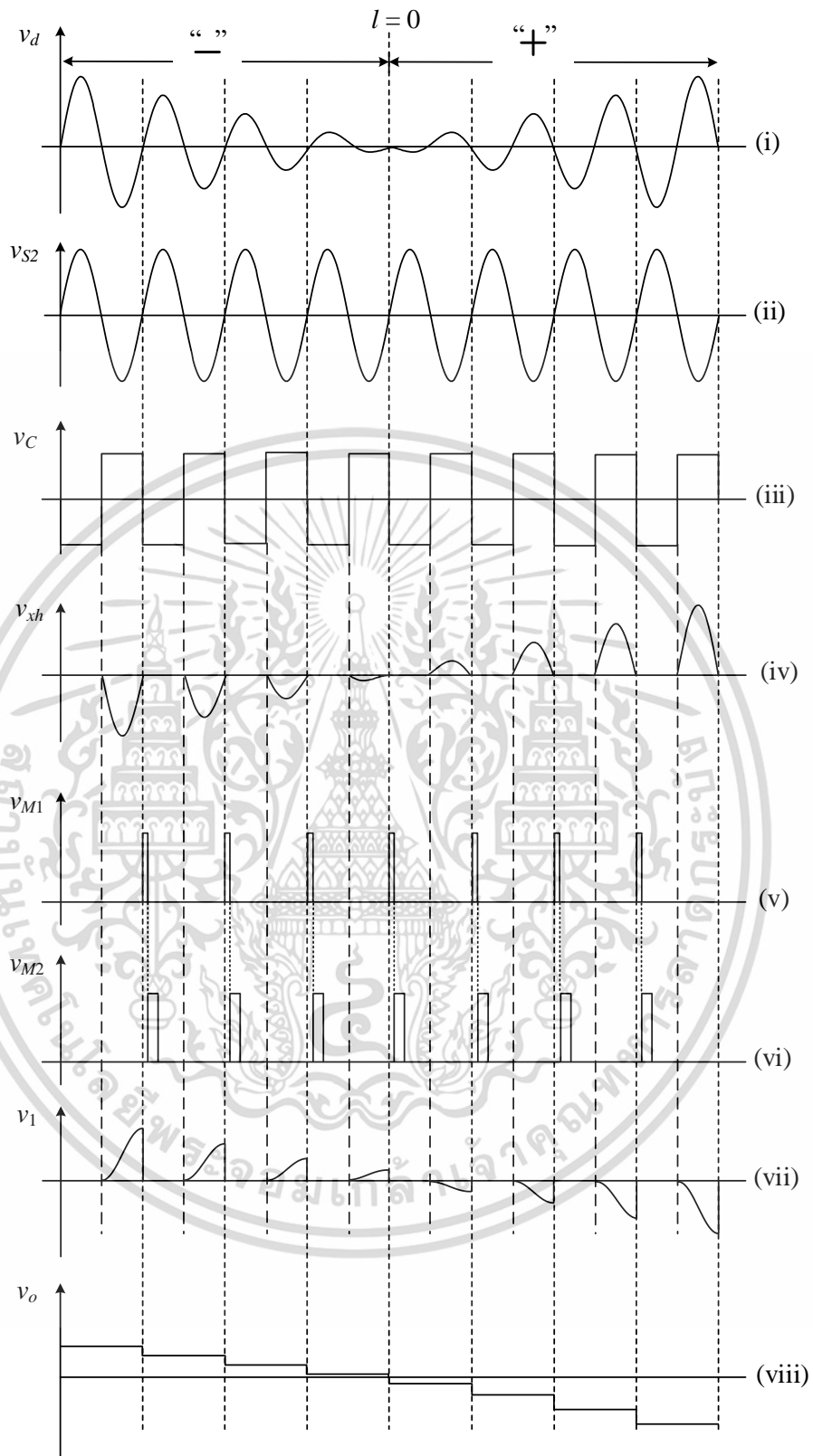
จากสมการที่ (3.11) จะเห็นได้ว่าสัญญาณ v_{xh} ที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์เมื่อผ่านการอินทิเกรตแล้ว รูปสัญญาณจะถูกแปลงไปเป็นฟังก์ชันโคไซน์ ซึ่งมีเฟสต่างกับสัญญาณไซน์ 90° สัญญาณ v_{xh} จะถูกอินทิเกรตในช่วงเวลาตั้งแต่ 0 ถึง $T_{ex}/2$ ได้เป็นสัญญาณแรงดัน v_1 ดังแสดงในรูปที่ 3.8 กราฟ (vii) เมื่อวงจรอินทิเกรตทำการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณ v_d ในช่วงครึ่งคาบสัญญาณแล้ว สัญญาณพัลส์ v_{M1} ดังรูปที่ 3.8 กราฟ (v) จะถูกส่งไปควบคุมวงจร SHC ที่ประกอบไปด้วยแอนะล็อกสวิตช์ S_2 และตัวเก็บประจุ C_h ให้ทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_1 ที่ตำแหน่งครึ่งคาบสัญญาณ หรืออาจกล่าวได้ว่าวงจร SHC ทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณ ณ ตำแหน่งแอมพลิจูดของสัญญาณโคไซน์ที่เกิดจากการอินทิเกรตสัญญาณไซน์ v_{xh} ในช่วงครึ่งคาบสัญญาณ จากนั้นจึงส่งต่อสัญญาณที่ถูกคงค่าไว้ไปยังวงจรขยายสัญญาณที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_3 และตัวต้านทาน R_2 และ R_3 เพื่อขยายสัญญาณที่ได้ให้มีค่าอยู่ในช่วงที่ต้องการใช้งาน สามารถเขียนสมการของสัญญาณเอาต์พุต v_o ได้ดังนี้

$$v_o = -\frac{4k_T V_x K_S}{R_1 C_1 (\pi f_{ex})} l \quad (3.12)$$

เมื่อ K_S คือ อัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับ $\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$

จากสมการที่ (3.12) จะสามารถเห็นได้ว่าพจน์ $\frac{4k_T V_x K_S}{R_1 C_1 (\pi f_{ex})}$ จะถูกกำหนดด้วยค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ และค่าความถี่ของสัญญาณกระตุ้นที่ป้อนให้กับตัว LVDT ซึ่งมีค่าคงที่ตลอดการทำงาน ดังนั้นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_o จะมีค่าแปรผันโดยตรงกับระยะทาง l ที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์ หลังจากวงจร SHC ทำการสุ่มและคงค่าแล้ว วงจรอินทิเกรตจะถูกรีเซ็ตด้วยสัญญาณพัลส์ v_{M2} ดังรูปที่ 3.8 กราฟ (vi) ซึ่งสัญญาณควบคุม v_{M1} และ v_{M2} จะถูกสร้างขึ้นจากโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ MN_1 และ MN_2 ที่ขอบกลางของสัญญาณ v_c และสัญญาณ v_{M1} ตามลำดับ

จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ในบทนี้ให้สัญญาณดิซีเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้น แต่จะมีเฟสตรงกันข้ามกับระยะที่แกน l เคลื่อนที่ไป กล่าวคือเมื่อแกน l เคลื่อนที่ไปในช่วง “-” สัญญาณดิซีเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นบวก และเมื่อแกน l เคลื่อนที่ไปในช่วง “+” สัญญาณดิซีเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นลบ ดังนั้นในการนำวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ไปใช้งานจริง จึงอาจนำวงจรขยายแบบกลับเฟสมาใช้แทนวงจรขยายในรูปที่ 3.7 เพื่อให้สัญญาณดิซีเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณมีเฟสตรงกันกับทิศทางที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไป



รูปที่ 3.8 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

การทำงานและสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้ จะทดสอบด้วยการต่อวงจรจริงจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และนำมาวัดค่าสัญญาณจาก LVDT อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT ที่นำเสนอในบทนี้ เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด โดยมีอุปกรณ์แอกทิฟและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้แสดงดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

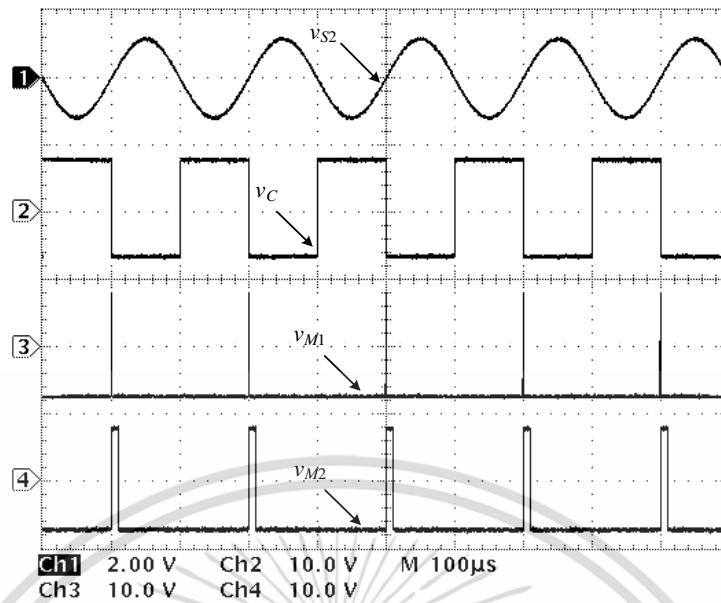
อุปกรณ์ที่ใช้	เบอร์ไอซี/ค่าพารามิเตอร์
วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ A_2	LM339
ออปแอมป์ A_1 และ A_3	LM351
โมนอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ MN_1 และ MN_2	CD4528
แอนะล็อกสวิตช์ S_1 , S_2 และ S_3	CD4066
R_1	10k Ω
R_2	5k Ω
R_3	36.2k Ω
C_1 และ C_h	0.01 μ F

ในการทดสอบการทำงานได้ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันขนาด $\pm 7.5V$ ให้กับวงจร สัญญาณกระตุ้น v_{ex} ที่จ่ายให้กับ LVDT มีความถี่ 5kHz แอมพลิจูด 1V_p ทราวดิวเซอร์ LVDT ที่ใช้ในการทดสอบมีระยะการวัด $\pm 12.5mm$ มีความไว 69mV/mm/V ที่ความถี่ 5kHz จากบริษัท Solartron Metrology รุ่น OP12.5 สามารถหาค่าตำแหน่งศูนย์ I_{null} ได้ที่ระยะ 42.319mm และวัดค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่ขดลวดปฐมภูมิและสัญญาณที่ขดลวดทุติยภูมิได้เท่ากับ 18° จากรูปที่ 3.7 ออปแอมป์ A_3 ตัวต้านทาน R_2 และ R_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณ เพื่อขยายสัญญาณเอาต์พุต v_o ให้มีค่าสูงสุดและต่ำสุดเท่ากับ $\pm 1V$ ที่ระยะการวัด $\pm 10mm$ สามารถคำนวณอัตราขยายแรงดัน K_s ได้เท่ากับ 1.138 โดยตัวต้านทาน R_2 และ R_3 มีค่าดังตารางที่ 3.1

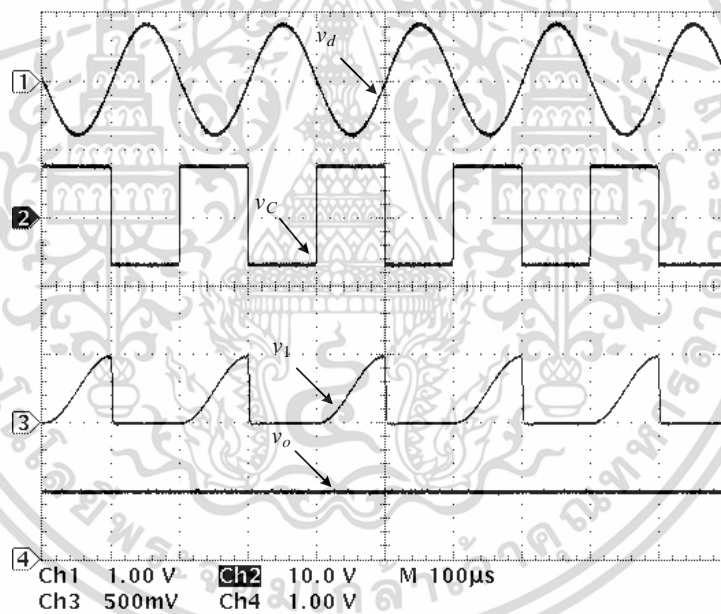
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 แสดงสัญญาณที่ได้จากการต่อวงจรจริง ในที่รูป 3.9(ก) แสดงกราฟสัญญาณ v_{S1} v_C v_{M1} และ v_{M2} และรูปที่ 3.9(ข) แสดงกราฟสัญญาณ v_d v_C v_1 และ v_o จากรูปที่ 3.9(ก) จะเห็นได้ว่าสัญญาณควบคุม v_C มีค่าเป็นบวก เมื่อสัญญาณ v_{S2} มีค่าอยู่ทางด้านลบ สัญญาณควบคุม v_{M1} ถูกสร้างขึ้นที่ขอบขาลงของสัญญาณควบคุม v_C มีความกว้างพัลส์เท่ากับ $1\mu s$ ซึ่งเป็นค่าคงที่ทางเวลาของวงจรสุ่มและคงค่าที่ใช้ในวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ ส่วนสัญญาณควบคุม v_{M2} จะสร้างขึ้นที่ขอบขาลงของสัญญาณควบคุม v_{M1} โดยกำหนดให้มีค่าความกว้างพัลส์เท่ากับ $10\mu s$ ในรูปที่ 3.9(ข) สัญญาณ v_d เป็นสัญญาณที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกน l ซึ่งก็คือค่าจากการวัดระยะของ LVDT สัญญาณ v_1 เกิดจากการอินทิเกรตสัญญาณ v_d ในช่วงเวลา $T_{ex}/2$ จากนั้นสัญญาณ v_1 จะถูกสุ่มและคงค่าที่ตำแหน่งครึ่งคาบสัญญาณของสัญญาณกระตุ้น หรือที่ตำแหน่งแอมพลิจูดของสัญญาณ v_1 และถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายสัญญาณแรงดัน จึงได้สัญญาณเอาต์พุต v_o อยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดีซี จากผลการทดสอบการทำงานสามารถสรุปได้ว่า วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอสามารถแปลงค่าสัญญาณจาก LVDT ซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามระยะการวัด l ให้กลายเป็นสัญญาณแรงดันดีซีได้จริง

ประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดีซีที่นำเสนอในบทนี้แสดงดังรูปที่ 3.10 โดยทำการวัดสัญญาณ LVDT ที่มีระยะการวัดแปรค่าในช่วง $\pm 10\text{mm}$ และทำการวัดค่าที่ทุกๆ ระยะ 1mm สัญญาณแรงดันดีซีเอาต์พุตจะถูกวงจรขยายสัญญาณกำหนดให้มีค่าสูงสุดและต่ำสุดอยู่ที่ $\pm 1\text{V}$ เมื่อระยะของ LVDT อยู่ที่ตำแหน่ง $\pm 10\text{mm}$ จากตำแหน่งศูนย์ จากรูปที่ 3.10(ก) สามารถเห็นได้ว่าสัญญาณดีซีเอาต์พุต v_o ที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงระยะการวัด โดยมีค่าแปรผันโดยตรงกับระยะการวัด l มีความชันของกราฟเท่ากับ $-0.1\text{V}/1\text{mm}$ ในรูปที่ 3.10(ข) แสดงถึงความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o โดยมีความผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ -0.23mV ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้สามารถวัดโดยการป้อนสัญญาณมอดูเลตที่สร้างขึ้นจากการคูณสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 10Hz เข้ากับสัญญาณไซน์กระตุ้นความถี่ 5kHz ด้วยวงจรคูณ สัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดสูงสุดและต่ำสุดเท่ากับ $\pm 0.5\text{V}$ ถูกป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ เป็นการแสดงถึงสัญญาณ LVDT ที่มีตำแหน่ง l อยู่ที่ระยะ -5mm และ 5mm ได้ผลตอบสนองทางเวลาดังรูปที่ 3.11 โดยมีช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอเท่ากับ $160\mu s$



(ก)



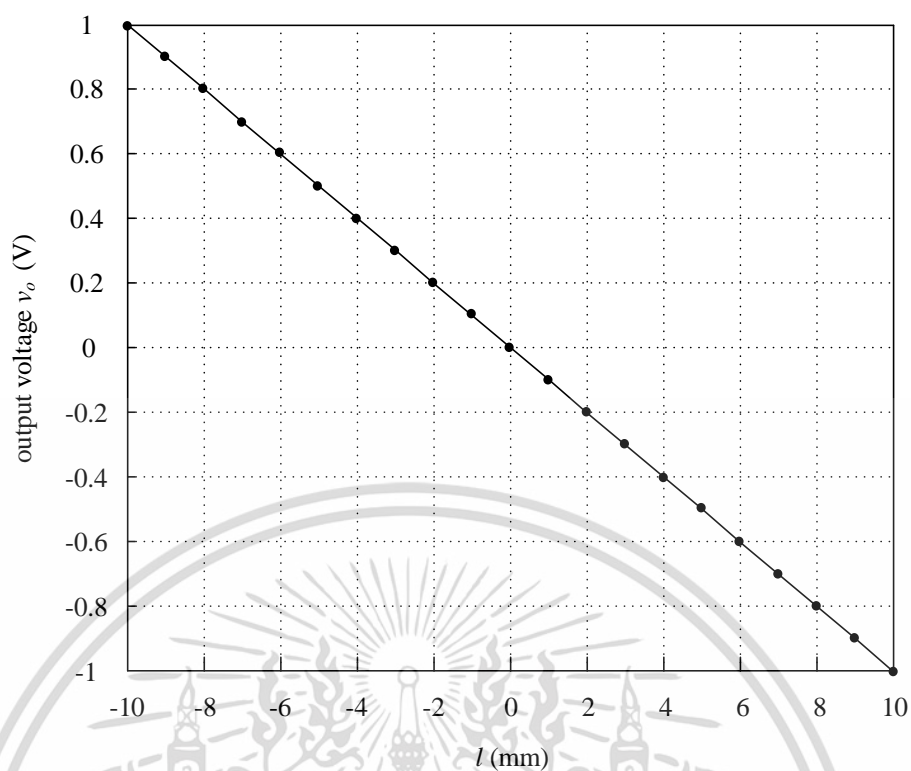
(ข)

รูปที่ 3.9 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

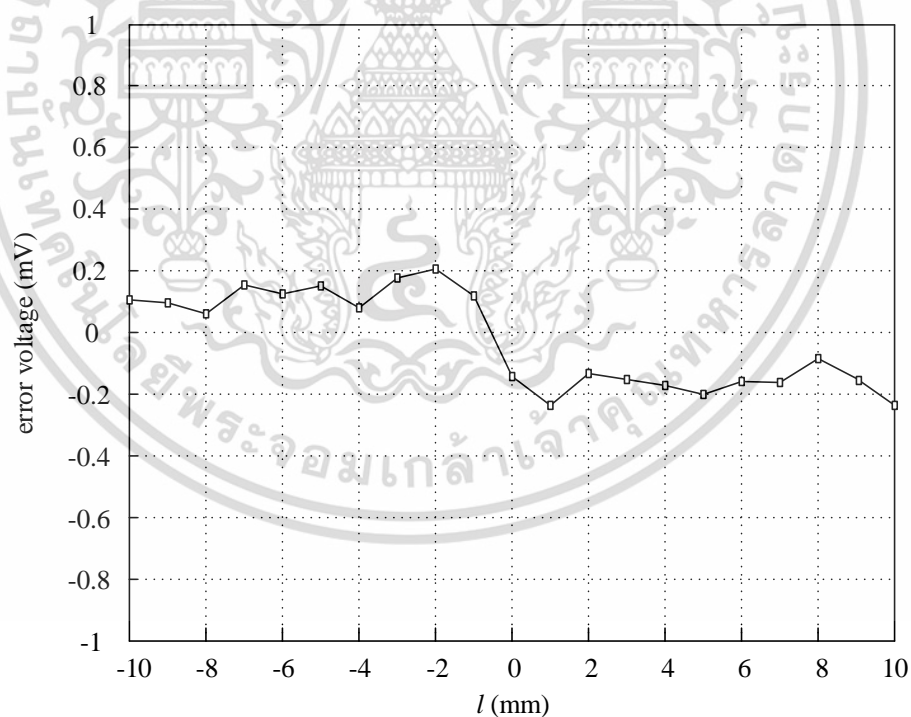
(ก) สัญญาณ v_{s2} v_C v_{M1} และ v_{M2}

(ข) สัญญาณ v_d v_C v_1 และ v_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



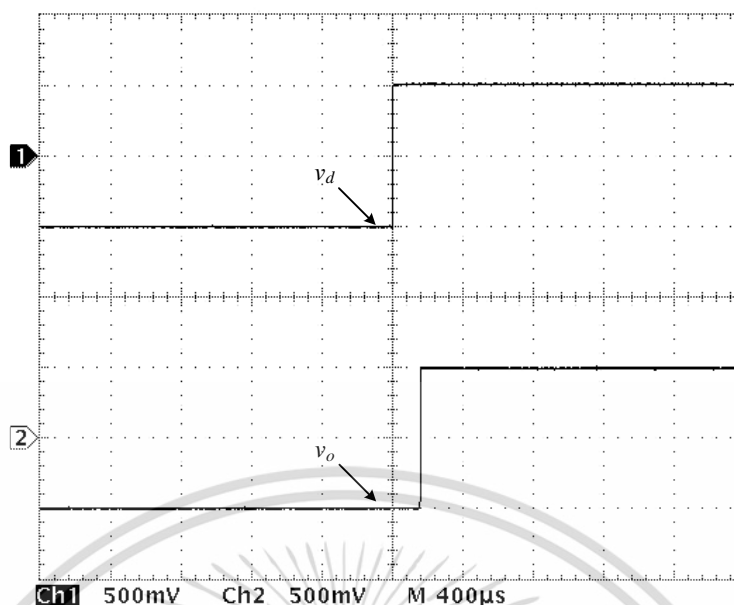
(ข)

รูปที่ 3.10 กราฟแสดงประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

(ก) สัญญาณเอาต์พุต v_o ต่อระยะการวัด l

(ข) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 กราฟแสดงช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

3.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่อาศัยวงจรอินทิเกรตเป็นพื้นฐาน โดยทำการอินทิเกรตหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการวัดของ LVDT ที่ตำแหน่งครึ่งคาบสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนออยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดิจิตอลที่มีแอมพลิจูดแปรผันโดยตรงกับระยะการเคลื่อนที่ของแกน LVDT อย่างเป็นเชิงเส้น การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณด้วยการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นว่า วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้สามารถทำงานได้จริงอย่างมีประสิทธิภาพ มีความแม่นยำสูง มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็ว อีกทั้งยังมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนและมีราคาถูก

บทที่ 4

วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล โดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด

4.1 บทนำ

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลอีกวงจรหนึ่ง ซึ่งอาศัยการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่าในการแปลงสัญญาณที่เกิดจากการวัดระยะของ LVDT แทนการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำในวิธีการแบบดั้งเดิม ข้อดีของวิธีการนี้คือสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดจากการเลื่อนเฟสเนื่องจากค่าโพลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ในการตีมอดูเลตสัญญาณแบบซิงโครนัสได้ อีกทั้งการหลีกเลี่ยงการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำยังส่งผลให้วงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอมีช่วงเวลาตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็วขึ้นด้วย ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วว่าในการสร้างสัญญาณควบคุมวงจรสุ่มและคงค่าโดยทั่วไปจะนำสัญญาณกระตุ้นที่ป้อนให้กับทรานซิสเตอร์มาเป็นสัญญาณอ้างอิง ดังนั้นหากทรานซิสเตอร์นั้นมีความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต จะส่งผลให้เกิดค่าแรงดันออฟเซตขึ้นที่สัญญาณดิจิตอลเอาต์พุตที่ได้จากการสุ่มและคงค่าเนื่องจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณจะคลาดเคลื่อนไปจากตำแหน่งแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากทรานซิสเตอร์ ทำให้การแปลงสัญญาณมีค่าที่ผิดเพี้ยนไป ดังนั้นวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้จึงนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT มาเป็นสัญญาณอ้างอิง เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่ออกแบบขึ้นมา จึงสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดดังกล่าวได้ วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้ถูกออกแบบโดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด จึงสามารถสร้างขึ้นได้โดยง่ายและมีราคาถูก

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ และแสดงการวิเคราะห์การทำงาน อีกทั้งยังได้ทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอขึ้นมา และทำการแปลงค่าสัญญาณที่เกิดจากการวัดระยะของ LVDT ดังที่จะกล่าวถึงต่อไป

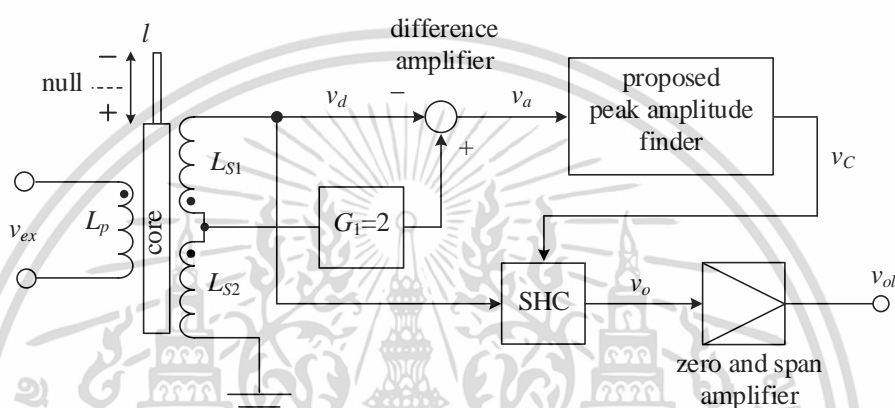
4.2 หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด

จากวงจรสมมูลของ LVDT ในบทที่ 2 เมื่อขดลวดปฐมภูมิได้รับสัญญาณแรงดันไซน์กระตุ้นมีค่าเท่ากับ $v_{ex} = V_x \sin \omega t$ จะเกิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดทุติยภูมิ v_{s1} และ v_{s2} สัญญาณ v_d เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก LVDT เป็นผลต่างระหว่างสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุด และแปรไปตามระยะ l ที่แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปตั้งสมการ

$$v_d = v_{S2} - v_{S1} = 2k_T V_x l \sin(\omega t - \phi_p) \quad (4.1)$$

หลักการการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้สามารถแสดงดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด

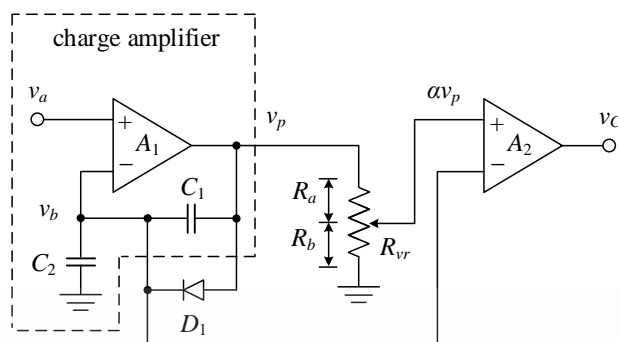
วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ประกอบไปด้วยวงจรขยายความแตกต่าง (difference amplifier) วงจรหาตำแหน่งค่ายอด วงจรสุ่มและคงค่า และวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ (zero and span amplifier)

เมื่อป้อนสัญญาณไซน์กระตุ้นให้กับ LVDT จะเกิดสัญญาณเอาต์พุต v_d ทางด้านขดลวดทุติยภูมิโดยมีขนาดขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่แกน l เคลื่อนที่ไปตั้งสมการที่ (4.1) วงจรขยายความแตกต่างจะถูกนำมาใช้เป็นจุดรวมสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ v_a ที่เป็นผลต่างของสัญญาณ v_d จาก LVDT และสัญญาณ v_{S2} จากขดลวดทุติยภูมิ L_{S2} โดยมีอัตราขยายสัญญาณ v_{S2} เท่ากับ 2 สัญญาณ v_a จากจุดรวมสัญญาณจะถูกส่งไปยังวงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่ออกแบบขึ้นเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ v_C สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจรสุ่มและคงค่าหรือ SHC โดยทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณเอาต์พุต v_d ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดเมื่อ l เคลื่อนที่ไปในช่วงบวก และที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดเมื่อ l เคลื่อนที่ไปในช่วงลบ ได้เป็นสัญญาณ v_o อยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดิจิตอล จากนั้นสัญญาณ v_o จะถูกส่งไปยังวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์เพื่อปรับตำแหน่งศูนย์และขยายสัญญาณเอาต์พุต v_{ol}

ให้มีค่าอยู่ในช่วงการใช้งานที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 หลักการทำงานของวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอง



รูปที่ 4.2 วงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอง

วงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนองในบทรนี้ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_1 วงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณ A_2 ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ไดโอด D_1 และตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ R_{vr} วงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนองจะทำงานโดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรถ้าขยายประจุ (charge amplifier) ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_1 และตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 โดยมีไดโอด D_1 ทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดค่าแรงดันที่วิ่งผ่านตัวเก็บประจุ C_1 อัตราขยายแรงดันของวงจรถ้าขยายประจุมีค่าเท่ากับ $\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$ จากวงจรในรูปที่ 4.2 สัญญาณแรงดัน V_1 ซึ่งเป็นค่าแรงดันเฉลี่ยระหว่างสัญญาณ v_a และแรงดันอิมิตัวค่าลบทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ A_1 มีค่าดังสมการ [ภาคผนวก ข1]

$$V_1 = \frac{C_2}{(C_1 + C_2)} V_{ap} + \frac{C_1}{(C_1 + C_2)} (V_{nsat} - V_D) \quad (4.2)$$

เมื่อ V_{ap} คือ แอมพลิจูดสูงสุดทางด้านบวกของสัญญาณแรงดัน v_a

V_D คือ แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอด D_1

V_{nsat} คือ แรงดันอิมิตัวค่าลบทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ A_1

สัญญาณ v_b เป็นผลมาจากสัญญาณแรงดัน v_a ที่ถูกจำกัดค่าทางด้านซีกลบออกไป กำหนดด้วยแรงดัน V_1 มีค่าดังสมการ

$$v_b = \begin{cases} v_a & ; v_a > V_1 \\ V_1 & ; v_a \leq V_1 \end{cases} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปแอมป์ A_1 จะให้สัญญาณเอาต์พุต v_p เมื่อสัญญาณ v_a มีขนาดใหญ่กว่าค่าของแรงดัน V_1 ดังนั้นสัญญาณ v_p จะมีค่าดังสมการ

$$v_p = \begin{cases} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)(v_a - V_1) + v_{nsat} & ; v_a > V_1 \\ v_{nsat} & ; v_a \leq V_1 \end{cases} \quad (4.4)$$

สัญญาณ v_p สามารถลดทอนด้วยการปรับตัวแปร α เมื่อ

$$\alpha = \frac{R_b}{(R_a + R_b)} \quad (4.5)$$

ค่าของ α สามารถปรับได้ด้วยตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ R_b ดังนั้นค่ายอดของสัญญาณ v_a จึงสามารถหาได้โดยการเปรียบเทียบสัญญาณ αv_p และ v_b โดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ A_2 ได้สัญญาณเอาต์พุต v_c ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ขนาดเล็กสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรมุมและคงค่าเพื่อทำการคงค่าสัญญาณ v_d จาก LVDT ณ ตำแหน่ง 1/4 ของคาบสัญญาณ กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดแสดงดังรูปที่ 4.4 กราฟ (iii)

4.2.2 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอ

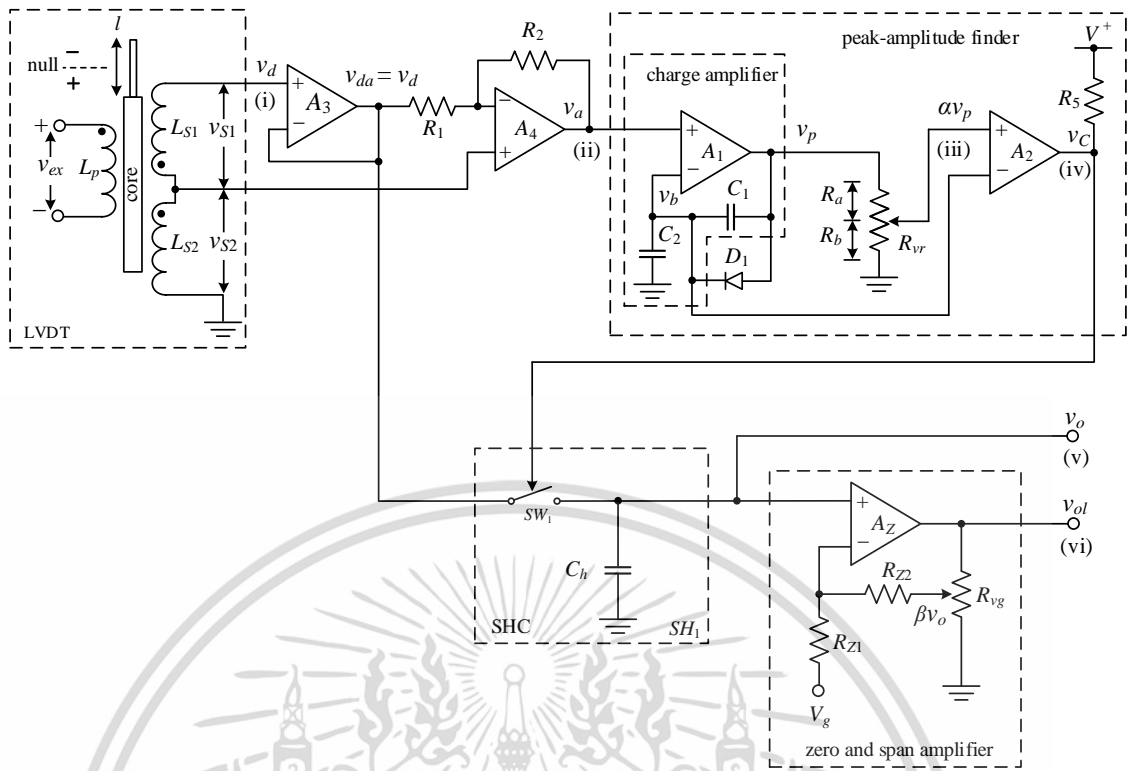
โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้แสดงดังรูปที่ 4.3 เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ให้กับ LVDT จะเกิดสัญญาณเอาต์พุต v_{s1} และ v_{s2} สัญญาณ v_d มีค่าดังสมการที่ (4.1) จะถูกส่งไปยังวงจรมุมความแตกต่างซึ่งประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_3 – A_4 และตัวต้านทาน R_1 – R_2 โดยออปแอมป์ A_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ทำให้สัญญาณเอาต์พุต v_{da} จากออปแอมป์ A_3 มีขนาดเท่ากับสัญญาณ v_d จากนั้นวงจรมุมความแตกต่างจะทำการรวมสัญญาณ v_d และสัญญาณ v_{s2} ได้เป็นสัญญาณ v_a ดังนี้

$$v_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_{s2} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right)(v_{s2} - v_{s1}) \quad (4.6)$$

หากกำหนดให้ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่าเท่ากันจะได้

$$v_a = 2v_{s2} - (v_{s2} - v_{s1}) = v_{s1} + v_{s2} \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด

เมื่อแทนค่า v_{S1} และ v_{S2} ลงในสมการที่ (4.7) จะได้

$$v_a = 2k_T V_x I_{null} \sin(\omega t - \phi_p) \tag{4.8}$$

เมื่อ I_{null} คือ ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

จากสมการที่ (4.8) เห็นได้ว่าสัญญาณ v_a มีแอมพลิจูดคงที่ เนื่องจากตัวแปร I ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามระยะการวัดได้ถูกกำจัดออกไป จึงสามารถนำสัญญาณ v_a ไปใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรสุ่มและคงค่าได้ วงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.2.1 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุม v_C และปรับความกว้างพัลส์ของสัญญาณ v_C ให้มีขนาดที่เล็กที่สุด เพื่อหลีกเลี่ยงการกระเพื่อมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการสุ่มและคงค่า โดยการปรับค่า α ของตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ R_{vr} ให้มีค่าที่เหมาะสม สัญญาณพัลส์ v_C จะควบคุมวงจรสุ่มและคงค่าให้ทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_d ที่เป็นสัญญาณเอาต์พุตจากการวัดของ LVDT ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดและต่ำสุด โดยเมื่อตำแหน่งของแกน I อยู่ในช่วง “+” สัญญาณพัลส์ v_C จะสั่งให้สุ่มและคงค่าสัญญาณที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d ทางด้านบวก และเมื่อตำแหน่งแกน I อยู่ในช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

“-” หรือสัญญาณ v_d มีเฟสเปลี่ยนไปจากเดิม 180° วงจรสุ่มและคงค่าจะทำการสุ่มและคงค่าที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดทางด้านลบของสัญญาณ v_d จากคุณสมบัติการทำงานดังกล่าว สัญญาณเอาต์พุต v_o ที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอจึงมีลักษณะเป็นสัญญาณแรงดันดีซี

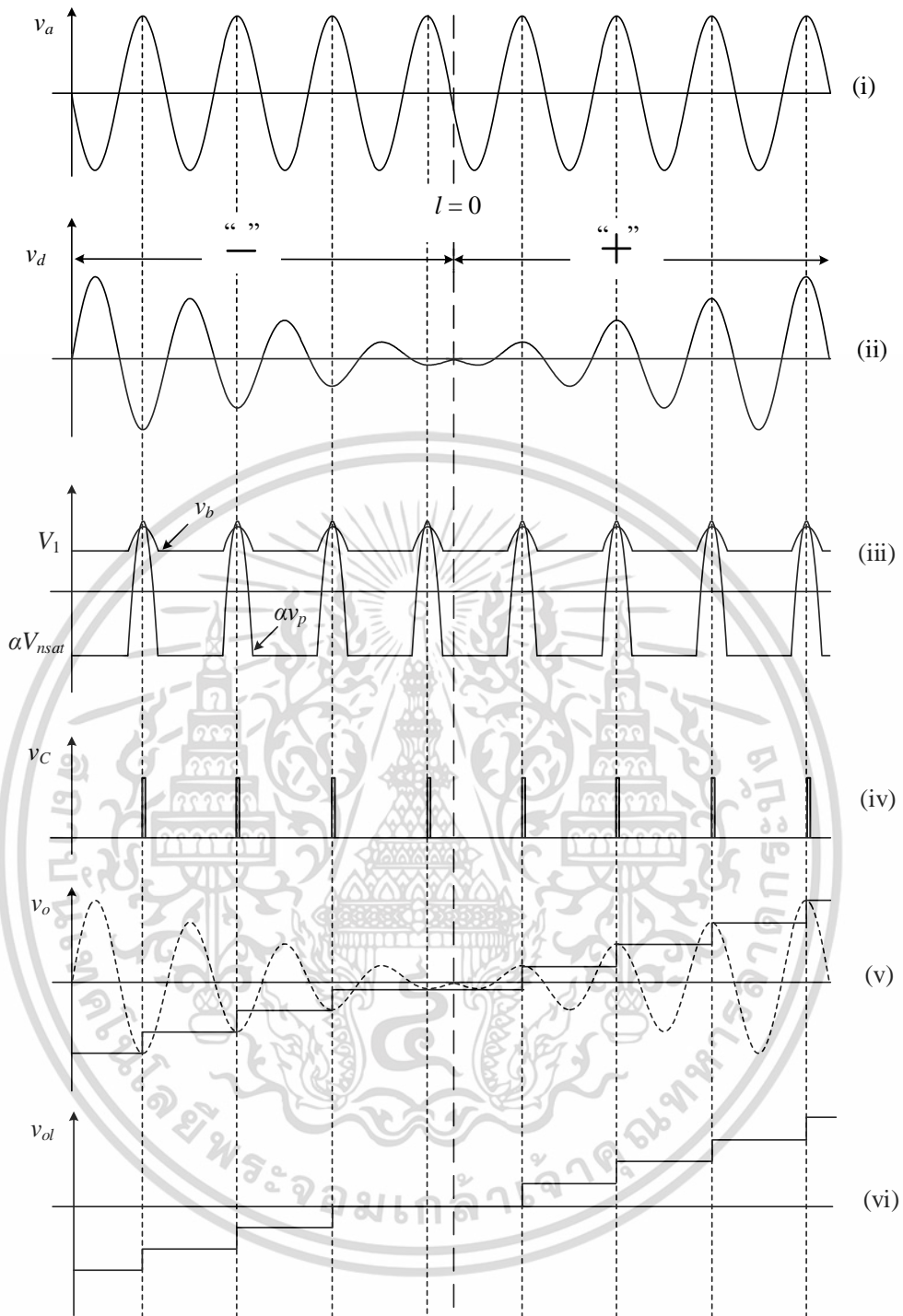
กราฟสัญญาณการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรสามารถแสดงดังรูปที่ 4.4 สัญญาณ v_a ในกราฟที่ (i) เป็นสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดและเฟสคงที่ตลอดการทำงาน สัญญาณ v_d ในกราฟที่ (ii) ถูกแสดงด้วยสัญญาณมอดูเลตทางขนาดแทนสัญญาณที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกน l ตลอดระยะเวลาการวัดของ LVDT กราฟที่ (iii) แสดงถึงผลการทำงานของวงจรหาตำแหน่งค่ายอด และนำสัญญาณ v_b มาเป็นสัญญาณเปรียบเทียบเพื่อสร้างสัญญาณพัลซ์ควบคุม v_c ดังกราฟที่ (iv) โดยที่

$$v_c = \begin{cases} 1 & ; \alpha v_p > v_b \\ 0 & ; \alpha v_p \leq v_b \end{cases} \quad (4.9)$$

สัญญาณ v_o ซึ่งเป็นผลมาจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_d มีค่าแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับตำแหน่งที่แกน l ของ LVDT เคลื่อนที่ไปดังสมการที่ (4.1) โดยที่

$$v_o = 2k_T V_x l \quad (4.10)$$

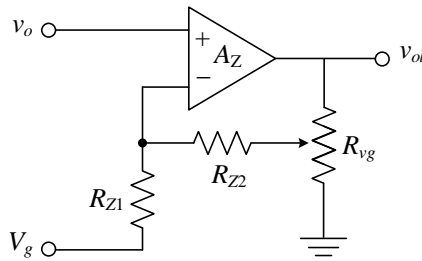
จากกราฟที่ (v) จะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่งศูนย์ของ LVDT เกิดค่าแรงดันออฟเซตขึ้น จึงต้องนำวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์มาต่อร่วมด้วยเพื่อปรับค่าออฟเซตที่ตำแหน่ง $l=0$ ให้มีค่าแรงดันเท่ากับศูนย์ และขยายสัญญาณ v_o ให้อยู่ในช่วงการใช้งานที่ต้องการ ได้ออกมาเป็นสัญญาณแรงดัน v_{ol} ดังแสดงในกราฟที่ (vi)



รูปที่ 4.4 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 วงจรปรับความชื้นและเยื้องศูนย์



รูปที่ 4.5 วงจรปรับความชื้นและเยื้องศูนย์

โครงสร้างของวงจรปรับความชื้นและเยื้องศูนย์ในรูปที่ 4.5 ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_Z ตัวต้านทาน R_{Z1} และ R_{Z2} และตัวต้านทานปรับค่าได้ R_{vg} หากกำหนดให้ค่าของ $R_{Z2} \gg R_{vg}$ ค่าของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} จะสามารถประมาณค่าได้ดังสมการ [ภาคผนวก ข2]

$$v_{ol} = \left(1 + \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}\right) \left(\frac{2k_T V_x I}{\beta}\right) - \left(\frac{R_{Z2}}{R_{Z1}} \frac{V_g}{\beta}\right) \quad (4.11)$$

เมื่อ $0 < \beta \leq 1$ คือ อัตราขยายแรงดัน

V_g คือ ค่าแรงดันดีซีออฟเซตที่ใช้ในการปรับตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

วงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอในบทนี้มีตัวแปรสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ 3 ตัวแปรดังนี้

ตัวแปรตัวแรกคือค่าความต่างเฟส $\Delta\theta_a$ ระหว่างสัญญาณ v_p และสัญญาณ v_n อันเป็นผลมาจากการทำงานของวงจรหาค่าหาค่ายกกำลัง โดยทั่วไปแล้วฟังก์ชันถ่ายโอนของออปแอมป์จะประมาณได้ด้วยระบบอันดับหนึ่ง ดังนั้นค่าความต่างเฟส $\Delta\theta_a$ จะแสดงได้ดังสมการ

$$\Delta\theta_a = -\tan^{-1} \left[\frac{(C_1 + C_2)}{C_1} \frac{f_{ex}}{UGB} \right] \quad (4.12)$$

เมื่อ f_{ex} คือ ความถี่ของสัญญาณกระตุ้น

UGB คือ ความกว้างแถบอัตราขยายหนึ่ง (unity gain bandwidth)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าตัวต้านทาน $C_1 = 0.001\mu\text{F}$ $C_2 = 0.01\mu\text{F}$ $f_{ex} = 5\text{kHz}$ และ $UGB = 4\text{MHz}$ ดังนั้นความต่างเฟส $\Delta\theta_a$ จะมีค่าประมาณ -0.78° ค่าความต่างเฟส $\Delta\theta_a$ จะส่งผลให้ตำแหน่งของสัญญาณพัลส์ควบคุม v_c เลื่อนไปจากตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d จากตำแหน่ง 90° เป็นตำแหน่ง 90.78° เมื่อแกน l ของ LVDT อยู่ในช่วง “+” และจากตำแหน่ง -90° เป็นตำแหน่ง -90.78° เมื่อแกน l ของ LVDT อยู่ในช่วง “-”

ตัวแปรที่สองที่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรคือความกว้างของสัญญาณพัลส์ควบคุม v_c ซึ่งเป็นตัวควบคุมให้วงจร SHC ทำการสุมและคงค่าสัญญาณ v_d จาก LVDT ที่ตำแหน่ง $1/4$ ของคาบสัญญาณ v_d หากความกว้างพัลส์ของสัญญาณควบคุมมีค่าที่ไม่เหมาะสมจะส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการสุมและคงค่ามีออฟเซตเกิดขึ้น เนื่องจากวงจร SHC จะทำการสุมและคงค่าสัญญาณที่ตำแหน่งต่ำกว่าแอมพลิจูดสูงสุด ดังนั้นแรงดันที่ถูกคงค่าไว้จะมีค่าน้อยกว่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d เพื่อเป็นการลดค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากสาเหตุดังกล่าว สัญญาณพัลส์ v_c จึงถูกปรับให้มีค่าใกล้เคียงกับช่วงเวลา t_{ac} ที่สวิทช์ SW_1 ของวงจรสุมและคงค่าทำงาน ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร α และค่าเวลา t_{ac} สามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$\alpha = \frac{v_{ap} \sin \left[90^\circ \left(1 - 2 \frac{t_{ac}}{T_{ex}} \right) \right]}{k(V_{ap} - V_1) + V_{nsat}} \quad (4.13)$$

เมื่อ $k = (1 + C_2/C_1)$ คือ อัตราขยายแรงดันของวงจรขยายประจุ
 $T_{ex} = 1/f_{ex}$ คือ คาบเวลาของสัญญาณกระตุ้น

จากการทดลองต่อวงจรจริง เมื่อค่าตัวแปรในสมการที่ (4.13) มีค่าดังนี้ $f_{ex} = 5\text{kHz}$ $k = 11$ $V_1 = 2.28\text{V}$ $V_{ap} = 2.92\text{V}$ $V_{nsat} = -3.52\text{V}$ ถ้าเวลา t_{ac} ที่สวิทช์ของวงจรสุมและคงค่า SH_1 ทำงานมีค่าเท่ากับ $1.8\mu\text{s}$ ดังนั้นค่าของ α ที่ได้มาจากการปรับค่าความต้านทาน R_a และ R_b ของตัวต้านทานปรับค่าได้ R_r จะมีค่าเท่ากับ 0.83 ตำแหน่งขอบขาขึ้น θ_r และขอบขาลง θ_f ของสัญญาณพัลส์ควบคุม v_c จะมีค่าดังสมการ

$$\theta_r = \sin^{-1} \left[\frac{\alpha(kV_1 - V_{nsat})}{(\alpha k - 1)V_{ap}} \right] - \Delta\theta_a \quad (4.14)$$

และ $\theta_f = 180^\circ + 2\Delta\theta_a - \theta_r$ (4.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.14) และ (4.15) ตำแหน่งของขอบขาขึ้น θ_f และขอบขาลง θ_f มีค่าประมาณ 90.11° และ 91.45° ตามลำดับ ที่ตำแหน่งขอบขาลง สัญญาณควบคุม v_c จะสั่งให้วงจรสุ่มและคงค่า SH_1 ทำการคงค่าสัญญาณ v_d ที่ตำแหน่ง $\theta_f = 91.45^\circ$ ดังนั้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_1 จากค่าจริงที่ได้จากสัญญาณเอาต์พุต v_o ซึ่งเกิดจากตำแหน่งของขอบขาลง θ_f มีค่าดังสมการ

$$\varepsilon_1 = (\sin \theta_f - 1) \times 100\% \quad (4.16)$$

เมื่อ $\theta_f = 91.45^\circ$ จะสามารถหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_1 ได้เท่ากับ -0.03% จึงสามารถเห็นได้ว่าค่าแรงดันที่ถูกหน่วงไว้จะมีค่าต่ำกว่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d

ตัวแปรสุดท้ายที่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรคือ ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} อันเกิดจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของ LVDT ส่งผลให้สัญญาณ v_d มีเฟสหน้าสัญญาณ v_d จากคุณสมบัติของ LVDT ค่าความต่างเฟส $\Delta\theta_s$ ระหว่างแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_a และ v_d สามารถหาได้จากสมการ

$$\Delta\theta_s = 90^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{2l_{null}}{|l| \sin \varphi_s} \right) \quad (4.17)$$

เมื่อ φ_s คือ คือความต่างเฟสระหว่างสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2}

ถ้าแกนของ LVDT เคลื่อนไปยังตำแหน่งที่มีค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ $\pm 12.5\text{mm}$ จะสามารถวัดค่าของ l_{null} และ φ_s ได้เท่ากับ 42.319mm และ 1.617° ตามลำดับ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.17) จะได้ค่าความต่างเฟส $\Delta\theta_s$ ประมาณ 0.24° จากสมการที่ (4.16) ตำแหน่งขอบขาลงของสัญญาณควบคุม v_c ต่อสัญญาณ v_d จะเคลื่อนจากตำแหน่ง θ_f ไปยังตำแหน่ง $\theta_f - \Delta\theta_s$ ดังนั้นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_2 ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_o จากการสุ่มและคงค่าจะมีค่าดังสมการ

$$\varepsilon_2 = [\sin(\theta_f - \Delta\theta_s) - 1] \times 100\% \quad (4.18)$$

เมื่อ $\theta_f = 91.45^\circ$ และ $\Delta\theta_s = 0.24^\circ$ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_2 ที่ได้จากสมการที่ (4.18) มีค่าประมาณ -0.02%

4.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจร

สมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ สามารถทดสอบโดยการสร้างวงจรแปลงสัญญาณ LDVT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในรูปแบบที่ 4.3 ขึ้นมา และนำมาต่อร่วมกับ LVDT เพื่อทำการวัดค่าสัญญาณที่ได้จากการเคลื่อนที่ของแกน l โดยอุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอจะเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดสอบแสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

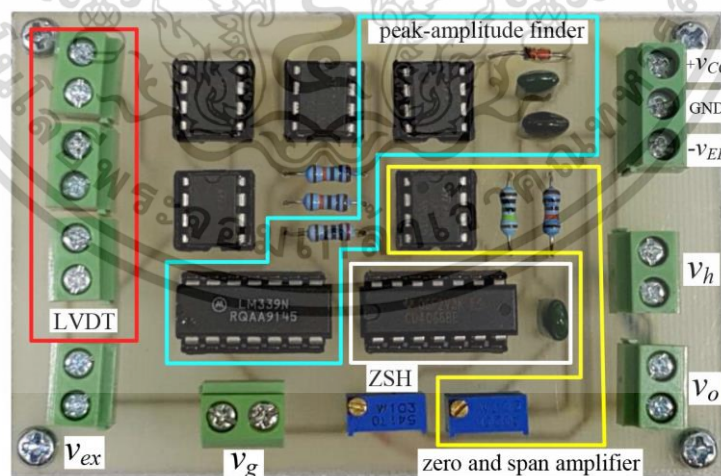
อุปกรณ์ที่ใช้	เบอร์ไอซี/ค่าพารามิเตอร์
วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ A_2	LM339
ออปแอมป์ A_1 A_3 A_4 และ A_z	LM351
แฉะล็อกสวิตช์ SW_1	CD4066
ไดโอด D_1	1N4148
R_1 R_2 และ R_{z2}	100k Ω
R_{z1}	1M Ω
R_5	2k Ω
R_{vr} และ R_{vg}	5k Ω
C_1	0.001 μ F
C_h และ C_2	0.01 μ F

ในการทดสอบการทำงานได้ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันขนาด $\pm 5V$ ให้กับวงจร สัญญาณกระตุ้น v_{ex} ที่จ่ายให้กับ LVDT เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 5kHz แอมพลิจูด 1V_p ทราานสดีวเซอร์ที่ใช้ในการทดสอบเป็น LVDT ที่มีระยะการวัด ± 12.5 mm มีความไวเท่ากับ 69mV/mm/V ที่ความถี่ของสัญญาณกระตุ้น 5kHz จากบริษัท Solartron Metrology รุ่น OP12.5 วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ในรูปแบบที่ 4.5 มีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 1.45 เพื่อขยายค่าความไวของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอให้เท่ากับ 100mV/mm/V หรือมีค่าแรงดันดีซีเท่ากับ $\pm 1.25V$ ที่ระยะการวัด ± 12.5 mm โดยทำการปรับตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

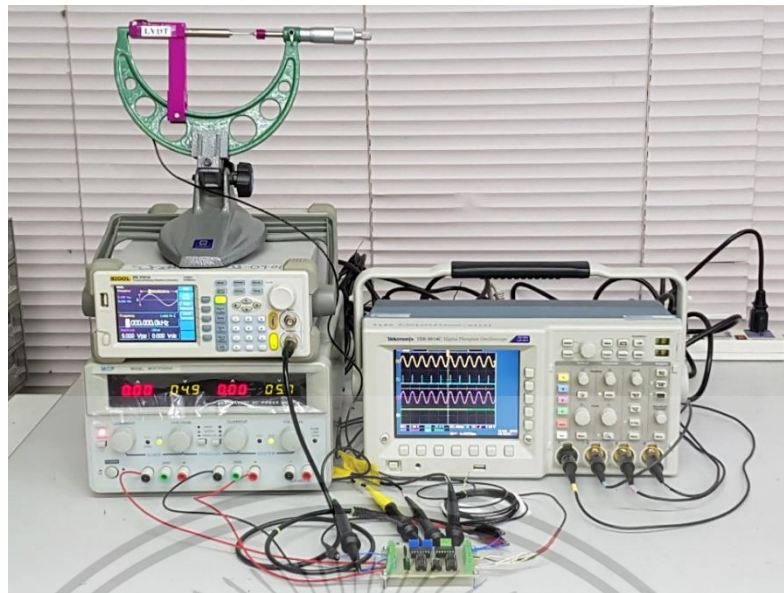
ด้านทานแบบปรับค่าได้ R_{vg} และทำการจ่ายค่าแรงดันดีซี V_g เพื่อจำกัดแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นที่ตำแหน่ง $I=0$ ของสัญญาณ v_o เพื่อให้สัญญาณดีซีเอาต์พุต v_{ol} ที่ตำแหน่งนี้มีค่าเป็นศูนย์ รูปที่ 4.6(ก) และ (ข) แสดงบอร์ดวงจรแปลงสัญญาณและการจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อทำการทดลองตามลำดับ เวลา t_{ac} ของวงจรวงจรมุมและคงค่ามีค่าจากการคำนวณประมาณ $1.8 \mu s$ ค่าแรงดันอิมพัลส์หรือค่า V_{nsat} ของออปแอมป์ A_1 และค่าความต่างเฟส ϕ_s ที่ได้จากรัดค่าด้วยการต่อวงจรจริงมีค่าเท่ากับ $-3.52V$ และ 1.617° ตามลำดับ แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_a วัดค่าได้เท่ากับ $2.92V$ และสามารถนำค่า v_a ที่ได้มาคำนวณหาตำแหน่งศูนย์ของ LVDT หรือ I_{null} โดยอาศัยสมการที่ (4.8) ได้ตำแหน่ง I_{null} ของ LVDT ตัวนี้ที่ระยะ $42.319mm$

รูปที่ 4.7 และ 4.8 แสดงผลการทำงานที่ได้จากการต่อวงจรจริง โดยที่รูปที่ 4.7 แสดงกราฟของสัญญาณ v_{ex} v_d v_a และ v_b จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระตุ้น v_{ex} และสัญญาณเอาต์พุต v_d จาก LVDT มีเฟสที่ต่างกันประมาณ 18° รูปที่ 4.8 แสดงการวัดความเป็นเชิงเส้นของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ โดยทำการทดสอบด้วยการป้อนสัญญาณมอดูเลตทางขนาดที่เกิดจากการคูณกันของสัญญาณไซน์ความถี่ $5kHz$ แอมพลิจูด $1V_p$ กับสัญญาณไซน์ความถี่ $450Hz$ ที่มีแอมพลิจูดแปรค่าไประหว่าง $-0.69V$ ถึง $0.69V$ สัญญาณ AM นี้ถูกนำมาใช้แทนสัญญาณ v_d ในช่วงการวัด $\pm 10mm$ จากรูปที่ 4.8 สัญญาณ v_a เป็นสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดคงที่และถูกนำมาใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสัญญาณควบคุม v_c จึงถูกสร้างขึ้นที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_a ส่วนสัญญาณดีซี v_o เกิดจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_d ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดเมื่อแกน I ของ LVDT เคลื่อนที่ไปในช่วง “+” และที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดเมื่อแกน I เคลื่อนที่ไปในช่วง “-”



(ก)

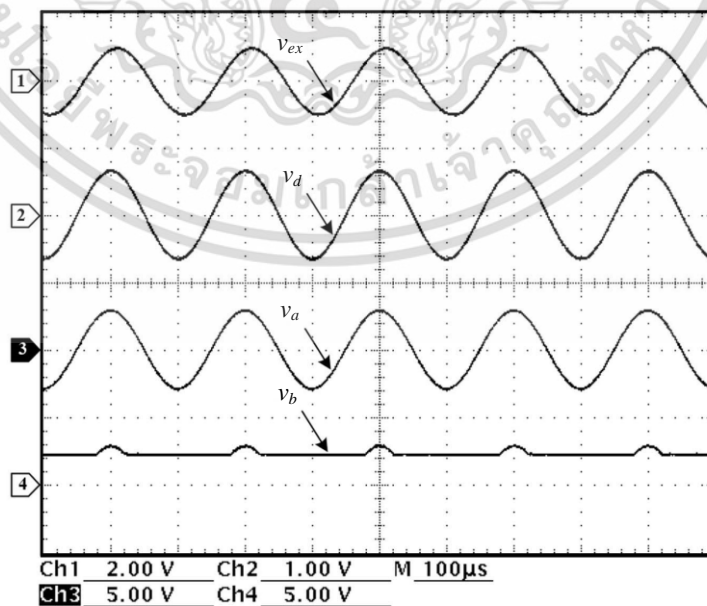
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

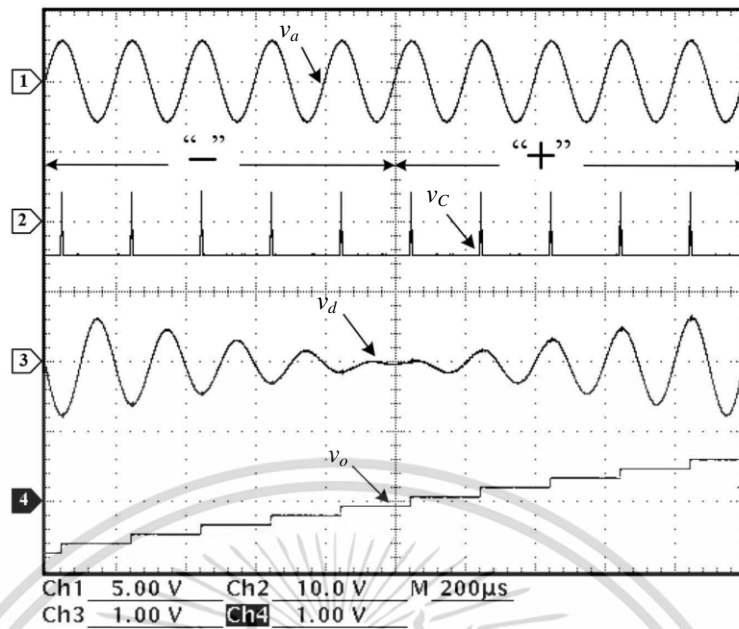
รูปที่ 4.6 การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ
 (ก) บอร์ดวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่สร้างขึ้นมา
 (ข) การจัดตั้งอุปกรณ์เพื่อทำการทดสอบสมรรถนะการทำงาน

รูปที่ 4.9 แสดงถึงสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} และค่าความผิดพลาดทางแรงดันของสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} เมื่อสัญญาณมอดูเลตมีความถี่ 25Hz สามารถวัดค่าความผิดพลาดสูงสุดได้ประมาณ -0.25mV เมื่อสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} มีค่าเท่ากับ -1V ที่ระยะ -10mm จากตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

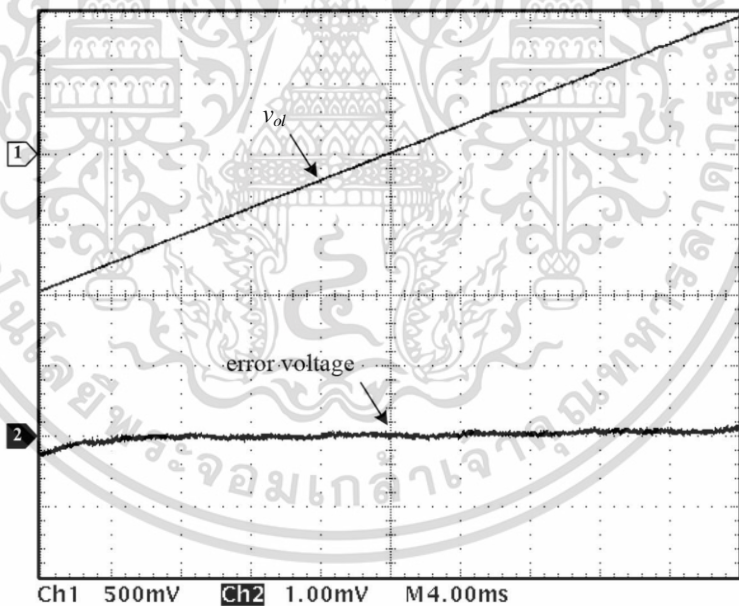


รูปที่ 4.7 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



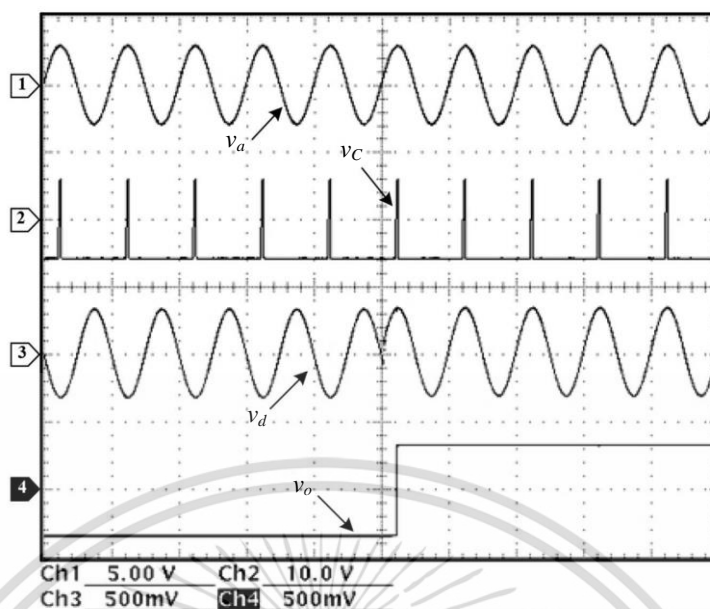
รูปที่ 4.8 การทดสอบความเป็นเชิงเส้นของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ



รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุต v_o และค่าแรงดันผิดพลาดของสัญญาณ v_o

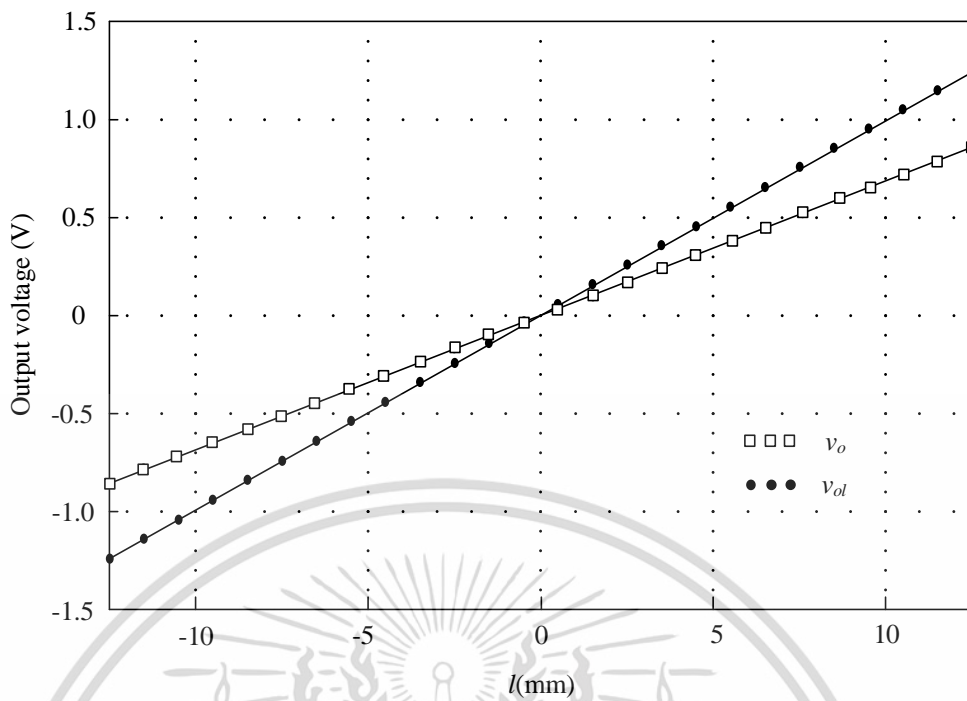
ผลตอบสนองทางเวลาของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอสามารถทดสอบโดยการป้อนสัญญาณมอดูเลตรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 10Hz แอมพลิจูด 0.345V แทนระยะการวัดของ LVDT ที่ตำแหน่ง -5mm และ 5mm ได้สัญญาณ v_o ดังรูปที่ 4.10 ช่วงเวลาตอบสนองของสัญญาณ v_o จะถูก

กำหนดให้มีค่าอยู่ในช่วง $1/4$ ของคาบสัญญาณอ้างอิง v_a
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

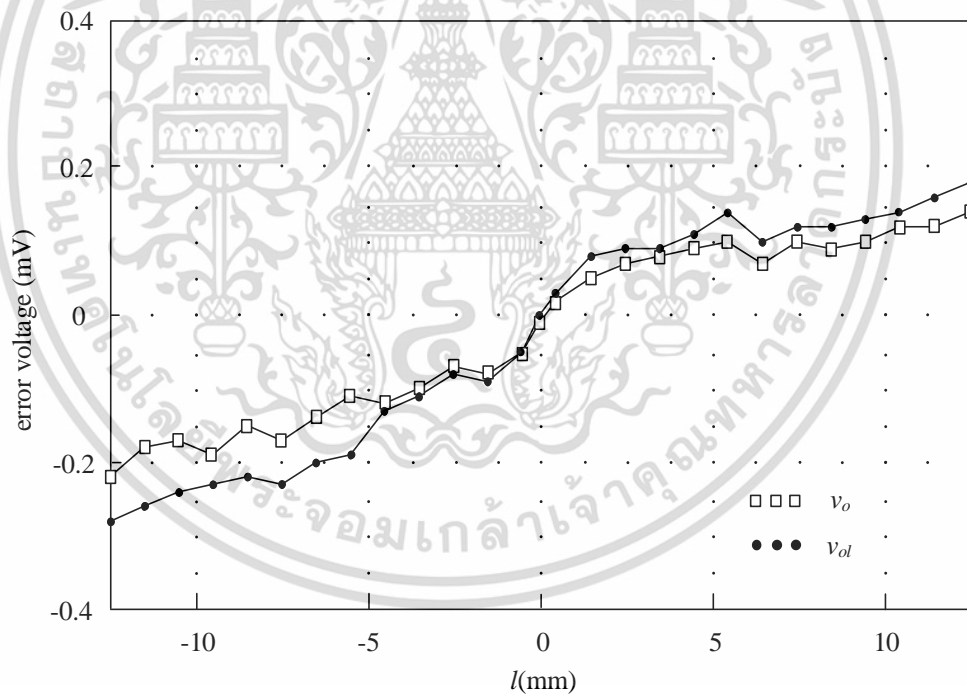


รูปที่ 4.10 กราฟแสดงช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

ประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 4.11 โดยทำการวัดสัญญาณดิซิจิตอลต่อระยะ l ของ LVDT ที่มีค่าแปรไปในช่วง $\pm 12.5\text{mm}$ โดยสัญญาณ v_o เป็นสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรแปลงสัญญาณโดยตรง และสัญญาณ v_{ol} เป็นสัญญาณที่ผ่านวงจรปรับความชันและเอียงศูนย์ จากรูปที่ 4.11(ก) สามารถคำนวณหาค่าความไวของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอได้เท่ากับ 68.88mV/mm/V สำหรับสัญญาณเอาต์พุต v_o และเท่ากับ 100.02mV/mm/V สำหรับสัญญาณเอาต์พุต v_{ol} ค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} แสดงดังรูปที่ 4.11(ข) จะเห็นได้ว่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} มีค่าสูงสุดเมื่อแกน l อยู่ที่ตำแหน่ง -12.5mm มีค่าความผิดพลาดเท่ากับ -0.22mV และ -0.28mV ตามลำดับ จากผลการทดลองต่อวงจรจริงสามารถสรุปได้ว่า วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิซิจิตอลที่นำเสนอในบทรนี้สามารถแปลงค่าสัญญาณจาก LVDT ให้กลายเป็นสัญญาณแรงดันดิซิจิตอลได้อย่างมีประสิทธิภาพ มีความเป็นเชิงเส้น และมีความถูกต้องแม่นยำ



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.11 กราฟแสดงประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

(ก) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} ต่อระยะการวัด l

(ข) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอทำงานโดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอดในการสร้างสัญญาณควบคุมวงจรสุ่มและคงค่า เพื่อทำการแปลงสัญญาณไซน์ซึ่งมีแอมพลิจูดแปรไปตามการเคลื่อนที่ของแกน LVDT ให้กลายเป็นสัญญาณดิจิตอล สมรรถนะของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้ได้ถูกทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง และวัฏระยะที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของแกน l จากผลการทดสอบสามารถยืนยันได้ว่าวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอในบทนี้สามารถนำไปใช้งานได้จริง สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ มีความเป็นเชิงเส้น มีความถูกต้องและแม่นยำสูง อีกทั้งยังมีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

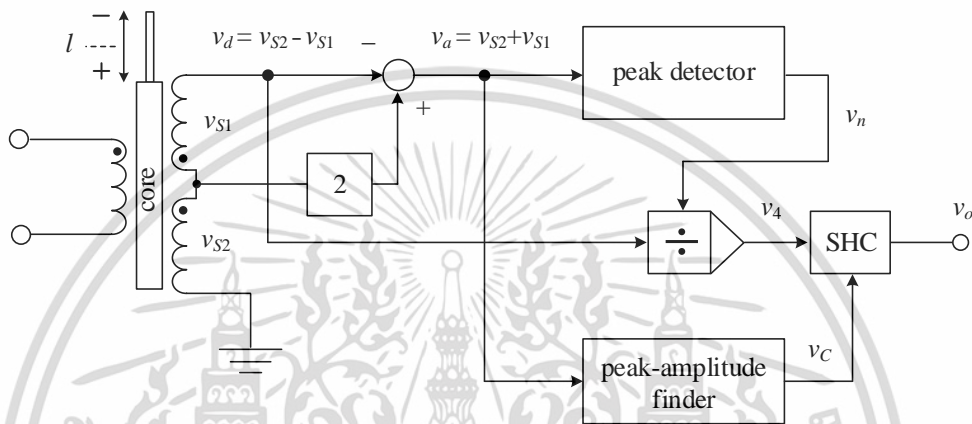
5.1 บทนำ

วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 และ 4 ต่างก็อาศัยหลักการการทำงานของวงจรถ่วงและคงค่า โดยที่สัญญาณพัลส์ควบคุมวงจรถ่วงและคงค่าจะสร้างขึ้นมาจากสัญญาณอ้างอิงซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} ทางด้านขดลวดทุติยภูมิของ LVDT โดยตรง ข้อดีของวิธีการนี้คือสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณจาก LVDT ได้ อีกทั้งช่วงเวลาตอบสนองของวงจรมีความรวดเร็วเนื่องจากไม่มีการใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ได้นำเสนอในบทนี้ก็อาศัยหลักการนี้ในการทำงานเช่นกัน อย่างไรก็ตามวงจรแปลงสัญญาณที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 และ 4 ไม่มีส่วนที่ช่วยชดเชยผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อสัญญาณ LVDT ซึ่งส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงไป โดยเมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT จะมีขนาดที่เล็กลง ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่สามารถชดเชยผลของอุณหภูมิที่เกิดต่อ LVDT ได้ วงจรแปลงสัญญาณที่ได้นำเสนอในบทนี้ทำงานโดยอาศัยวงจรถ่วงที่สร้างขึ้นมาจากวงจรถ่วงขยายการส่งผ่านความนำ (Operational Transconductance Amplifier, OTA) อยู่ในรูปของวงจรถ่วงเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส วงจรถ่วงจะทำหน้าที่หาค่าอัตราส่วนระหว่างผลต่างและผลรวมของสัญญาณ v_{s1} และ v_{s2} เพื่อทำการชดเชยผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อสัญญาณจาก LVDT ผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรถ่วงจะถูกส่งไปยังวงจรถ่วงและคงค่าเพื่อทำการแปลงสัญญาณที่เกิดจากการวัดระยะทางให้กลายเป็นสัญญาณแรงดันดิจิตอล วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่ได้นำเสนอในบทนี้มีการก่อสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน มีราคาถูก สามารถนำไปติดตั้งและประยุกต์ใช้งานได้ง่าย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้าง รายละเอียด และวิธีการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิที่ได้นำเสนอ อีกทั้งยังแสดงบทวิเคราะห์การทำงาน และแสดงถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่ได้นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง เพื่อทำการวัดค่าสัญญาณที่ได้จากการเคลื่อนที่ของแกน LVDT ดังที่จะกล่าวถึงในบทนี้ต่อไป

5.2 หลักการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในบทนี้แสดงดังรูปที่ 5.1 ประกอบไปด้วยวงจรขยายความแตกต่าง วงจรตรวจจับค่ายอด (peak detector) วงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอในบทที่ 4 วงจรหาร และวงจรสุ่มและคงค่า



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ให้กับ LVDT จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังสมการ

$$v_d = (v_{S2} - v_{S1}) = 2k_T V_x I \sin(\omega t + \phi_p) \quad (5.1)$$

จากรูปที่ 5.1 สัญญาณ v_d ที่ได้จากการวัดของ LVDT และสัญญาณ v_{S2} ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับสองจะถูกรวมเข้าด้วยกันที่จุดรวมสัญญาณ เกิดเป็นสัญญาณ v_a และนำไปเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรตรวจจับค่ายอดเพื่อจับค่าแอมพลิจูดสูงสุดทางด้านบวก ได้เป็นสัญญาณ v_n นอกจากนี้สัญญาณ v_d ยังถูกส่งไปยังวงจรหาตำแหน่งค่ายอดเพื่อนำไปเป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับสร้างสัญญาณควบคุม v_c อีกด้วย สัญญาณ v_d ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณ v_{S2} และ v_{S1} ถูกนำไปเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรหาร โดยมีสัญญาณ v_n เป็นตัวหาร จึงอาจกล่าวได้ว่าสัญญาณ v_4 ที่เป็นผลลัพธ์จากวงจรหารจะมีค่าเป็นอัตราส่วนระหว่างผลต่างและผลรวมของสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} สัญญาณดิจิตอลที่เอาต์พุต v_o จากวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอได้มาจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_4 โดยจะทำการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_4 ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดเมื่อตำแหน่งของแกน I อยู่ในช่วง “+” และที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุด

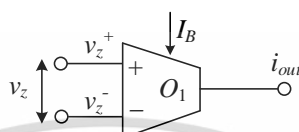
เมื่อตำแหน่งของแกน I อยู่ในช่วง “-” โดยมีสัญญาณ v_c ทำหน้าที่ควบคุมการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

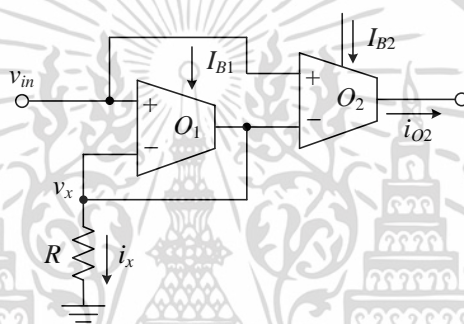
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1 หลักการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ

วงจรถ่ายที่ใช้ในวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ อาศัยคุณสมบัติการทำงานของวงจรถ่ายเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่สร้างขึ้นมาจากวงจรถ่ายขยายการส่งผ่านความนำหรือโอทีเอ ที่สามารถชดเชยผลของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นต่อโอทีเอได้ [24] สัญลักษณ์ของโอทีเอ และโครงสร้างของวงจรถ่ายเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.2(ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.2 วงจรถ่ายขยายการส่งผ่านความนำหรือโอทีเอ

(ก) สัญลักษณ์ของโอทีเอ

(ข) วงจรถ่ายเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ

จากรูปที่ 5.2(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต v_z และกระแสเอาต์พุต i_{out} ของโอทีเอจะอยู่ในรูปของอัตราการส่งผ่านความนำหรือทรานคอนดักแตนซ์ (transconductance, g_m) สามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (5.2) [ภาคผนวก ค1]

$$i_{out} = g_m (v_z^+ - v_z^-) = g_m v_z \quad (5.2)$$

เมื่อ v_z^+ คือ แรงดันที่ขา + ของโอทีเอ

v_z^- คือ แรงดันที่ขา - ของโอทีเอ

g_m คือ อัตราการส่งผ่านความนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ g_m จะขึ้นอยู่กับกระแสไบอัสของโอทีเอหรือ I_B สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (5.3)$$

เมื่อ V_T คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) ที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

I_B คือ กระแสไบอัสของโอทีเอ

วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ 5.2(ข) ประกอบไปด้วยโอทีเอสองตัวและตัวต้านทานหนึ่งตัว โดยมีกระแส I_{B1} และ I_{B2} เป็นกระแสไบอัสจากภายนอกของวงจรโอทีเอ O_1 และ O_2 ตามลำดับ เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุต $v_{in} > 0$ ให้กับโอทีเอ O_1 ที่ขาบวก สัญญาณ v_{in} จะถูกส่งผ่านไปยังขาลบของโอทีเอ O_1 มีค่าเท่ากับ v_x แรงดัน v_x จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแส i_x ด้วยตัวต้านทาน R มีค่าดังสมการ

$$i_x = \frac{v_x}{R} \quad (5.4)$$

จากคุณสมบัติของโอทีเอในสมการที่ (5.2) กระแส i_x ที่ได้จากโอทีเอ O_1 มีค่าเท่ากับ

$$i_x = g_{m1}(v_{in} - v_x) \quad (5.5)$$

เมื่อ g_{m1} คือ อัตราการส่งผ่านความนำของโอทีเอ O_1

จากสมการที่ (5.4) และ (5.5) จะได้แรงดัน v_x ดังสมการ

$$v_x = \left(\frac{g_{m1}R}{1 + g_{m1}R} \right) v_{in} \quad (5.6)$$

เมื่อพิจารณาที่โอทีเอ O_2 จะได้กระแสเอาต์พุตดังสมการ

$$i_{O2} = g_{m2}(v_{in} - v_x) \quad (5.7)$$

เมื่อ g_{m2} คือ อัตราการส่งผ่านความนำของโอทีเอ O_2

แทนค่า v_x จากสมการที่ (5.6) ลงในสมการที่ (5.7) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{O2} = \left(\frac{g_{m2}}{1 + g_{m1}R} \right) v_{in} \quad (5.8)$$

จากสมการที่ (5.8) หากกำหนดให้ $g_{m1}R \gg 1$ จะสามารถประมาณค่ากระแส i_{O2} ได้ดังนี้

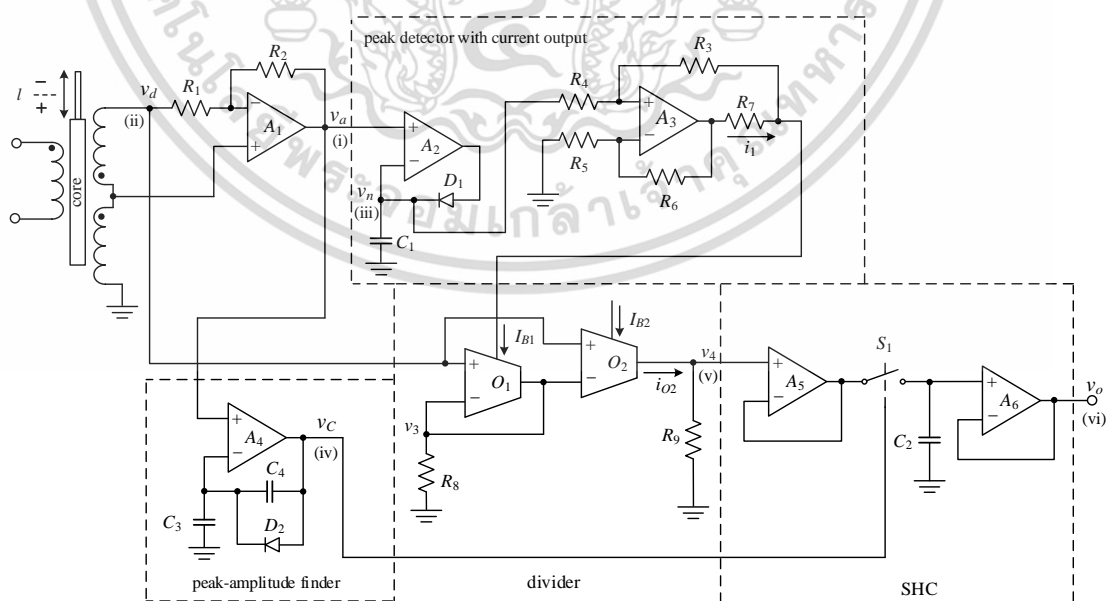
$$i_{O2} \cong \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \left(\frac{v_{in}}{R} \right) \quad (5.9)$$

เมื่อแทนค่า g_m จากสมการที่ (5.3) จะสามารถเขียนสมการที่ (5.9) ได้ว่า

$$i_{O2} \cong \left(\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) \left(\frac{v_{in}}{R} \right) \quad (5.10)$$

จากสมการที่ (5.10) จะเห็นได้ว่าค่าของ V_T ซึ่งเป็นแรงดันที่ขึ้นกับอุณหภูมิถูกกำจัดออกไป วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสจึงสามารถทำงานได้โดยไม่มีผลของอุณหภูมิเข้ามาเกี่ยวข้อง หากตัวต้านทาน R และกระแสไบอัส I_{B2} เป็นค่าคงที่ กระแสเอาต์พุต i_{O2} จะขึ้นอยู่กับสัญญาณ v_{in} และกระแส I_{B1} ซึ่งเป็นกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับโอทีโอ O_1 จากคุณสมบัติการทำงานดังกล่าวจึงสามารถนำวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรหารสำหรับวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่นำเสนอในบทนี้ ดังที่จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

5.2.2 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอ



รูปที่ 5.3 วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.3 ออปแอมป์ A_1 ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรรวมสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ v_a มีค่าดังสมการ

$$v_a = 2v_{S2} - v_d \quad (5.11)$$

โดยที่ v_d มีค่าดังสมการที่ (5.1) ดังนั้นแรงดัน v_a จึงมีค่าเท่ากับ

$$v_a = v_{S1} + v_{S2} = 2k_T V_x I_{null} \sin(\omega t - \phi_p) \quad (5.12)$$

จากสมการที่ (5.12) เห็นได้ว่าแรงดัน v_a มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน เนื่องจากตัวแปร I ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามระยะการเคลื่อนที่ของแกน LVDT ได้ถูกกำจัดออกไป สัญญาณ v_a จะถูกส่งไปยังวงจรถ่วงจ่ายยอดที่ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_2 ตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดัน v_n ดังนั้นแอมพลิจูดของแรงดัน v_n จึงมีค่าเท่ากับผลรวมระหว่างแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} ดังสมการ

$$v_n = v_{S1p} + v_{S2p} \quad (5.13)$$

เมื่อ v_{S1p} คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ v_{S1}
 v_{S2p} คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ v_{S2}

จากนั้นสัญญาณแรงดัน v_n จะถูกแปลงเป็นกระแสโดยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่สร้างขึ้นจากออปแอมป์ A_3 และตัวต้านทาน R_4 ถึง R_7 เพื่อนำไปเป็นกระแสไบอัสให้กับไอทีเอ O_1

หาก LVDT ได้รับผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะสามารถเขียนสมการแสดงสัญญาณ v_d ได้ว่า

$$v_d = (v_{S2} - v_{S1})(1 + \alpha \Delta t) \quad (5.14)$$

เมื่อ α คือ สัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ
 Δt คือ อุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะส่งผลไปยังสัญญาณแรงดัน v_n ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_n = (v_{S1p} + v_{S2p})(1 + \alpha\Delta t) \quad (5.15)$$

และถูกแปลงเป็นกระแส i_1 โดยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสมีค่าดังสมการ [ภาคผนวก ค2]

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{(v_{S1p} + v_{S2p})}{R_7}(1 + \alpha\Delta t) \\ &= \frac{2k_T V_x I_{null}}{R_7}(1 + \alpha\Delta t) \end{aligned} \quad (5.16)$$

จากคุณสมบัติการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอในสมการที่ (5.10) จะได้กระแส i_{O2} เท่ากับ

$$i_{O2} = \left(\frac{I_{B2}}{i_1} \right) \left(\frac{v_d}{R_8} \right) \quad (5.17)$$

แทนค่า v_d และ i_1 จากสมการที่ (5.14) และ (5.16) ลงในสมการที่ (5.17) จะได้

$$i_{O2} = \left(\frac{I_{B2}}{R_8} \right) \left(\frac{R_7 (v_{S2} - v_{S1})}{v_{S1p} + v_{S2p}} \right) \quad (5.18)$$

จากสมการที่ (5.17) เห็นได้ว่าผลกระทบที่เกิดจากอุณหภูมิได้ถูกชดเชยออกไป ในการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ แอมพลิจูดของสัญญาณ v_n ค่ากระแสไบอัส I_{B2} และตัวต้านทาน R_7 และ R_8 มีค่าคงที่ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จึงมีค่าขึ้นอยู่กับสัญญาณ v_d จากนั้นกระแส i_{O2} จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันด้วยตัวต้านทาน R_9 ดังสมการ

$$v_4 = i_{O2} R_9 \quad (5.19)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ v_4 และสัญญาณ v_d จึงสามารถเขียนได้ว่า

$$v_4 = \frac{I_{B2} R_9 v_d}{R_8 i_1} \quad (5.20)$$

หากพิจารณาเฉพาะค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ v_d สัญญาณ v_4 จะมีค่าดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

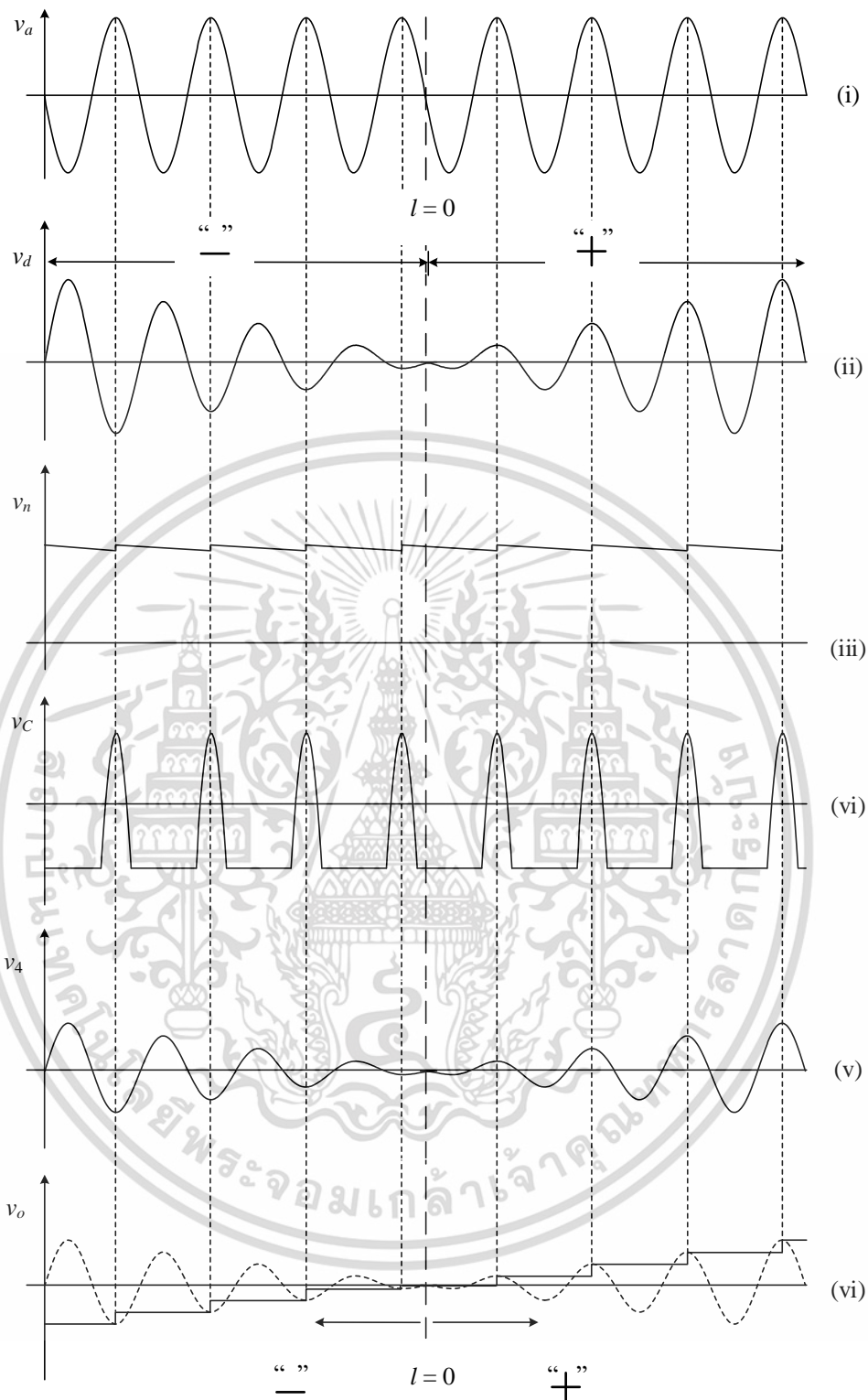
$$v_4 = \frac{I_{B2}R_7R_9}{R_8I_{null}}I = K_a I \quad (5.21)$$

เมื่อ $K_a = \frac{I_{B2}R_7R_9}{R_8I_{null}}$

สัญญาณ v_4 จะถูกส่งไปยังวงจรมุมและคงค่าซึ่งประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_5 และ A_6 ตัวเก็บประจุ C_2 และแอนะล็อกสวิตช์ S_1 ที่มีสัญญาณพัลส์ v_C เป็นตัวควบคุมการทำงาน สัญญาณ v_C จะสร้างขึ้นมาจากวงจรถอดตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอในบทที่ 4 ประกอบไปด้วย ออปแอมป์ A_4 ไดโอด D_2 และตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 จะเห็นได้ว่าวงจรถอดตำแหน่งค่ายอดจะถูกยกมาใช้งานเพียงส่วนเดียวเท่านั้น ซึ่งวงจรมุมนี้สามารถสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานแอนะล็อกสวิตช์ที่วงจรมุมและคงค่าได้ แต่หากต้องการให้การมุมและคงค่าสัญญาณมีความถูกต้องและแม่นยำมากยิ่งขึ้น ก็สามารถเพิ่มส่วนของวงจรมุมเปรียบเทียบสัญญาณเข้าไปเพื่อปรับความกว้างพัลส์ของสัญญาณ v_C ให้มีขนาดที่เล็กลงได้เช่นกัน วงจรถอดตำแหน่งค่ายอดจะนำสัญญาณ v_a ซึ่งมีแอมพลิจูดและเฟสคงที่ตลอดการทำงานมาเป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ v_C ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_a และควบคุมให้วงจรมุมและคงค่าทำการมุมค่าสัญญาณ v_4 ที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดเมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางด้านบวก และที่ตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดเมื่อแกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ไปทางด้านลบ และทำการคงค่าสัญญาณไว้ จึงได้ออกมาเป็นสัญญาณแรงดันดีซี v_o ดังนั้นสัญญาณแรงดันดีซีที่ได้จากวงจรมุมสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ จึงมีความสัมพันธ์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับระยะการเคลื่อนที่ของแกน I

กราฟสัญญาณการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรมุมสัญญาณที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.4 กราฟที่ (i) แสดงสัญญาณ v_a ที่เป็นผลรวมของสัญญาณ v_{S1} และ v_{S2} จาก LVDT เป็นสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดคงที่ตลอดการทำงาน สัญญาณ v_d ในกราฟที่ (ii) ถูกแสดงด้วยสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดแทนสัญญาณ LVDT ที่มีค่าแปรไปตามตำแหน่งของแกน I สัญญาณ v_n ในกราฟที่ (iii) เกิดจากการนำสัญญาณ v_a ไปผ่านวงจรมุมและคงค่ายอด จึงมีขนาดเท่ากับแอมพลิจูดของสัญญาณ v_a และถูกนำไปเป็นกระแสไบอัส I_{B1} ในวงจรมุม สัญญาณ v_C ในกราฟที่ (iv) สร้างขึ้นมาจากการอ้างอิงสัญญาณ v_a โดยสร้างสัญญาณพัลส์ขึ้นมาที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_a สัญญาณ v_4 ในกราฟที่ (v) เป็นผลลัพธ์จากวงจรมุม จะมีลักษณะเหมือนสัญญาณ v_d แต่มีขนาดที่เล็กลง เนื่องจากถูกหารด้วยกระแส i_1 ซึ่งเป็นค่าคงที่ สัญญาณ v_o ในกราฟที่ (vi) เป็นสัญญาณแรงดันดีซีที่เกิดจากการมุมและคงค่าสัญญาณที่ตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_4 เมื่อตำแหน่งของแกน I อยู่ในช่วง “+” และตำแหน่งแอมพลิจูดต่ำสุดของสัญญาณ v_4 เมื่อตำแหน่งของแกน I อยู่ในช่วง “-”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 กราฟสัญญาณแสดงการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT ที่ตำแหน่งต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

5.3.1 ค่าความผิดพลาดจากการทำงานของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ

จากหลักการทำงานของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอในหัวข้อที่ 5.2.1 สามารถหาค่าความผิดพลาดในการทำงานของวงจรได้ดังนี้ จากสมการที่ (5.6) และ (5.8) สามารถเขียนสมการการถ่ายโอนแรงดัน v_{in} ไปยัง v_x ได้ว่า

$$v_x = (1 - \varepsilon_a) v_{in} \quad (5.22)$$

เมื่อ ε_a คือ ค่าความผิดพลาดจากการทำงานของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอ

และสามารถเขียนความสัมพันธ์ i_{O2} ในเทอมของ ε_a ได้ดังนี้

$$i_{O2} = (1 - \varepsilon_a) \left(\frac{I_{B2}}{I_{B1}} \right) \left(\frac{v_{in}}{R} \right) \quad (5.23)$$

โดยที่

$$\varepsilon_a = \frac{1}{1 + g_{m1}R} \quad (5.24)$$

จากสมการที่ (5.17) จะเห็นได้ว่าหาก $g_{m1}R \gg 1$ ค่าความผิดพลาดจากการทำงานของวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันเป็นกระแสโดยใช้โอทีเอก็จะมีค่าน้อยลง

5.3.2 ค่าความผิดพลาดจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณ

ในวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้ สัญญาณ v_c ที่ควบคุมการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่าจะได้มาจากวงจรหาตำแหน่งค่ายอด มีลักษณะของสัญญาณดังรูปที่ 5.4 กราฟ (iv) จากรูปจะเห็นว่าลักษณะของสัญญาณควบคุม v_c ส่งผลให้การสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_d คลาดเคลื่อนไปจากตำแหน่งแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ v_d เกิดเป็นค่าแรงดันดีซีออฟเซตขึ้น ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_f ที่เกิดจากการทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า แสดงได้ดังสมการ

$$\varepsilon_f = \left(\frac{\sin 90^\circ - \sin \theta_f}{\sin 90^\circ} \right) \times 100\% \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$\varepsilon_f = (1 - \sin \theta_f) \times 100\% \quad (5.26)$$

เมื่อ θ_f คือ ตำแหน่งที่สัญญาณควบคุม v_c สั่งการให้วงจรมุมและคงค่าทำงาน

จากการทดสอบการทำงานของวงจรมุมที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรมุมจริง สามารถวัด θ_f ได้ที่ตำแหน่ง 105.48° ดังนั้นจะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด ε_f มีค่าประมาณ 3.7%

5.4 การทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจรมุม

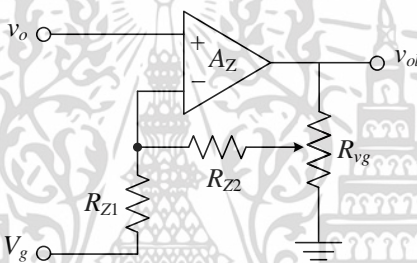
การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรมุมแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในรูปที่ 5.3 ได้ถูกทดสอบด้วยการต่อวงจรมุมจริงจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรมุมแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

อุปกรณ์ที่ใช้	เบอร์ไอซี/ค่าพารามิเตอร์
ออปแอมป์ $A_1 - A_6$	LM353
โอทีเอ O_1 และ O_2	CA3280
แอนะล็อกสวิตช์ S_1	CD4066
ไดโอด D_1 และ D_2	1N4148
กระแสไบอัส I_{B2}	100 μ A
$R_1 = R_2 = R_7 = R_8 = R_9$	10k Ω
$R_3 = R_4 = R_5 = R_6$	100k Ω
$R_{Z1} = R_{Z2}$	20k Ω
R_{vg}	1k Ω
$C_1 = C_2 = C_3$	0.1 μ F
C_4	0.01 μ F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดสอบการทำงานได้ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันขนาด $\pm 7.5V$ ให้กับวงจร สัญญาณไซน์กระตุ่น v_{ex} ที่ป้อนให้กับ LVDT มีความถี่ 5kHz แอมพลิจูด $1V_p$ ทรานสดิวเซอร์ LVDT ที่ใช้ในการทดสอบมีระยะการวัดที่ $\pm 12.5mm$ มีความไว $69mV/mm/V$ ที่ความถี่ 5kHz เป็นของบริษัท Solartron Metrology รุ่น OP12.5 วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ดังรูปที่ 5.5 ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_z ตัวต้านทาน R_{Z1} และ R_{Z2} และตัวต้านทานปรับค่าได้ R_{Vg} ถูกนำไปต่อรวมเพื่อปรับตำแหน่งศูนย์และขยายสัญญาณดิซีเอาต์พุตให้มีค่าอยู่ในช่วงการใช้งานที่ต้องการ โดยมี V_g เป็นแรงดันดิซีออฟเซตที่ใช้ในการปรับค่าแรงดันที่ตำแหน่ง $l=0$ ให้มีค่าเป็นศูนย์ [ภาคผนวก ข2] แรงดัน v_a ซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงสามารถวัดได้ $2V_{pp}$ ดังนั้นจึงสามารถคำนวณค่า l_{null} ของ LVDT โดยอาศัยสมการที่ (5.12) ได้ที่ตำแหน่ง $42.39mm$ อัตราขยายของวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์สามารถปรับได้ด้วยตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ R_{Vg} โดยวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอมีอัตราขยายเท่ากับ 4.27 เพื่อให้ได้ขนาดของสัญญาณเท่ากับ $\pm 10V$ ที่ระยะ $\pm 10mm$ จากตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

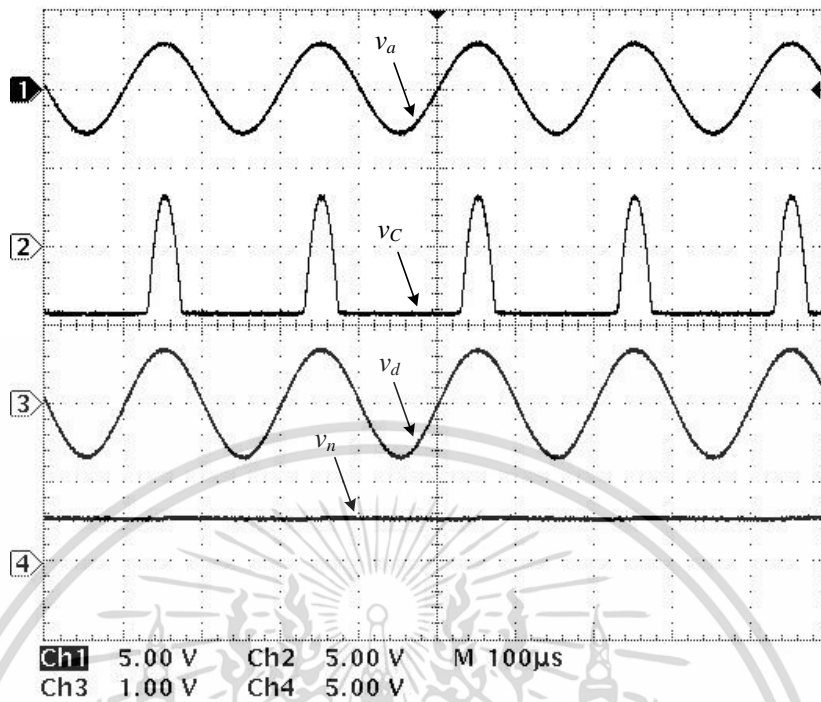


รูปที่ 5.5 วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์

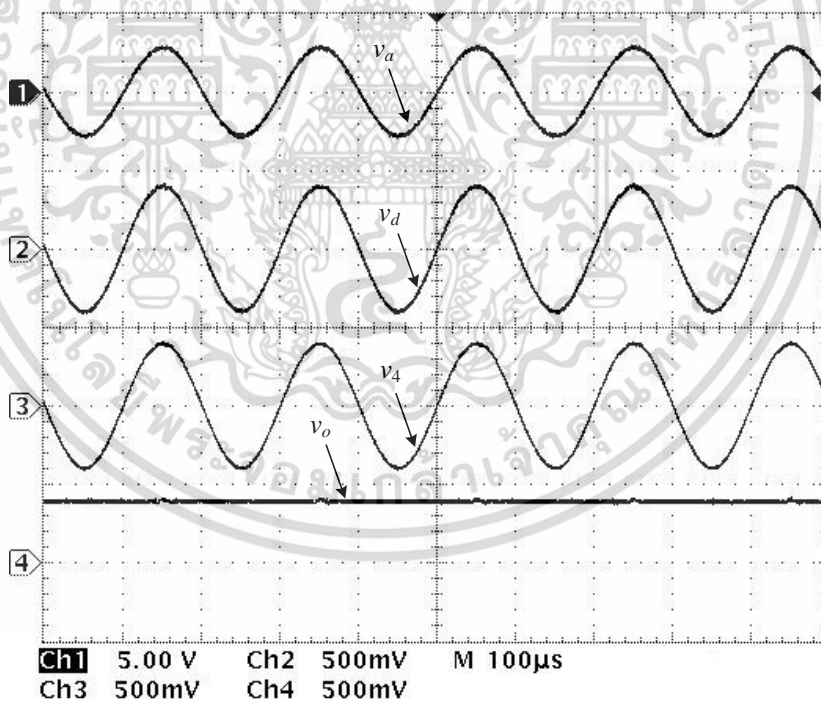
รูปสัญญาณแสดงการทำงานจากการต่อวงจรจริงแสดงในรูปที่ 5.6(ก) และ 5.6(ข) โดยแสดงกราฟของสัญญาณ v_a v_c v_d และ v_n และสัญญาณ v_a v_d v_4 และ v_o ตามลำดับ ซึ่งมีลักษณะเป็นไปตามการวิเคราะห์การทำงานดังรูปที่ 5.4 สมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.7 โดยรูปที่ 5.7(ก) แสดงสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} เมื่อตำแหน่งของแกน LVDT แปรค่าไปในช่วง $-10mm$ ถึง $10mm$ รูปที่ 5.7(ข) แสดงถึงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} ต่อตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแกน l รูปที่ 5.8 แสดงสมรรถนะการทำงานของวงจรต่ออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป จะเห็นได้ว่าวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิได้จริง ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.9 โดยทำการป้อนสัญญาณมอดูเลตรูปสี่เหลี่ยมซึ่งเกิดจากการคูณกันของสัญญาณไซน์กระตุ่นความถี่ 5 kHz แอมพลิจูด $1V_p$ กับสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 10 Hz แอมพลิจูด $1V_p$ แทนสัญญาณ v_d ที่มีระยะการวัดที่ตำแหน่ง $\pm 5mm$ ได้ผลตอบสนองของวงจรที่นำเสนอมีค่าประมาณ $160\mu s$ จากผลการทดสอบการทำงานสามารถเห็นได้ว่า วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิซีที่นำเสนอมีสมรรถนะการทำงานที่ดี สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



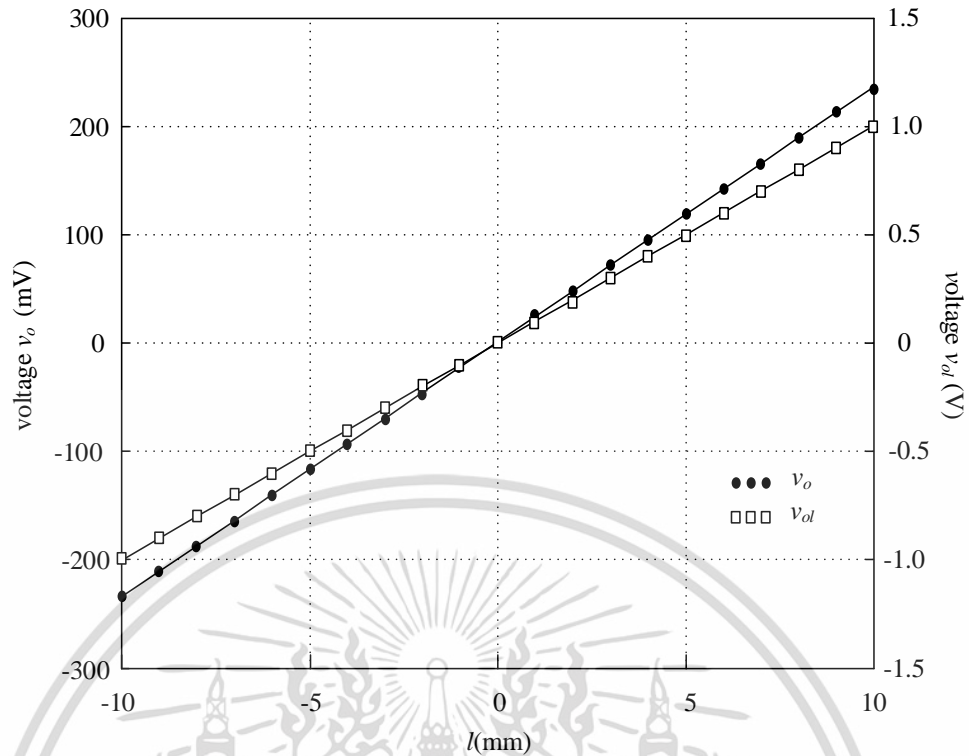
(ข)

รูปที่ 5.6 กราฟสัญญาณที่ได้จากการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

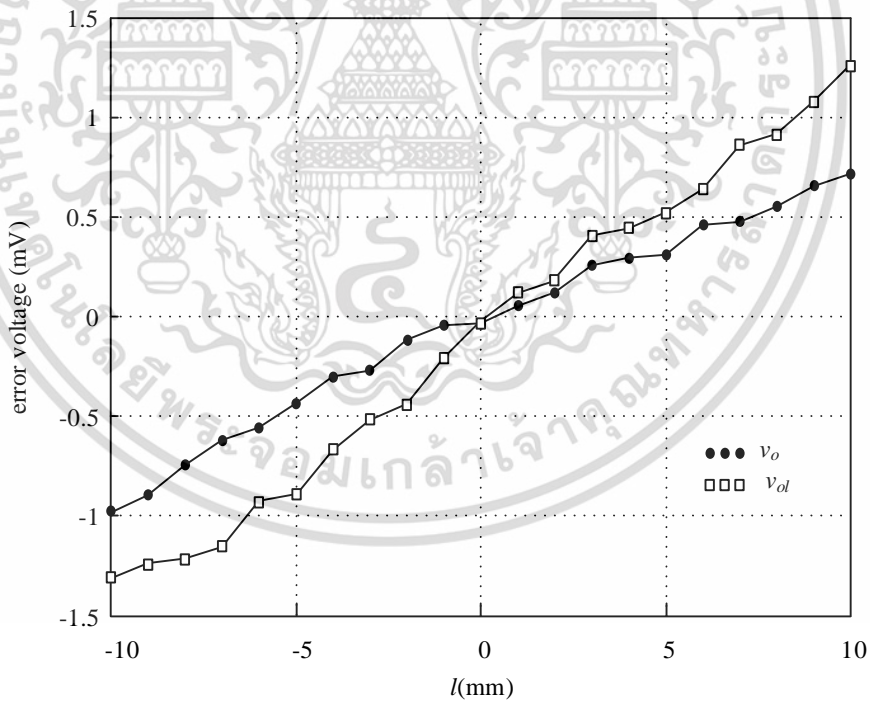
(ก) สัญญาณ v_a v_c v_d และ v_n

(ข) สัญญาณ v_a v_d v_4 และ v_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



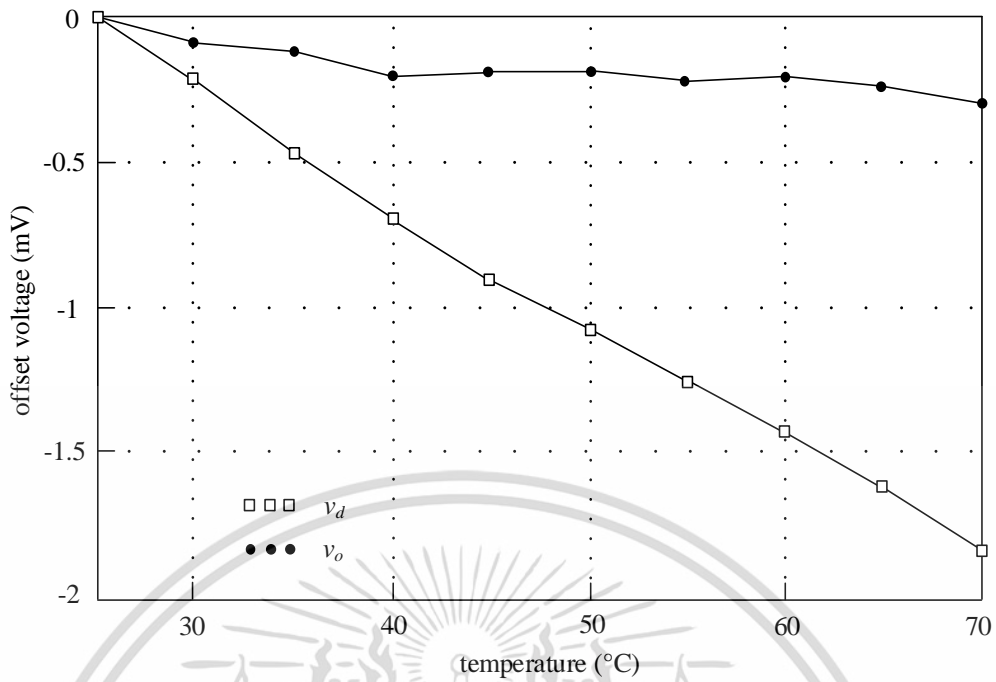
(ข)

รูปที่ 5.7 กราฟแสดงประสิทธิภาพและความแม่นยำของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

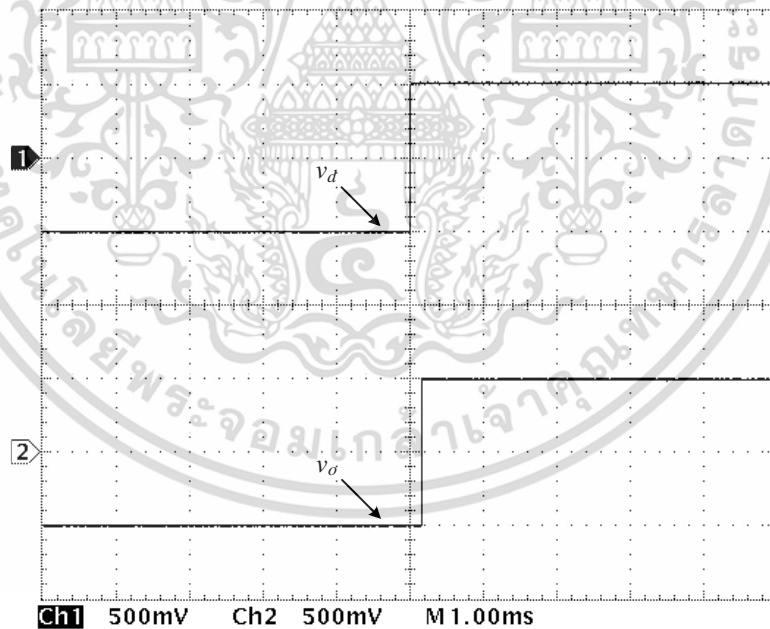
(ก) กราฟแสดงสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol} ต่อระยะการวัด l

(ข) กราฟแสดงค่าความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุต v_o และ v_{ol}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ผลการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ



รูปที่ 5.9 กราฟแสดงช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 บทสรุป

ในบทนี้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ โดยอาศัยวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสซึ่งสร้างจากโอทีเอมาทำหน้าที่เป็นวงจรถ่าย เพื่อทำการชดเชยผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิต่อ LVDT สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้อยู่ในรูปของสัญญาณแรงดันดิจิตอลที่มีความเป็นเชิงเส้น โดยมีค่าแปรผันโดยตรงกับระยะการเคลื่อนที่ของแกน LVDT การทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงแสดงให้เห็นว่า วงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทนี้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ มีความถูกต้องและแม่นยำ มีช่วงเวลาตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็ว อีกทั้งยังมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนและมีราคาถูก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแต่อาศัยหลักการการทำงานของวงจรมุมและคงค่า โดยที่สัญญาณควบคุมวงจรมุมและคงค่าจะอาศัยสัญญาณจากทางขดลวดทุติยภูมิจาก LVDT มาเป็นสัญญาณอ้างอิงโดยตรง จึงสามารถหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดที่มีสาเหตุเนื่องจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณจากขดลวดปฐมภูมิและสัญญาณจากขดลวดทุติยภูมิได้ อีกทั้งการใช้วงจรมุมและคงค่าแทนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำยังส่งผลให้ช่วงเวลาตอบสนองของวงจรแปลงสัญญาณเร็วขึ้นอีกด้วย วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ต่างก็มีโครงสร้างที่เรียบง่าย ไม่ซับซ้อน สะดวกต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งยังมีราคาถูก เนื่องจากใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้โดยทั่วไปตามท้องตลาด

สมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ถูกทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง ผลการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณทั้ง 3 วงจรสามารถยืนยันได้ว่า วงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้อย่างเป็นเชิงเส้น มีความถูกต้องและแม่นยำสูง มีผลตอบสนองทางเวลาต่อสัญญาณอินพุตที่รวดเร็ว จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบเครื่องมือและการวัดค่าที่ใช้ LVDT เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำงานวิจัยต่อ

วงจรแปลงสัญญาณทั้ง 3 วงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ถูกออกแบบขึ้นเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับหม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT ถึงแม้ว่าการทำงานของ LVDT จะมีความทนทาน มีความเป็นเชิงเส้นอยู่ในช่วงการใช้งานสูง แต่ตัวของ LVDT เองยังมีข้อจำกัดในเรื่องการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของสภาพแวดล้อมในระบบการวัด เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก LVDT มีการเปลี่ยนแปลงไป จึงอาจทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดค่าได้ ถึงแม้ว่าในบทที่ 5 ได้นำเสนอวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอลที่สามารถชดเชยผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อตัว LVDT ที่สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ แต่ในวงจรแปลงสัญญาณที่นำเสนอในบทที่ 5 ใช้โอทีเอเป็นส่วนประกอบ ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำเป็นต้องทำการจ่ายกระแสไฟ้อจากภายนอกให้กับโอทีเอ จึงอาจส่งผลให้เกิดความไม่สะดวกในการออกแบบระบบ อีกทั้งสัญญาณที่ได้ยังมีขนาดเล็ก ดังนั้นแนวทางในการทำงานวิจัยต่อที่น่าสนใจคือ การออกแบบและพัฒนางจรแปลงสัญญาณจาก LVDT เป็นสัญญาณดิจิที่ทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ และสามารถชดเชยผลของอุณหภูมิที่กระทบต่อ LVDT ได้โดยอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาซื้อได้ตามท้องตลาดในการออกแบบ สามารถนำไปติดตั้งในระบบได้ง่าย และทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการแปลงสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์ที่อาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนียวนำชนิดอื่นๆ ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Ara, “A Differential Transformer with Temperature and Excitation-Independent Output”, **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. IM-21, no. 3 pp. 249-255, 1972.
- [2] S. C. Saxena and S. B. L. Seksen, “A Self-Compensated Smart LVDT Transducer”, **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. 38, no. 3 pp. 748-753, 1989.
- [3] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, **Sensor and Signal Condition**, John Wiley & Sons, 2001.
- [4] S. Cetinkunt, **Mechatronics**, John Wiley & Sons, 2006.
- [5] M. Felix, A. Lizarraga, A. Islas and A. Gonzales, “Analysis of a Ferrofluid Core LVDT Displacement Sensor”, **The 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, Glendale, USA., 2010, pp. 1769-1772.
- [6] A. Drumea, A. Vasile, M. Comes and M. Blejan, “System on Chip Signal Conditioner for LVDT Sensors”, **Electronics System Integrator Technology Conference**, Dresden, Germany, 2006, pp. 629-634.
- [7] H. Zumbahlen, **Linear Circuit Design Handbook**, Analog Device, 2008.
- [8] R. M. Ford, R. S. Weissbash and D. R. Loker, “A DSP-Based Modified Costas Receiver for LVDT Position Sensors”, **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. 3, pp. 1448-1452, 2000.
- [9] K. Banerjee, B. Dam and K. Majumdar, “A Novel FPGA-Based LVDT Signal Condition”, **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Taipei, Taiwan, 2013.
- [10] R. Casanella, O. Casas and R. Pallas-Areny, “Differential Synchronous Demodulator for Modulating Sensors and Impedance measurements” **Measurement Science and Technology**, vol. 16, pp. 1637-1643, 2005.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] A. Ota, W. Petchmaneelumka, A. Rerkratn and V. Riewruja, “Simple Resolver Demodulation”, **JSST Internatinal Conference on Simulation Technology**, Tokyo, Japan, 2013.
- [12] R. Casanella, O. Casas, M. Ferrari, V. Ferrari and R. Pallas-Areny, “Synchronous Demodulator for Autonomous Sensors” **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. 56, no. 4, pp. 1219-1223, 2007.
- [13] C. S. Koukourlis, V. K. Trigonidis and J. N. Sahalos, “Differential Synchronous Demodulation for Small-Signal Amplitude Estimation” **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. 42, no. 5, pp. 926-931, 1993.
- [14] D. A. Johns and K. Martin, **Analog Integrated Circuit Design**, John Wiley & Sons, 1997.
- [15] S. K. Misha, G. Panda and D. P. Das, “A Novel Method of Extending the Linearity Range of Linear Variable Differential Transformer Using Artificial Neural Network”, **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. 59, no.4, pp. 947-953, 2010.
- [16] National Instruments, “**Measuring Position and Displacement with LVDT’s.**” [online]. Available : <http://www.ni.com/white-paper/3638/en/>. 2018.
- [17] Electrical Engineering, “**Building Sample Radio.**” [online]. Available : <https://electronics.stackexchange.com/questions/99735/building-simple-radio>. 2014.
- [18] J. Szczyrbak and E. D. D. Schmidt, “**LVDT Signal Conditioning Techniques.**” [online]. Available : <http://nliebeaux.free.fr/ressources/signal.pdf>. 1997.
- [19] R. A. Gayakwad, **OP-AMPS and Linear Integrated Circuits**, Prentice-Hall International, Inc., 1993.
- [20] J. Tongcharoen, W. Petchmaneelumka, T. Cheypoca and V. Riewruja, “Resolver-to-Triangular Wave Converter”, **SICE Annual Conference**, Sapporo, Japan, pp. 1181-1184, 2014.

- [21] J. Tongcharoen, W. Petchmaneelumka and V. Riewruja, “Low-Cost Resolver-to-DC Converter”, **The 15th International Conference on Control, Automation and Systems**, Busan Korea, pp. 1699-1702, 2015.
- [22] A. Ota, W. Petchmaneelumka, T. Cheypoca, A. Rerkratn and V. Riewruja, “Front-End Interfacing Circuit for Capacitive Sensor”, **The 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering**, Chang Mai, Thailand, pp. 313-316, 2015.
- [23] V. Riewruja and A. Rerkratn, “Four-quadrant Analog Multiplier using Operational Amplifier”, **International Journal of Electronics**, vol. 98, no. 4, pp. 459-474, 2011.
- [24] W. Surakampontrorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunyanand and K. Anuntahirunrat, “Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications”, **IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement**, vol. 48, no. 6, pp. 1270-1277, 1999.
- [25] A. S. Sedra and K. Smith, **Microelectronic Circuits**, Oxford University Press, 2009.
- [26] D. H. Sheingold, **Analog-Digital Conversion Handbook**, Prentice- Hall, 1986.
- [27] H. K. P. Neubert, **Instrument Transducers**, Clarendon Press, Oxford, 1975.
- [28] วันชัย รีวรุจา, วิศวกรรมการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์, มิน เซอร์วิส ซัพพลาย, 2557.
- [29] อนุชา แก้วพูนสุข, “การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล”, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิทยาศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.
- [30] อศิระ โอตะ, “วงจรมอดูเลตอย่างง่ายสำหรับรีโซลเวอร์และการประยุกต์ใช้งาน”, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.



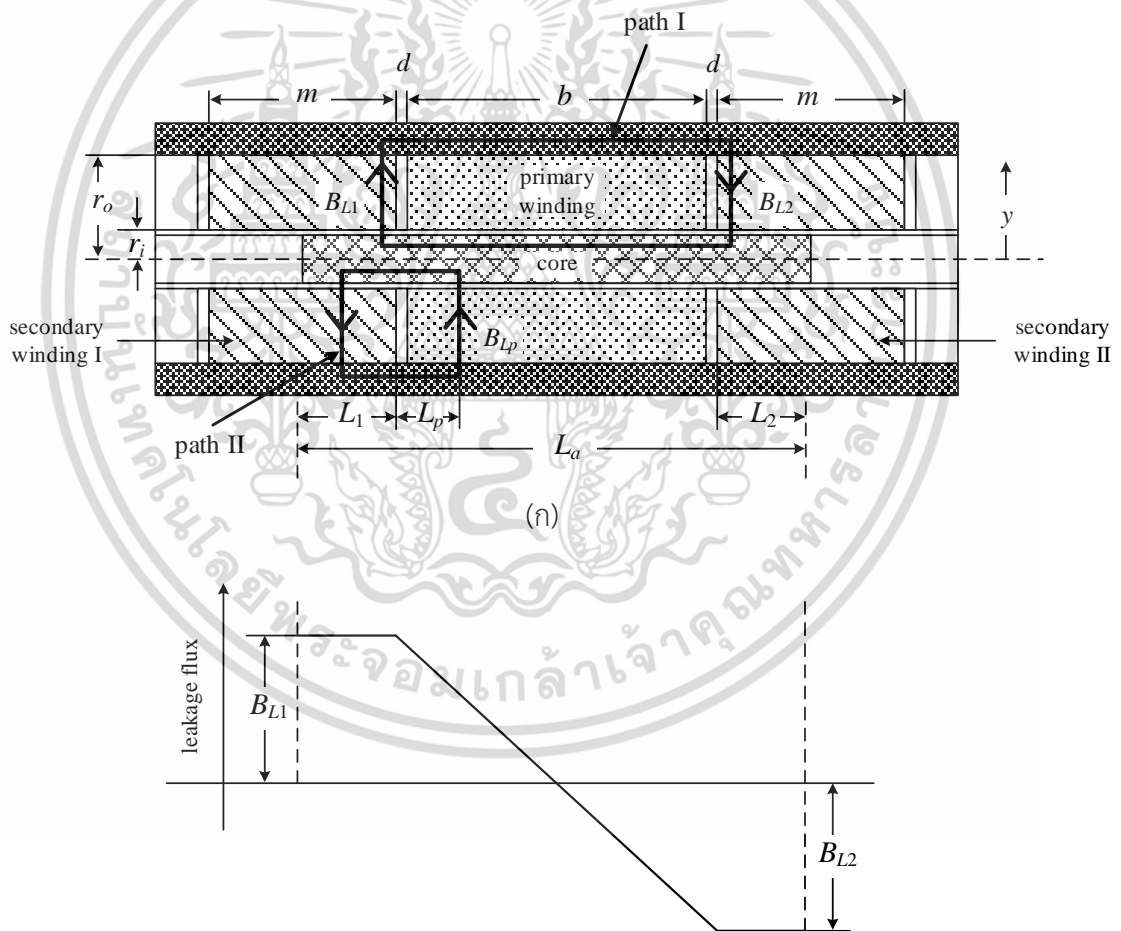
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตของ LVDT

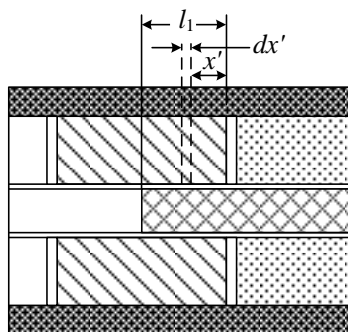
หม้อแปลงผลต่างความเหนี่ยวนำแบบเชิงเส้นหรือ LVDT เป็นหนึ่งในทรานสดิวเซอร์ที่อาศัยการทำงานของ การเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้า โครงสร้างของ LVDT ประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิหนึ่งชุด และขดลวดทุติยภูมิสองชุดอยู่ทางซ้ายและขวาของขดลวดปฐมภูมิ โดยที่ขดลวดทั้งสองมีจำนวนรอบการพันเท่ากัน แต่พันอยู่ในทิศตรงกันข้าม ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่า LVDT คือทรานสดิวเซอร์ที่อาศัยหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าในการทำงาน [27]

ภาพตัดขวางของ LVDT สามารถแสดงดังรูปที่ ก1



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ ก1 การวิเคราะห์การทำงานของ LVDT

(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 I จะได้ความหนาแน่นฟลักซ์ดังสมการ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ความหนาแน่นฟลักซ์ที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขดแสดงดังรูปที่ ก1(ข) เมื่อพิจารณาค่าแรงดันไฟฟ้าที่ส่งผลต่อขดลวดทุติยภูมิ จากรูปที่ ก1(ค)

กำหนดให้ ϕ_x คือ ฟลักซ์ที่เชื่อมต่อขดลวดย่อย

d_x คือ ความกว้างของช่วงฟลักซ์

x' คือ ระยะจากขดลวดปฐมภูมิถึงช่วงฟลักซ์

l_1 คือ ระยะที่แกนเหนียวอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่หนึ่ง

n_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจำนวนรอบของขดลวดย่อยมีค่าเท่ากับ $n_s dx'/m$ และฟลักซ์ที่เชื่อมต่อขดลวดย่อยมีค่าดังสมการ

$$\phi_{x'} = 2\pi r_i x' B_{L1} \quad (ค8)$$

ดังนั้นฟลักซ์เชื่อมต่อในขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \int_0^{x_1} \phi_{x'} \frac{n_s}{m} dx' &= \frac{2\pi r_i B_{L1} n_s}{m} \int_0^{x_1} x' dx' \\ &= \frac{2\pi r_i B_{L1} n_s l_1^2}{m} \end{aligned} \quad (ค9)$$

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

$$v_1 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left(\frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left(\frac{2L_2 + b}{mL_a} \right) l_1^2 \quad (ค10)$$

$$v_2 = \frac{4\pi^3}{10^7} \left(\frac{f i_p n_p n_s}{\ln(r_o/r_i)} \right) \left(\frac{2L_1 + b}{mL_a} \right) l_2^2 \quad (ค11)$$

เมื่อ l_2 คือ ระยะที่แกนเหนี่ยวนำอยู่ในขดลวดทุติยภูมิชุดที่สอง

ผลต่างของแรงดันจะมีค่าดังสมการ

$$v_{out} = v_1 - v_2 = k_1 l (1 - k_2 l^2) \quad (ค12)$$

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

$$k_1 = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s (b + 2d + l_0) l_0}{10^7 \ln(r_o/r_i) mL_a} \quad (ค13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $l_0 = (l_1 + l_2) / 2$ และ k_1 คือค่าของตัวแปรที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ค11) มีค่าเท่ากับ

$$k_2 = \frac{1}{(b + 2d + l_0)} l_0 \quad (\text{ค14})$$

และเทอมของความไม่เป็นเชิงเส้น ε มีค่าดังสมการ

$$\varepsilon = k_2 l^2 \quad (\text{ค15})$$

จะเห็นได้ว่าค่าที่น้อยที่สุดที่ทรานสดิวเซอร์สามารถวัดได้คือเมื่อ $l_0 = b$ หากสมมติว่าที่ระยะการวัดสูงสุด แกนเหนี่ยวนำจะไม่เคลื่อนที่เกินความยาวของขดลวดทุติยภูมิ โดยที่ค่าของ $2d$ มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่า b จากสมการที่ (ค12) และ (ค13) จะได้

$$v_{out} = \frac{16\pi^3 f i_p n_p n_s}{10^7 \ln(r_o/r_i)} \cdot \frac{2b}{3m} \left(1 - \frac{l^2}{2b^2} \right) \quad (\text{ค16})$$

ดังนั้นในการออกแบบทรานสดิวเซอร์ให้มีระยะการวัดสูงสุด x_{max} โดยเลี่ยงค่าความผิดพลาดจากความไม่เป็นเชิงเส้น ε จะได้ความยาวของขดลวดปฐมภูมิและความยาวของขดลวดทุติยภูมิ ดังนี้

$$b = \frac{x_{max}}{\sqrt{2\varepsilon}} \quad (\text{ค17})$$

$$m = b + x_{max} + \delta \quad (\text{ค18})$$

เมื่อ δ คือส่วนที่ใส่เพิ่มเข้าไปเพื่อกันไม่ให้แกนเหนี่ยวนำเคลื่อนที่ออกมาจากขดลวดทุติยภูมิที่ระยะการวัดสูงสุด ดังนั้นความยาวของแกนเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ

$$L_a = 3b + 2d \quad (\text{ค19})$$

โดยสามารถหาค่าของสัญญาณเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (ค16) ในทางปฏิบัติ r_i / L_a จะมีค่าประมาณ

0.05 และอัตราส่วนของ r_o / r_i จะมีค่าอยู่ในช่วง 2 ถึง 8 ค่า i_p และ n_p ที่ขดลวดปฐมภูมิจะถูกกำหนด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการพิจารณาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยพื้นที่สำหรับใส่ขดลวด และขึ้นอยู่กับแรงดันและความถี่ของของสัญญาณกระตุ้น สำหรับขดลวด
ทุติยภูมิควรจะมีจำนวนรอบให้มากที่สุดที่สามารถทำได้ โดยออกแบบให้มีค่าที่เหมาะสมกับค่า
อิมพีแดนซ์ทางเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

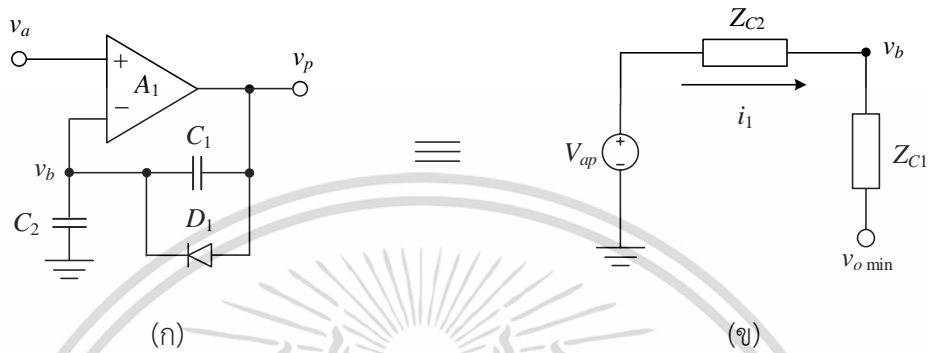
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิตอล

โดยอาศัยวงจรหาตำแหน่งค่ายอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข1 วงจรหาตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ

วงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ ข1(ก) ประกอบไปด้วยออปแอมป์ A_1 ตัวเก็บประจุ $C_1 - C_2$ และไดโอด D_1 สามารถเขียนเป็นวงจรสุมมูลได้ดังรูปที่ ข1(ข)



รูปที่ ข1 วงจรถ้าตำแหน่งค่ายอดที่นำเสนอ

(ก) โครงสร้างของวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอด

(ข) วงจรสุมมูลของวงจรถ้าตำแหน่งค่ายอด

จากวงจรสุมมูลสามารถเขียนสมการของกระแส i_1 ได้ว่า

$$i_1 = \frac{V_{ap} - v_{o \min}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \quad (ข1.1)$$

โดยที่ $Z_{C1} = \frac{1}{2\pi f C_1}$ $Z_{C2} = \frac{1}{2\pi f C_2}$ และ $v_{o \min} = V_{nsat} - V_D$

เมื่อ V_{ap} คือ แอมพลิจูดสูงสุดทางด้านบวกของสัญญาณแรงดัน v_a

V_D คือ แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนของไดโอด D_1

V_{nsat} คือ แรงดันอิมิตัวค่าลบทางด้านเอาต์พุตของออปแอมป์ A_1

Z_{C1} คือ อิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน C_1

Z_{C2} คือ อิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน C_2

จะได้ค่าอิมพีแดนซ์รวมเท่ากับ

$$Z_{C1} + Z_{C2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi f C_1 C_2} \quad (ข1.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่โหนด v_b จะได้ว่า

$$v_b = V_{ap} - i_1 Z_{C2} \quad (\text{ข1.3})$$

แทนค่า i_1 จากสมการที่ (ข1.1) จะได้

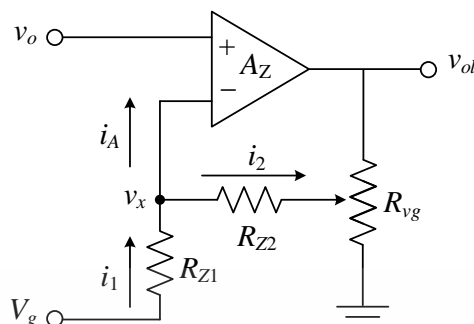
$$v_b = V_{ap} - \frac{V_{ap} Z_{C2}}{Z_{C1} + Z_{C2}} + \frac{v_{o \min} Z_{C2}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \quad (\text{ข1.4})$$

แทนค่า $v_{o \min}$ Z_{C1} และ Z_{C2} ลงในสมการที่ (ข1.4) และจัดรูปสมการ จะสามารถเขียนสมการได้ใหม่ ดังนี้

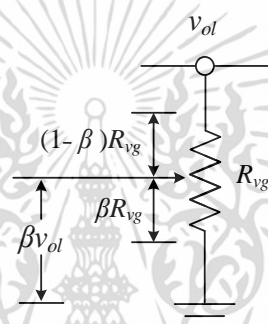
$$V_1 = \frac{C_2}{(C_1 + C_2)} V_{ap} + \frac{C_1}{(C_1 + C_2)} (V_{nsat} - V_D) \quad (\text{ข1.5})$$

เมื่อแรงดัน V_1 เป็นค่าแรงดันเฉลี่ยระหว่างสัญญาณ v_a และแรงดันอิมพัลส์กลับทางด้านเอาต์พุตของ ออปแอมป์ A_1

ข2 วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์



(ก)



(ข)

รูปที่ ข2 วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์

(ก) โครงสร้างของวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์

(ข) โฟเทนทีโอมิเตอร์

วงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงดังรูปที่ ข2(ก) ประกอบด้วยออปแอมป์ A_Z ตัวต้านทาน R_{Z1} – R_{Z2} และตัวต้านทานปรับค่าได้ R_{vg} หากพิจารณาตัวต้านทานปรับค่าได้ หรือที่รู้จักกันในชื่อโฟเทนทีโอมิเตอร์ (potentiometer) ด้วยหลักการของตัวแบ่งแรงดัน (voltage divider) จะสามารถแสดงค่าความต้านทานและแรงดันได้ดังรูปที่ ข2(ข) เมื่อพิจารณาที่โหนด v_x จะได้ว่า

$$i_1 = i_A + i_2 \quad (ข2.1)$$

จากคุณสมบัติทางอุดมคติของออปแอมป์ ความต้านทานภายในของออปแอมป์มีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้น กระแส i_A จึงมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น $i_1 = i_2$ และจากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดันที่ขาบวกและลบของออปแอมป์มีค่าเท่ากัน ดังนั้น $v_x = v_o$ จึงสามารถเขียนสมการที่ (ข2.1) ได้ว่า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_g - v_o}{R_{Z1}} = \frac{v_o - \beta v_{ol}}{R_{Z2}} \quad (ข2.2)$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$v_{ol} = \left(1 + \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}\right) \left(\frac{v_o}{\beta}\right) - \left(\frac{R_{Z2}}{R_{Z1}} \frac{V_g}{\beta}\right) \quad (ข2.3)$$

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

V_g คือ ค่าแรงดันดีซีออฟเซตที่ใช้ในการปรับตำแหน่งศูนย์ของ LVDT

จากรูปที่ ข2(ก) สัญญาณอินพุตของวงจรปรับความชันและเยื้องศูนย์คือสัญญาณ v_o ที่ได้มาจากการสุ่มและคงค่าสัญญาณ v_d จาก LVDT มีค่าเท่ากับ

$$v_o = 2k_T V_x I \quad (ข2.4)$$

เมื่อ k_T คือ ความไวของ LVDT

V_x คือ แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณกระตุ้น v_{ex}

I คือ ระยะที่แกนของ LVDT เคลื่อนที่ไปจากตำแหน่งศูนย์

ทำการแทนค่าสัญญาณ v_o ลงในสมการที่ (ข2.3) จะได้

$$v_{ol} = \left(1 + \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}\right) \left(\frac{2k_T V_x I}{\beta}\right) - \left(\frac{R_{Z2}}{R_{Z1}} \frac{V_g}{\beta}\right) \quad (ข2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัล
ที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค1 หลักการเบื้องต้นของวงจรวอร์โทีเอ

วงจรวอร์โทีเอเป็นการส่งผ่านความนำหรือโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแปลงค่าสัญญาณแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณกระแสเอาต์พุตได้ โดยสัญญาณกระแสเอาต์พุตจะมีความสัมพันธ์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของแรงดันอินพุต จากคุณสมบัติดังกล่าวจึงสามารถกล่าวได้ว่า โอทีเอเป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติของแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน (voltage controlled current source, VCCS) ดังนั้นโอทีเอก็คืออุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแรงดันให้กลายเป็นสัญญาณกระแส (voltage-to-current converter, V/I) ประเภทหนึ่ง ข้อดีของโอทีเอคือมีอินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance) และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (output impedance) สูง อีกทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราการส่งผ่านความนำ (transconductance gain, g_m) ได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอกที่จ่ายให้กับโอทีเอ จึงสามารถนำมาออกแบบวงจรที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ สัญลักษณ์ของโอทีเอและวงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอแสดงในรูปที่ ค1.1 (ก) และ ค1.1(ข) ตามลำดับ



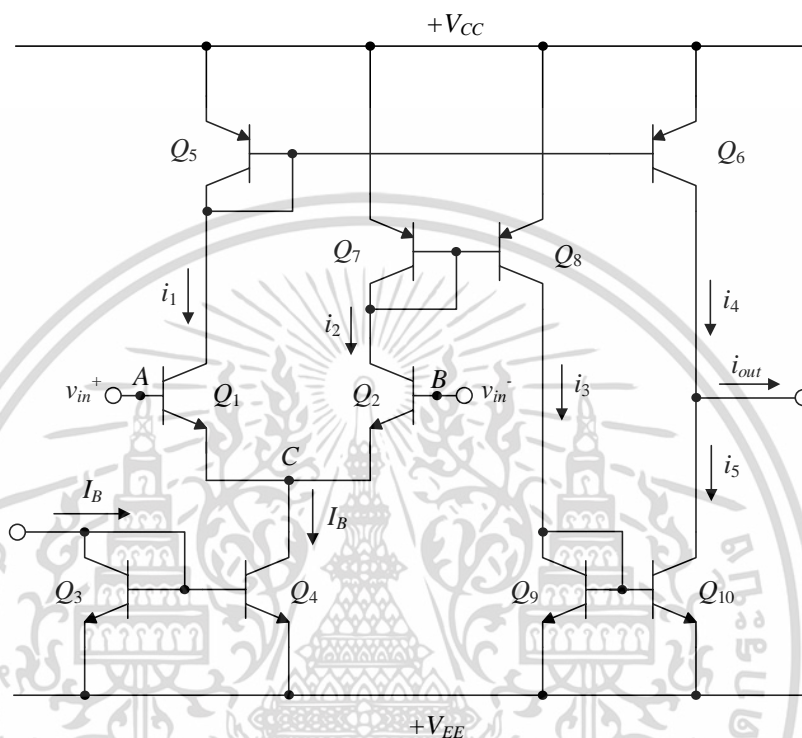
รูปที่ ค1.1 วงจรวอร์โทีเอส่งผ่านความนำ

(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูลทางอุดมคติ

โอทีเอโดยทั่วไปจะสร้างมาจากไบโพลารทรานซิสเตอร์ โครงสร้างภายในของโอทีเอแสดงดังรูปที่ ค1.2 ประกอบด้วยวงจรวอร์โทีเอความแตกต่าง (difference amplifier) และวงจรวอร์โทีเอกระแส (current mirror) [28] จากรูปที่ ค1.2 หากกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงค์กัน ที่ทรานซิสเตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q_1 และ Q_2 จะเป็นชุดของวงจรมายความแตกต่าง ถ้ากระแสไบอัสที่ขาเบส (base) ของทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยกว่ากระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์ (collector) มากๆ หรือค่า $\beta \gg 1$ จะสามารถละค่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ได้ จึงได้ว่าคู่ของทรานซิสเตอร์ $Q_3 - Q_4$ $Q_5 - Q_6$ $Q_7 - Q_8$ และ $Q_9 - Q_{10}$ ทำหน้าที่เป็นวงจรมายกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ ค1.2 โครงสร้างภายในของโอทีเอ

เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันเข้าที่โหนด A และ B จะได้สัญญาณอินพุตของโอทีเอมีค่าเท่ากับ

$$v_{in} = v_{in}^+ - v_{in}^- \quad (\text{ค1.1})$$

และได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_1 และ i_2 ดังนี้

$$v_{in} = v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln \frac{i_1}{I_S} - V_T \ln \frac{i_2}{I_S} \quad (\text{ค1.2})$$

เมื่อ V_T คือ แรงดันความร้อนที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

I_S คือ กระแสอิ่มตัวที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ (emitter) ของทรานซิสเตอร์เมื่อทำการไบอัสกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ค1.2) จะได้

$$v_{in} = V_T \ln \frac{i_1}{i_2} \quad (\text{ค1.3})$$

โดยที่

$$i_1 = i_2 e^{\frac{v_{in}}{V_T}} \quad (\text{ค1.4})$$

และ

$$i_2 = i_1 e^{-\frac{v_{in}}{V_T}} \quad (\text{ค1.5})$$

วงจรสะท้อนกระแสของทรานซิสเตอร์ $Q_3 - Q_4$ จะสะท้อนกระแส I_B ซึ่งเป็นกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับ โอทีเอให้เป็นกระแส i_3 ดังนั้น $i_3 = I_B$ ที่โหนด C จะได้ว่า

$$I_B = i_1 + i_2 \quad (\text{ค1.6})$$

จากสมการที่ (ค1.3) และ (ค1.6) จะได้

$$i_1 = \frac{I_B}{1 + e^{-\frac{v_{in}}{V_T}}} \quad (\text{ค1.7})$$

$$i_2 = \frac{I_B}{1 + e^{\frac{v_{in}}{V_T}}} \quad (\text{ค1.8})$$

วงจรสะท้อนกระแสของทรานซิสเตอร์ $Q_5 - Q_6$ จะสะท้อนกระแส i_1 ให้เป็นกระแส i_4 ในขณะที่วงจร สะท้อนกระแสของทรานซิสเตอร์ $Q_7 - Q_8$ และ $Q_9 - Q_{10}$ จะส่งผ่านกระแส i_2 ไปยังกระแส i_5 ดังนั้น $i_5 = i_2$ และได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่โหนด C ดังสมการ

$$i_{out} = i_1 - i_2 \quad (\text{ค1.9})$$

แทนค่ากระแส i_1 และ i_2 จากสมการที่ (ค1.7) และ (ค1.8) จะได้

$$i_{out} = I_B \left(\frac{1}{1 + e^{-\frac{v_{in}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{\frac{v_{in}}{V_T}}} \right) \quad (\text{ค1.10})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$i_{out} = I_B \left(\frac{e^{\frac{v_{in}}{2V_T}} - e^{-\frac{v_{in}}{2V_T}}}{e^{\frac{v_{in}}{2V_T}} + e^{-\frac{v_{in}}{2V_T}}} \right) = I_B \tanh \frac{v_{in}}{2V_T} \quad (\text{ค1.11})$$

จากสมการที่ (ค1.11) หากกำหนดให้ $v_{in} \ll 2V_T$ จะสามารถกระจายพจน์ของ $\tanh (v_{in} / 2V_T)$ และเขียนสมการได้ใหม่ดังนี้

$$i_{out} = I_B \left(\frac{v_{in}}{2V_T} - \frac{1}{3} \left(\frac{v_{in}}{2V_T} \right)^3 + \frac{2}{15} \left(\frac{v_{in}}{2V_T} \right)^5 \right) \quad (\text{ค1.12})$$

เมื่อ $v_{in} \ll 2V_T$ จะสามารถละผลจากพจน์ที่มีอันดับสูงทิ้งไปได้ และประมาณค่าของสมการได้ว่า

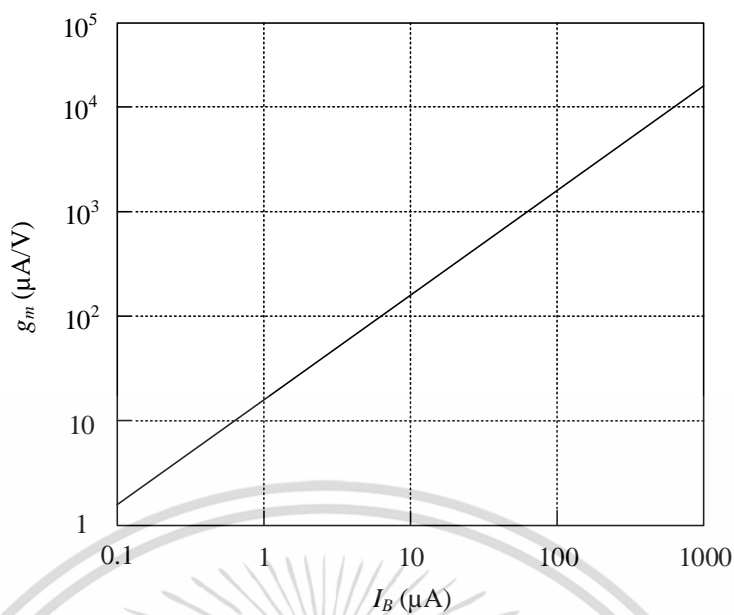
$$i_{out} = v_{in} \left(\frac{I_B}{2V_T} \right) = g_m v_{in} \quad (\text{ค1.13})$$

โดยที่

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (\text{ค1.14})$$

เมื่อ g_m คือ อัตราการส่งผ่านความนำ
 I_B คือ กระแสไบอัสของโอทีเอ

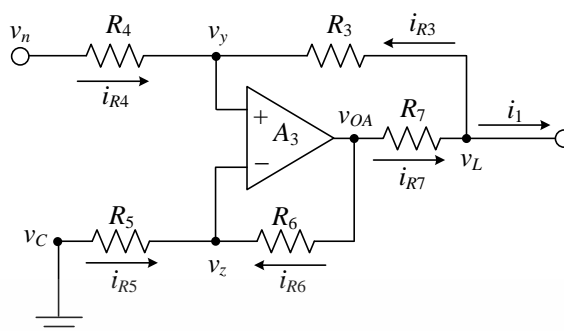
ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการส่งผ่านความนำของโอทีเอกับกระแสไบอัสของวงจรโอทีเอจะมีความสัมพันธ์กันเป็นเชิงเส้น เมื่อกระแสไบอัสจะมีค่าแปรไปจาก 0.1 μ A จนถึง 1mA จะได้กราฟความสัมพันธ์ดังรูปที่ ค1.3



รูปที่ ค1.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการส่งผ่านความนำและกระแสไบอัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส



รูปที่ ค2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส

จากวงจรแปลงสัญญาณ LVDT เป็นสัญญาณดิจิทัลที่นำเสนอในบทที่ 5 ดังรูปที่ 5.2 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสจะถูกนำมาใช้เพื่อแปลงสัญญาณ v_n ที่ได้จากวงจรตรวจจับค่ายอดให้กลายเป็นสัญญาณกระแส i_1 และนำไปเป็นกระแสไบอัสสำหรับวงจรโอทีเอ O_1 โครงสร้างของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสแสดงดังรูปที่ ค2 ที่โหนด v_y จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังสมการ

$$i_{R4} + i_{R3} = 0 \quad (ค2.1)$$

จะได้

$$v_y = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_L + \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) v_n \quad (ค2.2)$$

ที่โหนด v_z จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังสมการ

$$i_{R5} + i_{R6} = 0 \quad (ค2.3)$$

จะได้

$$v_z = \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right) v_C + \left(\frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) v_{OA} \quad (ค2.4)$$

ที่โหนด v_L จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังสมการ

$$i_{R7} - i_{R3} - i_1 = 0 \quad (ค2.5)$$

จะได้

$$v_L = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_7} \right) v_{OA} + \left(\frac{R_7}{R_3 + R_7} \right) v_y - \left(\frac{R_3 R_7}{R_3 + R_7} \right) i_1 \quad (ค2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของออปแอมป์แรงดันที่ขาลบจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขาบวก ดังนั้น $v_y = v_z$ ทำการแทนค่าและจัดรูปสมการ จะสามารถเขียนสมการของกระแส i_1 ได้ดังนี้

$$i_1 = \left(\frac{R_3 + R_7}{R_3 R_7} \right) v_n + \left(\frac{R_6 (R_4 R_7 + R_3 R_4 + R_3^2)}{R_7 R_3^2 (R_5 + R_6)} \right) v_C \quad (ค2.7)$$

ถ้า $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ และ $R_3 \gg R_7$ จะสามารถประมาณค่าสมการที่ (ค2.7) ได้ว่า

$$i_1 = \frac{v_n + v_C}{R_7} \quad (ค2.8)$$

โนด C ถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสในรูปที่ ค2 ได้ว่า

$$i_1 = \frac{v_n}{R_7} \quad (ค2.9)$$

ภาคผนวก ง

บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

- [1] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, A. Rerkratn and V. Riewruja. “Simple LVDT Signal conditioner.”, **3rd International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR 2017)**, Nagoya, Japan” pp. 758-761, 2017.
- [2] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, and V. Riewruja, “Accurate LVDT Signal Converter.” **International Review of Electrical (I.R.E.E)**, vol. 11, no. 3, pp. 340-347, 2016.
- [3] W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, and V. Riewruja. “Simple LVDT Signal to DC converter.” **9th International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE 2017)**, Sydney, Australia, pp. 193-197, 2017.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simple LVDT Signal Conditioner

Wandee Petchmaneeumka, Kanoknuch Songsuwankit, Apinai Rerkratn, and Vanchai Riewruja

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

e-mail: wandee.pe@kmitl.ac.th, jk_jinnynaja@hotmail.com, apinai@gmail.com, vanchai.ri@kmitl.ac.th

Abstract—A method to implement a signal conditioning circuit for a linear variable differential transformer (LVDT) is proposed in this article. The proposed signal conditioner can be used instead of a synchronous demodulator in the tradition approaches. The output signal of the signal conditioner is linearly proportional to the moving core of the LVDT with fast response. The realization technique is based on the use of an analog integrator to determine the LVDT signal at the half period of the excitation signal. The proposed signal conditioner provides without low-pass filter in the signal path. Therefore, the response time of the proposed technique is settled within half period of the excitation signal. The devices used in the proposed signal conditioner consist of basic commercially available devices such as operational amplifier (opamp), comparator, analog switch and one-shot timer. Experimental results demonstrated the performance of the proposed conditioner are included. The proposed technique is attractive in terms of simple configuration and low cost.

Keywords—LVDT; analog integrator; signal conditioner; sample and hold; synchronous demodulator

I. INTRODUCTION

Inductive transducer, linear variable differential transformer (LVDT), is one of the useful transducer for measurement and instrumentation systems. The behavior of the LVDT exhibits in terms of high linearity and robustness. The application of the LVDT can be found in the literatures [1] – [4]. The operation of the LVDT is the same principle of the transformer. The structure of the LVDT comprises two secondary windings connected in series opposition. Therefore, the output signal is the difference of two secondary windings, which is in the form of amplitude modulation with suppressed carrier (AMSC). The moving core of the LVDT is provided for sensing the displacement. Recently, a synchronous demodulator is used to extract the core-position signal from the output signal of the LVDT [5] – [7]. The traditional synchronous demodulator requires a low-pass filter to remove the excitation signal. In the past, the envelope detector comprised diode is used to achieve the displacement signal. However, the threshold voltage of the diode causes the large error signal in the demodulated signal at the small amplitude of the LVDT signal. In addition, the envelope detector also requires the low-pass filter in the signal path. Unfortunately, the use of low-pass filter in the signal path of both the synchronous demodulator and the envelope detector is deteriorated the response time of the demodulator due to the large delay time caused by the

dominant pole. Moreover, the frequency of the excitation signal is assigned as specific frequency to match the low-pass filter. The deviation from the specific frequency causes the error in the core-position signal. The use of the sample-and-hold circuit (SHC) can be prevented the error mentioned above [8]. This is due to the behavior of the SHC that is in the form of 'sinc' function. The 'sinc' function exhibits the characteristic like a low-pass filter [9]. The advantage of the use of the SHC to extract the core-position signal from the LVDT signal is that the low-pass filter can be avoided. Many applications using the SHC instead of the synchronous demodulator and the envelope detector can be found in [8], [10] – [15]. However, the control signal of the SHC is provided from the excitation signal that causes the error due to the phase shift between the excitation signal and the LVDT signal. To prevent this error, the peak-amplitude finder is introduced to generate the control signal from the LVDT signal [8]. The control signal is laid on the peak amplitude position of the LVDT signal and assigned as the narrow pulse width to minimize the ripple on the displacement signal. This technique avoids the phase shift mentioned above and can be operated with wide frequency range of the excitation signal. In this article, another circuit technique to extract the core-position signal from the LVDT signal using the integrator is proposed. The proposed circuit requires the integrator to average the half cycle of the LVDT signal. The resulting signal is linearly proportional to the core displacement. The proposed circuit is constructed without the specific devices. Only the commercially available devices are required. Therefore, the economical attraction is obtained.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

The operation of LVDT is the same principle with transformer and its equivalent circuit can be depicted in Fig. 1(a). The LVDT consists of a primary winding L_p and two secondary windings L_{S1} and L_{S2} . The excitation signal $v_{ex} = V_p \sin \omega t$ is applied to the primary winding L_p . The excitation signal v_{ex} is transferred to the secondary windings with the amplitude of the signals v_a and v_b depended on the core position varied from the reference position. Two secondary winding signals v_a and v_b can be stated as

$$v_a = k_T V_p (l_{null} - l) \sin(\omega t - \phi_p) \quad (1a)$$

and

$$v_b = k_T V_p (l_{null} + l) \sin(\omega t - \phi_p) \quad (1b)$$

where V_p denotes the peak amplitude of the excitation signal v_{ex} , k_T is a sensitivity of LVDT, l_{null} and l are the null position of LVDT or the reference position and the core position deviated from null position, respectively, φ_p is the phase shift between the primary winding and the secondary winding. The secondary windings are connected in opposite direction. Therefore, the LVDT signal v_{sd} can be expressed as

$$v_{sd} = v_b - v_a = 2k_T V_p l \sin(\omega t - \varphi_p) \quad (2)$$

From (2), it can be seen that the signal v_{sd} is the AMSC signal. To remove the carrier signal term, a synchronous demodulator is required. An analog multiplier and a low-pass filter is most attention for a synchronous demodulator to extract the core-position signal. However, the phase delay and the error of the core position signal caused by the dominant pole of the low-pass filter are occurred. Another synchronous demodulators based on the SHC are introduced [10] – [14]. However, these demodulators provide the large ripple in the demodulated signal. This is due to that the position of the control signal of the SHC is missed the peak-amplitude position for the LVDT signal. Therefore, the low-pass filter is necessary to minimize the ripple. The proposed technique of this paper is presented to overcome the disadvantage mentioned above. Principle of the proposed converter is shown in Fig. 1(b). It comprises an integrator, SHC, comparator, analog switches and one-shot timers. The operation of the proposed technique in Fig. 1(b) can be expanded as follows.

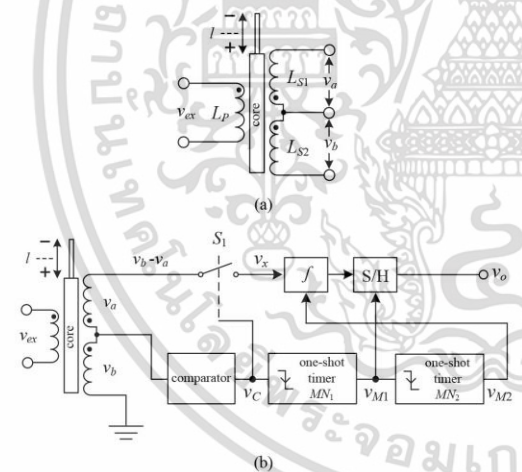


Figure 1. (a) Schematic diagram (b) block diagram of the proposed circuit.

The comparator is used to investigate the zero crossing of the secondary winding signal v_b to achieve the control signal v_C . The LVDT signal v_{sd} is sampled by analog switch S_1 with the control signal v_C , the sampling signal. The proposed converter requires the control signal v_{M1} for the SHC disregarded the peak-amplitude position of the LVDT signal.

The sampled signal v_x is averaged by the integrator with the period of $1/f_{ex}$, where f_{ex} is the frequency of the excitation signal v_{ex} . After falling edge of the pulse signal v_C , the one-shot time MN_1 generates the control signal v_{M1} to control the SHC to hold the output signal of the integrator that is the average value of the positive voltage of the LVDT signal.

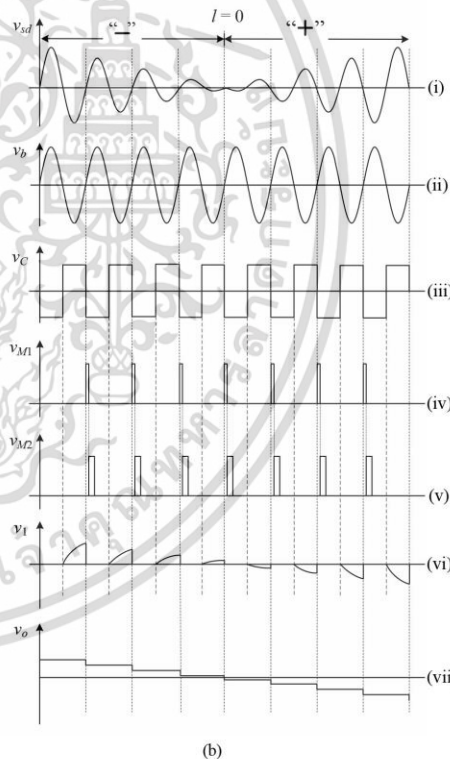
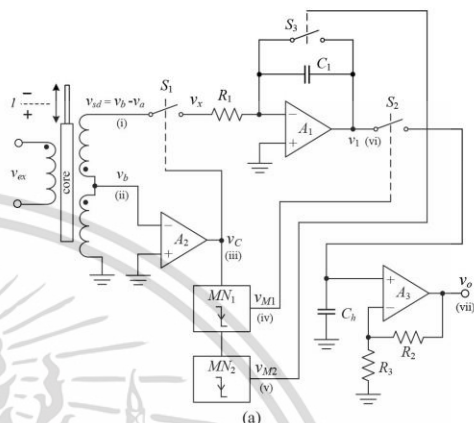


Figure 2. (a) Proposed circuit (b) signal waveforms.

The pulse width of the control signal v_{M1} is assigned to equal the acquisition time of the SHC. At falling edge of the signal v_{M1} , the one-shot timer MN_2 generates the reset signal v_{M2} to reset the integrator for operating the next cycle of the LVDT signal. As a result, the output signal v_o is proportional to the core position.

The circuit of the proposed technique is shown in Fig. 2(a). The sampling signal v_c is obtained by the positive voltage of the secondary winding signal v_b using the comparator A_2 . The signal v_c forces the analog switch S_1 'on' to transfer the voltage of the LVDT signal v_{sd} to the integrator formed by operational amplifier (opamp) A_1 , resistor R_1 and capacitor C_1 . It should be noted that the period 'on' of the analog switch S_1 is equal to the half period of the excitation frequency f_{ex} . Therefore, the average signal v_1 at the half period of $t_{ex} = 1/f_{ex}$ can be given by

$$v_1 = -\frac{k_T V_P l}{R_1 C_1} \int_0^{t_{ex}} \sin(\omega_{ex} t) dt = -\frac{4k_T V_P}{R_1 C_1 \omega_{ex}} l \quad (3)$$

The SHC comprised analog switch S_2 , capacitor C_h , opamp A_3 , resistors R_2 and R_3 samples the signal v_1 to the output signal $v_o = v_1$. The control signal v_{M1} is generated by the one-shot timer MN_1 at the falling edge of the signal v_c . Logic "1" of the control signal v_{M1} is used to force switch S_2 "on" for sampling the voltage signal v_1 . Otherwise, logic "0" of the control signal v_{M1} obliges switch S_2 "off" for holding the average signal v_1 at the half period of excitation signal. At falling edge of the control signal v_{M1} , the control signal v_{M2} generated by the one-shot timer MN_2 forces the analog switch S_3 to discharge the capacitor C_1 after the SHC held the signal v_1 . Thus, the output signal of the proposed conditioner v_o can be stated as

$$v_o = -\frac{2k_T V_P K_S}{R_1 C_1 (\pi f_{ex})} l \quad (4)$$

where $K_S = (1 + R_2/R_3)$ is the voltage gain of the SHC. From (4), it can be seen that the obtained output voltage v_o is linearly proportional to the core position of LVDT. The operation curves (v_{sd} , v_b , v_c , v_{M1} , v_{M2} , v_1 and v_o) of the proposed simple LVDT signal conditioner are shown in Fig. 2(b).

III. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed simple LVDT signal conditioner in Fig. 2(a) is breadboarded using the commercial available devices. Active devices are comparator LM339, opamp LM351, one-shot timer CD4528 and analog switch CD4066. Passive devices are assigned as $R_1 = 10k\Omega$ and $C_1 = C_h = 0.01\mu F$. The acquisition time of the SHC is measured as $1\mu s$. The time constant of the one-shot timers MN_1 and MN_2 are set to $1\mu s$ and $10\mu s$, respectively. The excitation signal v_{ex} is set to $5kHz$ of $1V$ peak amplitude. The LVDT used for this paper is $\pm 12.5mm$ stroke range and sensitivity, k_T , of $69mV/mm/V$ at $5kHz$ (OP12.5G from Solartron Metrology). The LVDT null position can be measured as $l_{null} = 42.319mm$. The phase

shift of the LVDT is measured of about 18° . The voltage gain K_S is set to 1.138 for the sensitivity of the proposed scheme of $0.1V/mm$. The resistors R_2 and R_3 are set to $5k\Omega$ and $36.2k\Omega$, respectively.

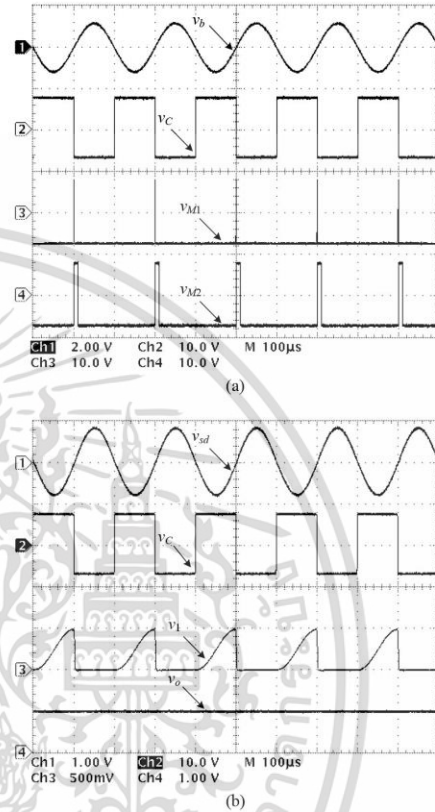
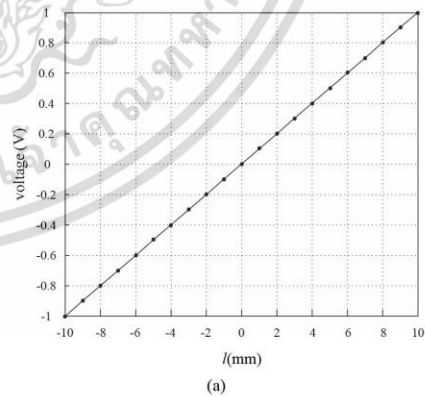


Figure 3. Operating signals of the proposed circuit (a) voltages v_b , v_c , v_{M1} and v_{M2} (b) voltages v_{sd} , v_c , v_1 and v_o .



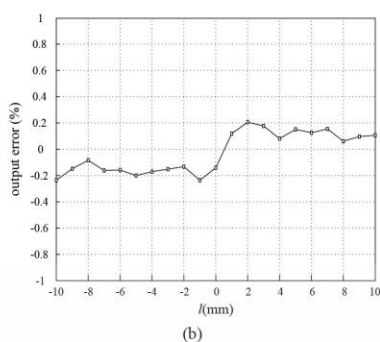


Figure 4. (a) Voltage output (b) voltage error.

Fig. 3 shows the operating curves of the proposed scheme. The voltages (v_b , v_c , v_{M1} and v_{M2}) and (v_{sd} , v_C , v_1 and v_o) are illustrated in Fig. 3(a) and 3(b), respectively. The plot of the measured result of the output signal v_o for the core position varied from -10mm to 10mm is shown in Fig. 4(a). It can be seen that the resulting signal v_o is linear over the entire operating range. The error from the expected value of the resulting signal v_o is measured and plotted in term of percentage as shown in Fig. 4(b). It should be noted that the maximum of the percentage error of about -0.23% is observed.

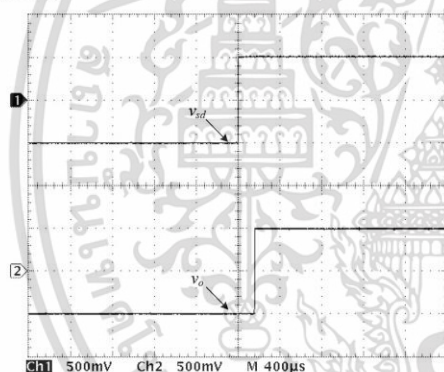


Figure 5. Dynamic response.

The dynamic response of the proposed scheme can be confirmed using the simulated LVDT signal formed by an analog multiplier with the square wave as the modulated signal. The amplitude of the square wave is set to $\pm 0.5V$ equivalent to the core varied from -5mm to 5mm. The response curve of the proposed scheme is shown in Fig. 5. It is evident that the response time is about 160 μs .

IV. CONCLUSION

Another technique to implement the LDVT signal conditioner has been introduced in this article. The technique

is based on the use of the integrator to average the LVDT signal. The performance of the proposed scheme is confirmed by the experimental results. The experimental result shows that the percentage error of about -0.23% for the core position varied in full range. Therefore, the core-position signal is linearly extracted to the dc voltage with high accuracy. The purpose of the proposed scheme is emphasized in terms of simple configuration and low cost.

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

- [1] K. Ara, "A Differential Transformer with Temperature and Excitation-Independent Output," *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol. IM-21, no. 3, pp. 249 – 255, August 1972.
- [2] S. C. Saxena and S. B. I. Seksen, "A Self-compensated Smart LVDT Transducer," *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol. 38, no. 3, pp.748-753, June 1989.
- [3] S. Cetinkunt, *Mechatronics*. John Wiley & Sons, 2006, pp. 227-232.
- [4] M. Felix, A. Lizarraga, A. Islas and A. Gonzales, "Analysis of a Ferrofluid Core LVDT Displacement Sensor," *The 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale USA, pp. 1769-1772, 2010.
- [5] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensor and Signal Condition*, John Wiley & Sons, 2001, pp. 229-238.
- [6] H. Zumbahlen, *Linear Circuit Design Handbook*. Analog Device, Elsevier, 2008, pp. 195-198.
- [7] R. M. Ford, R. S. Weissbach and D. R. Loker, "A DSP-Based Modified Costas Receiver for LVDT Position Sensors," *IEEE Trans. Inst. Meas.*, vol.3, pp. 1448-1452, May, 2000.
- [8] W. Petchmaneeumka, K. Songsuwankit and V. Riewruja, "Accurate LVDT Signal Converter," *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, vol. 11, no. 3, 2016, pp. 340-347.
- [9] D. A. Johns and K. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley & Sons, 1997, pp. 389-391.
- [10] C. S. Koukourlis, V. K. Trigonidis and J. N. Sahalos, "Differential Synchronous Demodulation for Small-signal Amplitude Estimation," *IEEE Trans. Inst. and Meas.*, vol. 42, no. 5, pp. 926-931, October 1993.
- [11] A. Ota, W. Petchmaneeumka, A. Rerkratn and V. Riewruja, "Simple Resolver Demodulation," *JSSIT International Conference on Simulation Technology*, 2013, Tokyo, Japan.
- [12] J. Tongcharoen, W. Petchmaneeumka, T. Cheypoca and V. Riewruja, "Resolver-to-Triangular Wave Converter," *SICE Annual Conference*, Sapporo, Japan, pp. 1181-1184, 2014.
- [13] J. Tongcharoen, W. Petchmaneeumka and V. Riewruja, "Low-Cost Resolver-to-DC Converter," *The 15th International Conference on Control, Automation and Systems*, Busan, Korea, pp. 1699-1702, 2015.
- [14] A. Ota, W. Petchmaneeumka, T. Cheypoca, A. Rerkratn and V. Riewruja, "Front-End Interfacing Circuit for Capacitive Sensor," *The 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering*, Chiang Mai, Thailand, pp. 313-316, 2015.
- [15] R. Casanella, O. Casas, M. Ferrari, V. Ferrari and R. Pallas-Areny, "Synchronous Demodulator for Autonomous Sensors," *IEEE Trans. Inst. and Meas.*, vol. 56, no. 4, pp. 1219-1223, August 2007.

International Review of Electrical Engineering (IREE)

Contents

Electric Fracturing Using Flying Capacitor Multi-Level Converters <i>by Henda Jabberi, Faouzi Ben Ammar</i>	230
Condition Monitoring of Wind Power Converters Using Heat Flux Sensor <i>by Elvira Baygildina, Lindmila Smirnova, Raimo Juntunen, Kirill Murashko, Andrey V. Mityakov, Mikko Kuisma, Olli Pyrhönen, Pasi Peltoniemi, Katja Hynynen, Vladimir Y. Mityakov, Sergey Z. Sapozhnikov</i>	239
Ripple Reduction in BLDC Motor Based on Cascaded DC-DC Converter <i>by V. Viswanathan, S. Jeevananthan</i>	247
Model Simulation of AC Home Electric Vehicle Chargers Based on Charging Cycle Power Quality Analysis <i>by Julio C. Chindilla, Jairo A. Caballero, Javier Rosero</i>	257
Bayesian Inference of Power System Insulation Reliability in the Presence of Voltage Harmonics <i>by Elio Chiodo, Giovanni Mazzanti</i>	266
On the Correlation between Prosumers in Probabilistic Analysis of Low Voltage Distribution Systems <i>by François Vallée, François Moutier, Vasiliki Klonari, Jean-François Taubeau, Fabian Lecron, Zacharie De Grève, Jacques Lobry</i>	277
Analysis of Transient Signals in a Substation Capacitor Bank System Using an Experimental Setup <i>by T. Patcharoen, A. Ngaopitakkul</i>	284
A Kalman Latency Compensation Strategy for Model Predictive Control to Damp Inter-Area Oscillations in Delayed Power Systems <i>by A. Molina-Cabrera, M. A. Ríos</i>	296
A Fuzzy Diagnostic System for Incipient Transformer Faults Based on DGA of the Insulating Transformer Oils <i>by Ibrahim B. M. Taba, Sherif S. M. Ghoneim, Hatim C. Zaini</i>	305
A Method for Monitoring Voltage Disturbances Based on Discrete Wavelet Transform and Adaptive Linear Neural Network <i>by Dinh Thanh Viet, Nguyen Huu Hieu, Ngo Minh Khoa</i>	314
CFAR Detection in the Framework of Time-Frequency Analysis <i>by H. L. Beklaoui, M. Hamadouche, M. Mimi, A. Taleb-Ahmed</i>	323
A 3-5 GHz Low Power UWB Mixer Using Tunable Active Inductors <i>by A. Neifar, G. Bouzid, I. Barraç, M. Masmoudi</i>	331
Accurate LVDT Signal Converter <i>by W. Petchmaneeumka, K. Songsuwankit, V. Riewruja</i>	340



Accurate LVDT Signal Converter

W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, V. Riewruja

Abstract – A novel technique to implement a signal converter for an inductive displacement transducer, a linear variable differential transformer (LVDT), is proposed in this paper. The technique is based on the use of the proposed peak-amplitude finder and the zero-order sample and hold circuit (ZSH) instead of the synchronous demodulator used in traditional approach. The advantage of this technique is that the phase shift due to the dominant pole of the low-pass filter used in the traditional synchronous demodulator is avoided. Therefore, the fast response time of the proposed LVDT signal converter is achieved. The core displacement signal, which is varied in proportion to the position of the moving core of the LVDT, is accurately extracted to direct-current (DC) voltage signal. The reference signal used to generate the control signal for the ZSH is directly provided by the output signal of the LVDT to prevent the phase shift caused by the LVDT structure. Performances of the proposed technique 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. Copyright © 2016 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: LVDT, Zero-Order Sample and Hold Circuit, Peak-Amplitude Finder, Charge Amplifier, Signal Converter, Synchronous Demodulator

Nomenclature

α	Attenuation factor
β	Voltage gain parameter
$\Delta\theta_a$	Phase shift of peak amplitude finder
$\Delta\theta_s$	Phase shift between voltage signals v_a and v_d
θ_r	Position of rising edge
θ_f	Position of falling edge
ε_1	Error from actual value
ε_2	Error of held voltage
φ_p	Phase shift between primary winding and secondary winding
φ_s	Phase shift between voltage signals v_{s1} and v_{s2}
ω	Angular frequency
f_{ex}	Excitation frequency
k_t	Sensitivity of LVDT
l	LVDT core position deviated from null position
l_{null}	Null position of LVDT core
t_{ac}	Acquisition time
T_{ex}	Period of excitation frequency
UGB	Unity gain bandwidth
V_1	Average voltage between voltage signal v_a and negative saturation voltage of opamp A_1
V_{ap}	Positive peak amplitude of voltage signal v_a
V_D	Threshold voltage of diode D_1
V_E	Peak amplitude of excitation signal
V_g	DC offset voltage
V_{nsat}	Negative saturation voltage of output opamp A_1
v_a	Input signal for peak amplitude finder
v_b	Reference signal for charge amplifier
v_d	LVDT signal
v_h	Held voltage of ZSH

v_{ol}	Demodulator output signal
v_p	Output voltage of opamp A_1
v_{s1}	Voltage signal of secondary winding L_{s1}
v_{s2}	Voltage signal of secondary winding L_{s2}

I. Introduction

Linear variable differential transformer (LVDT) transducer plays an important role in instrumentation and measurement systems. The advantages of LVDT transducer are evident in the terms of high linearity, sensitivity and durability [1]-[3]. Many applications of LVDT transducer can be found in the field of engineering, industries, scientific and medical equipment. Most of these applications aim to measure displacement, position, level, flow, force and pressure [1]-[6]. The LVDT structure comprises a primary winding and two secondary windings where the core is the moving part used to sense the displacement. The operation of LVDT requires an excitation signal applied to primary winding. Two secondary windings are connected in series with opposed configuration. Therefore, the LVDT signal is the difference of two signals from secondary windings in the form of amplitude modulation with suppressed carrier. Traditional implementation of the LVDT signal converter to extract a core displacement signal exploits an envelope detector, formed by diode rectifier and low-pass filter [3]. However, this technique exhibits a large error on the core displacement signal at a small magnitude of the LVDT signal. This is due to the threshold voltage of diode used

in the envelope detector. To prevent the error mentioned above, the LVDT signal converter based on a synchronous demodulator should have more attention. Usually, the technique to realize a synchronous demodulator is based on the use of analog multiplier and low-pass filter [4], [6]-[9]. An alternative form of a synchronous demodulator based on analog switch and integrator is presented in [10], [11]. The configurations of these approaches do not present the diode in signal path. Thus, the inaccuracy caused by the threshold voltage of diode is prevented. However, the response time of these approaches is deteriorated because of the large time constant caused by the dominant pole of the low-pass filter. In addition, the low-pass filter and the excitation signal used for these approaches are assigned for the specific frequency of the excitation signal will cause an erroneous operation. It is known that the “sinc” weighting function indicated in the transfer function of a zero-order sample and hold circuit (ZSH) provides a behavior like a low-pass filter [12]. The control signal of the ZSH is provided in form of a narrow pulse signal positioned at the peak amplitude of the LVDT signal. If the LVDT signal is applied to the ZSH where the control signal is set to be synchronized with the excitation signal, then only the peak envelope of the LVDT signal is achieved at the output of the ZSH. The merit of this technique is that the low-pass filter is unrequired. This principle can be found in recent approaches [13]-[18] that provide the control signal for the ZSH directly from the excitation signal. Unfortunately, the accuracy of these approaches is disturbed by the phase shift between primary winding and secondary winding of the LVDT that causes the control signal for the ZSH missed the peak position of the LVDT signal. It should be noted that the large pulse width of the control signal of the ZSH will cause a ripple on the resulting signal. Therefore, a low-pass filter is required so that the response time of the converter will be increased. In this paper, a method to implement an accurate LVDT signal converter is described. The proposed LVDT signal converter provides a simple circuit configuration using commercial available device. The realization technique is based on the use of ZSH where the control signal of the ZSH is directly provided by the LVDT signal using the proposed peak-amplitude finder to prevent the phase shift between primary winding and secondary windings. Also the pulse width of the control signal for the ZSH is assigned to narrow to avoid the use of a low-pass filter. Therefore, the proposed configuration obtained shows high accuracy and a fast response. Moreover, the proposed technique can also be provided to replace the traditional synchronous demodulator used in the measurement and instrumentation systems.

II. Circuit Description

II.1. Principle

A simplified schematic diagram of LVDT is depicted

in Fig. 1(a). The voltage signal v_{ex} is the excitation signal applied for the primary winding L_p , $v_{ex} = V_E \sin \omega t$.

The secondary winding signals v_{S1} and v_{S2} can be simply written as:

$$v_{S1} = k_t V_E (l_{null} - l) \sin(\omega t - \phi_p) \tag{1a}$$

and:

$$v_{S2} = k_t V_E (l_{null} + l) \sin(\omega t - \phi_p) \tag{1b}$$

where V_E is the peak amplitude of the excitation signal v_{ex} , k_t is a sensitivity of LVDT, l_{null} and l denote the null position and the core position deviated from null position, respectively, ϕ_p is a phase shift between the primary winding and the secondary winding.

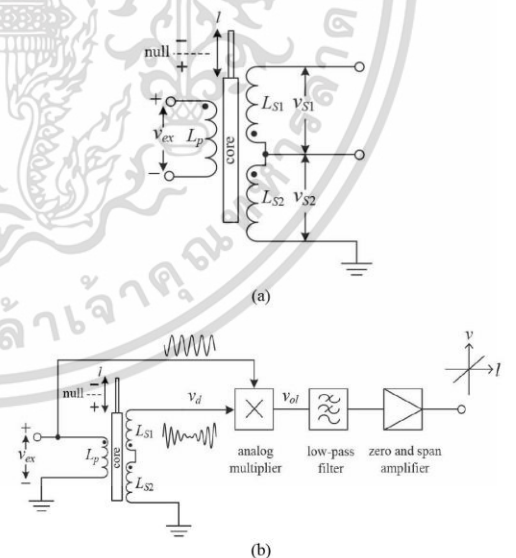
From 1(a) and 1(b), the LVDT signal v_d can be stated as:

$$v_d = v_{S2} - v_{S1} = 2k_t V_E l \sin(\omega t - \phi_p) \tag{2}$$

If $k_t V_E$ is constant, then the amplitude of the LVDT signal v_d depends on the core position l . In tradition, the synchronous demodulator using an analog multiplier is employed to extract the core position signal as shown in Fig. 1(b). The demodulator output signal v_{ol} can be given by:

$$v_{ol} = k_t V_E l [\cos \phi_p + \cos(2\omega t - \phi_p)] \tag{3}$$

From (3), the second term in the square bracket is removed by a low-pass filter to obtain the core position signal.



Figs. 1. (a) Simplified diagram of LVDT, (b) Traditional LVDT signal converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

There are two disadvantages of the traditional LVDT signal converter using the synchronous demodulator.

Firstly, the dominant pole caused by low-pass filter will deteriorate the response time of the converter. Secondly, the phase shift ϕ_p will cause an inaccuracy of the core position signal.

II.2. Proposed LVDT Signal Converter

The block diagram of the proposed LVDT signal converter is shown in Fig. 2(a).

The proposed converter provides a simple configuration obtaining high performance. From Fig. 2(a), the difference amplifier is used to provide the signal v_a by the LVDT signal v_d and the signal v_{s2} .

The signal v_a is applied to the proposed peak amplitude finder as the reference signal to obtain the control signal v_c for the ZSH. The voltage signal v_a can be stated as:

$$v_a = 2v_{s2} - (v_{s2} - v_{s1}) = k_1 V_E^{limit} \sin(\omega t - \phi_p) \quad (4)$$

The signal waveforms of v_a and v_d are shown in curves (i) and (ii) of Fig. 2(c), respectively.

Usually, the control signal for the ZSH can be simply obtained by the excitation signal [6]. However, the disadvantage of this technique is that the position of the control signal for the ZSH depends on the magnitude and the frequency of the excitation signal. In addition, the large pulse width of the control signal will cause the ripple at the resulting signal.

Therefore, the low-pass filter is required for the recent technique to eliminate the ripple. From Fig. 2(b), the signal v_a is applied to the proposed peak amplitude finder as a reference signal to generate the control signal for the ZSH.

The proposed peak amplitude finder is achieved using the behavior of a charge amplifier.

An operational amplifier (opamp) A_1 and capacitors C_1 and C_2 form a charge amplifier where the voltage across capacitor C_1 is limited by the diode D_1 . It should be noted that the voltage gain of the charge amplifier is equal to $(1+C_2/C_1)$. The voltage V_1 is an average voltage between the voltage signal v_a and the negative saturation voltage of the output stage of opamp A_1 , which can be expressed as

$$V_1 = \frac{C_2}{(C_1 + C_2)} V_{ap} + \frac{C_1}{(C_1 + C_2)} (V_{nsat} - V_D) \quad (5)$$

where V_{ap} and V_D denote the positive peak amplitude of the voltage signal v_a and threshold voltage of diode D_1 , respectively, V_{nsat} is the negative saturation voltage of the output stage of opamp A_1 .

The voltage signal v_b exhibits a result of the voltage signal v_a limited off a negative part determined by the voltage V_1 as shown in curve (iii) of Fig. 2(c), which can be given by:

$$v_b = \begin{cases} v_a & \text{for } v_a > V_1 \\ V_1 & \text{for } v_a \leq V_1 \end{cases} \quad (6)$$

Opamp A_1 provides the output voltage v_p for the voltage signal v_a greater than the limited voltage V_1 of the voltage signal v_b . Consequently, the output voltage v_p of opamp A_1 can be written as:

$$v_p = \begin{cases} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)(v_a - V_1) + V_{nsat} & \text{for } v_a > V_1 \\ V_{nsat} & \text{for } v_a \leq V_1 \end{cases} \quad (7)$$

The output voltage v_p of opamp A_1 is attenuated with the factor α , where $\alpha = R_b / (R_a + R_b)$, adjusted by the variable resistor R_{vp} . Therefore, the peak-amplitude position of the voltage signal v_a can be determined by comparing the voltage signals αv_p and v_b using the comparator A_2 . Such comparator A_2 generates the output voltage v_c to control the action of the ZSH SH_1 for holding the LVDT signal v_d at the position of the peak amplitude or the quarter cycle.

The pulse width of the signal v_c should be narrow to avoid the ripple on the output signal of the ZSH by adjusting the factor α to an appropriate value. The control pulse v_c is set to logic "1" for $\alpha v_p > v_b$ otherwise "0", as shown in curve (iv) of Fig. 2(c). For the core position in "+" range, the control pulse v_c forces the ZSH SH_1 to hold the positive peak amplitude of the LVDT signal v_d as the held voltage v_h shown in the right of curve (v) of Fig. 2(c). For the core position in "-" range, the LVDT signal v_d and the voltage signal v_a are 180° out of phase.

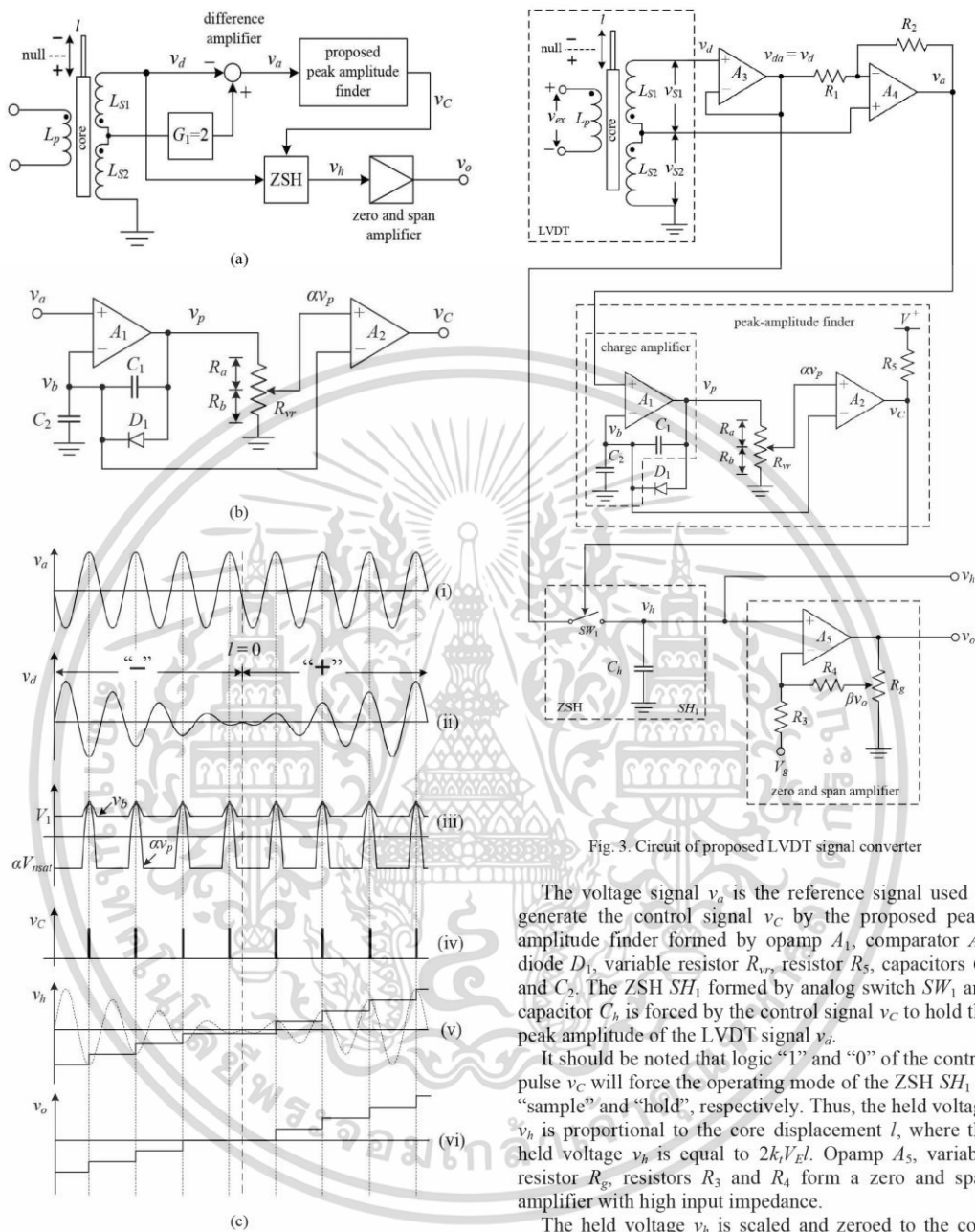
Therefore, the control signal v_c is occurred at the negative peak amplitude of the LVDT signal v_d . As a result, the core displacement signal or the held voltage v_h is obtained by the negative envelope of the LVDT signal v_d as shown in the left of curve (v) of Fig. 2(c). It can be seen that the phase shift ϕ_p occurred in the LVDT signal v_d of (2) and the reference signal v_a of (4) are the same.

Therefore, the resulting signal is unaffected by the phase shift ϕ_p . It can be seen that the offset voltage is occurred at the core position $l = 0$. Therefore, a zero and span amplifier is provided for scaling and zeroing the held voltage v_h to a desired signal v_o as shown in curve (vi) of Fig. 2(c).

The circuit diagram of the proposed LVDT signal converter is shown in Fig. 3. The proposed circuit consists of four general-purpose opamps and a comparator. Opamp A_3 forms a voltage follower forcing the voltage signal v_{da} to be equal to the voltage signal v_d .

Opamp A_4 , resistors R_1 and R_2 form a difference amplifier and the voltage signal v_a can be stated as:

$$v_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_{s2} - \frac{R_2}{R_1}(v_{s2} - v_{s1}) \quad (8)$$



Figs. 2. (a) Block diagram of proposed LVDT signal converter, (b) Proposed peak-amplitude finder, and (c) Operating waveforms

If the resistances R_1 and R_2 are set to equal, then the voltage signal v_a can be written as:

$$v_a = (v_{s1} + v_{s2}) = k_i V_E l_{null} \sin(\omega t - \phi_p) \quad (9)$$

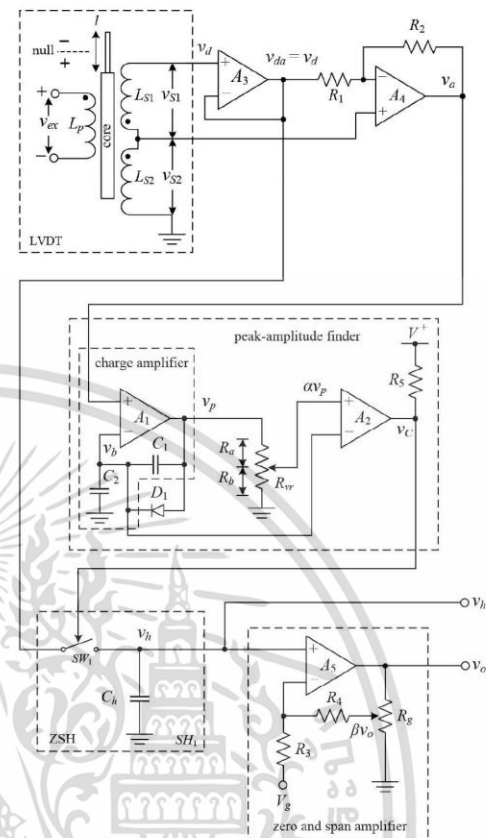


Fig. 3. Circuit of proposed LVDT signal converter

The voltage signal v_a is the reference signal used to generate the control signal v_c by the proposed peak-amplitude finder formed by opamp A_1 , comparator A_2 , diode D_1 , variable resistor R_v , resistor R_5 , capacitors C_1 and C_2 . The ZSH SH_1 formed by analog switch SW_1 and capacitor C_b is forced by the control signal v_c to hold the peak amplitude of the LVDT signal v_d .

It should be noted that logic “1” and “0” of the control pulse v_c will force the operating mode of the ZSH SH_1 to “sample” and “hold”, respectively. Thus, the held voltage v_h is proportional to the core displacement l , where the held voltage v_h is equal to $2k_i V_E l$. Opamp A_5 , variable resistor R_g , resistors R_3 and R_4 form a zero and span amplifier with high input impedance.

The held voltage v_h is scaled and zeroed to the core displacement signal v_o as a desired range of operation by a zero and span amplifier. If $R_4 \gg R_g$, then the output signal v_o can be approximately given by:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{2k_i V_E l}{\beta} - \frac{R_4 V_g}{R_3 \beta} \quad (10)$$

where $0 < \beta \leq 1$ is a voltage gain parameter and V_g denotes DC offset voltage used to eliminate the residual voltage of the LVDT at null position.

III. Performance Analysis

There are three factors disturbing the performance of the proposed LVDT signal conditioner. The first factor is due to the phase shift $\Delta\theta_a$ of the voltage signal v_p against the voltage signal v_a . This phase shift $\Delta\theta_a$ is caused by the peak-amplitude finder. Usually, the transfer function of an opamp can be approximated to first-order system [19], [20]. Thus, the phase shift $\Delta\theta_a$ can be given by:

$$\Delta\theta_a = -\tan^{-1} \left[\frac{(C_1 + C_2) f_{ex}}{C_1 UGB} \right] \quad (11)$$

where f_{ex} and UGB are the excitation frequency and the unity gain bandwidth of opamp, respectively.

If $C_1 = 0.001\mu F$, $C_2 = 0.01\mu F$, $f_{ex} = 5\text{kHz}$ and $UGB = 4\text{MHz}$, then the phase shift $\Delta\theta_a$ of about -0.78° is observed. The phase shift $\Delta\theta_a$ causes the position of the control pulse v_c shifted from the peak-amplitude position of the LVDT signal v_d at 90° to 90.78° for the core position in “+” range. Also, the position of the control pulse v_c is shifted from -90° to -90.78° of the negative peak amplitude of the LVDT signal v_d for the core position in “-” range. The second factor is due to the wide pulse width of the control pulse v_c that forces the ZSH SH_1 to hold the LVDT signal v_d after the quarter cycle position of the LVDT signal v_d .

Therefore, the held voltage of the ZSH SH_1 is less than the peak amplitude of the LVDT signal v_d . To minimize the mentioned above error, the pulse width of the control pulse v_c is assigned to meet the acquisition time t_{ac} of the ZSH SH_1 [21]. The relationship between the factor α and the acquisition time t_{ac} can be expressed as:

$$\alpha = \frac{V_{ap} \sin \left[90^\circ \left(1 - 2 \frac{t_{ac}}{T_{ex}} \right) \right]}{k(V_{ap} - V_1) + V_{nsat}} \quad (12)$$

where $k = (1 + C_2/C_1)$ denotes the voltage gain of the charge amplifier and $T_{ex} = 1/f_{ex}$. By the experimental implementation, the parameters in (12) can be defined as $f_{ex} = 5\text{kHz}$, $k = 11$, $V_1 = 2.28\text{V}$, $V_{ap} = 2.92\text{V}$ and $V_{nsat} = -3.52\text{V}$. If the acquisition time t_{ac} of the ZSH SH_1 is measured as $1.8\mu\text{s}$, then the factor α of about 0.83 is observed. The factor α can be obtained by adjusting the resistances R_a and R_b of the variable resistor R_v .

The position of rising edge θ_r and falling edge θ_f of the control signal v_c against the LVDT signal v_d can be given by:

$$\theta_r = \sin^{-1} \left[\frac{\alpha(kV_1 - V_{nsat})}{(\alpha k - 1)V_{ap}} \right] - \Delta\theta_a \quad (13)$$

and:

$$\theta_f = 180^\circ + 2\Delta\theta_a - \theta_r \quad (14)$$

From (13) and (14), the position of rising edge θ_r and falling edge θ_f are about 90.11° and 91.45° , respectively.

The falling edge of the control pulse v_c forces the ZSH SH_1 to hold the LVDT signal v_d at the position of $\theta_f = 91.45^\circ$. The percentage error ε_1 from the actual value of the held voltage v_h caused by the position of the falling edge θ_f can be expressed as:

$$\varepsilon_1 = (\sin\theta_f - 1) \times 100\% \quad (15)$$

For $\theta_f = 91.45^\circ$, the percentage error ε_1 can be expected as -0.03% . It can be seen that the held voltage is lower than the peak amplitude of the LVDT signal v_d .

The third factor is due to the phase shift between the voltage signals v_{s1} and v_{s2} , which causes the phase lead on the voltage signal v_a against the LVDT signal v_d .

Phase different $\Delta\theta_s$ between the peak amplitude of the voltage signals v_a and v_d can be given by:

$$\Delta\theta_s = 90^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{2l_{null}}{|l| \sin\phi_s} \right) \quad (16)$$

where ϕ_s is the phase shift between the voltage signals v_{s1} and v_{s2} . If the core of LVDT moves to the maximum position $l = \pm 12.5\text{mm}$, l_{null} and ϕ_s are measured as 42.319mm and 1.617° , respectively, then the phase different $\Delta\theta_s$ is about 0.24° .

From (14), the position of falling edge of the control pulse v_c against the LVDT signal v_d is moved forward from θ_f to $(\theta_f - \Delta\theta_s)$. The percentage error ε_2 of the held voltage v_h of the ZSH SH_1 due to the effect mentioned above can be given by:

$$\varepsilon_2 = [\sin(\theta_f - \Delta\theta_s) - 1] \times 100\% \quad (17)$$

If $\theta_f = 91.45^\circ$ and $\Delta\theta_s = 0.24^\circ$, then the percentage error ε_2 of about -0.02% is obtained.

IV. Experimental Results

The proposed circuit in Fig. 3 was breadboarded to demonstrate the circuit performance using commercially available devices such as opamps LF351, comparator LM339, signal diode 1N4148 and analog switch CD4066. The printed circuit for the prototype of the proposed circuit and the experimental set up are shown in Figs. 4(a) and 4(b), respectively. The power supply voltages were set to $\pm 5\text{V}$. The excitation signal was assigned to 5kHz sinusoidal wave of 1V peak amplitude.

The passive devices used in the proposed circuit were chosen to be $R_1 = R_2 = R_4 = 100\text{k}\Omega$, $R_3 = 1\text{M}\Omega$, $R_5 =$

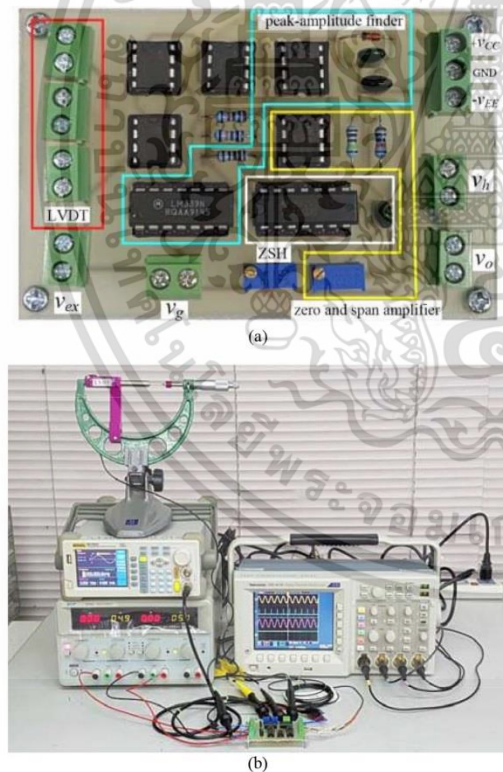
$2k\Omega$, $R_{vr} = R_g = 5k\Omega$, $C_1 = 0.001\mu F$ and $C_h = C_2 = 0.01\mu F$. The LVDT transducer used in this paper was $\pm 12.5mm$ stroke range and sensitivity of $69mV/mm/V$ at $5kHz$ (OP12.5G from Solartron Metrology).

The voltage gain of the span and zero amplifier is set to 1.45 for the sensitivity of the proposed circuit of $100mV/mm/V$ by adjusting the variable resistor R_g .

The DC voltage V_g is set to eliminate the offset voltage of the output voltage v_o at null position.

The acquisition time t_{ac} of the ZSH SH_1 of about $1.8\mu s$ was measured. From practical implementation, the negative saturation voltage V_{nsat} of opamp A_3 and the phase shift ϕ_s were measured as $-3.52V$ and 1.617° , respectively. The peak amplitude of the voltage signal v_o was measured as $2.92V$ and used to calculate the LVDT null position from (4) as $l_{null} = 42.319mm$. Signal waveforms of the proposed LVDT signal converter are shown in Fig. 5. It can be seen that the phase shift between the voltage signals v_{ex} and v_d is about 18° .

To observe the linearity of the proposed circuit, the signal of the amplitude modulation with suppressed carrier, where the carrier or the excitation signal was set to sinusoidal wave of $5kHz$ with peak amplitude $1V$ and the modulation signal of sawtooth wave with amplitude swept from $-0.69V$ to $0.69V$, was used instead of the LVDT signal varied from $-10mm$ to $10mm$.



Figs. 4. (a) Prototype of proposed circuit, (b) Experimental set up

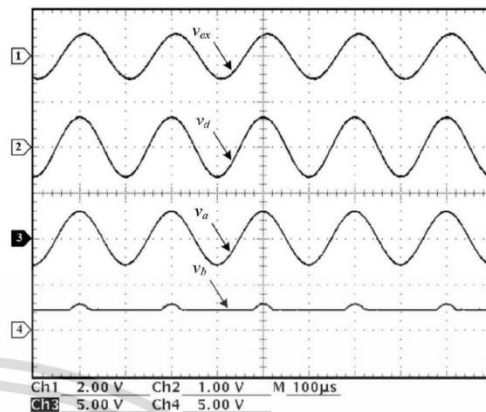
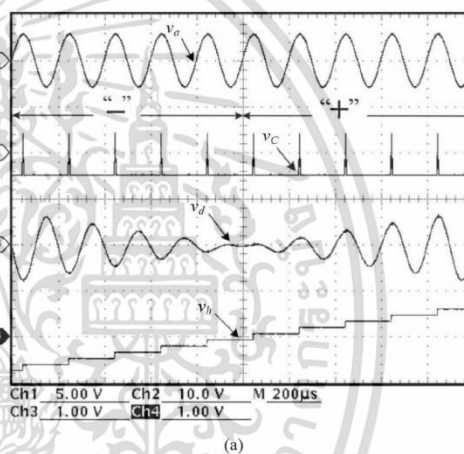
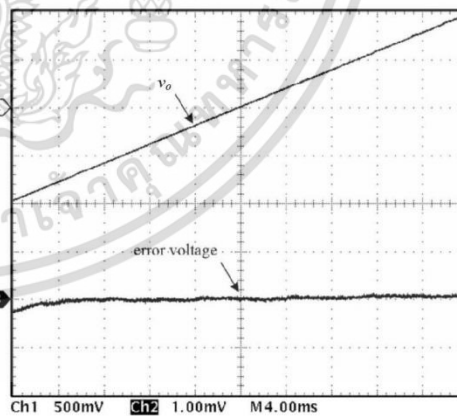


Fig. 5. Signal waveforms of v_{ex} , v_d , v_o , and v_b



(a)



(b)

Figs. 6. (a) Signal waveforms of v_o , v_c , v_d and v_b , (b) Output signal v_o and its error voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 6(a) shows the waveforms of the held signal v_h , the voltage signal v_a , the control pulse v_c and the LVDT signal v_d for the modulation signal of 450Hz sawtooth wave. The output signal v_o and its error voltage are shown in Fig. 6(b) for the modulation signal of 25Hz sawtooth wave.

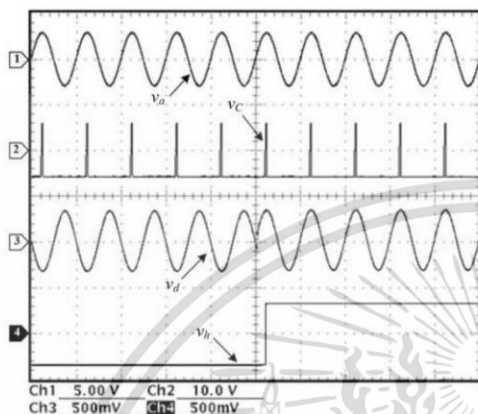


Fig. 7. Dynamic response

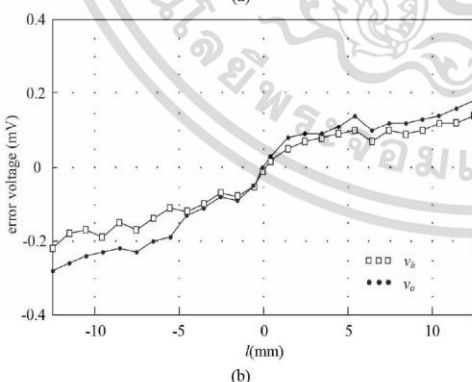
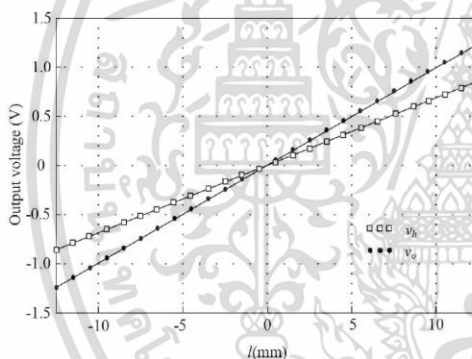


Fig. 8. Measured results: (a) Transfer characteristics, (b) Error voltages of v_h and v_o .

The worst-case error of about -0.25mV at the output signal v_o equal to -1V , corresponded to the core position at -10mm , is observed. The step response of the held voltage v_h for the modulation signal of 10Hz square wave with peak amplitude 0.345V , corresponded to the core position stepped from -5mm to 5mm , is shown in Fig. 7. From Fig. 7, the response time of the held signal v_h is settled within quarter cycle of the reference signal v_a . Fig. 8(a) shows plot of DC transfer characteristic of the output signals v_h and v_o versus the core position l varied in full range $\pm 12.5\text{mm}$.

From Fig. 8(a), the sensitivity of the proposed circuit can be measured as 68.88mV/mm/V and 100.02mV/mm/V for the output signals v_h and v_o , respectively. The error of the output signals v_h and v_o from expected value are shown in Fig 8(b). It can be seen that the worst-case errors of the output voltages v_h and v_o for the core position l at -12.5mm are about -0.22mV and -0.28mV , respectively. It is evident that the proposed LVDT signal converter exhibits a superior performance for instrumentation and measurement systems.

V. Conclusion

A high performance LVDT signal converter has been described in this paper. The realization method is based on the use of the proposed peak-amplitude finder to provide the control signal for the ZSH to extract the core displacement signal. The performances of the proposed LVDT signal converter were discussed in detail and confirmed by experimental implementation.

The results indicate that the proposed scheme obtains high accuracy and a fast response.

Acknowledgements

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

References

- [1] K. Ara, A Differential Transformer with Temperature and Excitation-Independent Output, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. *IM-21* n. 3, August, 1972, pp. 249 - 255.
- [2] S. C. Saxena and S. B. L. Sekena, A Self-compensated smart LVDT transducer, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. *38* n. 3, June 1989, pp.748-753.
- [3] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensor and Signal Condition* (John Wiley & Sons, 2001, 229-238).
- [4] S. Cetinkunt, *Mechatronics* (John Wiley & Sons, 2006, 227-232).
- [5] M. Felix, A. Lizarraga, A. Islas, A. Gonzales, Analysis of a Ferrofluid Core LVDT Displacement Sensor, *The 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, Glendale USA, pp. 1769-1772.
- [6] A. Drumea, A. Vasile, M. Comes, M. Blejan, System on Chip Signal Conditioner for LVDT Sensors, *Electronics System integration Technology Conference*, 2006, Dresden Germany, pp. 629-634.
- [7] H. Zumbahlen, *Linear Circuit Design Handbook*. (Analog Device, Elsevier, 2008, 195-198).

- [8] R. M. Ford, R. S. Weissbach and D. R. Loker, A DSP-Based Modified Costas Receiver for LVDT Position Sensors, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol.3, May, 2000, pp. 1448-1452
- [9] K. Banerjee, B. Dam, K. Majumdar, A novel FPGA-Based LVDT Signal Condition, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2013, Taipei, Taiwan.
- [10] R. Casanella, O. Casas, R. Pallas-Areny, Differential synchronous demodulator for modulating, sensors and impedance measurements, *Measurement Science and Technology*, vol. 16, July 2005, pp. 1637-1643.
- [11] R. Casanella, O. Casas, M. Ferrari, V. Ferrari, R. Pallas-Areny, Synchronous demodulator for autonomous sensors, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 56 n. 4, August, 2007, pp. 1219-1223.
- [12] D. A. Johns and K. Martin, *Analog Integrated Circuit Design* (John Wiley & Sons, 1997, 389-391).
- [13] C. S. Koukourlis, V. K. Trigoniadis, J. N. Sahalos, Differential synchronous demodulation for small-signal amplitude estimation, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 42 n. 5, October 1993, pp. 926-931.
- [14] A. Ota, W. Petchmaneelumka, A. Rerkratn and V. Riewruja, Simple resolver demodulation, *JSST International Conference on Simulation Technology*, 2013, Tokyo, Japan.
- [15] J. Tongcharoen, W. Petchmaneelumka, T. Cheypoca, V. Riewruja, Resolver-to-Triangular Wave Converter, *SICE Annual Conference*, 2014, Sapporo, Japan, pp. 1181-1184.
- [16] J. Tongcharoen, W. Petchmaneelumka, V. Riewruja, Low-Cost Resolver-to-DC Converter, *The 15th International Conference on Control, Automation and Systems*, 2015, Busan, Korea, pp. 1699-1702.
- [17] A. Ota, W. Petchmaneelumka, T. Cheypoca, A. Rerkratn, V. Riewruja, Front-End Interfacing Circuit for Capacitive Sensor, *The 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering*, 2015, Chiang Mai, Thailand, pp. 313-316.
- [18] R. Casanella, O. Casas, M. Ferrari, V. Ferrari, R. Pallas-Areny, Synchronous demodulator for autonomous sensors, *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 56, n. 4, August 2007, pp. 1219-1223.
- [19] V. Riewruja and A. Rerkratn, Four-quadrant analog multiplier using operational amplifier, *International Journal of Electronics*, vol. 98, n. 4, 2011, pp. 459-474.
- [20] A. S. Sedra, K. C. Smith, *Microelectronic Circuits* (Oxford University Press, 2009, 835-839).
- [21] D. H. Sheingold, *Analog-digital conversion handbook* (Prentice-hall, 1986, 564-565).

Authors' information

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
E-mail: wandee.pe@kmitl.ac.th



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



Kanoknuch Songsuwankit was born in Samut-prakarn, Thailand. She received her M.Eng. degree from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 2013. She is currently working toward the D.Eng. degree in Electrical Engineering at the same institute. Her research interests include analog signal processing, industrial instrumentation and communication systems.



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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simple LVDT Signal to DC Converter

Wandee Petchmaneelumka, Kanoknuch Songsuwankit and Vanchai Riewruja
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand 10520
wandee.pe@kmitl.ac.th, jk_jinnynaja@hotmail.com and vanchai.ri@kmitl.ac.th

ABSTRACT

A simple technique to produce a linear signal from a displacement transducer, linear variable differential transformer (LVDT), is introduced in this paper. The two-quadrant divider is used to precede the ratio of a different and sum of the two winding signals from the LVDT instead of a four-quadrant divider of a recent approach. The two-quadrant divider is obtained by an operational transconductance amplifier (OTA) in the form of a voltage-to-current converter. The signal from the divider is held by the sample and hold circuit (SHC) controlled by the peak-amplitude finder. As a result, the held signal is achieved without using a low-pass filter. The temperature effect of both OTA and LVDT are compensated. The merit of the proposed technique is that the circuit requires without the low-pass filter. Therefore, the fast response is obtained. The performance of the proposed scheme is confirmed by the experimental results using commercial devices.

CCS Concepts

• Information systems → Mobile information processing systems • Hardware → Sensors and actuators.

Keywords

LVDT; Sample and hold circuit; Operational transconductance amplifier; Demodulation; Peak-amplitude finder.

1. INTRODUCTION

LVDT is one of an importance transducer used in instrumentation and measurement systems. This is due to that the behavior of LVDT provides high linearity and durability [1] – [4]. Many applications can be found in the measuring of displacement, position, level, flow and pressure [1] – [7]. The structure of LVDT consists of a primary winding and two secondary windings with opposite series connection. The ferromagnetic core concealed inside of LVDT is the moving part used to detect the displacement. When the excitation signal is applied to the primary winding of the LVDT, the output signal is the difference of two signals from secondary windings. Therefore, the output signal of LVDT is in the form of amplitude modulation with suppressed carrier.

The technique to achieve the displacement signal from LVDT is based on the use of an envelope demodulator [3]. The traditional envelope demodulator formed by diode rectifier and low-pass filter causes large error signal on the amplitude of the

demodulated signal. This is due to the threshold voltage of diode.

To minimize this error, the synchronous demodulator provided by an analog multiplier and low-pass filter is introduced [3], [5] – [9].

Usually, the envelope demodulator and synchronous demodulator require a low-pass filter to remove a high frequency component. The low-pass filter will provide the time delay caused by its dominant pole that reduces the response time of the demodulator. Alternatively, the approach based on the use of analog switch and integrator is presented [10] – [11]. These approaches require without diode in signal path. Therefore, the error signal due to the threshold voltage of diode is avoided. Unfortunately, the time response of these approaches is deteriorated by the dominant pole of low-pass filter. In addition, the low-pass filter used for the approaches mentioned above is designed for specific frequency. Therefore, the variation of the excitation frequency will cause an inaccuracy on the demodulated signal. Recently, the use of a SHC instead of low-pass filter in the demodulator is most attention [11] – [16]. The transfer function of the SHC provides a "sine" weighting function that indicates a behavior like a low-pass filter [17]. The control signal for the SHC should be assigned to the position of the peak amplitude of the LVDT signal [1]. The advantage of this technique is shown that the demodulator provides a fast response time. However, the control signal for the SHC of these approaches is provided directly from the excitation signal. Practically, the phase shift between the primary winding and secondary windings causes the position of the control signal of the SHC missed the peak amplitude of the LVDT signal that an offset voltage on the demodulated signal is occurred. This offset voltage will reduce the resolution of the demodulator at low level of the LVDT signal. Also, the large pulse width of the control signal for the SHC of these approaches is produced a ripple on the demodulated signal. To minimize the ripple, the pulse width of the control signal for the SHC should be narrowed [1].

In this paper, simple circuit technique to realize the LVDT signal to DC voltage converter is introduced. The technique is based on the ratio of sum and difference of the signals from two secondary windings [2]. The proposed scheme comprises operational amplifier (opamp) and operational transconductance amplifier (OTA) as active circuit building block. The sum of two secondary windings signal is provided for the reference signal to generate the control signal for the SHC. The control signal for the SHC is obtained by the peak-amplitude finder proposed in the literature [1]. The performance of the proposed scheme is exhibited from the experimentally implementation using commercial available devices. In addition, the temperature effect of the LVDT and OTA are compensated.

2. CIRCUIT DESCRIPTION

The principle of the LVDT can be explained as the same with transformer and a simplified schematic is shown in Figure 1(a). If the excitation signal $v_{ex} = V_s \sin \omega t$ is applied to the primary

Permission to make digital or hard copies of all or part of this work for personal or classroom use is granted without fee provided that copies are not made or distributed for profit or commercial advantage and that copies bear this notice and the full citation on the first page. Copyrights for components of this work owned by others than ACM must be honored. Abstracting with credit is permitted. To copy otherwise, or republish, to post on servers or to redistribute to lists, requires prior specific permission and/or a fee. Request permissions from Permissions@acm.org.

ICCAE '17, February 18–21, 2017, Sydney, Australia

© 2017 ACM. ISBN 978-1-4503-4809-6/17/02...\$15.00

DOI: <http://dx.doi.org/10.1145/3057039.3057103>

winding, the secondary winding signals v_{S1} and v_{S2} can be written as

$$v_{S1} = k_1 V_x (l_{null} - l) [\sin(\omega t - \phi_S)] \quad (1a)$$

and
$$v_{S2} = k_1 V_x (l_{null} + l) [\sin(\omega t - \phi_S)] \quad (1b)$$

where V_x is the peak amplitude of the excitation signal v_{ex} , k_1 is the sensitivity of LVDT, l_{null} and l are the null position and the core position of the LVDT, respectively, ϕ_S is the phase shift between the primary winding and the secondary windings. The LVDT signal v_d or the difference of two secondary winding signals can be stated as

$$v_d = v_{S2} - v_{S1} = 2k_1 V_x l \sin(\omega t - \phi_S) \quad (2)$$

The parameters k_1 and V_x are constant. Then the amplitude of the LVDT signal v_d is directly proportional to the core position l . The principle of the traditional approaches to extract the core position signal is shown in Figure 1(b). The demodulated signal v_{od} can be expressed as

$$v_{od} = k_1 V_x l [\cos \phi_S + \cos(2\omega t - \phi_S)] \quad (3)$$

It can be seen that the second term in the square bracket contains the double of the excitation frequency. The high frequency component of Eq. (3) will be removed by the low-pass filter. The phase shift ϕ_S and the double frequency term in Eq. (3) will deteriorate the performance of the demodulator.

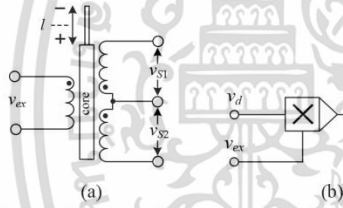


Figure 1. (a) schematic diagram (b) traditional demodulator

The block diagram of the proposed LVDT signal to DC converter is shown in Figure 2(a). The summing amplifier is provided the signal $v_1 = (v_{S1} + v_{S2})$ from the LVDT signal v_d and the signal $2v_{S2}$. The signal v_1 is transferred to the peak detector to capture the positive amplitude as the signal v_n . The signal v_n is used as the denominator for the divider. Also the signal v_1 forced the peak-amplitude finder to generate the control signal v_C for the SHC at the peak-amplitude position of the signal v_1 . If the secondary winding signals is disturbed by the variation of the ambient temperature, then the signals v_d and v_n can be stated as

$$v_d = (v_{S2} - v_{S1})(1 + \alpha \Delta t) \quad (4a)$$

and
$$v_n = (v_{S1p} + v_{S2p})(1 + \alpha \Delta t) \quad (4b)$$

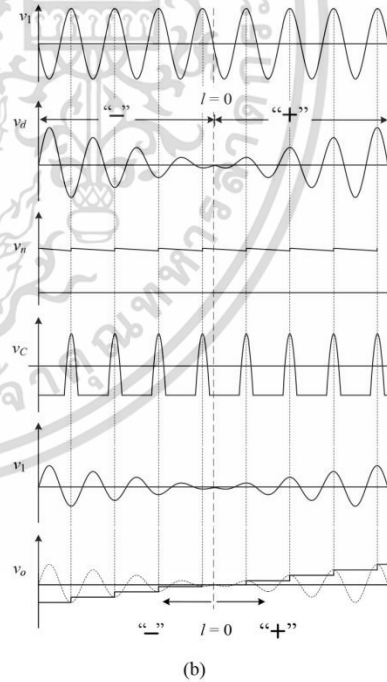
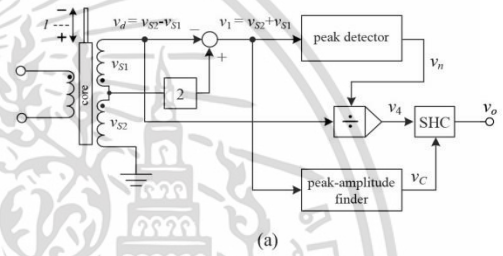
where α and Δt denote the temperature coefficient of the LVDT and the change of ambient temperature, respectively, v_{S1p} and v_{S2p} are the peak amplitude of the signals v_{S1} and v_{S2} , respectively. To consider only the positive peak amplitude of the signal v_d , the resulting signal v_4 can be given by

$$v_4 = \frac{K(v_{S2} - v_{S1})}{(v_{S1p} + v_{S2p})} = \frac{K}{l_{null}} l \quad (5)$$

where K is the voltage gain of the divider. It can be seen that the output signal v_4 of the divider is obtained without temperature effect. The signal v_4 is sampled and held at the peak amplitude by the SHC with the control signal v_C . Therefore, the output of the SHC is dependent on the peak amplitude of the signal v_d or the core position l . The operating curve of the block diagram in Figure 2(a) is shown in Figure 2(b).

The proposed circuit is depicted in Figure 2(c). Opamp A_1 , resistors R_1 and R_2 form the summing amplifier to produce the signal $v_1 = (v_{S1} + v_{S2})$. The signal v_1 is captured the peak amplitude and converted to the current signal i_1 by opamps A_2 and A_3 , diode D_1 , capacitor C_1 and resistors $R_3 - R_7$. The current signal i_1 can be written as

$$i_1 = \frac{2k_1 V_x l_{null}}{R_7} (1 + \alpha \Delta t) \quad (6)$$



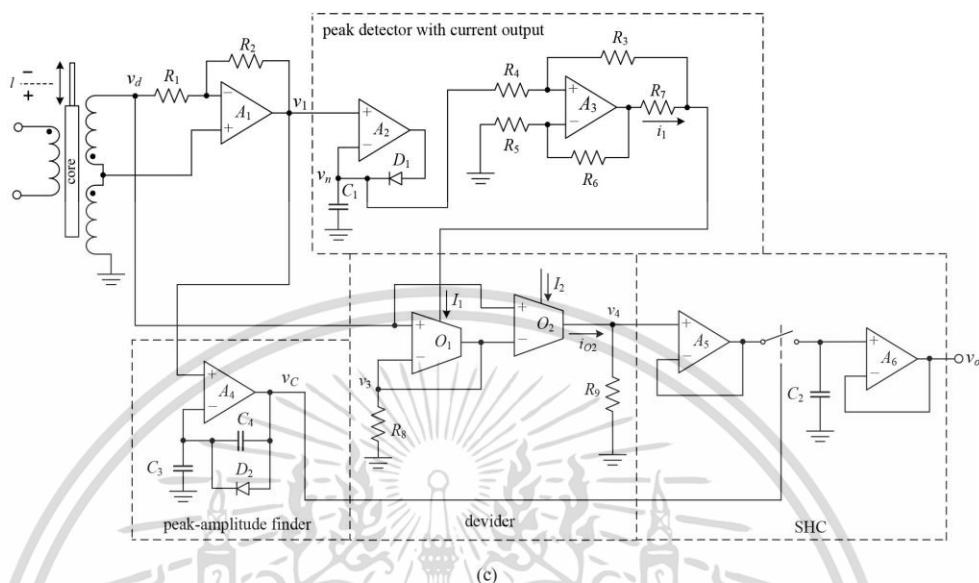


Figure 2. (a) block diagram of the proposed circuit (b) signal waveforms (c) proposed circuit

The divider for this paper is constructed by OTAs and resistors R_8 and R_9 [18]. The relationship of the voltage signal v_4 and the LVDT signal v_d can be given by

$$v_4 = \frac{I_2 R_9 v_d}{R_8 i_1} \quad (7)$$

From Eq. (2), (4) and (6), the signal v_4 can be written as

$$v_4 = \frac{I_2 R_7 R_9}{R_8 I_{null}} I = K_a I \quad (8)$$

The core position signal v_4 is provided for the SHC formed by opamps A_5 and A_6 and capacitor C_2 . The control signal v_c is generated by the peak-amplitude finder [1]. The control signal v_c controls the SHC to hold the signal v_4 corresponded to the peak position of the reference signal v_1 . Therefore, the output signal of the SHC $v_o = v_4$ is proportional to the core position l with the voltage gain K .

3. EXPERIMENTAL RESULT

The performance of the proposed circuit in Figure 2(c) is confirmed by an experimental implementation. The proposed circuit in Figure 2(c) was constructed using commercial devices such as opamp LF353, OTA CA3280, signal diode 1N4148, and analog switch CD4066. The power supply voltages and OTA bias current I_2 were set to $\pm 5V$ and $100\mu A$, respectively. The excitation signal was assigned as 5kHz sinusoidal wave of $2V_{pp}$. The passive components were chosen as $R_1 = R_2 = R_7 = R_8 = R_9 = 10k\Omega$, $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 100k\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 0.1\mu F$ and $C_4 = 0.01\mu F$. The LVDT used in this paper was $\pm 12.5mm$ stroke range with sensitivity $69mV/mm/V$ (OP12.5G from Solartron Metrology).

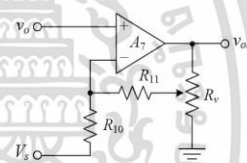


Figure 3. span and zero amplifier

Practically, the span and zero amplifier of Figure 3 is included to calibrate the output signal v_o to the describe range [1], where $R_{10} = R_{11} = 20k\Omega$ and $R = 1k\Omega$. The residue voltage for the core position $l = 0$ can be eliminated by the appropriate value of the dc voltage V_3 . The voltage v_1 of $2V_{pp}$ is measured at the LVDT core position $l = 0mm$. Thus the null position of the LVDT l_{null} is calculated as $42.39mm$ from the measured voltage v_1 and Eqs. (1a) and 1(b). Also, the parameter K_a of Eq. (8) is determined as $23.4mV/mm$. The gain of the span and zero amplifier is set to 4.27 by adjusting the variable resistor R , for the describe range $\pm 1V$ at the LVDT core $\pm 10mm$. The operating signals of the proposed circuit are shown in Figure (4). Figure (5a) shows the output signal v_o for the LVDT core varied form $-10mm$ to $10mm$. The voltage error of the output signal v_o is shown in Figure (5b). Also, the output signal v_o and its error of the span and zero amplifier in Figure 3 are shown in Figures 5(a) and 5(b), respectively. It can be seen that the proposed LVDT signal to DC converter provides the best performance for measurement and instrumentation systems.

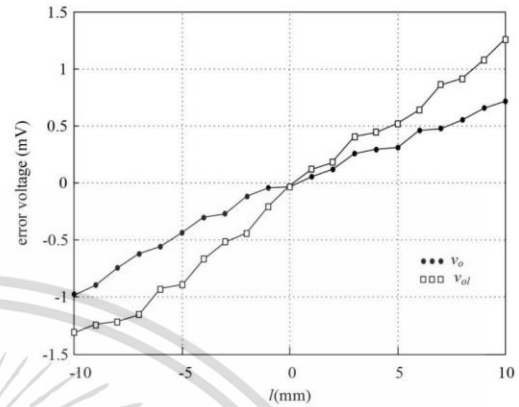
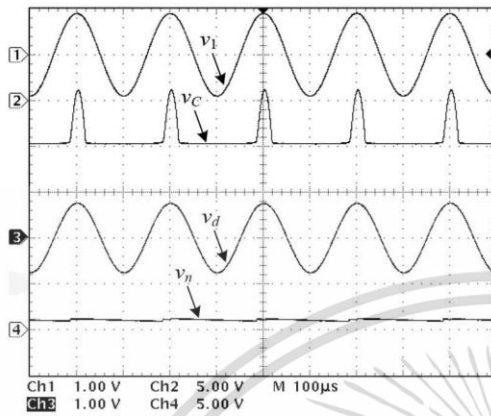


Figure 5. (a) voltage output (b) voltage error of v_o and $v_{o/l}$

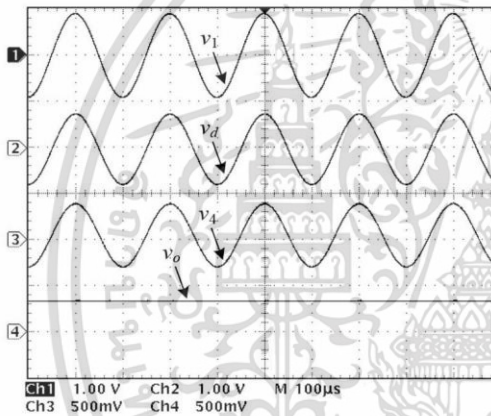
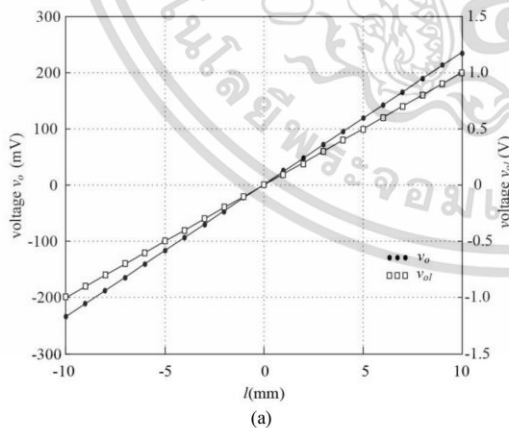


Figure 4. operating signals of the proposed circuit



4. CONCLUSION

The LVDT signal to DC converter has been presented in this paper. The technique utilizes a peak-amplitude finder to generate the control signal for the SHC to extract the core position signal. Therefore, the proposed converter requires without a low-pass filter. The performance of the proposed converter is confirmed by the experimental implementation. The results of the proposed converter exhibit that its behavior contains fast response, high accuracy and low cost.

5. ACKNOWLEDGMENTS

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

6. REFERENCES

- [1] Petchmanceelumka W., Songsuwankit K., and Riewruja V. 2016. Accurate LVDT signal converter, *I.R.E.E.*, 11, 3, 340-347.
- [2] Ara K. 1972. A Differential Transformer with Temperature and Excitation-Independent Output. *IEEE Trans. Inst. Meas.*, IM-21, 3, 249 – 255.
- [3] Pallas-Areny R. and Webster J. G. 2001. *Sensor and Signal Condition*. John Wiley & Sons.
- [4] Cetinkunt S. 2006. *Mechatronics*. John Wiley & Sons.
- [5] Saxena S. C. and Seksena S. B. L. 1989. A Self-compensated smart LVDT transducer. *IEEE Trans. Inst. Meas.*, 38, 3, 748-753.
- [6] Felix M., Lizarraga A., Islas A., and Gonzales A. 2010. Analysis of a Ferrofluid Core LVDT Displacement Sensor. *The 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 1769-1772.
- [7] Drumea A., Vasile A., Comes M., and Blejan M. 2006. System on Chip Signal Conditioner for LVDT Sensors, *Electronics System integration Technology Conference*, 629-634.
- [8] Ford R. M., Weissbach R. S., and Loker D. R. 2000. A DSP-Based Modified Costas Receiver for LVDT Position Sensors. *IEEE Trans. Inst. Meas.*, 3, 1448-1452.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [9] Banerjee K., Dam B., and Majumdar K. 2013. A novel FPGA-Based LVDT Signal Conditioner. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*.
- [10] Casanella R., Casas O., and Pallas-Areny R. 2005. Differential synchronous demodulator for modulating sensors and impedance measurements. *Measurement Science and Technology*, 16, 1637-1643.
- [11] Casanella R., Casas O., Ferrari M., Ferrari V., and Pallas-Areny R. 2007. Synchronous demodulator for autonomous sensors. *IEEE Trans. Inst. Meas.*, 56, 4, 1219-1223.
- [12] Koukourlis C. S., Trigonidis V. K., and Sahalos J. N. 1993. Differential synchronous demodulation for small-signal amplitude estimation. *IEEE Trans. Inst. Meas.*, 42, 5, 926-931.
- [13] Ota A., Petchmaneelumka W., Rerkratn A., and Riewruja V. 2013. Simple resolver demodulation, *JSST International Conference on Simulation Technology*.
- [14] Tongcharoen J., Petchmaneelumka W., Cheypoca T., and Riewruja V. 2014. Resolver-to-Triangular Wave Converter, *SICE Annual Conference*. 1181-1184.
- [15] Tongcharoen J., Petchmaneelumka W., and Riewruja V. 2015. Low-Cost Resolver-to-DC Converter. *The 15th International Conference on Control, Automation and Systems*. 1699-1702.
- [16] Ota A., Petchmaneelumka W., Cheypoca T., Rerkratn A., and Riewruja V. 2015. Front-End Interfacing Circuit for Capacitive Sensor. *The 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering*. 313-316.
- [17] Johns D. A. and Martin, K. 1997. *Analog Integrated Circuit Design*. John Wiley & Sons.
- [18] Surakamponrom W., Riewruja V., Kumwachara K., Surawatpunya C., and Anuntahirunrat K. 1999. Temperature-insensitive voltage-to-current converter and its applications. *IEEE Trans. Inst. Meas.* 48, 6, 1270 – 1277.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ - นามสกุล นางสาวกนกนุช ทรงสุวรรณกิจ
- วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 28 มีนาคม 2529
- ที่อยู่ 706/1 ต.สำโรงเหนือ อ.เมือง จ.สมุทรปราการ 10270
- ประวัติการศึกษา 2551 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2556 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้