

การปรับแต่งระบบการวัดค่าความต้านทานไฟฟ้าด้วยวิธีผสมสัญญาณ

IMPROVEMENT OF ELECTRICAL IMPEDANCE MEASUREMENT: MIXED
SIGNAL APPROACH



พงศ์พิชญ์ ศรีบัว
Phongpit Sribua

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2567

KMITL-2024-EN-M-027-199

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPROVEMENT OF ELECTRICAL IMPEDANCE MEASUREMENT: MIXED
SIGNAL APPROACH



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2024
KMITL-2024-EN-M-027-199

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2024

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับแต่งระบบการวัดค่าความต้านทานไฟฟ้าด้วยวิธี ผสมสัญญาณ
นักศึกษา	นายพงศ์พิชฌ์ ศรีบัว
รหัสประจำตัว	64601094
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
พ.ศ.	2567
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.สุเมธ วิศวทักษิณ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้เทคนิคคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งถูกทำให้สั้นลงและเป็นสัญญาณ 5 ระดับเพื่อวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า เพื่อพัฒนาระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า สัญญาณสี่เหลี่ยม 5 ระดับใหม่นั้นมีคุณสมบัติที่ดีกว่าในการกำจัดฮาร์มอนิกคี่เมื่อเทียบกับเทคนิค สัญญาณสี่เหลี่ยม 3 ระดับแบบเดิม ผลลัพธ์แสดงให้เห็นว่าข้อผิดพลาดสูงสุดในการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า 3 องค์ประกอบ ได้แก่ ส่วนจริง (R), ส่วนจินตภาพ (X), ส่วนแมกนิจูด (Z) ลดลงประมาณ 0.3% และ สำหรับส่วนเฟส (θ) ลดลงประมาณ 3% เมื่อใช้สัญญาณ 5 ระดับแทน สัญญาณ 3 ระดับสำหรับสัญญาณกระตุ้น โดยองค์ประกอบ R และ X สามารถวัดได้จากแรงดันจากวงจร Synchronous Demodulator และนำ R และ X ไปคำนวณหา Z และ θ

Thesis	Improvement of electrical impedance measurement: mixed signal approach
Student	Mr. Phongpit Sribua
Student ID.	64601094
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical and Computer Engineering
Year	2024
Thesis Advisor	Asst. Prof. Sumek Wisayataksin, Ph.D.

ABSTRACT

This article deploys a 5-level shorten rectangular wave technique to measure lock-in electrical impedance. The new shorten rectangular signal has better properties in eliminating odd harmonics compared to the conventional 3-level shorten rectangular wave technique. The results show that the measurement errors in the 3-component real part (R), imaginary part (X), magnitude (Z) reduce about 0.3% and Phase (ϕ) reduce about 3% when the 5-level signal is used instead 3-level signal for excitation signal. The components R and X can be measured from the voltage output of the Synchronous Demodulator circuit. R and X is used to calculate Z and ϕ .

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.สุเมฆ วิศยทักษิณ คอยช่วยเหลือให้ความรู้ด้านการเขียนโปรแกรม และการตรวจเอกสารต่างๆขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ ศ.ดร.อภิรักษ์ ธนชยานนท์ ที่กรุณารับหน้าที่อาจารย์ที่ปรึกษาให้แก่ข้าพเจ้า และคอยช่วยสนับสนุนด้านความรู้ต่างๆที่ข้าพเจ้าไม่สามารถหาเองได้ รวมไปถึงการแก้ไขปัญหาแบบวิศวกร และคำแนะนำในสิ่งที่ควร และไม่ควรกระทำ จนสามารถบรรลุงานวิจัยในเอกสารฉบับนี้ไปได้ด้วยดี ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบคุณพ่อ และแม่ ของข้าพเจ้าที่ดูแลและให้กำลังใจเป็นอย่างดีจนถึงปัจจุบัน สอนให้ข้าพเจ้าพร้อมเรียนรู้ตลอดเวลา ไม่ยอมแพ้ให้กับความยากลำบากในการทำงาน คอยสนับสนุนด้านการเงินและให้โอกาสในการศึกษากับข้าพเจ้าจนถึงระดับปริญญาโท

พงศ์พิชฌ์ ศรีบัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	V
สารบัญตาราง.....	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 หลักการ ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 ค่าความต้านทานไฟฟ้า.....	4
2.2 ระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า	5
2.2.1 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง	6
2.2.2 แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้น.....	7

IV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 วงจรขยายแรงดัน.....	7
2.2.4 วงจรดีมอดูเลตแบบซิงโครนัส	8
2.3 การเลือกใช้และคุณสมบัติของสัญญาณสำหรับการวิจัย	8
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	16
3.1 การพัฒนาและออกแบบสัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่	16
3.2 การออกแบบและการทำงานวงจร Reference Synthesizer	20
3.3 การออกแบบวงจร Voltage control current source	35
3.4 การออกแบบวงจร Synchronous Demodulator	36
3.5 การออกแบบวงจรขยาย	39
3.6 การเลือกใช้ขนาดของ impedance	39
3.7 วงจรสำหรับระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า.....	42
บทที่ 4 ผลการดำเนินวิจัย	43
4.1 ผลการวิจัยจากการใช้สัญญาณสามระดับทั้งสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณอ้างอิง	43
4.2 ผลการวิจัยจากการใช้สัญญาณห้าระดับที่สัญญาณกระตุ้นและสามระดับที่สัญญาณอ้างอิง	51
4.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างสัญญาณสาม และห้าระดับที่สัญญาณกระตุ้น	59
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	60
5.1 สรุปผลการทดลอง	63
5.2 ข้อเสนอแนะ	63

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 4.1 ผลการวัดองค์ประกอบทางเพศทั้งสี่ส่วนเมื่อใช้สัญญาณกระตุ้นแบบสามระดับ และสัญญาณอ้างอิงแบบ สามระดับ	48
ตารางที่ 4.2 ผลการวัดองค์ประกอบทางเพศทั้งสี่ส่วนเมื่อใช้สัญญาณกระตุ้นแบบห้าระดับและสัญญาณอ้างอิงแบบสามระดับ	56



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 ไดอะแกรมค่าความต้านทานไฟฟ้า (ก) การเกิด impedance (ข) วงจรสมมูลของสามองค์ประกอบ impedance (ค) เฟสไดอะแกรมของ impedance	5
รูปที่ 2.2 ระบบการวัดค่าความต้านทานไฟฟ้า	5
รูปที่ 2.3 วงจรสร้างสัญญาณในระบบการวัด impedance	6
รูปที่ 2.4 แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้นของระบบการวัด impedance	7
รูปที่ 2.5 วงจรขยายแรงดันของระบบการวัด impedance	7
รูปที่ 2.6 ระบบการวัดค่า impedance ส่วนวงจรดีมอดูเลตแบบซิงโครนัส	8
รูปที่ 2.7 สัญญาณไซน์บริสุทธิ์	9
รูปที่ 2.8 สเปกตรัมฮาร์มอนิกคี่ของสัญญาณไซน์บริสุทธิ์	9
รูปที่ 2.9 สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตร	10
รูปที่ 2.10 สเปกตรัมฮาร์มอนิกคี่ของสัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตร	10
รูปที่ 2.11 ลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสามระดับ	12
รูปที่ 2.12 สเปกตรัมของสัญญาณสามระดับ	12
รูปที่ 2.13 สัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 30^\circ$	13
รูปที่ 2.14 สเปกตรัมฮาร์มอนิกคี่ของสัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 30^\circ$	13
รูปที่ 2.15 สัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 30^\circ$	14
รูปที่ 2.16 สเปกตรัมฮาร์มอนิกคี่ของสัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 18^\circ$	14
รูปที่ 2.17 การตอบสนองความถี่ของ Relative error of magnitude และ Phase error ฮาร์มอนิกคี่ที่ 3 ถึง 13 เมื่อใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรสำหรับสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณอ้างอิง [5]	15
รูปที่ 3.1 ลักษณะรูปคลื่นสัญญาณห้าระดับใหม่ที่ถูกพัฒนาจากสัญญาณสามระดับ	16
รูปที่ 3.2 Flow Chart สำหรับกระบวนการหา A_1, A_2 และ β_1, β_2 ของสัญญาณห้าระดับ	17
รูปที่ 3.3 สัญญาณสามระดับที่มีขนาด $A_1 = 0.7$ และมุม $\beta_1 = 13^\circ$	18

VII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 สัญญาณสามระดับที่มีขนาด $A_2 = 0.3$ และมุม $\beta_2 = 39^\circ$	18
รูปที่ 3.5 สัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่	19
รูปที่ 3.6 สเปกตรัมของฮาร์มอนิกคี่ของสัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่	19
รูปที่ 3.7 Reverse shift register แบบเก่า [5]	21
รูปที่ 3.8 เอาต์พุตสัญญาณของ Reverse shift register แบบเก่า [5]	22
รูปที่ 3.9 วงจร Reverse shift register แบบใหม่	23
รูปที่ 3.10 State ที่ 0 ของวงจร Reverse shift register	24
รูปที่ 3.11 จบ State ที่ 0 ของวงจร Reverse shift register	25
รูปที่ 3.12 จบ State ที่ 1 ของวงจร Reverse shift register	26
รูปที่ 3.13 จบ State ที่ 2 ของวงจร Reverse shift register	27
รูปที่ 3.14 จบ State ที่ 89 ของวงจร Reverse shift register	28
รูปที่ 3.15 จบ State ที่ 90 ของวงจร Reverse shift register	29
รูปที่ 3.16 จบ State ที่ 91 ของวงจร Reverse shift register	30
รูปที่ 3.17 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register(Clk 0-92).....	31
รูปที่ 3.18 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register(Clk 88-182).....	32
รูปที่ 3.19 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register(Clk 178-272)	33
รูปที่ 3.20 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register(Clk 268-360)	34
รูปที่ 3.21 การใช้งานของ DAC0808 เพื่อขับกระแสอย่างเดี่ยวจาก datasheet	35
รูปที่ 3.22 การใช้งานของ DAC0808 และ LF351 เพื่อคำนวณแรงดันเอาต์พุตจากdatasheet	36
รูปที่ 3.23 analog switch(analog multiplexer) จาก datasheet	37
รูปที่ 3.24 การทำงานของ Synchronous Demodulation	38
รูปที่ 3.25 การตอบสนองความถี่ส่วนจริงของ V_Z	40
รูปที่ 3.26 การตอบสนองความถี่ส่วนจินตภาพของ V_Z	41
รูปที่ 3.27 การตอบสนองความถี่ส่วนแมคนิจูดของ V_Z	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา **VIII** เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.28 การตอบสนองความถี่ส่วนเฟสของ V_z	42
รูปที่ 3.29 schematic ของระบบการวัดค่า impedance	42
รูปที่ 4.1 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z)	44
รูปที่ 4.2 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริง ($\text{Re } V_z$).....	44
รูปที่ 4.3 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงแบบ DC	46
รูปที่ 4.4 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพ ($\text{Im } V_z$)	46
รูปที่ 4.5 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพแบบ DC	47
รูปที่ 4.6 แรงดันตกคร่อม impedance ที่ความถี่ 10 Hz	49
รูปที่ 4.7 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริง ที่ความถี่ 10 Hz	49
รูปที่ 4.8 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz	50
รูปที่ 4.9 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพที่ความถี่ 10 Hz	50
รูปที่ 4.10 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz	51
รูปที่ 4.11 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) เมื่อ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ	52
รูปที่ 4.12 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจริงเมื่อ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ	52
รูปที่ 4.13 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 1 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็น สัญญาณหาระดับ	54
รูปที่ 4.14 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจินตภาพที่ความถี่ 1 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณ หาระดับ	54
รูปที่ 4.15 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจินตภาพแบบ DC ที่ความถี่ 1 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็น สัญญาณหาระดับ	55
รูปที่ 4.16 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ .57	57
รูปที่ 4.17 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจริงที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณห่า ระดับ	57
รูปที่ 4.18 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็น สัญญาณหาระดับ	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา IX เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.18 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ	58
รูปที่ 4.19 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจินตภาพที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ	60
รูปที่ 4.20 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจินตภาพแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ	59
รูปที่ 4.21 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta R/Z_0$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ $Ref_{I,Q}$ อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณหาระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ $Ref_{I,Q}$	60
รูปที่ 4.22 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta X/Z_0$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ $Ref_{I,Q}$ อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณหาระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ $Ref_{I,Q}$	61
รูปที่ 4.23 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta Z/Z_0$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ $Ref_{I,Q}$ อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณหาระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ $Ref_{I,Q}$	61
รูปที่ 4.24 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta \theta/\theta$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ $Ref_{I,Q}$ อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณหาระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ $Ref_{I,Q}$	62
รูปที่ 5.1 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z) ส่วนจริงเมื่อ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ	66
รูปที่ 5.2 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนจริงของ V_z	67
รูปที่ 5.3 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนจินตภาพของ V_z	67
รูปที่ 5.4 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนแมกนิจูดของ V_z	68
รูปที่ 5.5 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนเฟสของ V_z	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

การวิเคราะห์ค่าความต้านทานทางไฟฟ้า(Impedance) เป็นวิธีการที่ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องมานานกว่าสิบปี เนื่องจากสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับการวิเคราะห์ค่า impedance ในร่างกายมนุษย์เพื่อติดตามสถานะองค์ประกอบของร่างกาย โดยเฉพาะไขมันในร่างกายและมวลกล้ามเนื้อ ในปัจจุบันกระบวนการนี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการใช้งานอุปกรณ์ทางการแพทย์ต่างๆ เช่น เครื่องวิเคราะห์ความต้านทานทางชีวภาพ(Bio-impedance Analyzer) อุปกรณ์ตรวจสอบความต้านทานของปอด(Lung impedance monitoring devices) ซึ่งเป็นหนึ่งในชนิดของอุปกรณ์ที่ถูกพัฒนาจากการวิเคราะห์ค่าความต้านทานทางไฟฟ้า โดยมีพื้นฐานความรู้มาจากการจ่ายกระแสไฟฟ้าผ่าน impedance เพื่อให้เกิดแรงดันตกคร่อม impedance แล้วนำมาวิเคราะห์ในลักษณะงานที่ต่างกันไป

โดยปกติแล้วระบบการวัดค่า impedance จะประกอบไปด้วยสัญญาณ 2 ส่วน สัญญาณส่วนหนึ่งคือสัญญาณแรงดันกระตุ้น ทำหน้าที่ในการกระตุ้นกระแสไฟฟ้าให้ไหลผ่าน impedance ที่สนใจก่อให้เกิดแรงดันตกคร่อม impedance ดังกล่าว ขั้นตอนต่อมาสัญญาณแรงดันที่เกิดขึ้นจะถูกนำไปคูณกับสัญญาณในส่วนที่สองคือสัญญาณแรงดันอ้างอิง เมื่อสัญญาณสองส่วนคูณกันจะทำให้สามารถแยกองค์ประกอบของค่าความต้านทานทางไฟฟ้าส่วนจริง และส่วนจินตภาพได้ทำให้สามารถทราบคุณลักษณะทางไฟฟ้าของ impedance ที่ถูกนำมาวิเคราะห์ได้

การใช้สัญญาณไซน์บริสุทธิ์ที่สัญญาณแรงดันกระตุ้นและสัญญาณแรงดันอ้างอิง สามารถให้ความแม่นยำที่สุดแก่ผลลัพธ์ในการวัดค่า impedance แต่ด้วยวงจรแยกส่วนจริง และส่วนจินตภาพออกจากกันต้องใช้วงจรที่ซับซ้อนเนื่องจากเป็นวงจรคูณแบบอนาล็อกจึงจำเป็นต้องมี linear range ที่กว้างเพื่อรองรับผลคูณดังกล่าว นักวิจัยบางกลุ่มจึงเลือกใช้ลักษณะสัญญาณที่สร้างง่ายที่สุดคือสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมสมมาตร แต่มีข้อจำกัดในแง่ของฮาร์มอนิกที่ส่งผลให้ค่าความแม่นยำลดลงอย่างมาก[1][2] ต่อมาได้มีการพัฒนาการสร้างสัญญาณเลียนแบบคลื่นไซน์บริสุทธิ์แบบขั้นบันได [3] ซึ่งมีความเป็นไปได้ในการลดผลกระทบของฮาร์มอนิก และสร้างง่ายกว่าสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ แต่ยังคงจำเป็นต้องมีวงจร ADC และ FIR filters ในการวัดแรงดันกระแสตรง(V_{DC}) หลายปีต่อมานักวิจัย[5] ได้เสนอวิธีการใช้สัญญาณแบบใหม่ คือการใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรซึ่งถูกทำให้ รอบการทำงานถูกตัดให้สั้นลงมีลักษณะเป็นสัญญาณสามระดับ ด้วยสัญญาณนี้ให้ผลลัพธ์ในการวัดที่ยอมรับได้ และไม่มีการซับซ้อน แต่ฮาร์มอนิกที่บางอันดับยังมีความเป็นไปได้ที่จะถูกกำจัด จึงกลายมาเป็นหัวข้อของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์ที่จะพัฒนาระบบการวัดค่า impedance ให้แม่นยำกว่าวิธีการก่อนหน้า โดยการพัฒนาและออกแบบสัญญาณในการวัดขึ้นมาใหม่ แต่ระบบในการวิเคราะห์ค่า impedance จะต้องไม่ซับซ้อน และใช้พลังงานต่ำ ผู้วิจัยจึงพัฒนาสัญญาณจากวิธีการก่อนหน้าที่มีลักษณะเป็นสัญญาณสามระดับ ให้เป็นสัญญาณห้าระดับ โดยการนำสัญญาณสามระดับสองสัญญาณที่รอบการทำงานถูกตัดให้สั้นลงต่างกันมารวมกันเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกที่บางค่าที่ผู้วิจัยก่อนหน้าไม่สามารถกำจัดออกไปได้จากการวิจัยล่าสุด และใช้สัญญาณแบบใหม่นี้แทนสัญญาณกระตุ้นในงานวิจัยก่อนหน้า เพื่อทดสอบการวัดความแม่นยำขององค์ประกอบทั้งสี่ของค่าความต้านทานทางไฟฟ้า

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

สัญญาณไซน์บริสุทธิ์เป็นสัญญาณที่ไม่มีผลของฮาร์มอนิกที่แม้แต่อันดับเดียวมาส่งผลในการทำงาน แต่สำหรับงานวิจัยก่อนหน้า และงานวิจัยของผู้วิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ ต้องการใช้สัญญาณในการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้าที่สร้างง่ายกว่าสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ แต่ยังให้ผลลัพธ์ของการวัดในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ กล่าวคือหากสัญญาณใดๆมีความใกล้เคียงลักษณะของสัญญาณไซน์มากขึ้น จะมีความเป็นไปได้ในการกำจัดฮาร์มอนิกที่บางอันดับออกไปได้ เนื่องจากงานวิจัยก่อนหน้าเป็นสัญญาณสามระดับ หากถูกพัฒนาให้เป็นห้าระดับก็จะมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณไซน์มากขึ้น กล่าวคือสัญญาณห้าระดับที่ถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีความเป็นไปได้ที่จะให้ค่าความแม่นยำที่ดีขึ้นในการวัดค่า impedance ได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากสัญญาณที่ใช้ในการวัด เป็นตัวกำหนดค่าความแม่นยำของการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า ดังนั้นผู้วิจัยต้องทราบถึงลักษณะของสัญญาณที่ใช้ในส่วนของฮาร์มอนิกที่เป็นอันดับแรก เมื่อทราบแล้วจึงเริ่มออกแบบสัญญาณดังกล่าว ให้มีความสามารถกำจัดฮาร์มอนิกที่ต้องการได้ แล้วเปรียบเทียบค่าความแม่นยำของการวัดระหว่างการใช้สัญญาณก่อนหน้า[5] และใช้สัญญาณแบบใหม่

1.5 ขอบเขตการวิจัย

- 1.5.1 วงจรสร้างสัญญาณ (Reference synthesizer)
- 1.5.2 วงจรแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส
- 1.5.3 กระบวนการตีמודเลตชันแบบซิงโครนัส
- 1.5.4 ผลของฮาร์มอนิกในสัญญาณ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.6.1 ศึกษาสัญญาณสามระดับของผู้วิจัยก่อนหน้า
- 1.6.2 ออกแบบระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.6.3 ทดสอบการวัดโดยใช้สัญญาณสามระดับของผู้วิจัยก่อนหน้า
- 1.6.4 พัฒนาสัญญาณจากสามระดับเป็นห้าระดับ
- 1.6.5 ออกแบบวงจรสำหรับสร้างสัญญาณห้าระดับ
- 1.6.6 ทดสอบการวัดโดยใช้สัญญาณห้าระดับ
- 1.6.7 ตรวจสอบและเปรียบเทียบผลลัพธ์จากการใช้สัญญาณสามระดับ และห้าระดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

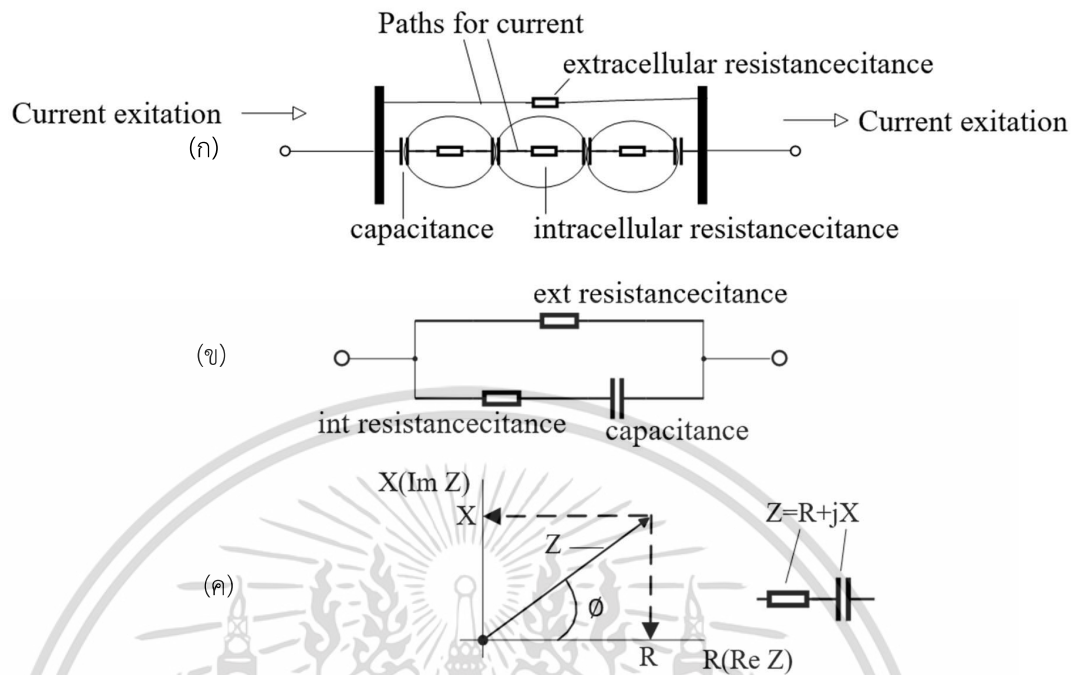
หลักการ ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทความนี้จะกล่าวถึงทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบการวัดค่า impedance โดยเริ่มจากการอธิบายการเลือกรูปแบบค่าความต้านทานทางไฟฟ้า อธิบายระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า อธิบายการใช้และคุณสมบัติของสัญญาณสามระดับ

2.1 การเลือกรูปแบบค่าความต้านทานทางไฟฟ้า

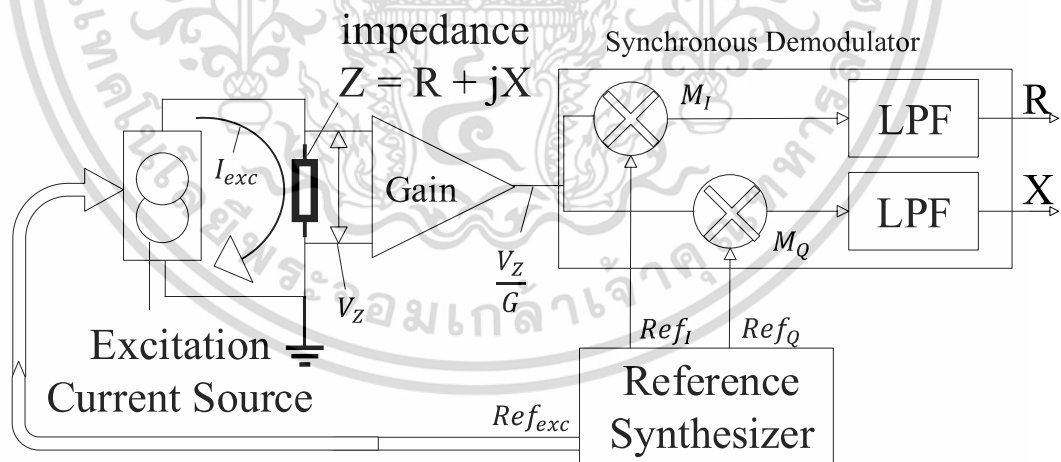
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกรูปแบบ impedance ตาม bio-impedance สำหรับทดสอบสัญญาณแบบใหม่ที่ผู้วิจัยได้คิดค้นขึ้นมาเนื่องจากรูปแบบสัญญาณที่ผู้วิจัยพัฒนาขึ้นมาใหม่นั้น ได้มีพื้นฐานความรู้มาจากสัญญาณที่พัฒนาเพื่อนำไปวัดค่า bio-impedance แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ต้องการพัฒนาสัญญาณขึ้นมาปรับปรุงให้มีคุณสมบัติที่ดีกว่าต้นฉบับเท่านั้น bio-impedance เป็นตัวแปรที่ใช้ทางการแพทย์ใช้ในการตรวจสอบความผิดปกติของอวัยวะและเนื้อเยื่อของผู้ป่วย ซึ่งในงานวิจัยสำหรับการวัด bio-impedance สามารถจำลอง Bio-impedance ให้อยู่ในรูปของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้แก่ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.1 โดยเริ่มจากการจ่ายสัญญาณในรูปแบบกระแสไฟฟ้าที่มีขนาดสัญญาณเล็กผ่านเนื้อเยื่อที่ต้องการวินิจฉัย หรือตรวจสอบความผิดปกติ เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านเนื้อเยื่อหากมองระดับที่ลึกลงไปถึงชั้นของเซลล์ดังรูปที่ 2.1.ก เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านผิวสัมผัสของเซลล์จะเกิดค่าเสมือนตัวเก็บประจุ(C) เนื่องจากมีผิวของเซลล์กันเสมือนเป็นฉนวนซึ่งมีลักษณะเหมือนกับตัวเก็บประจุ และเมื่อกระแสไหลผ่านภายในเซลล์ จะก่อให้เกิดค่าความต้านทานภายในเซลล์(R_{int})

นอกจากนี้ ยังมีกระแสบางส่วนที่ไหลผ่านเนื้อเยื่อแต่ไม่ได้ไหลผ่านเซลล์ ซึ่งบริเวณดังกล่าวจะเกิดค่าความต้านทานภายนอกเซลล์(R_{ext}) สำหรับการวิจัยและพัฒนาการวัด bio-impedance นักวิจัยส่วนใหญ่ได้ใช้แบบจำลองดังรูปที่ 2.1.ข ซึ่งเป็นแบบจำลองซึ่งลดรูปลงมาจากรูปที่ 2.1.ก มาใช้แทนเนื้อเยื่อของสิ่งมีชีวิต เนื่องจากรูปแบบดังกล่าวสะดวกต่อการนำมาวิเคราะห์ค่าความสัมพันธ์ทางเฟสไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.1.ค โดยมีองค์ประกอบของเฟสไดอะแกรมทั้งหมดสี่ส่วนได้แก่ ส่วนจริง($Re Z$), ส่วนจินตภาพ($Im Z$), ส่วนแมกนิจูด(Z) และ ส่วนเฟส(θ) โดยหลักการทั่วไปของระบบการวัด impedance จะนิยมวัดแค่สองตัวแปรได้แก่ ส่วนจริง และจินตภาพ เมื่อระบบทำการวัดและได้ทั้งสองตัวแปรดังกล่าวมาเรียบร้อยแล้ว จะสามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อคำนวณหาในสวน แมกนิจูด และเฟสตามกระบวนการทางคณิตศาสตร์ แล้วจึงนำข้อมูลทั้งหมดมาวิเคราะห์ความแม่นยำของระบบการวัดค่า impedance



รูปที่ 2.1 ไดอะแกรมค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (ก) การเกิด impedance (ข) วงจรสมมูลของสามองค์ประกอบ impedance (ค) เฟสไดอะแกรมของ impedance

2.2 ระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า

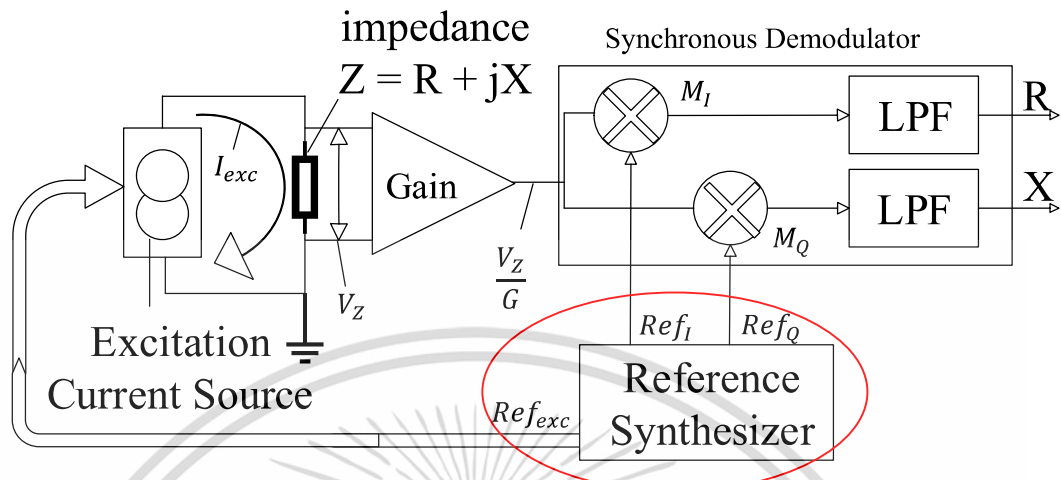


รูปที่ 2.2 ระบบการวัดค่า impedance

ระบบการวัด impedance เป็นระบบที่นิยมใช้สำหรับการวัด และวิเคราะห์ค่า impedance ดังรูปที่ 2.2 องค์ประกอบของระบบการวัดมีดังนี้ วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง(Reference synthesizer) , แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้น(Excitation current source), วงจรขยายแรงดัน(Gain) และวงจรดีมอดูเลตแบบซิงโครนัส(Synchronous Demodulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง(Reference synthesizer)

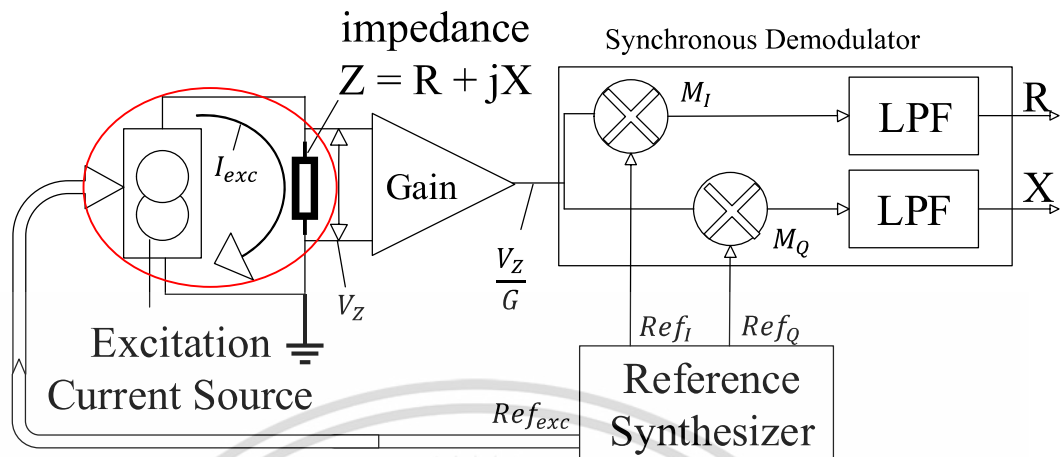


รูปที่ 2.3 วงจรสร้างสัญญาณในระบบการวัด impedance

วงจรสร้างสัญญาณดังรูปที่ 2.3 ทำหน้าที่ในการสร้าง และส่งสัญญาณออกมาทั้งหมด 3 สัญญาณ ได้แก่ สัญญาณที่หนึ่งสัญญาณกระตุ้น Reference excitation(Ref_{exc}) เมื่อสัญญาณกระตุ้นถูกส่งออกมาจากวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงจะถูกส่งเข้าสู่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระตุ้น(Excitation current source) เพื่อวัดแรงดันตกคร่อม impedance สัญญาณที่สอง Reference inphase(Ref_I) เมื่อ Ref_I ถูกส่งออกมาจากวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง จะถูกใช้ในกระบวนการดีมอดูเลตแบบซิงโครนัสที่ช่องวงจร M_I ซึ่งเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบ multiplexer สัญญาณที่สาม Reference quadrature(Ref_Q) เมื่อสัญญาณนี้ถูกส่งออกมาจากวงจรสร้างสัญญาณจะถูกใช้ในกระบวนการดีมอดูเลตแบบซิงโครนัสที่ช่องวงจร M_Q โดยสัญญาณ Ref_I และ Ref_Q เป็นสัญญาณที่มีลักษณะของรูปคลื่นและขนาดของสัญญาณเหมือนกัน แต่สัญญาณ Ref_Q จะมีเฟสที่ตามหลังสัญญาณ Ref_I อยู่ $\frac{\pi}{2}$ เพื่อใช้ในการแยกส่วนจริง และจินตภาพ [4] สำหรับการหาค่าประกอบส่วนจริงของ V_Z จากการดีมอดูเลตแบบซิงโครนัสที่ช่องวงจร M_I และ ส่วนจินตภาพของ V_Z จากการดีมอดูเลตแบบซิงโครนัสที่ช่องวงจร M_Q

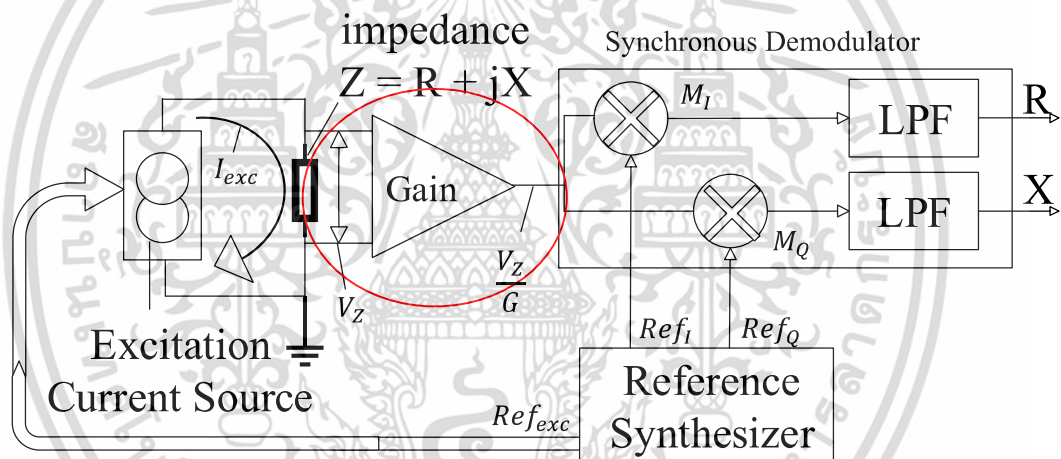
2.2.2 แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้น(Excitation current source)

แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้น เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า ซึ่งจ่ายกระแสตามสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามาควบคุมซึ่งก็คือสัญญาณ Ref_{exc} เมื่อแหล่งจ่ายกระแสกระตุ้นได้รับสัญญาณควบคุม จะปล่อยสัญญาณในรูปแบบของกระแสไฟฟ้าออกมาซึ่งก็คือ Current excitation (I_{exc}) โดย I_{exc} ในรูปที่ 2.4 จะไหลผ่าน Z ที่เป็นค่า impedance ที่ต้องการตรวจสอบและเกิดแรงดันตกคร่อม Z (V_Z)



รูปที่ 2.4 แหล่งจ่ายกระแสกระตุ้นของระบบการวัด impedance

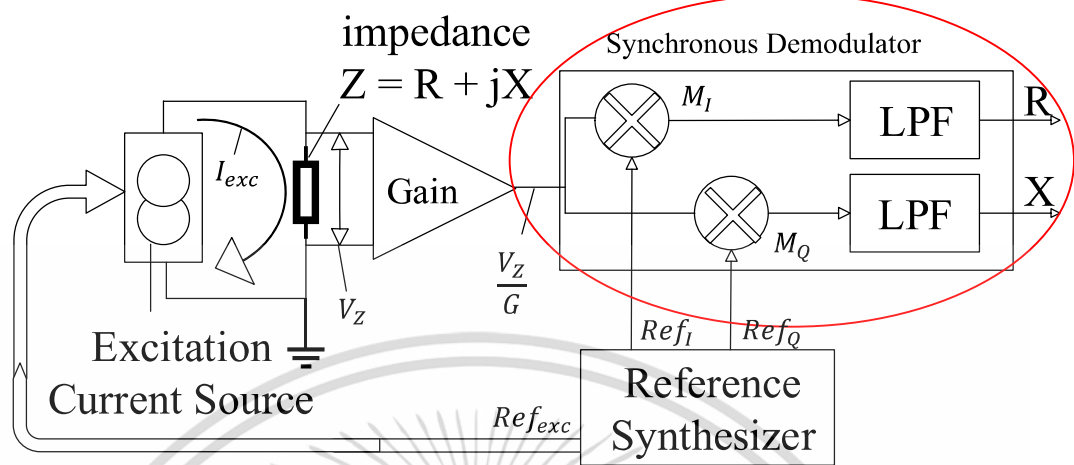
2.2.3 วงจรขยายแรงดัน(Gain)



รูปที่ 2.5 วงจรขยายแรงดันกระแสตรงของระบบการวัด EBI

วงจรขยายแรงดัน(Gain) เป็นวงจรสำหรับขยายแรงดันอินพุตที่รับเข้ามาซึ่งก็คือ V_Z เนื่องจากในกระบวนการตีโมดดูเลตแบบซิงโครนัสในหัวข้อถัดไปแรงดันจะถูกกลทอน จึงจำเป็นต้องมีการขยายแรงดันเพื่อชดเชย ซึ่งค่าอัตราขยายจะขึ้นอยู่กับลักษณะของสัญญาณแรงดันที่ใช้โดยมีตัวแปรอ้างอิงคือ $1/G$ ซึ่งจะถูกอธิบายในส่วนต่อไป

2.2.4 วงจรตีมอดดูเลตแบบซิงโครนัส(Synchronous Demodulators)

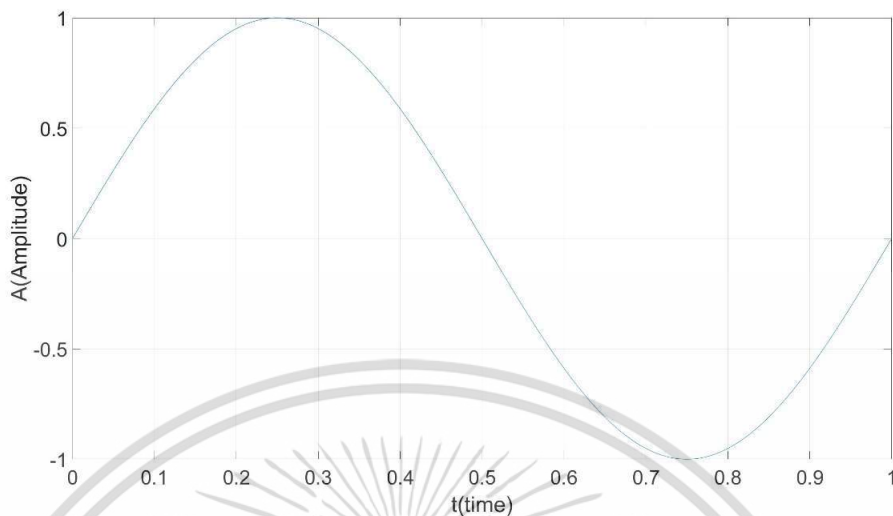


รูปที่ 2.6 ระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้าส่วนวงจรถีมอดดูเลตแบบซิงโครนัส

วงจรถีมอดดูเลตแบบซิงโครนัส(Synchronous Demodulator) เป็นวงจรสำหรับแยกองค์ประกอบของสัญญาณสองส่วนออกมาจาก V_Z คือ ส่วนจริง และ ส่วนจินตภาพ โดย M_I ทำหน้าที่ในการแยกหาส่วนจริงและ M_Q ทำหน้าที่ในการแยกหาส่วนจินตภาพ เมื่อทราบทั้งสององค์ประกอบดังกล่าวจะสามารถหาองค์ประกอบอีกสองส่วนได้คือ ส่วนแอมพลิจูด และ เฟส โดยหลักการของกระบวนการตีมอดดูเลตแบบซิงโครนัสของวิทยานิพนธ์นี้เริ่มจากการรับอินพุตที่เป็นสัญญาณแรงดันสองสัญญาณดังรูปที่ 2.2 โดย M_I รับอินพุตคือสัญญาณ V_Z/G และ V_{Ref_I} , M_Q รับสัญญาณ V_Z/G และ V_{Ref_Q} หลังจากได้สัญญาณที่เป็นส่วนจริง และ ส่วนจินตภาพ สัญญาณทั้งสองส่วนจะถูกส่งไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำแบบตัวต้านและตัวเก็บประจุ (RC LPF) ซึ่งถูกออกแบบให้มี frequency cutoff ที่ต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณที่ใช้ในการวัดอย่างมาก เพื่อกรองหาสัญญาณ DC ของแต่ละองค์ประกอบทางเฟส

2.3 การเลือกใช้และคุณสมบัติของสัญญาณสำหรับการวิจัย

ระบบการวัด impedance เป็นระบบการวัดที่ต้องการความแม่นยำสูง การเลือกใช้สัญญาณสำหรับการวิจัยจึงมีความสำคัญอย่างมาก เมื่อพูดถึงสัญญาณที่มีความแม่นยำที่สุดสำหรับระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า นั่นก็คือสัญญาณไซน์บริสุทธิ์(pure sin) เนื่องจาก pure sin ที่ความถี่ตั้งแต่ 1 ถึง 1,000 Hz เป็นสัญญาณที่ไม่มีผลกระทบจากฮาร์มอนิกดิสทอร์ชันแม้แต่อันดับเดียวดังรูปที่ 2.7 แสดงรูปของสัญญาณไซน์บริสุทธิ์โดยแกน x คือเวลา(time)แกน y คือขนาด(amplitude) และรูปที่ 2.8 แสดงแอมพลิจูดของ pure sine โดยแกน x คืออันดับฮาร์มอนิกคือ แกน y คือแอมพลิจูดของฮาร์มอนิกคือ

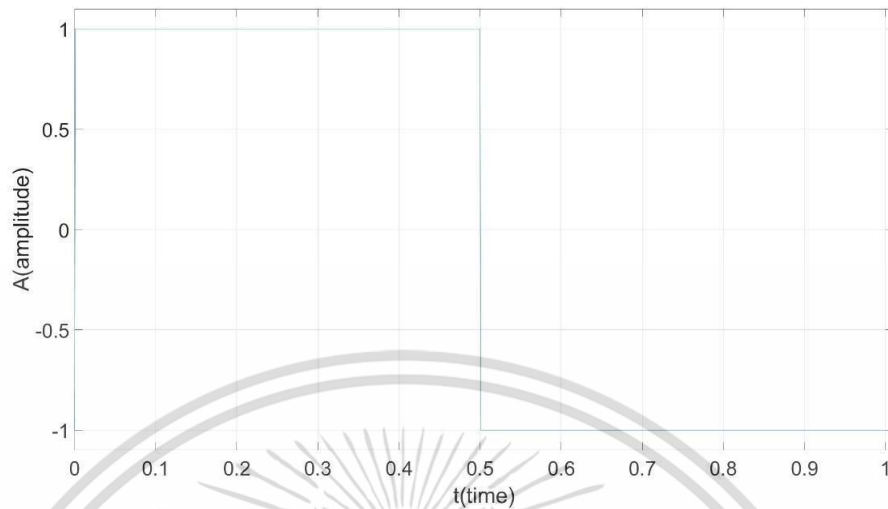


รูปที่ 2.7 สัญญาณไซน์บริสุทธิ์

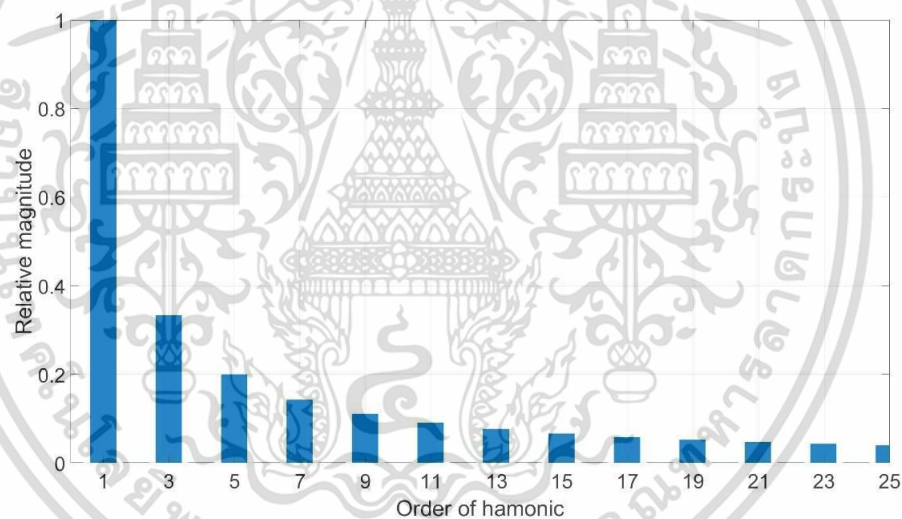


รูปที่ 2.8 สเปกตรัมฮาร์โมนิกคี่ของสัญญาณไซน์บริสุทธิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตร



รูปที่ 2.10 สเปกตรัมฮาร์มอนิกคี่ของสัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตร

ในปัจจุบันการสร้างสัญญาณไซน์บริสุทธิ์มีเครื่องมือมากมายในการสร้างออกมาได้อย่างง่ายดาย แต่สำหรับระบบการวัด impedance นั้น จำเป็นต้องใช้วงจรมอดดูเลตแบบซิงโครนัส เพื่อวัดค่าส่วนจริง และส่วนจินตภาพของ impedance ซึ่งในการออกแบบวงจรมอดดูเลตแบบซิงโครนัสนั้นจำเป็นต้องมีช่วง linear range ที่กว้างหากใช้สัญญาณไซน์บริสุทธิ์ในการวัดค่า impedance ดังนั้นนักวิจัยส่วนใหญ่จึงเลือกใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมสมมาตร ในระบบการวัด impedance แต่จะพบปัญหาและข้อจำกัดจากผลของฮาร์มอนิกคี่ เนื่องจากสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมสมมาตรมีผลของฮาร์มอนิกคี่ทุกอันดับดังรูปที่ 2.9 และ 2.10 ทำให้เกิดข้อผิดพลาดในระบบการวัด

อย่างมาก เนื่องจากการตีมอดดูเลตแบบซิงโครนัสเป็นกระบวนการที่อ่อนไหวต่อฮาร์มอนิกดิสทอร์ชัน นักวิจัยบางกลุ่มจึงได้พัฒนาสัญญาณให้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ เช่นการประมาณสัญญาณไซน์แบบซึ้นบันได[3] แต่การใช้สัญญาณดังกล่าวจำเป็นต้องมีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล(ADC) และวงจร FIR filter สำหรับการหาค่าแรงดันไฟฟ้าของ impedance ซึ่งทำให้ระบบการวัดมีความซับซ้อนเพิ่มมากยิ่งขึ้น หลายปีต่อมานักวิจัยกลุ่มเดิมได้เสนอการใช้สัญญาณแบบใหม่ในระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกปรับแต่งมาจากสัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรที่มีผลของฮาร์มอนิกที่ทุกอันดับ โดยการปรับแต่งสัญญาณเริ่มจากการทำให้ Duty cycle ของสัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรสั้นลงดังรูปที่ 2.11[5]

เมื่อ duty cycle ของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมสมมาตรสั้นลงจะมีลักษณะรูปคลื่นสัญญาณเหมือนสัญญาณ 3 ระดับ ส่งผลให้ฮาร์มอนิกที่บางอันดับในสัญญาณลดลง ดังรูปที่ 2.12 ซึ่งมีสมการสำหรับอธิบายสเปกตรัมของฮาร์มอนิกที่อยู่ในสัญญาณสามระดับดังสมการที่ 1 โดย A คือขนาดของสัญญาณ และ β คือมุมที่ใช้ตัดสัญญาณให้รอบการทำงานของสัญญาณสั้นลง

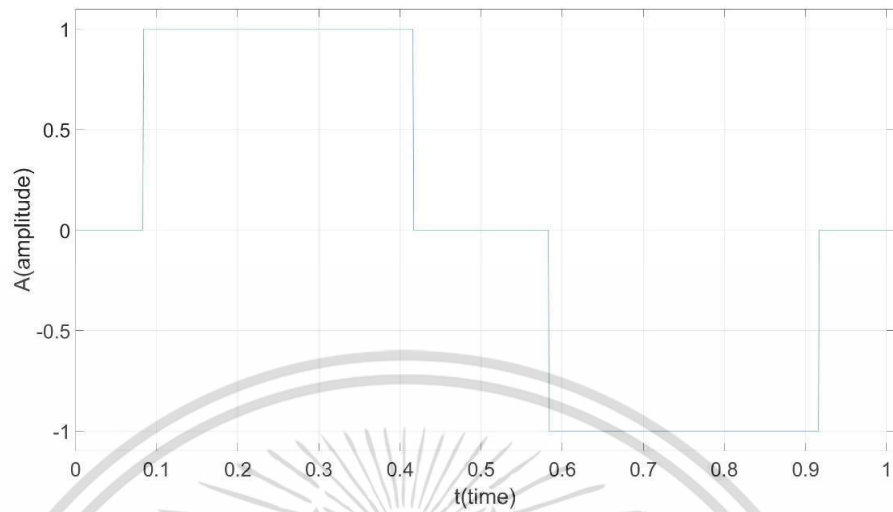
$$f(\omega t) = \frac{4A}{\pi} \left[\sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos i\beta}{i} \sin(i\omega t) \right] \quad (1)$$

โดยจุดสำหรับการตัดสามารถอ้างอิงได้จากค่า $\sin(\beta)$ ของสัญญาณไซน์ที่มีขนาดหนึ่งหน่วย ดังรูปที่ (2.13) เช่น เมื่อแทนค่า β เท่ากับ $\pi/6$ (30°) จะทำให้ได้จุดสำหรับการตัด duty cycle ณ จุดเวลาที่สัญญาณไซน์มีขนาดเท่ากับ 0.5 หน่วย จากสมการที่ 1 เมื่อแทนค่า β เท่ากับ 30° จะทำให้สเปกตรัมของฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 9 หายไปดัง รูปที่ 2.14 และ สมการที่ 2

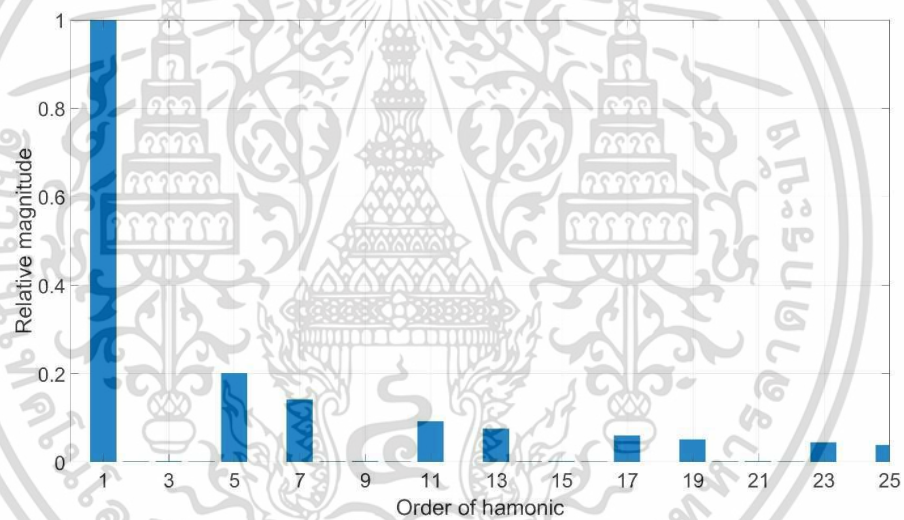
$$f_{30^\circ}(\omega t) = \frac{4}{\pi} A \cdot \left[\frac{0.87}{1} \sin(\omega t) - \frac{0.87}{5} \sin(5\omega t) - \frac{0.87}{7} \sin(7\omega t) + \frac{0.87}{11} \sin(11\omega t) + \dots \right] \quad (2)$$

จากสมการที่ 1 เมื่อแทนค่า β เท่ากับ $\pi/10$ (18°) จะทำให้ได้สัญญาณสามระดับดังรูปที่ 2.13 และสเปกตรัมของฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 หายไปรูปที่ 2.14 และสมการที่ 3

$$f_{18^\circ}(\omega t) = \frac{4}{\pi} A \cdot \left[\frac{\cos \beta}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos 3\beta}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos 7\beta}{7} \sin(7\omega t) + \dots \right] \quad (3)$$

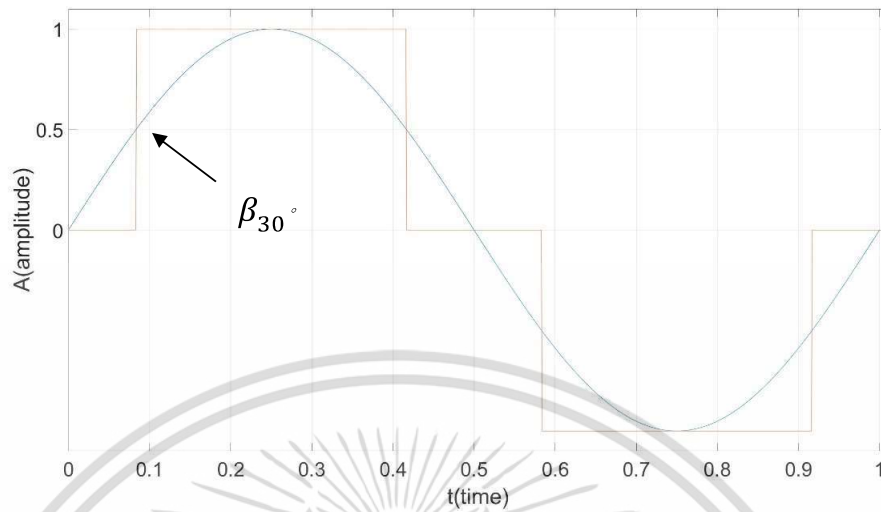


รูปที่ 2.11 ลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสามระดับ

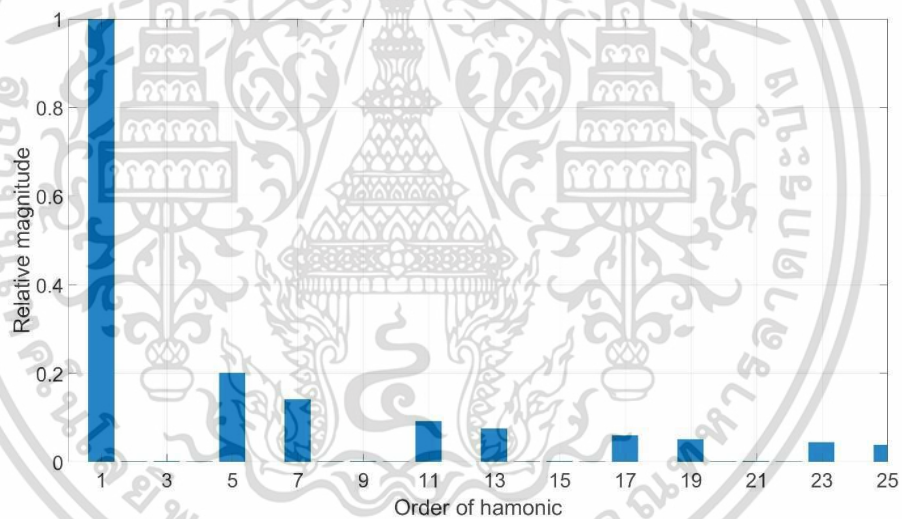


รูปที่ 2.12 สเปกตรัมของสัญญาณสามระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

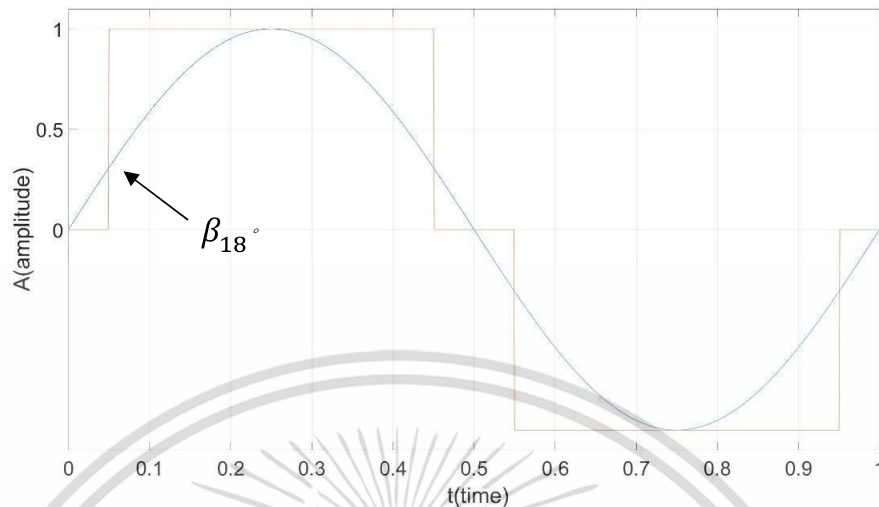


รูปที่ 2.13 สัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 30^\circ$

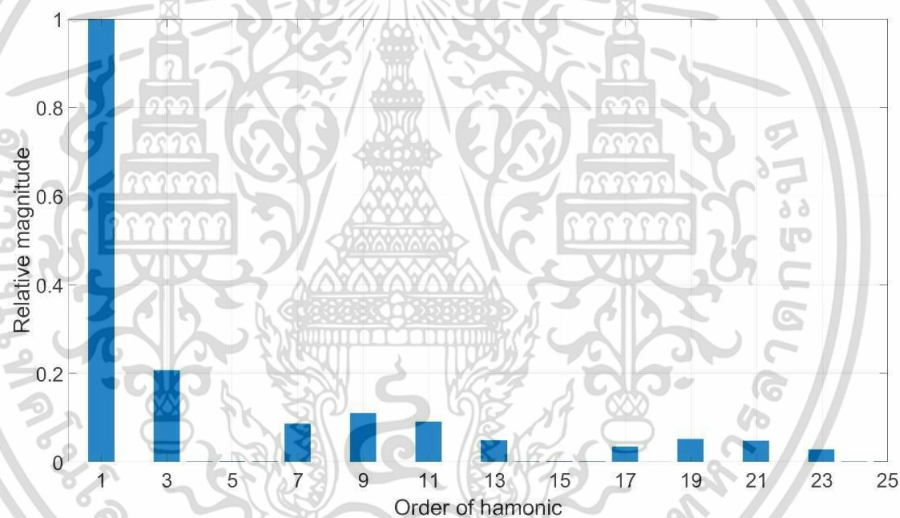


รูปที่ 2.14 สเปกตรัมฮาร์โมนิกคี่ของสัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 30^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 สัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 18^\circ$

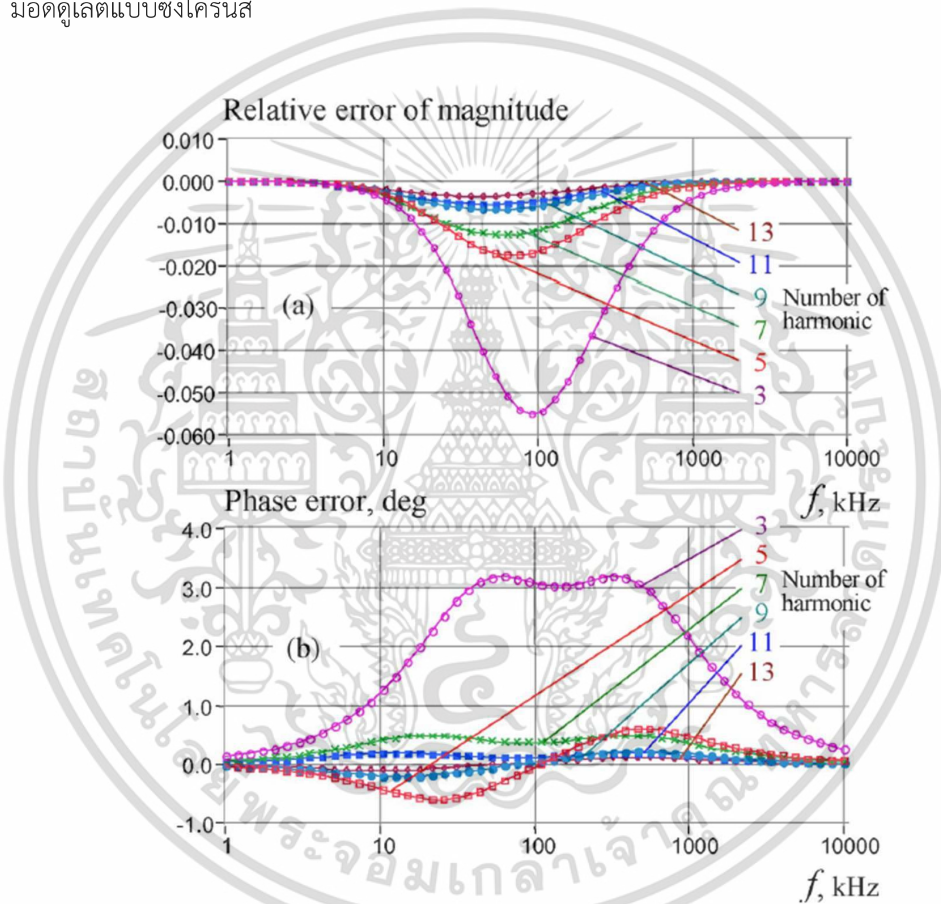


รูปที่ 2.16 สเปกตรัมฮาร์โมนิกของสัญญาณสามระดับที่มุม $\beta = 18^\circ$

หลังจากแทนค่า β ที่ต่างกันทั้งสองครั้ง ทำให้ได้สองสัญญาณที่มีฮาร์โมนิกที่ต่างกันได้แก่ สัญญาณที่ 1 ไม่มีฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 และ 9 สัญญาณที่ 2 ไม่มีฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 เมื่อนำทั้งสองสัญญาณนี้ มาใช้ในกระบวนการตีมอดดูเลตแบบซิงโครนัสซึ่งเปรียบเสมือนการนำสัญญาณมาคูณกันจะทำให้ผลลัพธ์จากการตีมอดดูเลตแบบซิงโครนัสไม่มีผลกระทบจากฮาร์โมนิกอันดับที่ 3, 5 และ 9 โดยสามารถวิเคราะห์การหายไปของฮาร์โมนิกอันดับที่ 3, 5 และ 9 ได้จากสมการที่ 1 ซึ่งงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้ใช้ทั้ง 2 สัญญาณดังกล่าวในการทดลองเพื่อวัดความแม่นยำของค่าความต้านทานทางไฟฟ้า และได้ผลลัพธ์ออกมาอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ในองค์ประกอบทางเฟสไดอะแกรมทั้ง 4 ส่วนได้แก่ ส่วนจริง ส่วนจินตภาพ ส่วนแมกนิจูด และส่วนของเฟส แต่ผลลัพธ์ของการทดลองดังกล่าวยังมีจุดที่น่าสนใจในส่วนของเฟสที่มีความเป็นไปได้ที่จะเพิ่มความแม่นยำของการวัดได้มากขึ้น เนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของสัญญาณที่ใช้ สามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้เพียง 3,5 และ 9 ซึ่งจากงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้ระบุและทำการพล็อตกราฟการตอบสนองความถี่ของ Relative error of magnitude และ Phase error ดังรูปที่ 2.3.11 เพื่อทดสอบผลของฮาร์มอนิกที่ส่งผลต่อกระบวนการตีมอดูเลตแบบซิงโครนัสมากที่สุดเมื่อใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรสำหรับสัญญาณกระตุ้น (Ref_{exc}) และสัญญาณอ้างอิง (Ref_I) ที่ความถี่ตั้งแต่ 1-10,000 Hz พบว่าฮาร์มอนิกที่ 3,5,7 และ 9 เป็นปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อมากที่สุด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงต้องการพัฒนาสัญญาณขึ้นมาใหม่ แต่ยังคงมีวงจรสำหรับวิเคราะห์สัญญาณที่ไม่ซับซ้อน และสามารถกำจัดฮาร์มอนิกที่ 3,5,7 และ 9 ออกไปได้ทั้งหมดในกระบวนการตีมอดูเลตแบบซิงโครนัส



รูปที่ 2.17 การตอบสนองความถี่ของ Relative error of magnitude และ Phase error จากฮาร์มอนิกที่ 3 ถึง 13 เมื่อใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรสำหรับสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณอ้างอิง [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

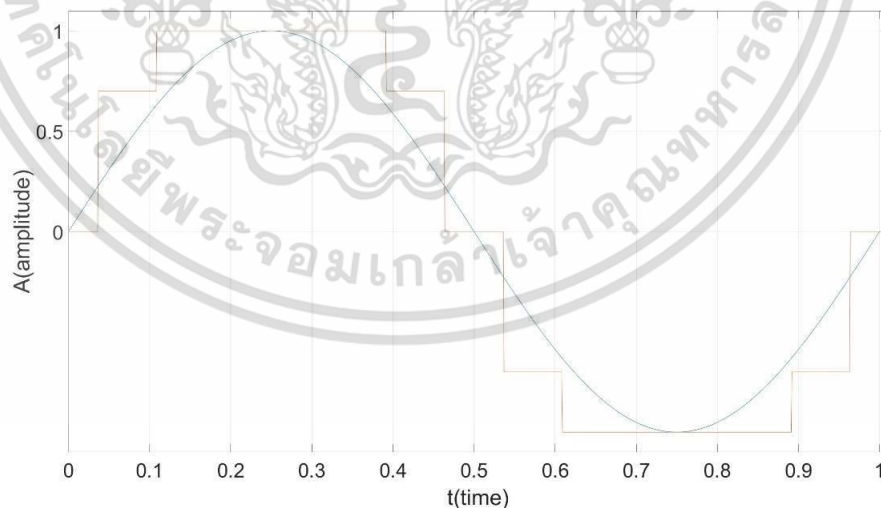
บทที่ 3

การออกแบบวงจร

ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดการออกแบบวงจร ซึ่งจะถูกอธิบายตามลำดับต่อไปนี้ การพัฒนาและออกแบบสัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่ การออกแบบและการทำงานวงจร Reference Synthesizer การออกแบบวงจร Voltage control current source การออกแบบวงจร Synchronous Demodulator การออกแบบวงจรขยาย Gain การเลือกใช้ impedance การต่อวงจรสำหรับระบบการวัด EBI

3.1 การพัฒนาและออกแบบสัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่

สัญญาณ Ref_{exc} เป็นสัญญาณในรูปแบบของแรงดันไฟฟ้าซึ่งมีหน้าที่สำหรับควบคุมการจ่ายกระแสด้วยแรงดันดังรูปที่ 2.2 ซึ่งในงานวิจัยก่อนหน้าได้ใช้สัญญาณ 3 ระดับที่สร้างจากการตัด duty cycle ของสัญญาณสี่เหลี่ยมให้สั้นลงด้วยมุม β เท่ากับ 18° ทำให้ฮาร์มอนิกคืออันดับที่ 5 หายไปจากสัญญาณ แต่ไม่สามารถทำให้ฮาร์มอนิกคืออันดับที่ 7 หายไปได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการอธิบายการพัฒนาสัญญาณ Ref_{exc} ขึ้นมาใหม่ โดยมีหลักการของสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ เนื่องจากสัญญาณไซน์บริสุทธิ์เป็นสัญญาณที่ไม่มีฮาร์มอนิกคืออันดับเดียว จึงเป็นปัจจัยสำคัญในการพัฒนาสัญญาณขึ้นมาใหม่ กล่าวคือหากสัญญาณมีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณไซน์บริสุทธิ์มากขึ้น จะมีแนวโน้มในการกำจัดฮาร์มอนิกคือที่เพิ่มมากขึ้นเช่นกัน ซึ่งในเอกสารฉบับนี้ได้เสนอการพัฒนาสัญญาณจาก 3 ระดับเป็น 5 ระดับดังรูปที่ 3.1

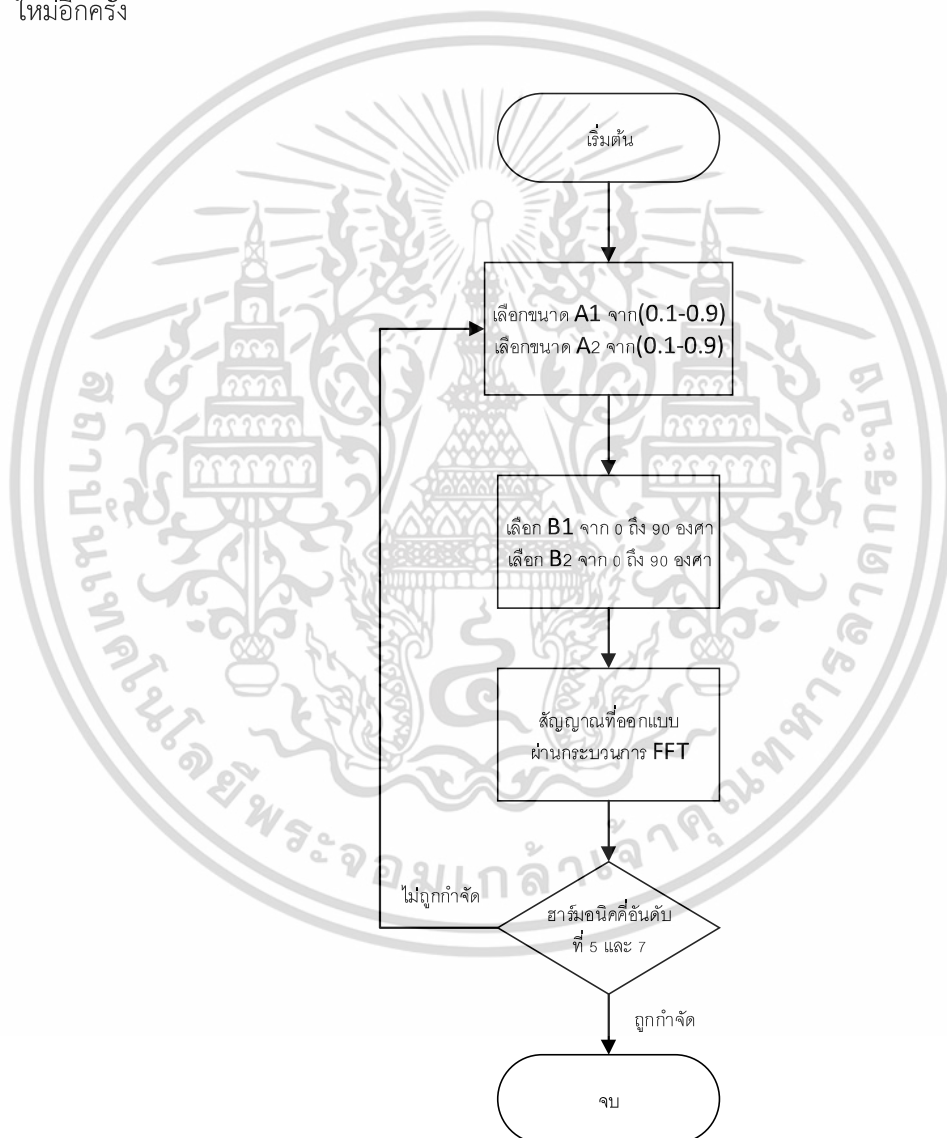


รูปที่ 3.1 ลักษณะรูปคลื่นสัญญาณห้าระดับใหม่ที่ถูกพัฒนาจากสัญญาณสามระดับ

สัญญาณห้าระดับถูกออกแบบมาจากการสร้างสัญญาณสามระดับสองสัญญาณที่มีขนาดและมุม β ต่างกัน และนำมารวมเข้าด้วยกันเป็นสัญญาณห้าระดับ ซึ่งขนาดและมุมของ β ของสัญญาณที่นำมา รวมกันเป็นสัญญาณ 5 ระดับนั้น มีความสำคัญอย่างมากต่อผลของฮาร์มอนิกคือที่จะถูกกำจัดออกไป ซึ่ง

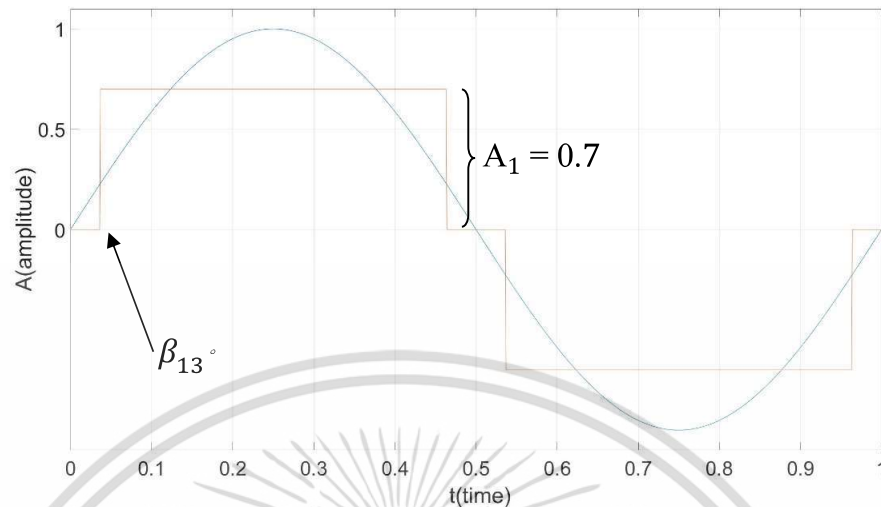
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการหาค่าของขนาดและมุม β ที่เหมาะสมที่สามารถทำให้กำจัดฮาร์มอนิกคืออันดับที่ 5 และ 7 ออกไปได้นั้น ถูกนำมาวิเคราะห์บนโปรแกรม Matlab และมี Flow Chart เพื่ออธิบายกระบวนการหา ดังรูปที่ 3.2 โดยเริ่มจากการเลือกขนาดของสัญญาณสามระดับ A_1 และ A_2 จากช่วง 0.1-0.9 หน่วย โดยกำหนดให้ A_1 และ A_2 รวมกันได้ 1 หน่วย จากนั้นทำการสุ่มเลือกมุม β_1 และ β_2 จากช่วง 0-90 องศา แล้วนำสัญญาณใหม่ที่ได้นั้นไปคำนวณ Fast fourie transfrom (FFT) แล้วทำการพล็อตฮาร์มอนิกคือออกมา และทำการตรวจสอบว่าขนาดของ A_1, A_2 และ β_1, β_2 ที่วิเคราะห์ออกมาสามารถทำให้ฮาร์มอนิกคืออันดับที่ 5 และ 7 หายไปได้หรือไม่ หากไม่สามารถทำได้ ให้ทำการหาค่า A_1, A_2 และ β_1, β_2 ใหม่อีกครั้ง

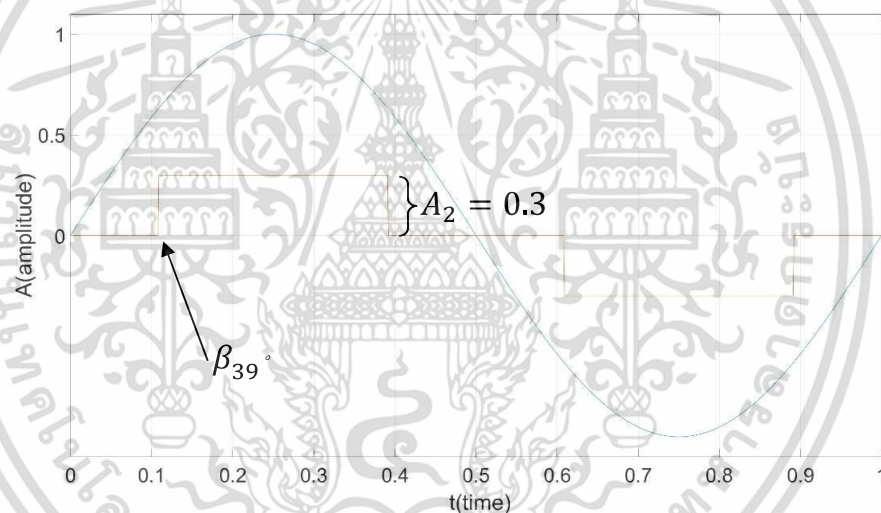


รูปที่ 3.2 Flow Chart สำหรับกระบวนการหา A_1, A_2 และ β_1, β_2 ของสัญญาณห้าระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

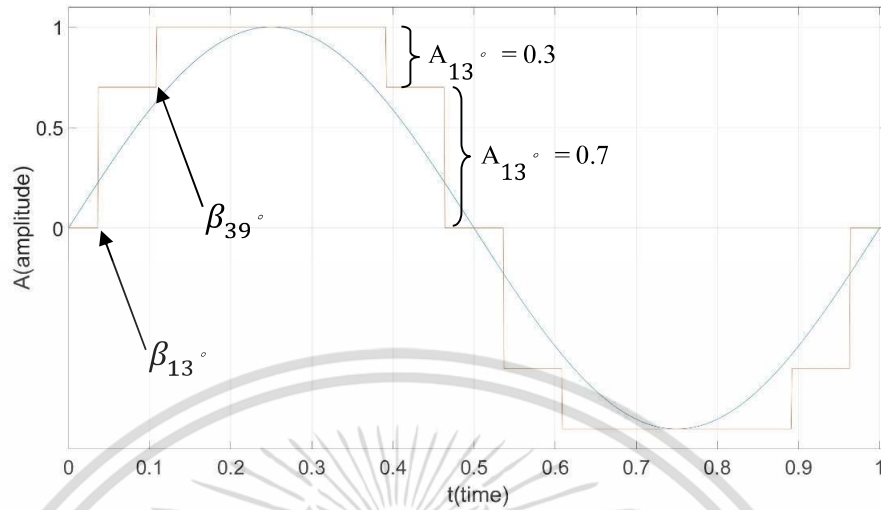


รูปที่ 3.3 สัญญาณสามระดับที่มีขนาด $A_1 = 0.7$ และมุม $\beta_1 = 13^\circ$

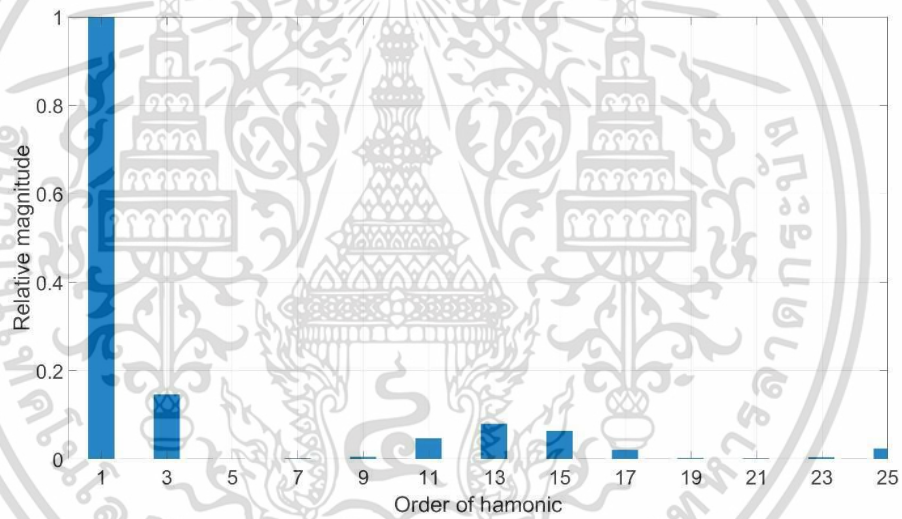


รูปที่ 3.4 สัญญาณสามระดับที่มีขนาด $A_2 = 0.3$ และมุม $\beta_2 = 39^\circ$

จากขั้นตอนการหาค่าของขนาด A และมุม β ทำให้ได้ค่าของขนาด A และมุมของ β ของสองสัญญาณที่นำมารวมกันดังนี้ สัญญาณแรกมีขนาดเท่ากับ 0.7 หน่วย และ β เท่ากับ 13 ดังรูปที่ 3.3 สัญญาณที่สองมีขนาดเท่ากับ 0.3 หน่วย และ β เท่ากับ 39 ดังรูปที่ 3.4 เมื่อนำสองสัญญาณนี้มารวมกัน จะทำให้ได้สัญญาณ 5 ระดับที่มีความสามารถในการกำจัดผลของฮาร์มอนิกคืออันดับที่ 5 และ 7 ออกไปจากสัญญาณได้ดังสมการที่ 4 และดังรูปที่ 3.5 และ 3.6



รูปที่ 3.5 สัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่



รูปที่ 3.6 สเปกตรัมของฮาร์โมนิกคี่ของสัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่

$$\begin{aligned}
 f_{5\text{-Level}}(\omega t) = & \frac{4}{\pi} A_{13^\circ} \left[\frac{\cos(\beta_{13^\circ})}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos(3\beta_{13^\circ})}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos(9\beta_{13^\circ})}{9} \sin(9\omega t) \right] \\
 & + \frac{4}{\pi} A_{39^\circ} \left[\frac{\cos(\beta_{39^\circ})}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos(3\beta_{39^\circ})}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos(9\beta_{39^\circ})}{9} \sin(9\omega t) \right] \quad (4)
 \end{aligned}$$

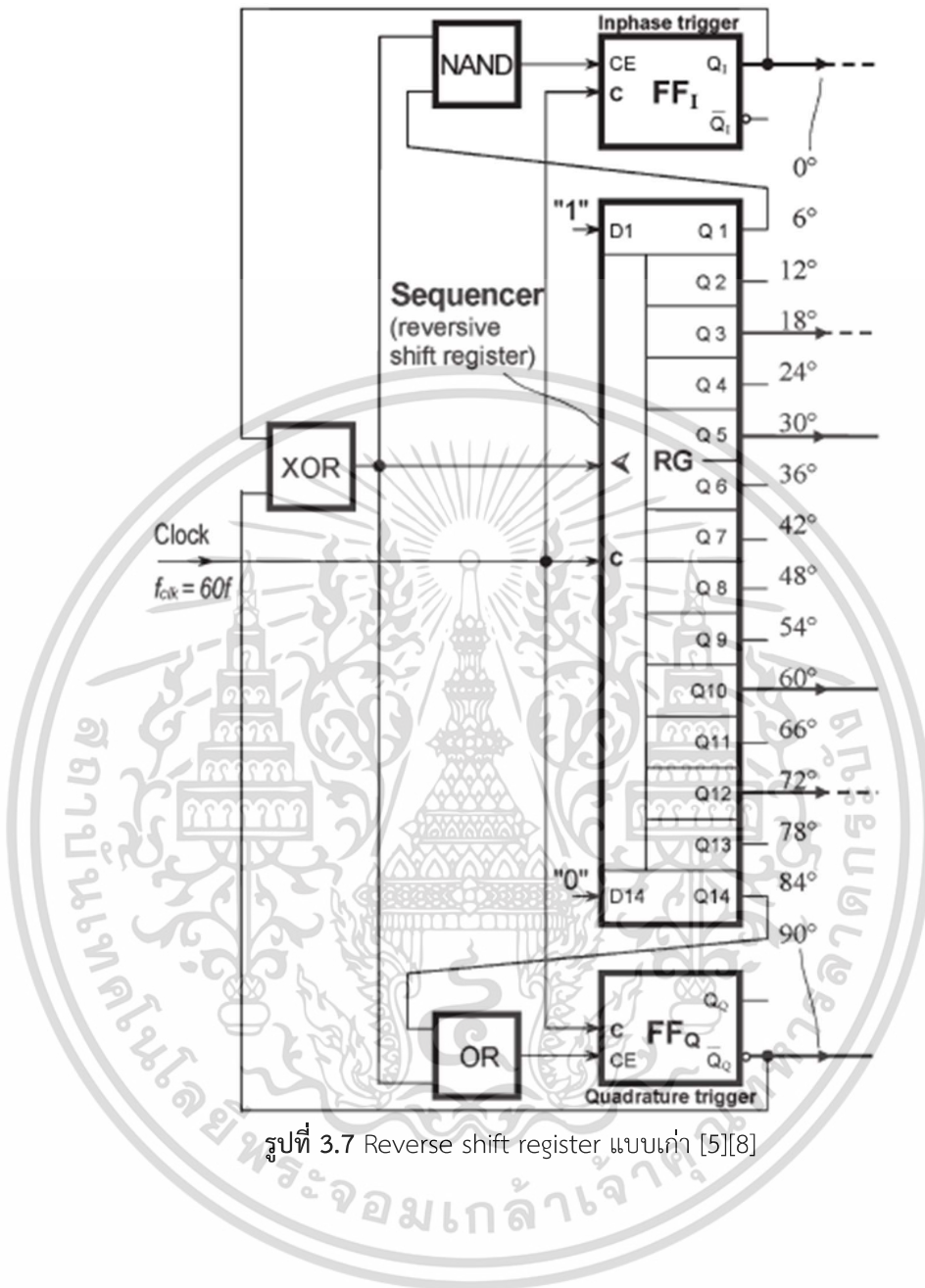
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบและการทำงานของ Reference Synthesizer

วงจร Reference Synthesizer เป็นวงจรสำหรับสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิง ได้แก่สัญญาณ Ref_{exc} , Ref_I และ Ref_Q ตั้งแต่ความถี่ 1-1,000 Hz โดยวงจรข้างในประกอบไปด้วย Flip-Flop, Logic gate และ multiplexer ดังรูปที่ 3.7 มีลักษณะการทำงานเป็นวงจร Reverse Shift Register

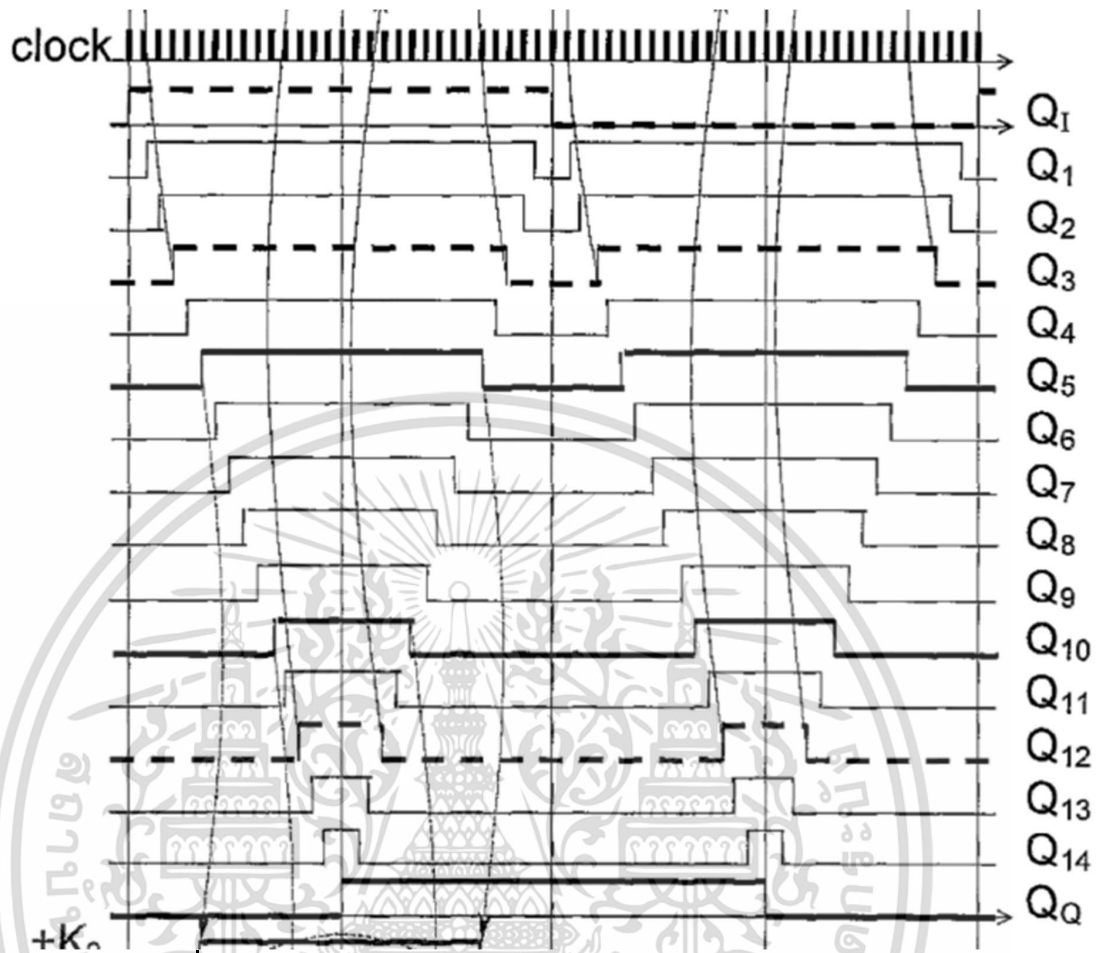
โดยการออกแบบการทำงาน Reverse shift register ผู้วิจัยได้ศึกษา Reverse shift register ของงานวิจัยก่อนหน้าซึ่งใช้สร้างสัญญาณ 3 ระดับดังรูปที่ 3.7 โดยมี shift register จำนวน 14 ตัว โดยทำการ shift สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรที่ละ 6 องศา และ shift register จะสร้างสัญญาณออกมาทั้งหมด 16 สัญณาดังรูปที่ 3.8 และเลือกมาใช้เพียงบางสัญญาณในระบบการวัด impedance เท่านั้น แต่สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ต้องการพัฒนาสัญญาณ Ref_{exc} ขึ้นมาใหม่ โดย shift register ต้องสามารถ shift สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรที่ละ 1 องศาได้ ดังนั้น shift register จึงถูกออกแบบจาก 14 ตัวของต้นฉบับ เป็น 89 ตัว เพื่อ shift สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตรที่ละหนึ่งองศา ดังรูปที่ 3.9 ซึ่ง shift register ถูกออกแบบให้ทำงานตามจังหวะของสัญญาณ f_{clock} โดยสัญญาณ f_{clock} 1 ลูกคลื่นจะทำการ shift สัญญาณสี่เหลี่ยมสมมาตร 1 องศา เมื่อถึง f_{clock} ลูกคลื่นที่ 360 จะได้สัญญาณที่ต้องการนำมาใช้ครบ 1 คาบ ทำให้ได้สมการ $f_{clock} = 360f$ โดย f คือค่าความถี่ของสัญญาณ Ref_{exc} , Ref_I และ Ref_Q ที่ต้องการใช้เพื่อทดสอบ

Reverse Shift Register ในรูปที่ 3.9 เป็นวงจรสำหรับการส่งข้อมูลจาก Flip-Flop ตัวแรกไปจนถึงตัวสุดท้าย(Forward) และสามารถส่งข้อมูลจาก Flip-Flop ตัวท้ายกลับมายังตัวแรก(Reverse) โดย Reverse shift register มีหลักการการทำงานเริ่มจาก state ที่ 0(Reset) flip-flop ทุกตัว ถูก reset output เป็น 0 ทำให้ XORA ซึ่งมีหน้าที่ควบคุมทิศทางการส่งข้อมูลของ shift register มี output เป็น 1 จากนั้น shift register จะทำงานแบบ reverse คือ $Q_{89} \rightarrow D_{88}$ $Q_{88} \rightarrow D_{87} \dots Q_2 \rightarrow D_1$ เมื่อเข้า state ที่ 1 shift register ทุกตัวมี output เป็น 0 ทำให้ T_1 เปลี่ยน output จาก 0 เป็น 1 และ XORA เปลี่ยน output จาก 1 เป็น 0 ส่งผลให้ shift register ทำงานแบบ forward คือส่งข้อมูลจาก $Q_1 \rightarrow D_2$, $Q_2 \rightarrow D_3 \dots Q_{88} \rightarrow D_{89}$ และจะทำงานแบบ reverse อีกครั้งเมื่อ f_{clock} ผ่านไปอีก 90 ลูก โดยขั้นตอนการทำงานของวงจรสามารถดูได้จากรูปที่ 3.10 ถึง 3.16 ซึ่งวงจร Reverse Shift Register ดังกล่าวได้ถูกโปรแกรมลงบนบอร์ด FPGA(Cmod A7-35t) เพื่อให้สะดวกต่อการนำวงจร Reverse shift register มาใช้ในการทดสอบระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้าด้วยสัญญาณ Ref_{exc} แบบใหม่ เนื่องจาก Reverse Shift Register เป็นวงจรดิจิทัล ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรจึงมีค่าแค่ high และ low เท่านั้น จึงสะดวกต่อการนำไปควบคุมวงจร voltage control current source ชนิด Digital voltage to analog current converter และวงจร Synchronous Demodulator ซึ่งกระบวนการ Demodulation ประกอบไปด้วย Analog multiplexer และถูกควบคุมด้วย Digital Control Switch



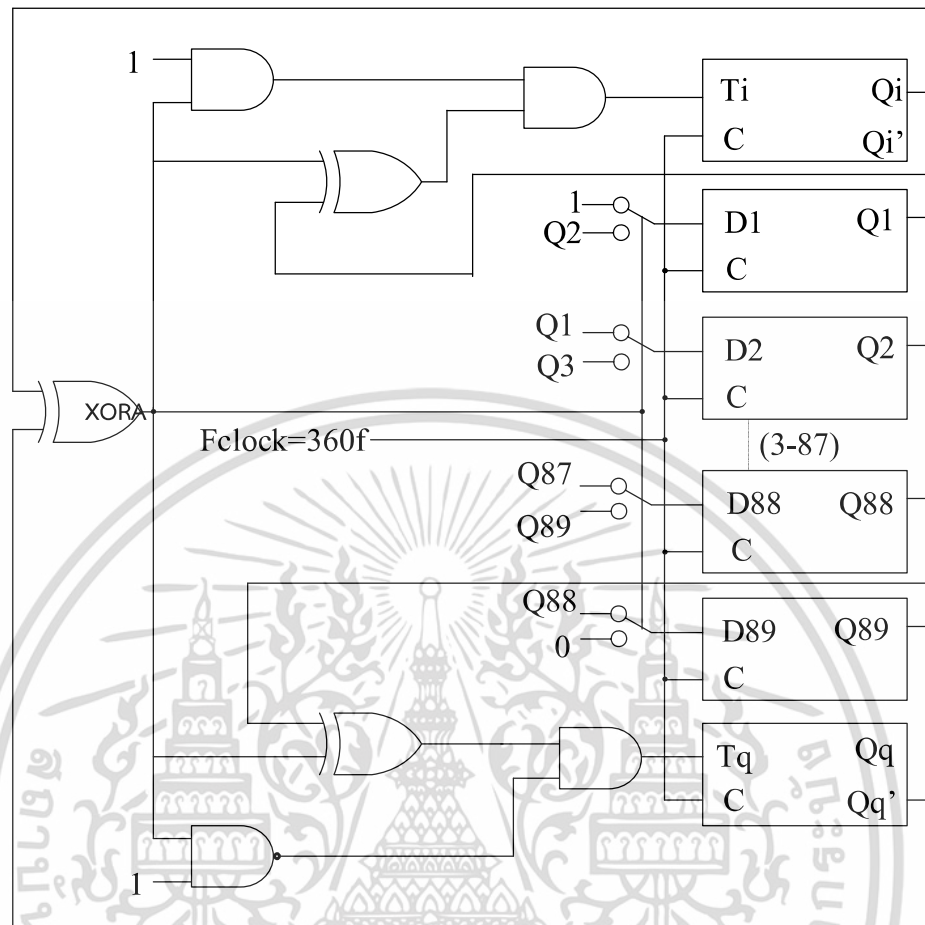
รูปที่ 3.7 Reverse shift register แบบเก่า [5][8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



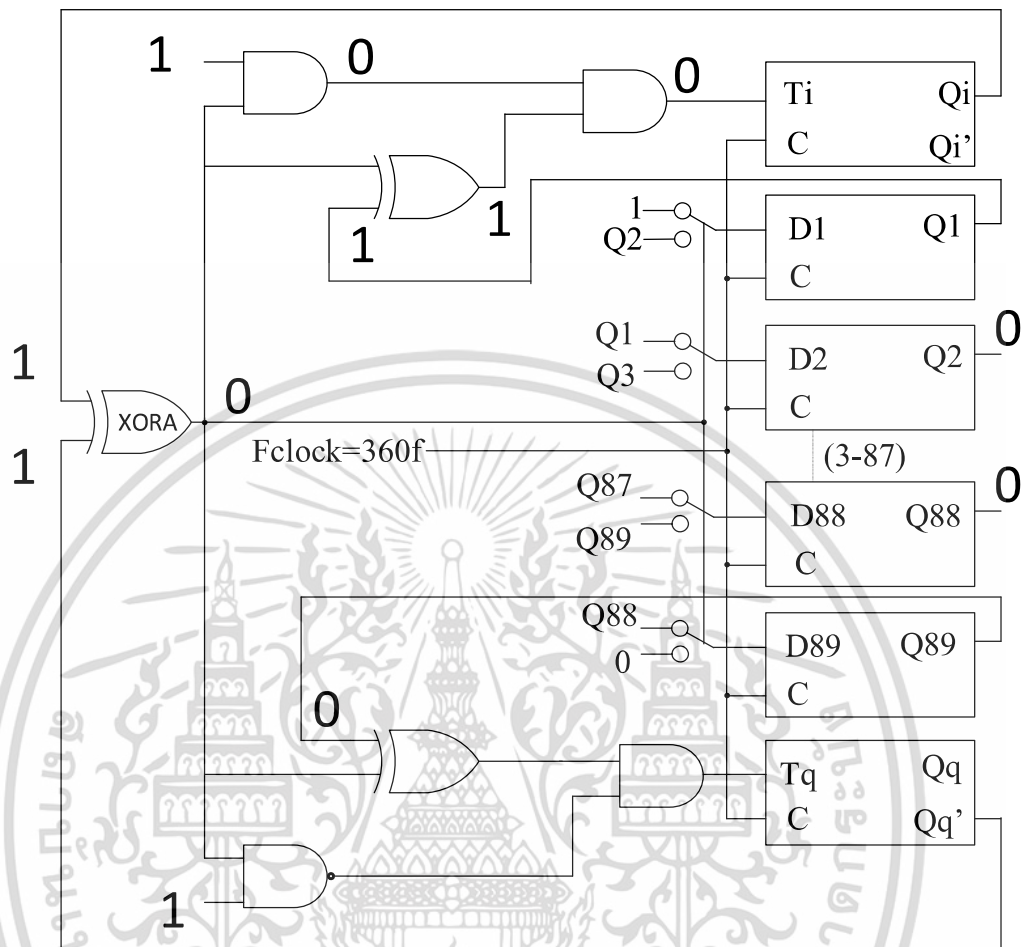
รูปที่ 3.8 เอาต์พุตสัญญาณของ Reverse shift register แบบเก่า [8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



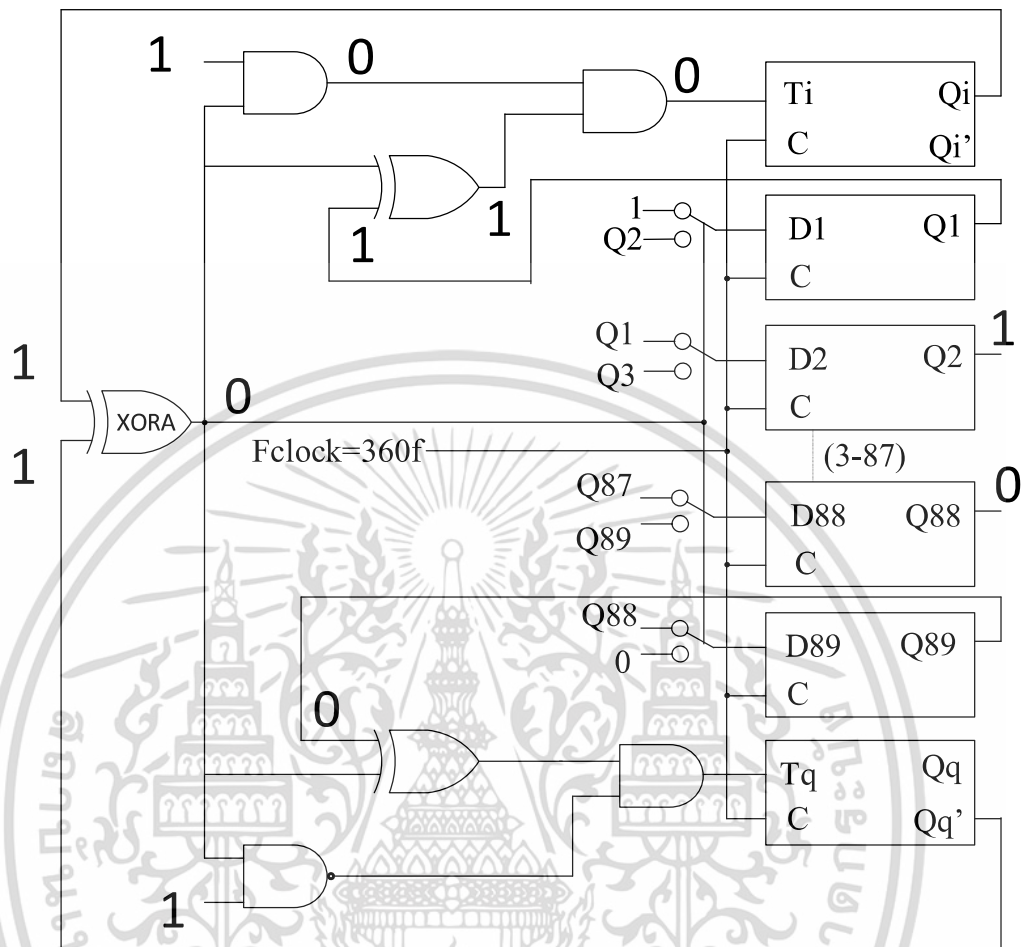
รูปที่ 3.9 วงจร Reverse shift register แบบใหม่

ในรูปที่ 3.9 T_i และ T_q คือ T flip-flop โดย output ของ T flip-flop จะ toggle เมื่อได้รับ input เป็น 1, D คือ D flip-flop โดย output จะมีค่าเท่ากับ input ที่ได้รับ, C คือช่องสัญญาณนาฬิกา (F_{clk})



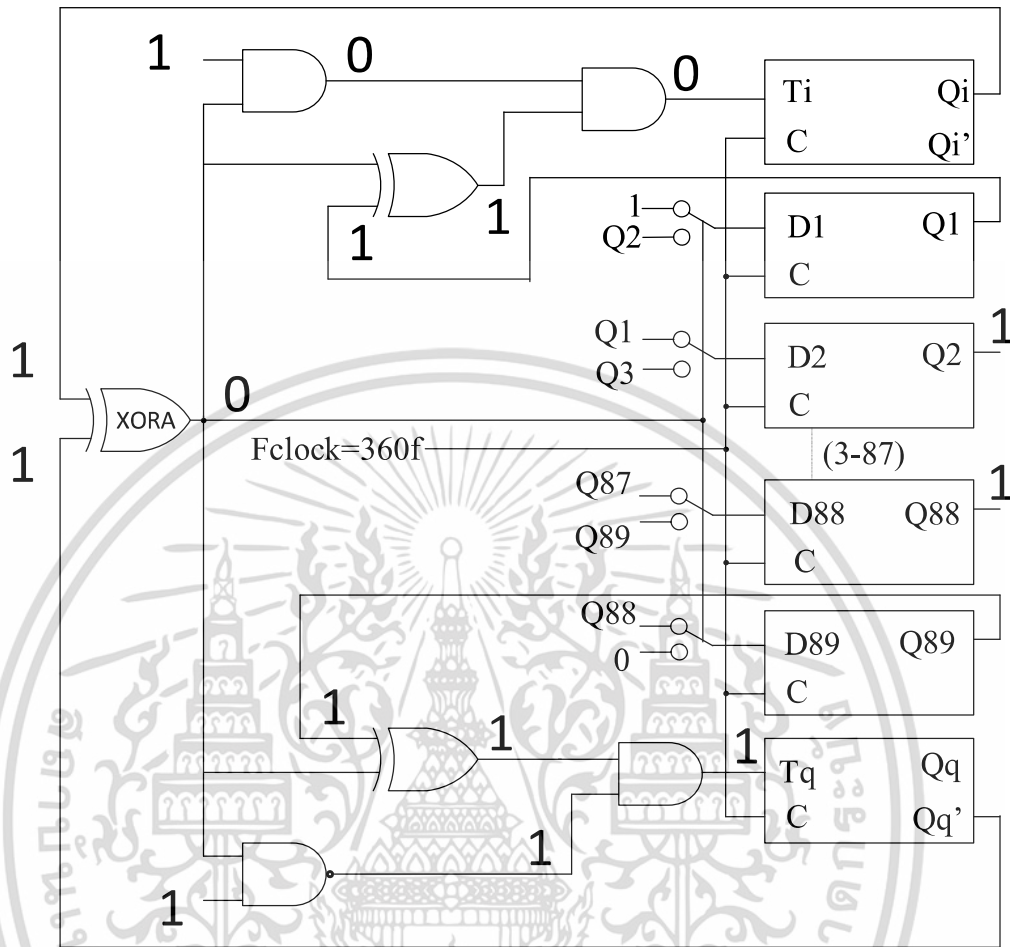
รูปที่ 3.12 เมื่อจบ State ที่ 1 ของวงจร Reverse shift register

เมื่อ shift register ได้รับสัญญาณนาฬิกาที่สอง Q_1 มี output เป็น 1 และ shift register ยังทำงานแบบ forward



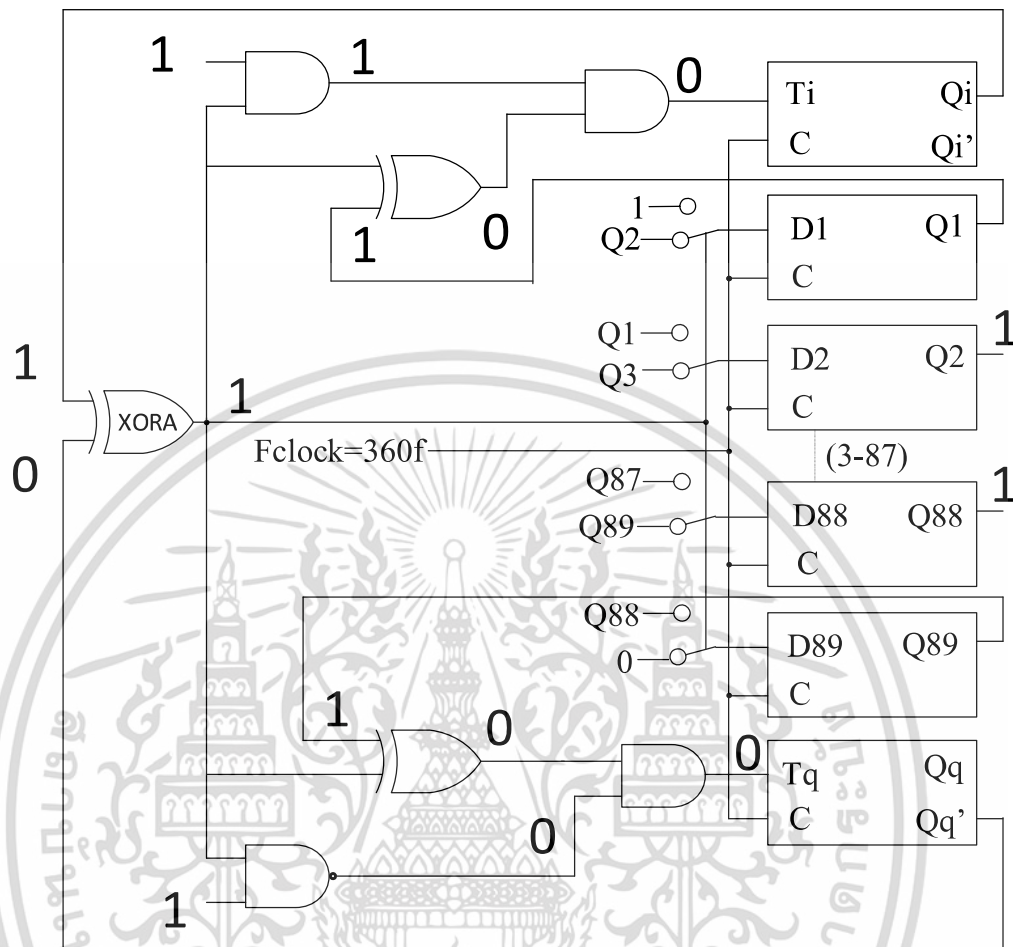
รูปที่ 3.13 เมื่อจบ State ที่ 2 ของวงจร Reverse shift register

เมื่อ shift register ได้รับสัญญาณนาฬิกาที่สาม Q_2 มี output เป็น 1 และ shift register ยังทำงานแบบ forward



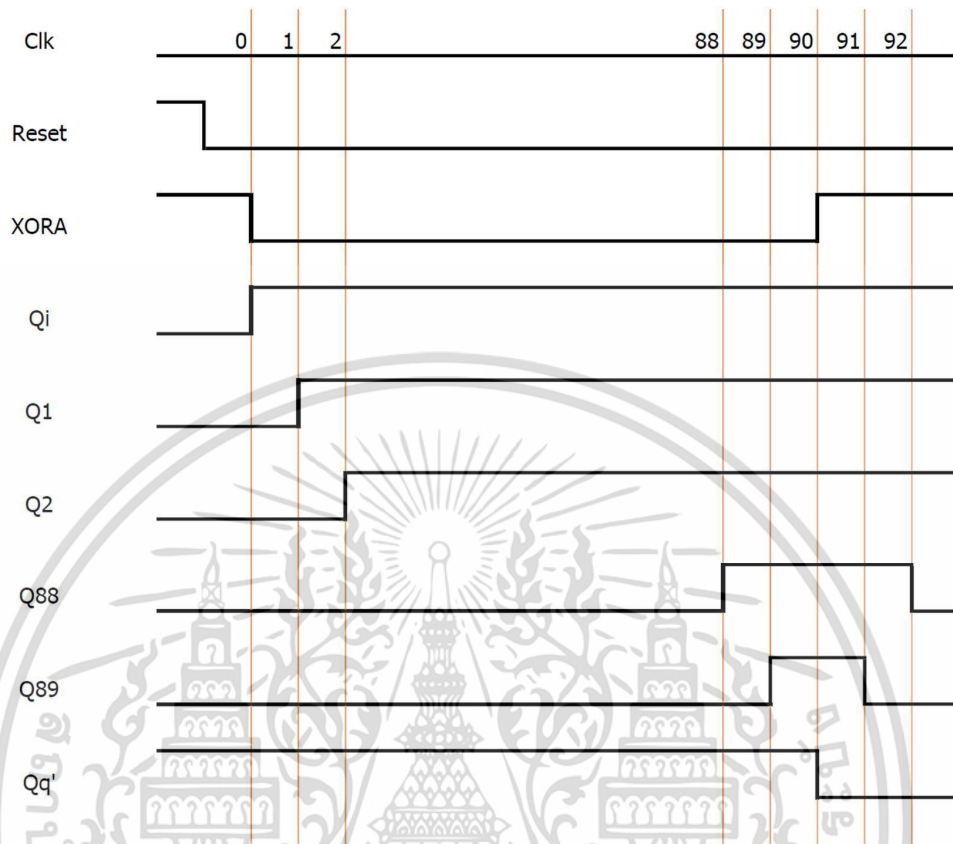
รูปที่ 3.14 เมื่อจบ State ที่ 89 ของวงจร Reverse shift register

เมื่อ shift register ได้รับสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสับ Q_{89} มี output เป็น 1 และ shift register ยังทำงานแบบ forward แต่ T_q ได้รับ input เป็น 1



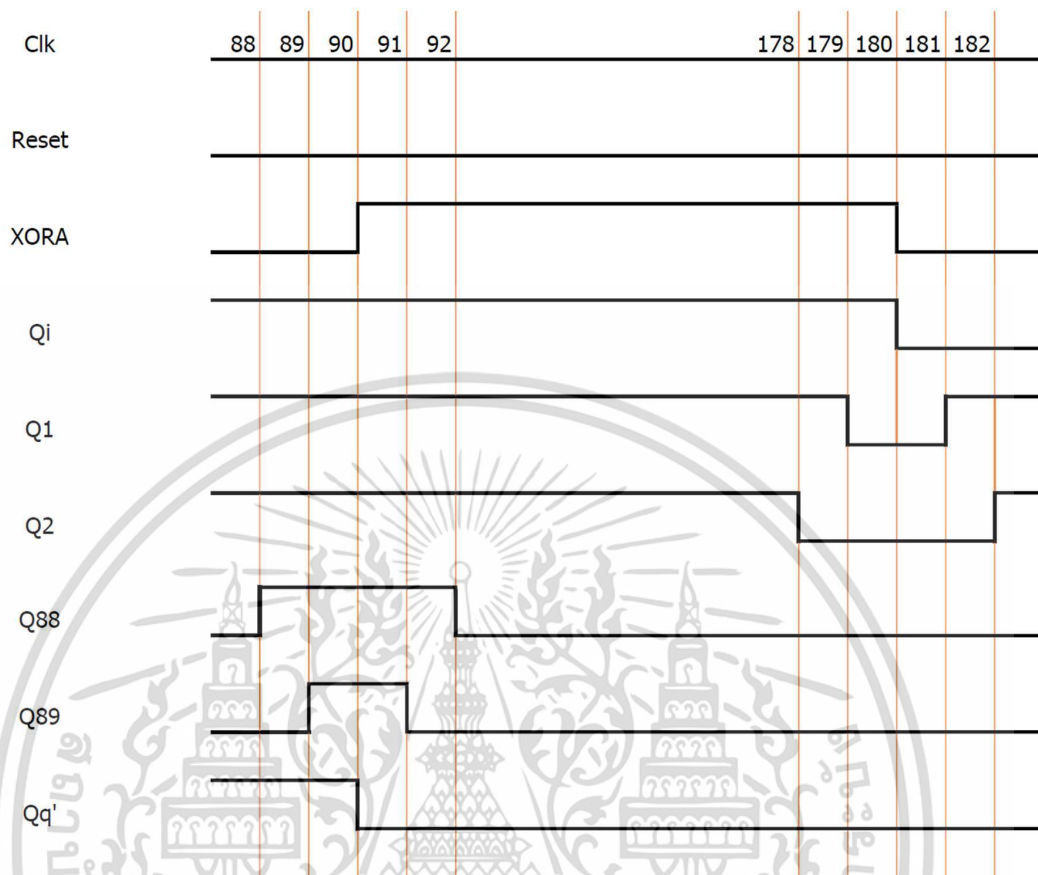
รูปที่ 3.15 เมื่อจบ State ที่ 90 ของวงจร Reverse shift register

เมื่อ shift register ได้รับสัญญาณนาฬิกาจากที่เก็ลสิบเอ็ด Q_{89} ยังมี output เป็น 1 แต่วงจร shift register เริ่มทำงานแบบ reverse เนื่องจาก output T_q เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ทำให้เปลี่ยน output ของ XORA ซึ่งเป็นตัวสลับทิศทางการทำงานเช่นกัน



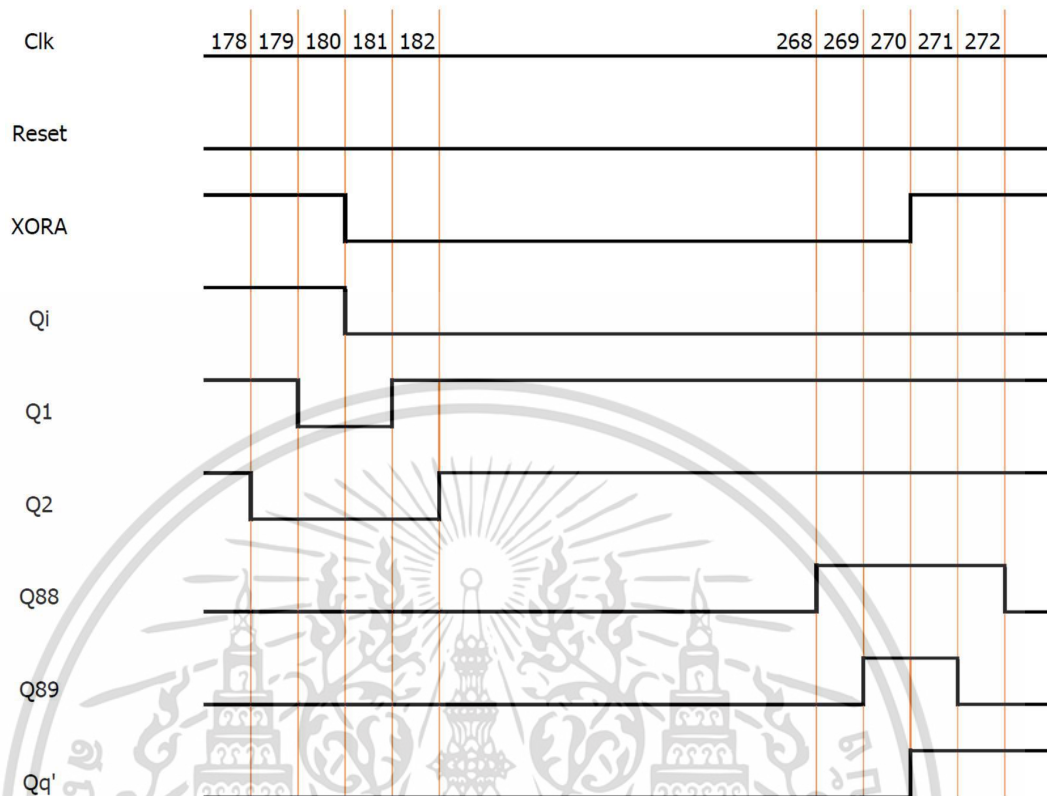
รูปที่ 3.17 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register แบบ forward

รูปที่ 3.17 แสดงการทำงานของวงจร Reverse shift register ที่สัญญาณ Clk ที่ 0 ถึง 92 โดยแสดงสัญญาณ output ที่ XORA, Qi, Q1, Q2, Q88, Q89 และ Qq' โดย XORA ได้รับ input จาก Qi และ Qq' เมื่อ XORA มี output เป็น 1 วงจรจะทำงานแบบ forward จนกระทั่ง Qq' เปลี่ยน output จาก 1 เป็น 0 ทำให้ XORA เปลี่ยน output จาก 0 เป็น 1 และเริ่มทำงานแบบ reverse ที่สัญญาณ Clk 90



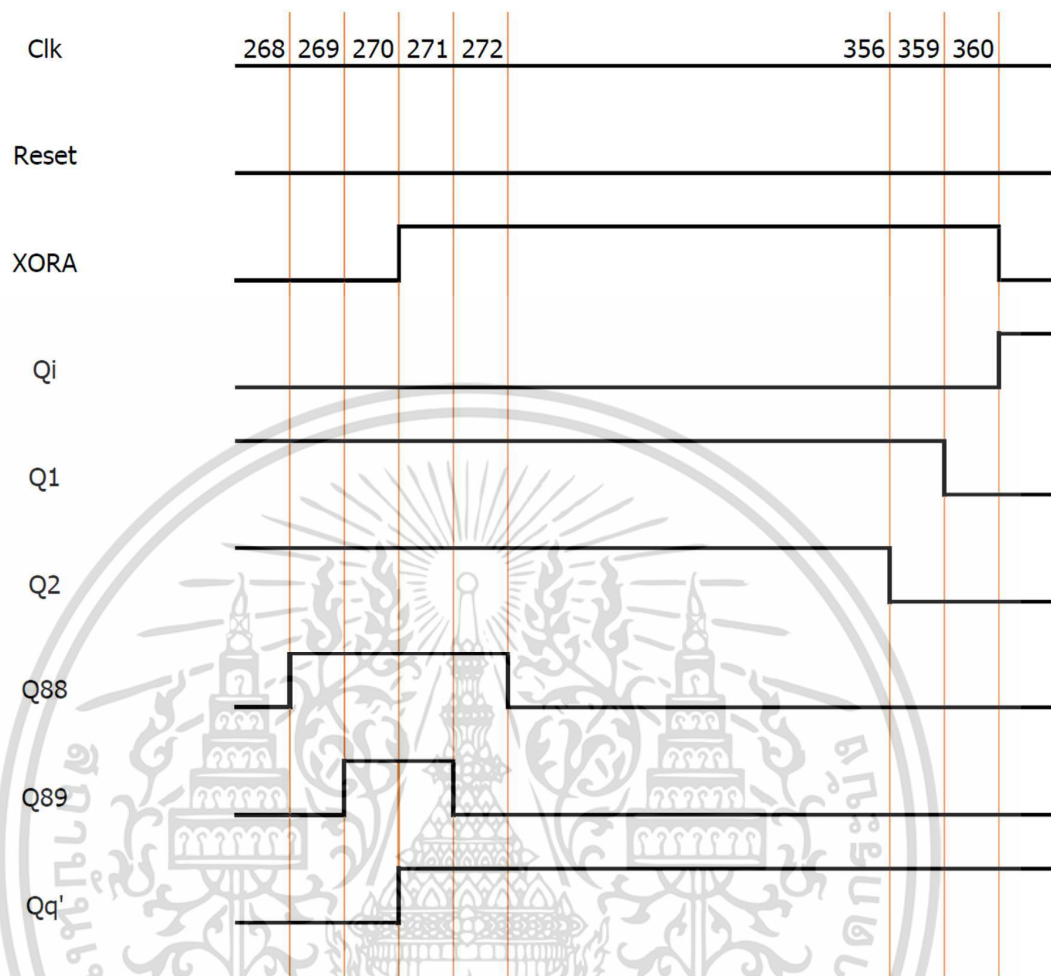
รูปที่ 3.18 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register แบบ reverse

รูปที่ 3.18 แสดงการทำงานของวงจร Reverse shift register ที่สัญญาณ Clk ที่ 88 ถึง 182 โดยแสดงสัญญาณ output ที่ XORA, Qi, Q1, Q2, Q88, Q89 และ Qq' เมื่อ XORA มี output เป็น 1 วงจรจะทำงานแบบ reverse จนกระทั่ง Qi เปลี่ยน output จาก 1 เป็น 0 ทำให้ XORA เปลี่ยน output จาก 1 เป็น 0 และเริ่มทำงานแบบ forward ที่สัญญาณ Clk 180



รูปที่ 3.19 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register แบบ forward

รูปที่ 3.19 แสดงการทำงานของวงจร Reverse shift register ที่สัญญาณ Clk ที่ 178 ถึง 272 โดยแสดงสัญญาณ output ที่ XORA, Qi, Q1, Q2, Q88, Q89 และ Qq' เมื่อ XORA มี output เป็น 0 วงจรจะทำงานแบบ forward จนกระทั่ง Qq' เปลี่ยน output จาก 0 เป็น 1 ทำให้ XORA เปลี่ยน output จาก 0 เป็น 1 และเริ่มทำงานแบบ reverse ที่สัญญาณ Clk 270

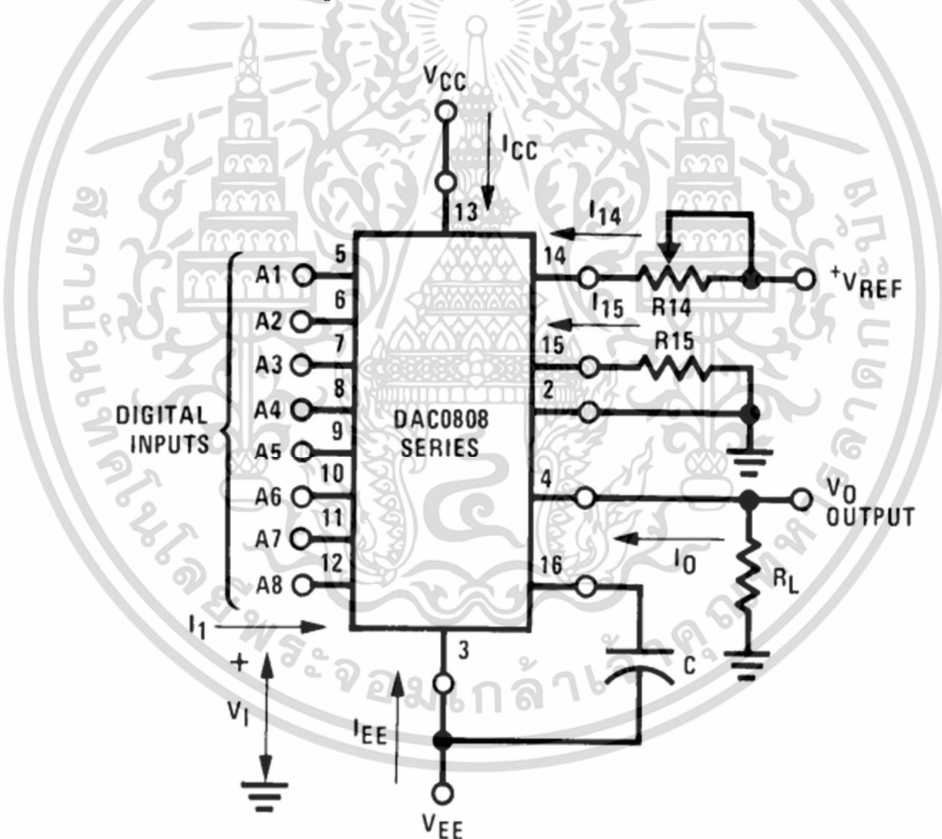


รูปที่ 3.20 timing diagram การทำงานของวงจร Reverse shift register แบบ reverse

รูปที่ 3.20 แสดงการทำงานของวงจร Reverse shift register ที่สัญญาณ Clk ที่ 268 ถึง 360 โดยแสดงสัญญาณ output ที่ XORA, Qi, Q1, Q2, Q88, Q89 และ Qq' เมื่อ XORA มี output เป็น 1 วงจรจะทำงานแบบ reverse จนกระทั่ง Qi เปลี่ยน output จาก 0 เป็น 1 ทำให้ XORA เปลี่ยน output จาก 1 เป็น 0 และเริ่มทำงานแบบ forward ที่สัญญาณ Clk 360

3.3 การออกแบบวงจร Voltage control current source

วงจร Voltage control current source เป็นวงจรขับกระแสโดยถูกควบคุมขนาด และความถี่จากสัญญาณแรงดันอินพุตซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้คือ Ref_{exc} โดยอุปกรณ์ที่ถูกเลือกมาใช้ในการทดสอบระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้าคือ DAC0808 และ LF351 เนื่องจากมีคุณสมบัติในด้านของ Gain bandwidth ที่รองรับความถี่ของ Ref_{exc} ตั้งแต่ 1-1,000 Hz maximum V_{CC} , V_{EE} และ Slew rate สำหรับใช้ในการทดสอบการวัด impedance โดย DAC0808 ทำหน้าที่รับแรงดัน input และจ่ายกระแสเป็น output ออกไป ซึ่งกระแสวิ่งจากกราวด์ของวงจรผ่านโหลด R_L หรือ impedance ของระบบการวัด และไหลเข้าสู่ขาที่ 4 ของ DAC0808 ดังรูปที่ 3.17 และมีสมการสำหรับคำนวณกระแสตั้งสมการที่ 5 ทำให้ V_O ของวงจรมีค่าติดลบเมื่อจับภาพสัญญาณด้วย Oscilloscope ส่งผลให้จำเป็นต้องใช้ LF351 เพื่อกลับเฟสของ V_O ให้เป็นบวกดังวงจรรูปที่ 3.18 และมีสมการสำหรับคำนวณ V_O ตั้งสมการที่ 6

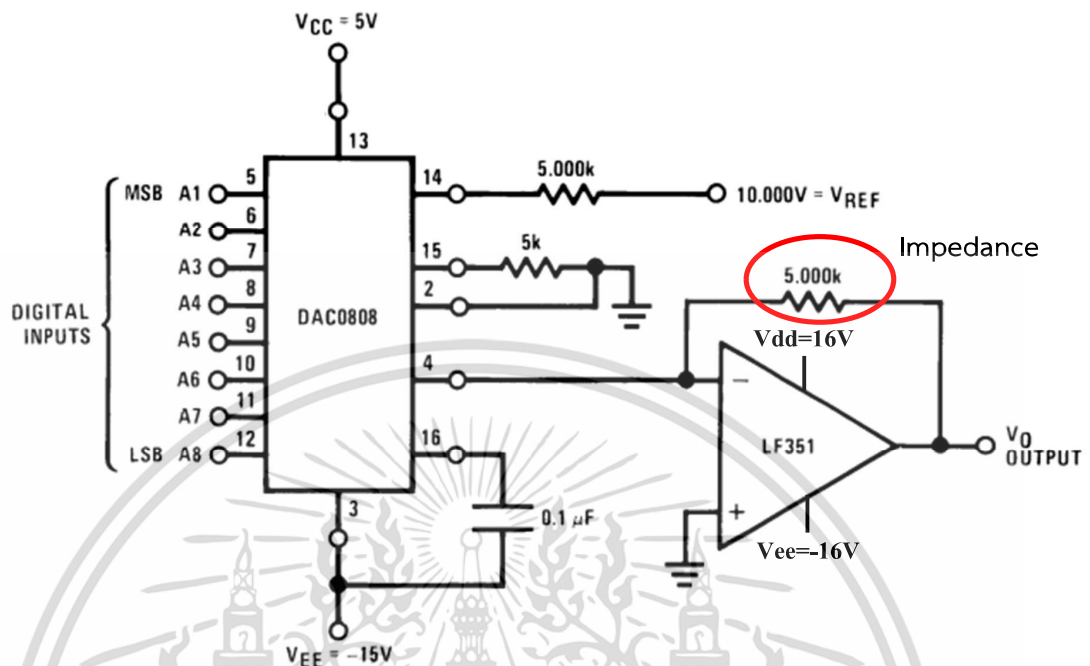


รูปที่ 3.21 ตัวอย่างการใช้งานของ DAC0808 เพื่อขับกระแสอย่างเดี่ยว [6]

$$I_0 = K \left(\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256} \right) \quad (5)$$

$$K = \frac{V_{REF}}{R14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



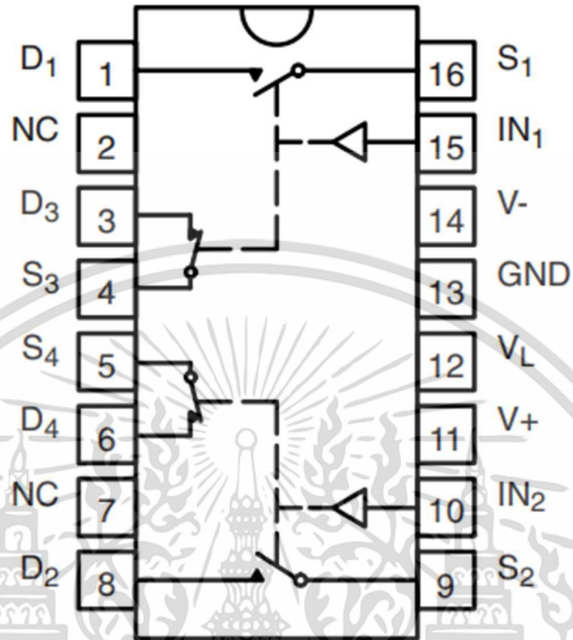
รูปที่ 3.22 ตัวอย่างการใช้งานของ DAC0808 และ LF351 เพื่อคำนวณแรงดันเอาต์พุต [6]

$$V_o = 10V \left(\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256} \right) \quad (6)$$

3.4 การออกแบบวงจร Synchronous Demodulator

วงจร Synchronous Demodulator เป็นวงจรสำหรับหาค่าแรงดันของ impedance ในส่วนจริง และส่วนจินตภาพ ซึ่งภายใน Synchronous Demodulator ประกอบไปด้วยวงจร 2 ส่วน ได้แก่ analog multiplexer ดังรูปที่ 3.19 โดยใช้ IC เบอร์ DG403DY-T1-E3 ซึ่งเป็น IC ประเภท analog switch แบบ single pole double throw และ RC LPF ซึ่งถูกออกแบบ frequency cutoff ให้มีค่าน้อยกว่าความถี่ของสัญญาณที่ใช้วัดค่า EBI โดยใช้หลักการตรีโกณมิติทางคณิตศาสตร์ เพื่อแยกส่วนจริงและส่วนจินตภาพออกจากกันด้วยการใช้ analog multiplexer โดยสมการที่ 7 $A \sin(\omega t + \phi)$ แทนแรงดันของ impedance ซึ่งมีค่าเท่ากับผลรวมของ $a \sin(\omega t)$ และ $b \cos(\omega t)$ ซึ่ง a คือแรงดันไฟฟ้า DC ของ impedance ส่วนจริง และ b คือแรงดันไฟฟ้า DC ของ impedance ส่วนจินตภาพ

DG403
Dual-In-Line and SOIC



Top View

รูปที่ 3.23 analog switch(analog multiplexer) [7]

$$A \cdot \sin(\omega t + \phi) = a \cdot \sin(\omega t) + b \cdot \cos(\omega t) \tag{7}$$

นำ (7) คูณด้วย $\sin(\omega t)$ ทั้ง 2 ข้าง

$$A \cdot \sin(\omega t + \phi) \cdot \sin(\omega t) = [a \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t)] + b \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t)$$

จัดรูปด้วยสมการตรีโกณมิติจะได้

$$A \cdot \sin(\omega t + \phi) \cdot \sin(\omega t) = [a \cdot (1 - \cos^2(\omega t))] + \frac{b}{2} \cdot \sin(2\omega t) \tag{8}$$

เมื่อนำสัญญาณจาก (8) ไปกรองผ่านวงจร RC LPF จะทำให้ตัวแปร \sin หรือ \cos ในสมการซึ่งติดค่า ω ถูกกรองออกไปทั้งหมดเนื่องจาก ω แปรผันตรงกับความถี่ทำให้เหลือแค่ a ที่เป็นค่าแรงดันไฟฟ้า DC ส่วนจริงของ V_z

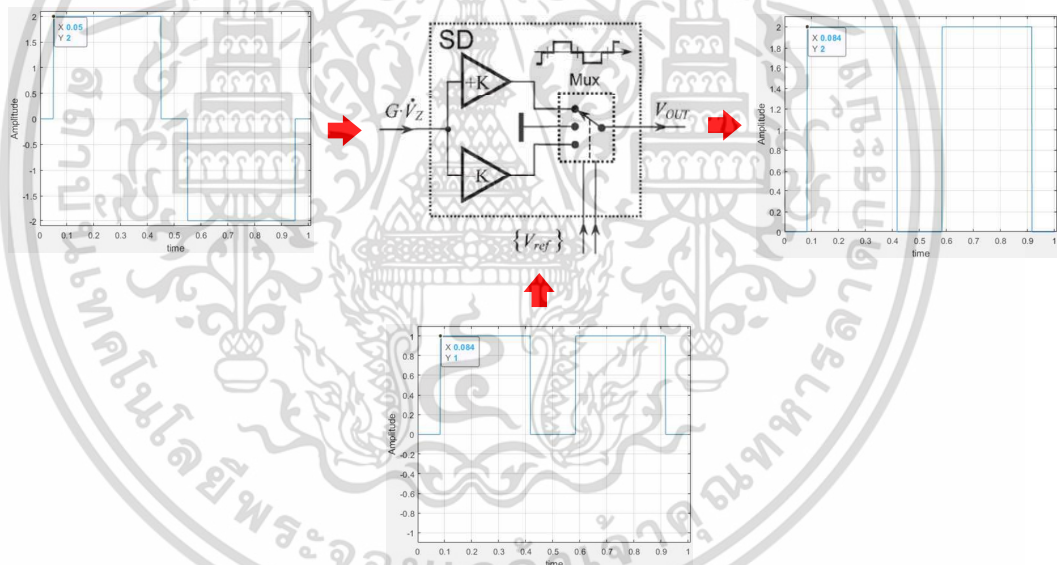
นำ (7) คูณด้วย $\cos(\omega t)$ ทั้ง 2 ข้าง ;

$$A \cdot \sin(\omega t + \phi) \cdot \cos(\omega t) = [a \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t)] + b \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t)$$

จัดรูปด้วยสมการตรีโกณมิติจะได้

$$A \cdot \sin(\omega t + \phi) \cdot \sin(\omega t) = \left[\frac{a}{2} \cdot \sin(2\omega t) \right] + b \cdot (1 - \sin^2(\omega t)) \quad (9)$$

เมื่อนำ (9) ไปกรองผ่านวงจร RC LPF จะทำให้ตัวแปร \sin หรือ \cos ในสมการที่ติดค่า ω ถูกกรองออกไปทั้งหมดเนื่องจาก ω แปรผันตรงกับความถี่ทำให้เหลือแค่ b ที่เป็นค่าแรงดันไฟฟ้า DC ส่วนจินตภาพของ V_z ซึ่งการคูณกันของสัญญาณในความเป็นจริงไม่ใช่วิธีคูณกันโดยตรงแต่ใช้การนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งเป็นวงจร analog multiplexer มาออกแบบให้สัญญาณเสมือนคูณกันได้ดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.24 การทำงานของ Synchronous Demodulation

V_{ref} ในรูปที่ 3.20 แทนการใช้ $\sin \phi$ เพื่อหาแรงดันไฟฟ้า DC ส่วนจริงของ V_z การทำงานของ Synchronous Demodulation ของรูปที่ 3.20 เริ่มจากรับอินพุตจาก $G \cdot V_z$ และ V_{ref} พร้อมกัน โดย V_{ref} เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อควบคุมการสับสวิตซ์ของ mux เท่านั้น ทำให้ขนาดของสัญญาณ $G \cdot V_z$ ไม่ถูกคูณกับขนาดของสัญญาณ V_{ref} ตาม ทฤษฎี จึงจำเป็นต้องเพิ่มวงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับขนาดของ V_{ref} ตามทฤษฎีโดยมี K เป็นตัวแปรอ้างอิงขนาดของ V_{ref} ซึ่งในรูป 3.20 เมื่อ K มีค่าเท่ากับ 1 จะทำให้ขนาดของเอาต์พุต mux มีค่าเท่ากับขนาดของอินพุตคูณกัน

3.5 การออกแบบวงจรขยาย Gain

วงจรขยาย Gain มีหน้าที่สำหรับขยายแรงดันเพื่อชดเชยค่าของแรงดันไฟฟ้า DC ที่เปลี่ยนแปลงไประหว่างกระบวนการ Synchronous Demodulation ซึ่งเปรียบเสมือนการนำสัญญาณมาคูณกันโดยมีพารามิเตอร์ G สำหรับอธิบายการเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของแรงดันไฟฟ้า กระแสตรง หมายความว่าเมื่อทราบค่า G ที่เปลี่ยนแปลงไป จำเป็นต้องออกแบบค่าอัตราขยายของวงจรขยายให้มีค่าเท่ากับ $1/G$ ซึ่งค่าของ G ขึ้นอยู่กับขนาด A และมุม β ของสัญญาณที่นำมาใช้ในกระบวนการ Synchronous Demodulation โดยการออกแบบวงจรขยายได้เลือกใช้ IC op amp เบอร์ LF351 เพื่อนำมาต่อเป็นวงจรขยายแบบ negative feedback โดยเลือกและคำนวณค่าของตัวต้านทานให้มีค่าอัตราขยายเท่ากับ $1/G$

การคำนวณค่า G ของการใช้สัญญาณ 3 ระดับ 2 สัญญาณมาคูณกันโดยสัญญาณแรกมีขนาดคือ A_1 และมุม β เท่ากับ 18° องศาตั้งสมการที่ 2 สัญญาณที่สองมีขนาดคือ A_2 และมุม β เท่ากับ 30° องศาตั้งสมการที่ 3 เมื่อนำทั้งสองสมการมาคูณกันแล้วนำไปกรองผ่านวงจร RC LPF จะทำให้ได้สมการสำหรับแสดงค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงไป ดังสมการที่ 10

$$G = \frac{8}{\pi^2} [A_{18^\circ} \cos(\beta_{18^\circ}) A_{30^\circ} \cos(\beta_{30^\circ})] \quad (10)$$

การคำนวณค่า G ของการใช้สัญญาณ 5 ระดับและสัญญาณ 3 ระดับมาคูณกันโดยสัญญาณแรกมีขนาดคือ A_{13° และ A_{39° มุม β เท่ากับ 13° และ 39° ตั้งสมการที่ 4 สัญญาณที่สองมีขนาดคือ A_{30° และมุม β เท่ากับ 30° องศาตั้งสมการที่ 2 เมื่อนำทั้งสองสมการมาคูณกันแล้วนำไปกรองผ่านวงจร RC LPF จะทำให้ได้สมการสำหรับแสดงค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงไป ดังสมการที่ 11

$$G = \frac{8}{\pi^2} \cdot A_{30^\circ} \cos(\beta_{30^\circ}) \cdot [A_{13^\circ} \cos(\beta_{13^\circ}) + A_{39^\circ} \cos(\beta_{39^\circ})] \quad (11)$$

3.6 การเลือกใช้ขนาดของ impedance

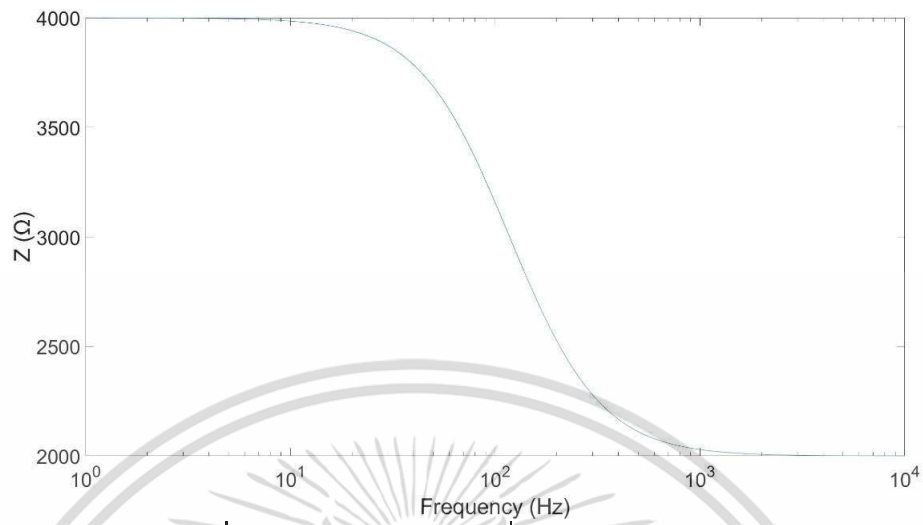
การเลือกใช้ขนาดของ impedance ทั้ง 3 องค์ประกอบ R_{int} , R_{ext} และ C เริ่มจากต้องทราบความสามารถในการสร้างสัญญาณในการวัดเป็นอันดับแรก ซึ่งในงานวิจัยนี้สามารถสร้างสัญญาณที่มีความถี่ที่สามารถใช้งานได้สูงสุดที่ 1 kHz หลังจากนั้นเขียนสมการ impedance เพื่อพล็อตกราฟการตอบสนองความถี่ของเฟสไดอะแกรมทั้งส่วนจริง, จินตภาพ, แมกนิจูด และ เฟส ดังรูปที่ 3.21 ถึง 3.24 เพื่อออกแบบค่าขององค์ประกอบทั้ง 3 ส่วนโดยกราฟของการตอบสนองความถี่ของเฟสไดอะแกรมจำเป็นที่จะต้องเห็นจุดต่ำสุดของการตอบสนองความถี่สำหรับส่วนจินตภาพและ

ส่วนเฟส[5] ดังรูปที่ 3.22 และ 3.24 โดยค่าที่เหมาะสมสำหรับนำมาใช้ทดสอบสัญญาณห้าระดับแบบใหม่คือ R_{int} และ R_{ext} มีค่าเท่ากับ $4k\Omega$ และ C มีค่าเท่ากับ $0.2 \mu F/25 V$



รูปที่ 3.26 การตอบสนองความถี่ส่วนจินตภาพของ V_Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



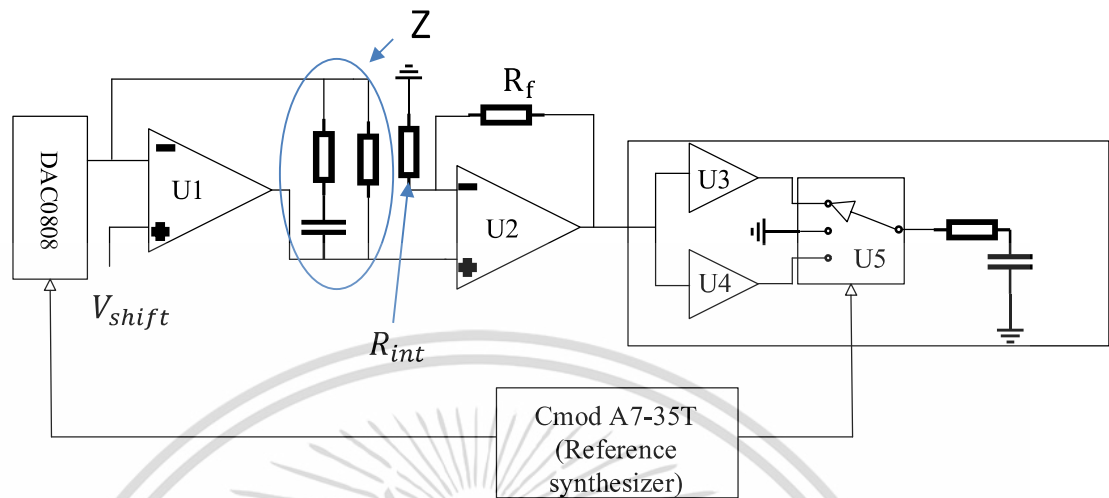
รูปที่ 3.27 การตอบสนองความถี่ส่วนแอมพลิจูดของ V_Z



รูปที่ 3.28 การตอบสนองความถี่ส่วนแอมพลิจูดของ V_Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การต่อวงจรสำหรับระบบการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้า



รูปที่ 3.29 schematic ของระบบการวัดค่า impedance

รูปที่ 3.25 แสดง schematic ของระบบการวัดค่า EBI เมื่อนำแต่ละองค์ประกอบของการออกแบบของแต่ละวงจรมารวมเข้าด้วยกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการดำเนินงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการดำเนินการวิจัยทั้งหมด ซึ่งผลการวิจัยจะถูกอธิบายเป็นสามส่วน ดังนี้ ผลการวิจัยจากการใช้สัญญาณสามระดับทั้งสัญญาณกระตุ้นและอ้างอิง ผลการวิจัยจากการใช้สัญญาณกระตุ้นห้าระดับและสัญญาณอ้างอิงสามระดับ ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพจากทั้งสองผลการทดลอง

4.1 ผลการวิจัยจากการใช้สัญญาณสามระดับทั้งสัญญาณกระตุ้นและอ้างอิง

การใช้สัญญาณสามระดับทั้งสัญญาณกระตุ้นและอ้างอิง เป็นวิธีการที่ถูกเสนอล่าสุด[5] สำหรับการวัดค่า impedance ซึ่งเป็นพื้นฐานของงานวิจัยและพัฒนาสัญญาณกระตุ้นขึ้นมาใหม่เพื่อวัดค่า impedance ของวิทยานิพนธ์นี้ และผลลัพธ์ของการใช้สัญญาณสามระดับที่สัญญาณกระตุ้นของผู้วิจัยก่อนหน้านั้น มีสภาพแวดล้อมในการเก็บผลการทดลองที่ต่างกัน ดังนั้นวิธีการใช้สัญญาณสามระดับสำหรับสัญญาณกระตุ้นก่อนหน้า ผู้วิจัยจึงจำเป็นต้องนำมาใช้ในการทดสอบและเก็บผลการทดลองเพื่อเป็นตัวชี้วัดข้อดีข้อเสียของสัญญาณกระตุ้นห้าระดับแบบใหม่ที่ผู้วิจัยนำเสนอในเอกสารฉบับนี้ โดยใช้ความถี่ของสัญญาณกระตุ้นและสัญญาณอ้างอิงตั้งแต่ช่วงความถี่ 1 – 1,000 Hz และพล็อตกราฟค่าความผิดพลาดของเฟสไดอะแกรมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในแต่ละความถี่ที่ใช้ทั้งสี่ส่วน

โดยการคำนวณค่าความผิดพลาดสามารถคำนวณได้จากการนำสมการอิมพีแดนซ์จากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใช้ในการทดสอบสัญญาณมาแยกส่วนจริง และส่วนจินตภาพของค่า Impedance ทางสมการคณิตศาสตร์ โดยสมการที่ 12 คือสมการอิมพีแดนซ์ส่วนจริงของค่า impedance สมการที่ 13 คือสมการอิมพีแดนซ์ส่วนจินตภาพของค่า impedance

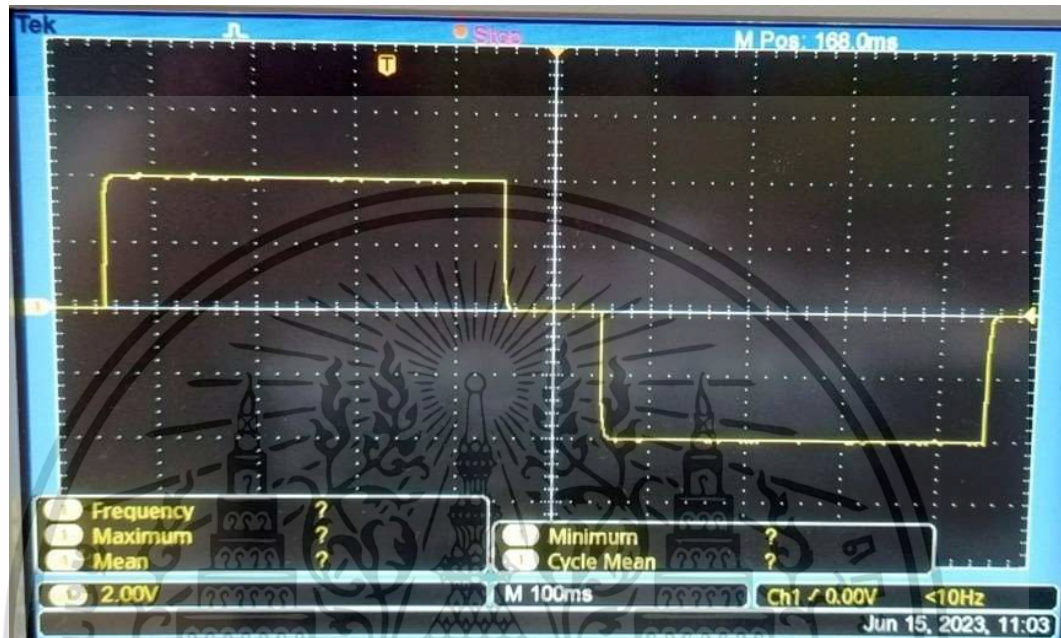
$$R = \frac{R_{exc}R_{int}(R_{exc}+R_{int})+R_{exc}(X_C)^2}{(R_{exc}+R_{int})^2+(X_C)^2} \quad (12)$$

$$X = \frac{(R_{exc})^2X_C}{(R_{exc}+R_{int})^2+(X_C)^2} \quad (13)$$

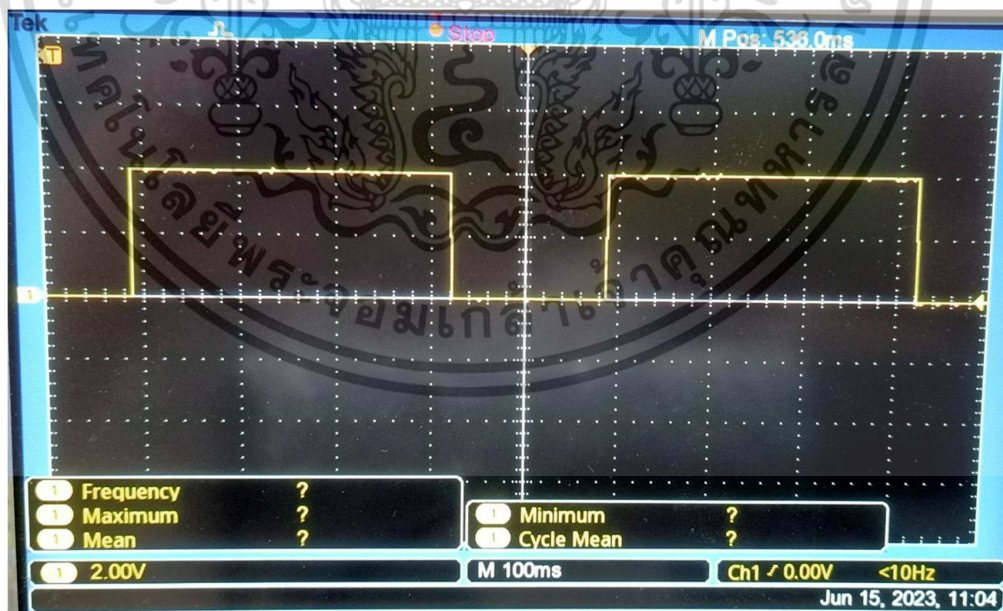
เมื่อได้สมการส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ทำการแทนค่า R_{int} , R_{ext} , C และ f ลงไปในสมการที่ 12 และ สมการที่ 13 ตามความถี่ที่ใช้ในการทดสอบ หลังจากนั้นจะได้ค่าแรงดันไฟฟ้า DC ของส่วนจริงและส่วนจินตภาพของค่า EBI ในแต่ละความถี่ที่ใช้เก็บผลการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดสอบและนำมาคำนวณค่าความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 แสดงถึงสัญญาณแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานทางไฟฟ้าเมื่อใช้สัญญาณแรงดันกระตุ้นสามระดับ(Ref_{exc})ที่มีมุม $\beta=18^\circ$ ดังรูปที่ 2.15 ที่ความถี่ 1 Hz เพื่อจ่ายสัญญาณในรูปแบบของกระแสที่มีขนาด 1 mA ให้กับแบบจำลองค่าความต้านทานทางไฟฟ้างรูปที่ 2.1



รูปที่ 4.1 แรงดันตกคร่อม impedance (V_z)



รูปที่ 4.2 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริง ($Re V_z$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 แสดงถึงสัญญาณแรงดันส่วนจริงของ V_z ($\text{Re } V_z$) เมื่อนำ V_z ผ่านวงจร analog multiplexer M_I ซึ่งใช้สัญญาณ Ref_I ในการควบคุม M_I โดย Ref_I มีมุม $\beta = 30^\circ$ ดังรูปที่ 2.13

รูปที่ 4.3 แสดงถึงสัญญาณ $\text{Re } V_z$ เมื่อผ่านวงจร RC LPF เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนจริงของ V_z โดยเลือกตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทาน $10 \text{ k}\Omega$ และตัวเก็บประจุขนาด $1000 \mu\text{F}$ เพื่อออกแบบ frequency cutoff ให้มีค่าเท่ากับ 0.015 เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก $\text{Re } V_z$ เท่านั้น และใช้ Oscilloscope ในการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนจริงของ V_z จาก oscilloscope ที่ความถี่ 1 Hz พบว่าวัดได้ 2.66 V จากการใช้ฟังก์ชันค่าเฉลี่ย (Mean) จากนั้นนำแรงดันที่วัดได้ไปคูณกับ $1/G$ เพื่อชดเชยค่าแรงดันที่หายไปจากกระบวนการ Synchronous Demodulation ซึ่งเกิดขึ้นที่ M_I จากสมการที่ 10 แทนค่า $A_{18^\circ}=1, \beta_{18^\circ} = 18^\circ, A_{30^\circ}=1, \beta_{30^\circ} = 30^\circ$;

$$G = \frac{8}{\pi^2} [A_{18^\circ} \cos(\beta_{18^\circ}) A_{30^\circ} \cos(\beta_{30^\circ})]$$

$$G = \frac{8}{\pi^2} [1 \times 0.95 \times 1 \times 0.87]$$

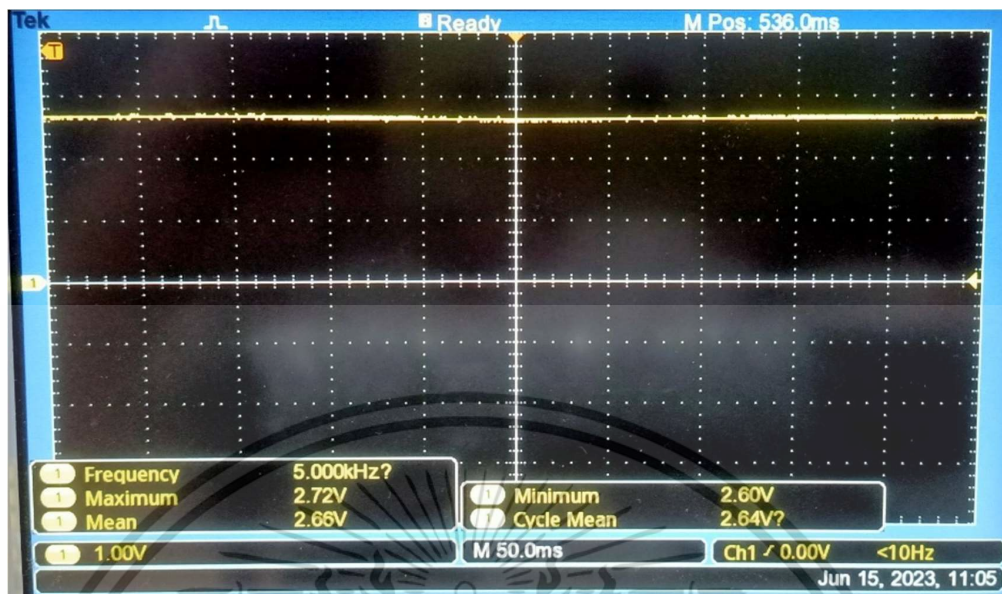
$$G = 0.667$$

หลังจากได้ค่า G นำค่า $1/G$ ไปคูณกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่วัดได้จาก Oscilloscope

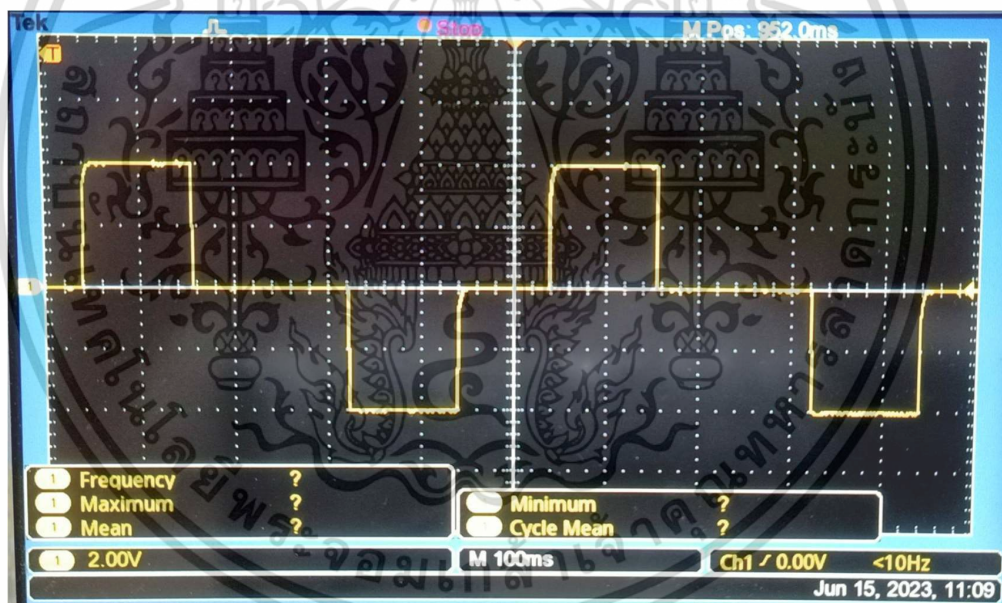
$$V_{\text{DC}(\text{Re } Z)} = 2.66 \text{ V} \times 1.499$$

$$V_{\text{DC}(\text{Re } Z)} = 3.99 \text{ V}$$

รูปที่ 4.4 แสดงถึงสัญญาณแรงดันส่วนจินตภาพของ V_z ($\text{Im } V_z$) เมื่อนำ V_z ผ่านวงจร analog multiplexer M_Q ซึ่งใช้สัญญาณ Ref_Q ในการควบคุม M_Q โดย Ref_Q มีมุม $\beta = 30^\circ$ เหมือนกับ Ref_I แต่มีเฟสตามหลัง Ref_I อยู่ 90°



รูปที่ 4.3 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงแบบ DC



รูปที่ 4.4 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพ (Im Vz)

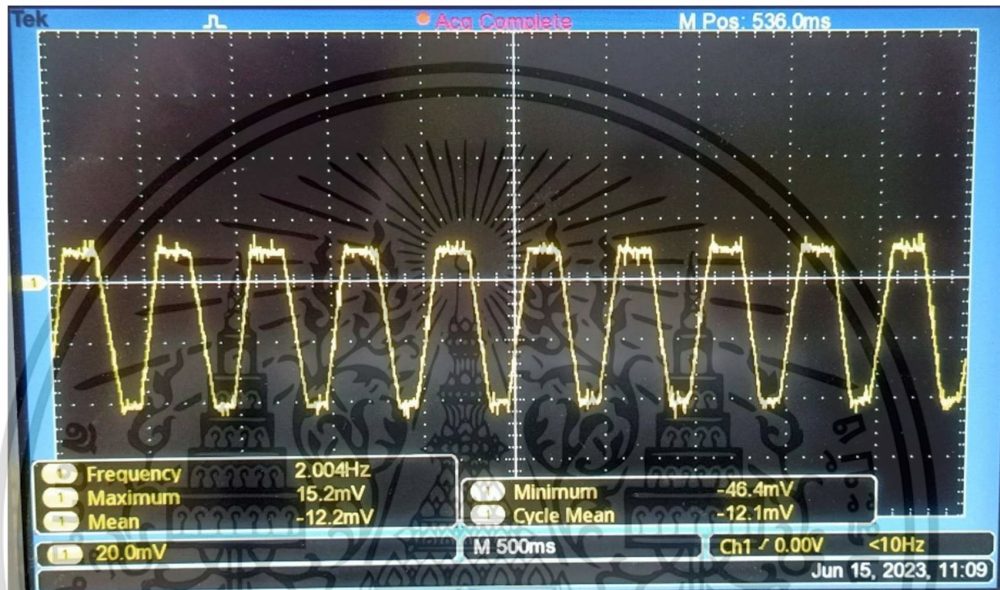
รูปที่ 4.5 แสดงถึงสัญญาณ $Im V_z$ เมื่อผ่านวงจร RC LPF เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนจินตภาพของ V_z โดยเลือกตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทาน $10\text{ k}\Omega$ และตัวเก็บประจุขนาด $1000\text{ }\mu\text{F}$ เพื่อออกแบบ frequency cutoff ให้มีค่าเท่ากับ 0.015 เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก $Im V_z$ เท่านั้น และใช้ Oscilloscope ในการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนจริงของ V_z จาก oscilloscope ที่ความถี่ 1 Hz พบว่าวัดได้ -12.2 mV จากการใช้ฟังก์ชันค่าเฉลี่ย (Mean) จากนั้นนำแรงดันที่วัดได้ไปคูณกับ $1/G$ จากสมการที่ 10 แทนค่า $A_{18}^\circ=1, \beta_{18}^\circ=18^\circ, A_{30}^\circ=1,$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\beta_{30^\circ} = 30^\circ$ ได้ค่า $G=0.667$ เพื่อชดเชยค่าแรงดันที่หายไปจากกระบวนการ Synchronous Demodulation ซึ่งเกิดขึ้นที่ M_Q

$$V_{DC(ImZ)} = -(12.6\text{mV}) * 1.499$$

$$V_{DC(ImZ)} = -18.89 \text{ mV}$$



รูปที่ 4.5 แรงดันตกคร่อม bio-impedance ส่วนจินตภาพแบบ DC

หลังจากได้แรงดันไฟฟ้า DC ทั้งส่วนจริงและส่วนจินตภาพ นำทั้งสองค่าที่ได้มาคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ส่วนจริง(R) และส่วนจินตภาพ(X) เพื่อนำไปหาส่วนแมกนิจูดและส่วนเฟส การหาค่าอิมพีแดนซ์คือ การนำค่าแรงดันที่วัดได้มาหารด้วยกระแสที่ใช้ ซึ่งระบบการวัดค่า EBI สามารถทำให้ทราบค่าของแรงดัน DC ส่วนจริงและจินตภาพ ในส่วนของกระแส DC ที่จะนำมาใช้ในการคำนวณอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับขนาดของสัญญาณกระแสที่ใช้ในการจ่ายให้กับ impedance ดังนั้นอิมพีแดนซ์ส่วนจริง(R)หาได้จาก;

$$R = V_{ReZ} / I_{DC}$$

$$R = 3.99 \text{ V} / 1 \text{ mA}$$

$$R = 3990 \ \Omega$$

อิมพีแดนซ์ส่วนจินตภาพ(X)หาได้จาก;

$$X = V_{ImZ} / I_{DC}$$

$$X = -18.89 \text{ mV} / 1 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

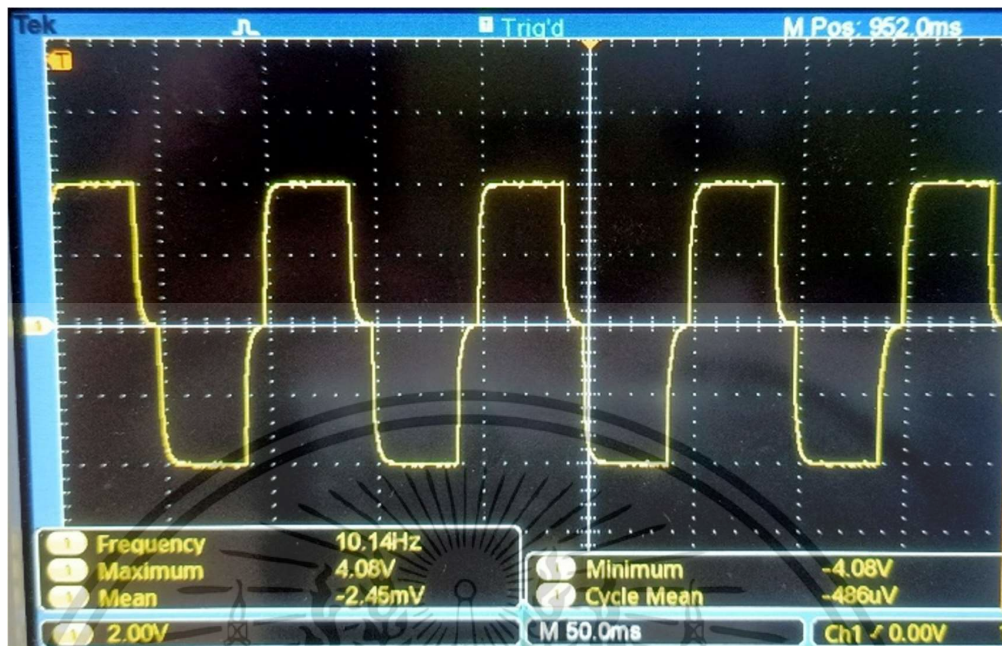
$$X = -18.89 \Omega$$

หลังจากนั้นทำแบบเดียวกันกับทุกความถี่ที่ใช้ในการทดสอบแล้วทำเป็นตารางที่ 4.1 รูปที่ 4.6 ถึง 4.10 เป็นรูปคลื่นผลการทดลองจากการใช้สัญญาณแรงดันกระตุ้นและสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ความถี่ 10 Hz

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดองค์ประกอบทางเฟสทั้งสี่ส่วนเมื่อใช้สัญญาณสามระดับที่ Ref_{exc} และ $Ref_{I,Q}$

Frequency (Hz)	R (Ω)	X (Ω)	Z (Ω)	Phase (degree)
1	3997	-19	3997	-0.270
4	3982	-78	3983	-1.119
5	3982	-97	3983	-1.397
8	3967	-153	3970	-2.204
10	3967	-198	3972	-2.851
40	3698	-675	3759	-10.347
50	3563	-772	3646	-12.232
80	3189	-961	3330	-16.773
100	3009	-969	3161	-17.842
400	2126	-479	2179	-12.699
500	2081	-407	2120	-11.071
800	2036	-244	2050	-6.834
1000	2021	-201	2031	-5.668

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

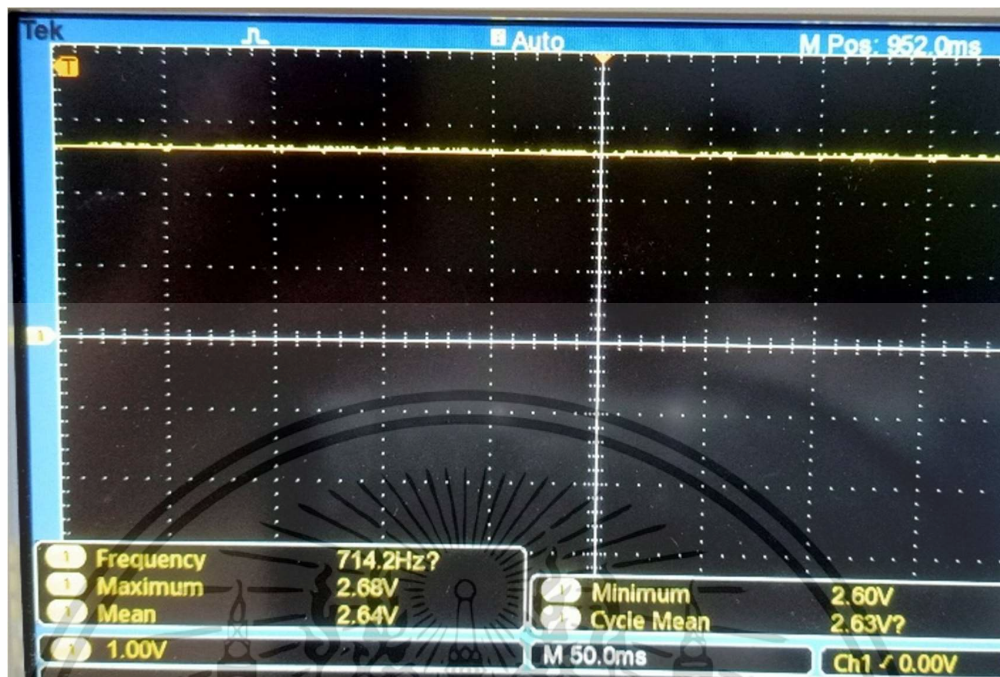


รูปที่ 4.6 แรงดันตกคร่อม impedance ที่ความถี่ 10 Hz



รูปที่ 4.7 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงที่ความถี่ 10 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

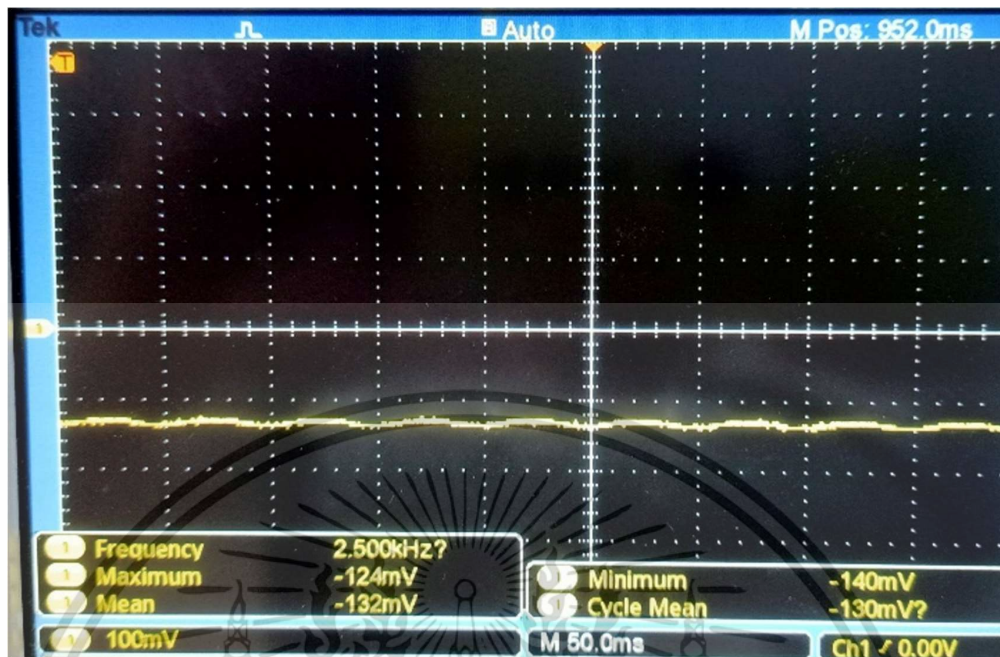


รูปที่ 4.8 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz



รูปที่ 4.9 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพที่ความถี่ 10 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

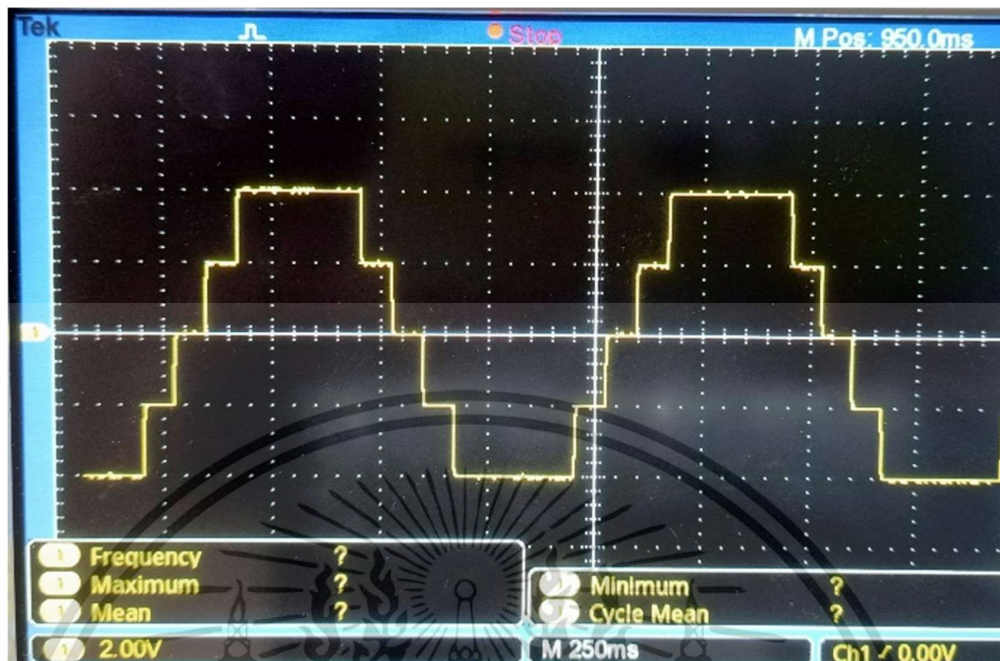


รูปที่ 4.10 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz

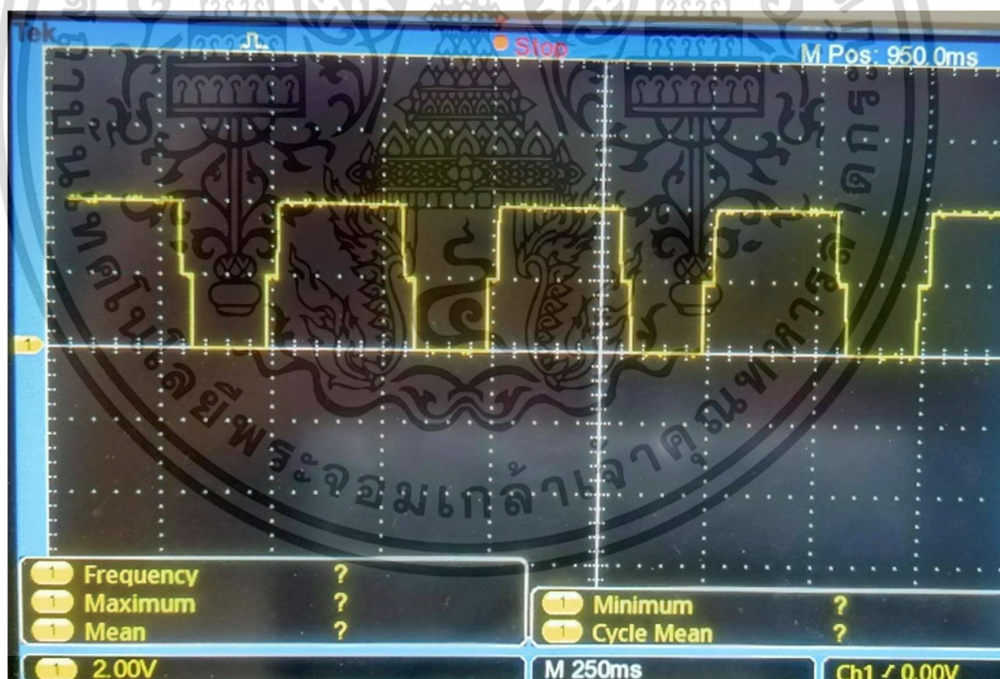
4.2 ผลการวิจัยการใช้สัญญาณหาระดับที่สัญญาณกระตุ้นและสามระดับที่สัญญาณอ้างอิง

เนื่องจากการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำของลักษณะสัญญาณที่ใช้ในการวัดค่าความต้านทานทางไฟฟ้านั้นจำเป็นที่จะต้องใช้องค์ประกอบของค่าความต้านทานซึ่งทางไฟฟ้าเดิมเพื่อเปรียบเทียบ ดังนั้นสมควรสำหรับคำนวณค่าของ R,X,Z และ Phase จึงเป็นสมควรเดิม

รูปที่ 4.11 แสดงถึงสัญญาณแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานทางไฟฟ้าเมื่อใช้สัญญาณแรงดันกระตุ้นหาระดับ(Ref_{exc})ที่มีมุม $\beta=13^{\circ}, 39^{\circ}$ ดังรูปที่ 3.5 ที่ความถี่ 1 Hz เพื่อจ่ายสัญญาณในรูปแบบของกระแสที่มีขนาด 0.7, 1 mA ให้กับแบบจำลองค่าความต้านทานทางไฟฟ้าของรูปที่ 2.1



รูปที่ 4.11 แรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (V_Z) เมื่อ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ



รูปที่ 4.12 แรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานทางไฟฟ้า (V_Z) ส่วนจริงเมื่อ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ

รูปที่ 4.12 แสดงถึงสัญญาณแรงดันส่วนจริงของ V_Z (Re V_Z) เมื่อนำ V_Z ผ่านวงจร analog multiplexer M_1 ซึ่งใช้สัญญาณ Ref_1 ในการควบคุม M_1 โดย Ref_1 มีมุม $\beta = 30^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.13 แสดงถึงสัญญาณ $\text{Re } V_z$ เมื่อผ่านวงจร RC LPF เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนจริงของ V_z โดยเลือกตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทาน $10 \text{ k}\Omega$ และตัวเก็บประจุขนาด $1000 \text{ }\mu\text{F}$ เพื่อออกแบบ frequency cutoff ให้มีค่าเท่ากับ 0.015 เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก $\text{Re } V_z$ เท่านั้น และใช้ Oscilloscope ในการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนจริงของ V_z จาก oscilloscope ที่ความถี่ 1 Hz พบว่าวัดได้ 2.57 V จากการใช้ฟังก์ชันค่าเฉลี่ย (Mean) จากนั้นนำแรงดันที่วัดได้ไปคูณกับ $1/G$ สำหรับสัญญาณกระตุ้นแบบห้ระดับดังสมการที่ 11 เพื่อชดเชยค่าแรงดันที่หายไปจากกระบวนการ Synchronous Demodulation ซึ่งเกิดขึ้นที่ M_I จากสมการที่ 11 แทนค่า $A_{13^\circ} = 0.7, A_{39^\circ} = 0.3, B_{13^\circ} = 13^\circ, B_{39^\circ} = 39^\circ, A_{30^\circ} = 1$ และ $B_{30^\circ} = 30^\circ$;

$$G = \frac{8}{\pi^2} [A_{18^\circ} \cos(\beta_{18^\circ}) A_{30^\circ} \cos(\beta_{30^\circ})]$$

$$G = \frac{8}{\pi^2} [1 \times 0.95 \times 1 \times 0.87]$$

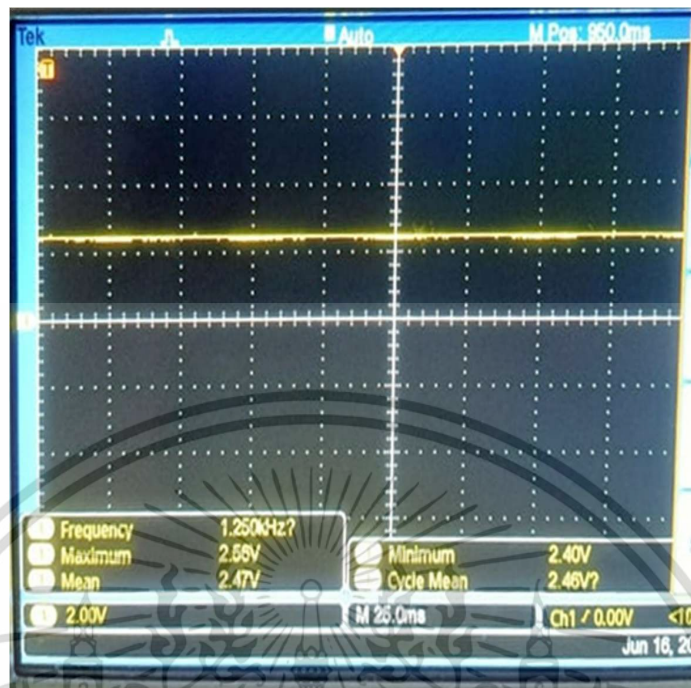
$$G = 0.6147$$

หลังจากได้ค่า G นำค่า $1/G$ ไปคูณกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่วัดได้จาก Oscilloscope

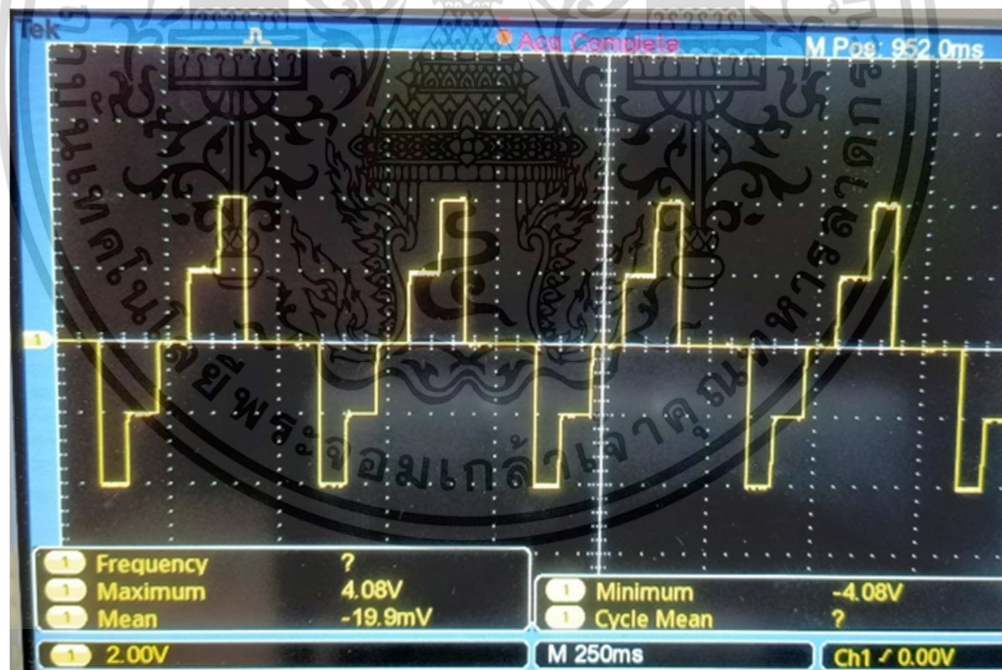
$$V_{\text{DC(Re } Z)} = 2.57 \text{ V} \times 1.6267$$

$$V_{\text{DC(Re } Z)} = 4.18 \text{ V}$$

รูปที่ 4.14 แสดงถึงสัญญาณแรงดันส่วนจินตภาพของ V_z ($\text{Im } V_z$) เมื่อนำ V_z ผ่านวงจร analog multiplexer M_Q ซึ่งใช้สัญญาณ Ref_Q ในการควบคุม M_Q โดย Ref_Q มีมุม $\beta = 30^\circ$ เหมือนกับ Ref_I แต่มีเฟสตามหลัง Ref_I อยู่ 90°



รูปที่ 4.13 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 1 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ



รูปที่ 4.14 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพที่ความถี่ 1 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ

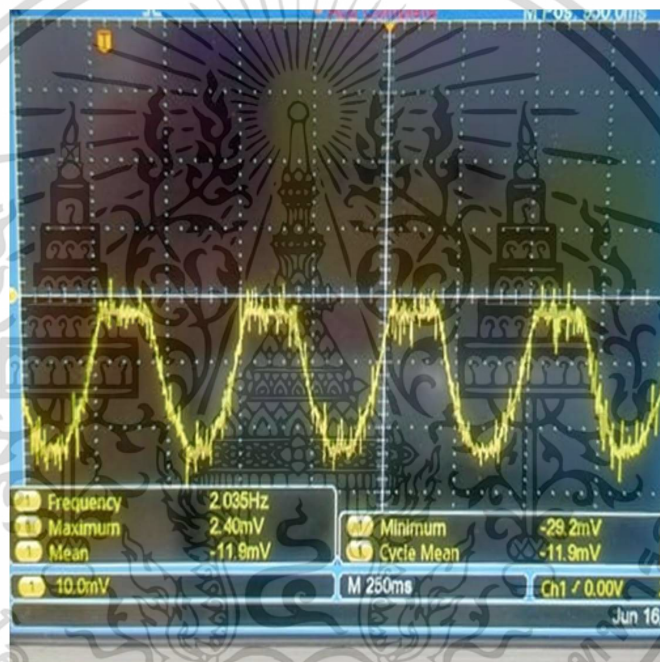
รูปที่ 4.5 แสดงถึงสัญญาณ $Im V_z$ เมื่อผ่านวงจร RC LPF เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนจินตภาพของ V_z โดยเลือกตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทาน 10 k Ω และตัวเก็บประจุขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1000 μF เพื่อออกแบบ frequency cutoff ให้มีค่าเท่ากับ 0.015 เพื่อกรองหาแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงจาก $\text{Im } V_z$ เท่านั้น และใช้ Oscilloscope ในการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงส่วนจริงของ V_z จาก oscilloscope ที่ความถี่ 1 Hz พบว่าวัดได้ -12.7 mV จากการใช้ฟังก์ชันค่าเฉลี่ย(Mean) จากนั้นนำแรงดันที่วัดได้ไปคูณกับ $1/G$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.6267 เพื่อชดเชยค่าแรงดันที่หายไปจาก กระบวนการ Synchronous Demodulation ซึ่งเกิดขึ้นที่ M_Q

$$V_{\text{DC}(\text{Im } Z)} = -(12.7\text{mV}) * 1.6267$$

$$V_{\text{DC}(\text{Im } Z)} = -20.659 \text{ mV}$$



รูปที่ 4.15 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพแบบ DC ที่ความถี่ 1 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็น สัญญาณห้ำาระดับ

หลังจากได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทั้งส่วนจริงและส่วนจินตภาพ นำทั้งสองค่าที่ได้มา คำนวณค่าอิมพีแดนซ์ส่วนจริง(R) และส่วนจินตภาพ(X) เพื่อนำไปหาส่วนแอมพลิจูดและส่วนเฟส และ จากหลักการเดียวกันใน 4.1 ทำให้สามารถคำนวณกระแสไฟฟ้าแบบกระแสตรงได้ที่ 1mA เช่นกัน อิมพีแดนซ์ส่วนจริง(R)หาได้จาก;

$$R = V_{\text{Re } Z} / I_{\text{DC}}$$

$$R = 4.18 \text{ V} / 1\text{mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R = 4180 \Omega$$

อิมพีแดนซ์ส่วนจินตภาพ(X)หาได้จาก;

$$X = V_{Im Z} / I_{DC}$$

$$X = -20.659 \text{ mV} / 1 \text{ mA}$$

$$X = -20.659 \Omega$$

หลังจากนั้นทำแบบเดียวกันกับทุกความถี่ที่ใช้ในการทดสอบแล้วทำเป็นตารางที่ 4.2 รูปที่ 4.16 ถึง 4.20 เป็นรูปคลื่นผลการทดลองจากการใช้สัญญาณแรงดันกระตุ้นและสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ความถี่ 10 Hz

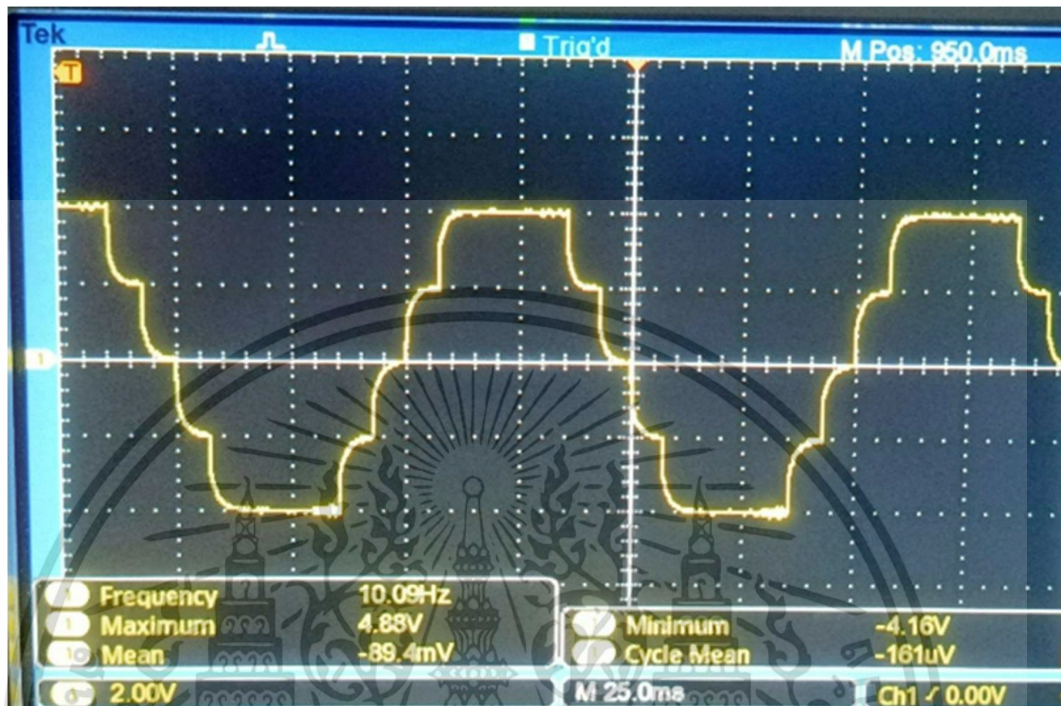
ตารางที่ 4.2 ผลการวัดองค์ประกอบทางเฟสทั้งสี่ส่วนเมื่อใช้สัญญาณหาระดับที่ Ref_{exc} และสามระดับสำหรับ $Ref_{I,Q}$

Freq (Hz)	R (Ω)	X (Ω)	Z (Ω)	Phase (degree)
1	4181	-21	4181	-0.283
4	4181	-84	4181	-1.156
5	4181	-103	4181	-1.411
8	4172	-169	4176	-2.321
10	4148	-203	4153	-2.806
40	3904	-742	3974	-10.758
50	3758	-849	3852	-12.733
80	3384	-1020	3534	-16.775
100	3156	-1056	3328	-18.496
400	2229	-508	2286	-12.829

ตารางที่ 4.2(ต่อ)

Freq (Hz)	R (Ω)	X (Ω)	Z (Ω)	Phase (degree)
500	2180	-412	2218	-10.692
800	2115	-249	2129	-6.712
1000	2098	-211	2109	-5.755

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 แรงดันตกคร่อม impedance ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ



รูปที่ 4.17 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

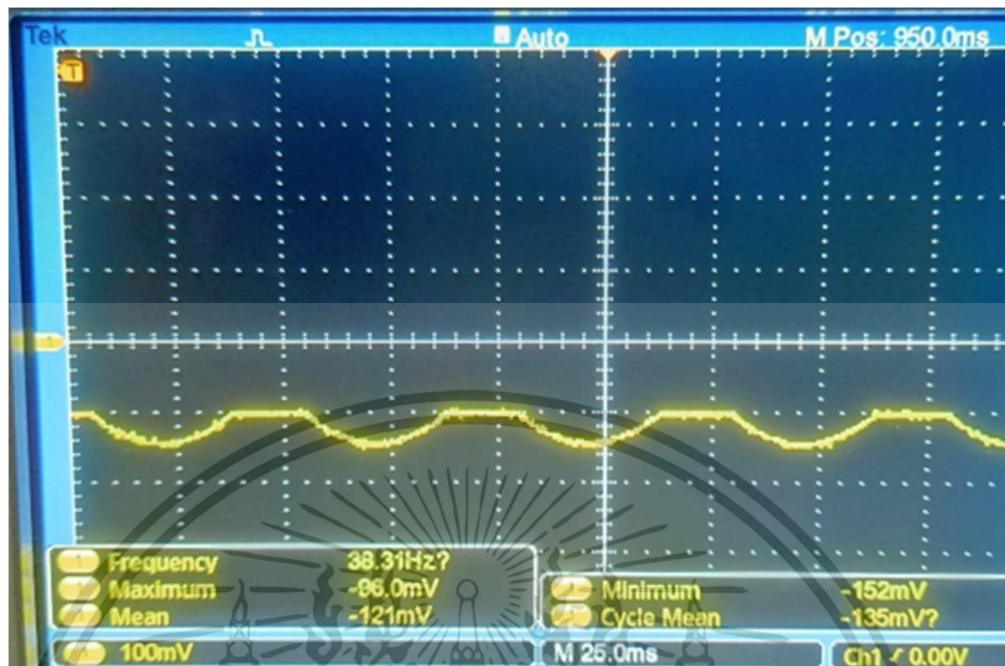


รูปที่ 4.18 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจริงแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ



รูปที่ 4.19 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แรงดันตกคร่อม impedance ส่วนจินตภาพแบบ DC ที่ความถี่ 10 Hz เมื่อใช้ Ref_{exc} เป็นสัญญาณหาระดับ

4.3 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการใช้สัญญาณสามและห้าระดับที่สัญญาณกระตุ้น

จากสมการที่ 12 และ 13 ทำให้สามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ส่วนจริง และส่วนจินตภาพของค่า impedance ได้ และจากหัวข้อ 4.1 และ 4.2 ทำให้สามารถเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการใช้สัญญาณสามและห้าระดับที่สัญญาณกระตุ้นได้ โดยนำค่าจากสมการที่ 12 และ 13 ซึ่งเป็นค่าของอิมพีแดนซ์ส่วนจริง และส่วนจินตภาพของค่า EBI จากการคำนวณมาวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ที่ลดลง เมื่อใช้สัญญาณห้าระดับแทนสัญญาณสามระดับที่สัญญาณกระตุ้น การวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดของอิมพีแดนซ์ที่วัดได้สามารถหาได้จากผลต่างของค่าอิมพีแดนซ์จากการทดลองกับค่าอิมพีแดนซ์จากการคำนวณดังสมการที่ 14

$$\text{ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ของอิมพีแดนซ์} = \left(\frac{\text{ค่าอิมพีแดนซ์จากการทดลอง} - \text{ค่าอิมพีแดนซ์จากทฤษฎี}}{\text{ค่า } Z_0 \text{ จากทฤษฎี}} \right) \cdot 100\% \quad (14)$$

การคำนวณค่าความผิดพลาดของอิมพีแดนซ์ส่วนจริงเมื่อใช้สัญญาณสามระดับสำหรับสัญญาณกระตุ้นที่ความถี่ 1 Hz เริ่มจากแทนค่าจากการทดลองจากตารางที่ 4.1 และค่าจากทฤษฎีจากสมการที่ 12 โดย Z_0 คือค่าแมกนิจูดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำมากๆ โดยวิธีหา Z_0 ง่ายที่สุดสามารถดูได้จากรูปที่ 3.23 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4000 (Ω)

$$\text{ค่าความผิดพลาดส่วนจริง} = \left(\frac{\text{Re } Z \text{ จากการทดลอง} - \text{Re } Z \text{ จากทฤษฎี}}{4000} \right) \cdot 100\%$$

$$\text{ค่าความผิดพลาด} = \left(\frac{4000 - 3997}{4000} \right) \cdot 100\%$$

$$\text{ค่าความผิดพลาด} = 0.07\%$$

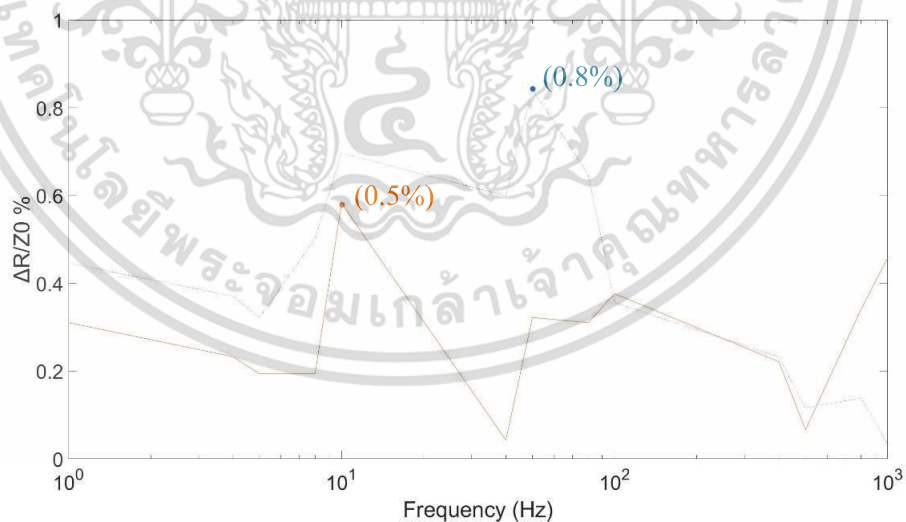
การคำนวณค่าความผิดพลาดของอิมพีแดนซ์ส่วนจริงเมื่อใช้สัญญาณห้าระดับสำหรับสัญญาณกระตุ้นที่ความถี่ 1 Hz เริ่มจากแทนค่าจากการทดลองจากตารางที่ 4.2 และค่าจากทฤษฎีจากสมการที่ 13

$$\text{ค่าความผิดพลาดส่วนจริง} = \left(\frac{\text{Re } Z \text{ จากการทดลอง} - \text{Re } Z \text{ จากทฤษฎี}}{4000} \right) \cdot 100\%$$

$$\text{ค่าความผิดพลาด} = \left(\frac{4181 - 4000}{4000} \right) \cdot 100\%$$

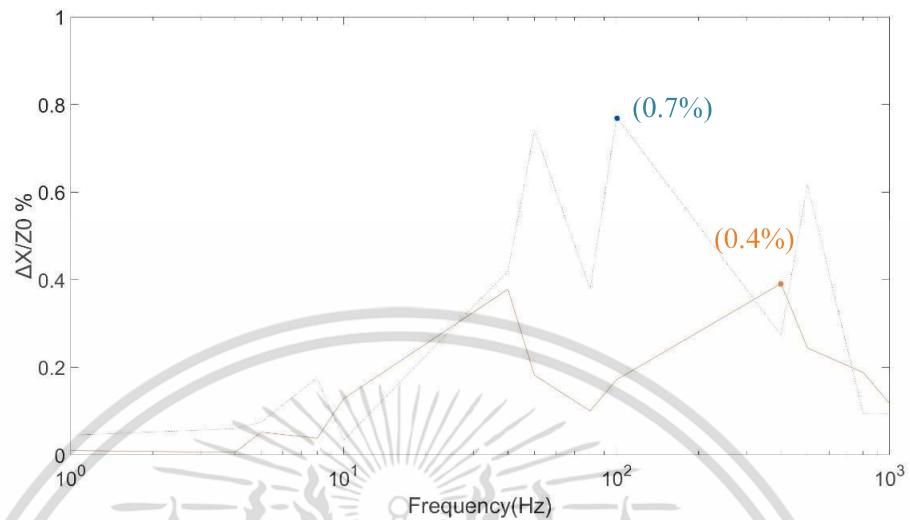
$$\text{ค่าความผิดพลาด} = 0.31\%$$

หลังจากนั้นทำแบบเดียวกันกับทุกความถี่และทุกองค์ประกอบทางเฟสและนำมาพล็อตกราฟเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการใช้สัญญาณห้าระดับแทนสามระดับที่สัญญาณกระตุ้นดังรูปที่ 4.21

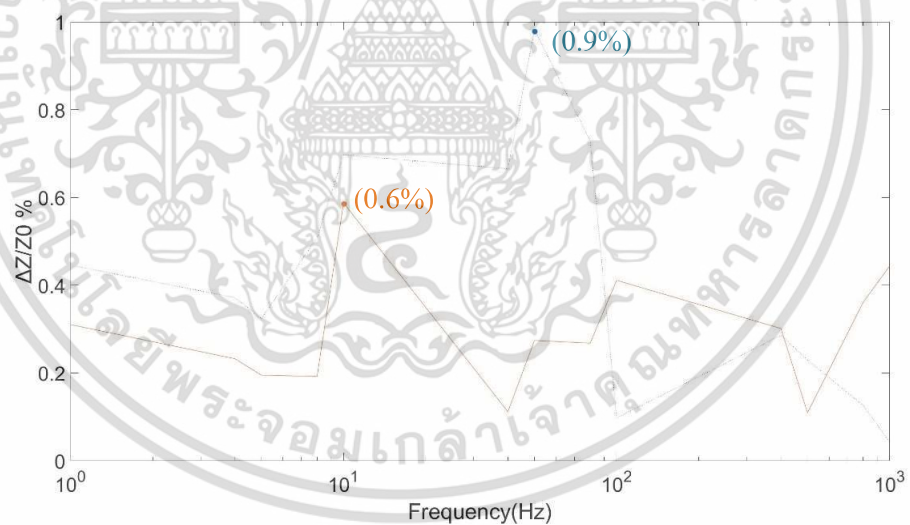


รูปที่ 4.21 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta R/Z_0$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ $\text{Ref}_{\text{I,Q}}$ อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณห้าระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ $\text{Ref}_{\text{I,Q}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

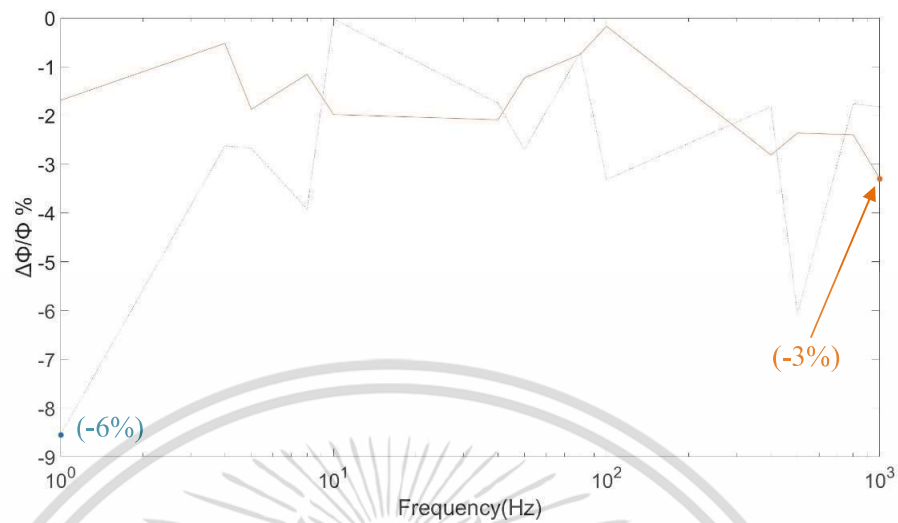


รูปที่ 4.22 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta X/Z_0$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ Ref_{I,Q} อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณห้าระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ Ref_{I,Q}



รูปที่ 4.23 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta Z/Z_0$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ Ref_{I,Q} อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณห้าระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ Ref_{I,Q}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 ข้อผิดพลาดในการวัด $\Delta\Phi/\Phi$ โดยเส้นประคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณสามระดับทั้ง Ref_{exc} และ $Ref_{I,Q}$ อีกเส้นคือผลลัพธ์เมื่อใช้สัญญาณห้าระดับสำหรับ Ref_{exc} และ สัญญาณสามระดับสำหรับ $Ref_{I,Q}$

จากรูปที่ 4.21-4.24 แสดงถึงความผิดพลาดจากระบบการวัดเมื่อใช้สัญญาณสามระดับเทียบกับสัญญาณห้าระดับที่ความถี่ 1,4,5,8,10,40,...,1000 Hz พบว่าค่าความผิดพลาดสูงสุดจากการใช้สัญญาณห้าระดับแทนสัญญาณสามระดับ สามารถลดค่าความผิดพลาดส่วนจริง, ส่วนจินตภาพ และ ส่วนแมกนิจูดของ V_Z ลงไปได้ประมาณ 0.3% แต่จุดที่น่าสนใจคือสามารถลดค่าความผิดพลาดจากการวัดขององค์ประกอบส่วนเฟสไปได้ถึง 3%

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การปรับปรุงการวัดความต้านทานทางไฟฟ้าด้วยวิธีการผสมสัญญาณที่มีการใช้สัญญาณแบบใหม่ในระบบการวัดและมีความสามารถในการวัดความต้านทานทางไฟฟ้าให้มีความแม่นยำมากกว่าวิธีการก่อนหน้านี้ โดยโครงสร้างของระบบการวัดสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนได้แก่ วงจรสร้างสัญญาณ, วงจรขับกระแส และวงจรดีมอดูเลต โดยวงจรสร้างสัญญาณใช้หลักการของ shift register สำหรับสร้างสัญญาณกระตุ้นเพื่อขับกระแสของวงจรขับกระแส โดยสัญญาณที่ถูกสร้างออกมานั้น มีความสามารถในการกำจัดฮาร์มอนิกตั้งแต่อันดับที่ 3,5,7 และ 9 วงจรขับกระแสเป็นวงจรสำหรับขับกระแสเพื่อวัดแรงดันตกคร่อม impedance โดยจ่ายกระแสตามสัญญาณที่เข้ามาควบคุมซึ่งก็คือสัญญาณหาระดับซึ่งถูกนำเสนอขึ้นมาใหม่ วงจรดีมอดูเลตทำหน้าที่สำหรับแยกองค์ประกอบทางเฟสส่วนจริงและจินตภาพออกจากกันจากสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม impedance โดยใช้หลักการตรีโกณมิติทางคณิตศาสตร์เพื่อแยกส่วนจริง และจินตภาพออกจากกัน โดยมีอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันตกคร่อม impedance และสัญญาณอ้างอิงจากวงจรสร้างสัญญาณ โดยวงจรทั้งสามส่วนนั้นได้ถูกนำมาทดสอบการวัดค่า impedance ด้วยวิธีการใช้สัญญาณสามระดับ ทั้งสัญญาณกระตุ้น และสัญญาณอ้างอิง เพื่อเปรียบเทียบกับการใช้สัญญาณหาระดับสำหรับสัญญาณกระตุ้น และใช้สัญญาณสามระดับแบบเดิมสำหรับสัญญาณอ้างอิง พบว่าสัญญาณหาระดับที่ถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถให้ความแม่นยำในการวัดค่า impedance ได้ดีกว่าการใช้สัญญาณสามระดับสำหรับสัญญาณกระตุ้น โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดขององค์ประกอบทางเฟสส่วนจริง (R), ส่วนจินตภาพ (X) และส่วนแมกนิจูด (Z) ลดไปได้ 0.3% และส่วนเฟส (θ) ลดข้อผิดพลาดได้มากที่สุด 3%

5.2 ข้อเสนอแนะ

ระบบการวัดค่า impedance ซึ่งถูกนำมาใช้ในการวัดผลการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ ยังคงมีข้อเสียในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณแบบใหม่ เนื่องจากถูกออกแบบให้มีจำนวน flip-flop ที่มากขึ้นถึง 6 เท้า แต่มีความเป็นไปได้ที่จะใช้วงจรในลักษณะของ delay line เพื่อสร้างสัญญาณหาระดับโดยไม่ต้องใช้วงจร reverse shift register นอกจากนี้หากนำรูปแบบของสัญญาณที่ถูกคิดค้นในวิทยานิพนธ์นี้ให้มีขนาดของกระแส และค่าของ impedance หรือส่วนประกอบอื่นๆของระบบการวัด impedance ให้สอดคล้องสำหรับ bio-impedance และผ่านมาตรฐาน IEC จะสามารถนำไปต่อยอดในระบบการวัด electrical bio-impedance ได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] M. L. Meade, Lock-in Amplifiers: Principles and Applications. London, U.K.: Peregrinus, 1983, reprint 1989.
- [2] M. Min, O. Märten, and T. Parve, "Lock-in measurement of bioimpedance variations", Meas. J. IMEKO, vol. 27, no. 1, pp. 21–28, Jan. 2000.
- [3] M. Min, T. Parve, V. Kuk, and A. Kuhlberg, "An implantable analyzer of bio-impedance dynamics: Mixed signal approach," IEEE Trans. Instrum.Meas., vol. 51, no. 4, pp. 674–678, Aug. 2002.
- [4] Chao Yang, Sachin R. Jadhav, R. Mark Worden, and Andrew J. Mason, Senior Member, IEEE "Compact Low-Power Impedance-to-Digital Converter for Sensor Array Microsystems" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 44, NO. 10, OCTOBER 2009.
- [5] M.Min and T.Parve, "Improvement of Lock-in Electrical Bio-Impedance Analyzer for Implantable Medical Devices", IEEE TRANSACTIONS ON instrumentation and measurement, vol. 56, no. 3, june 2007,pp. 968-974.
- [6] DAC0808 8-Bit D/A Converter National semiconductor may 1999.
- [7] DG401, DG403, DG405 Low-Power, High-Speed CMOS Analog Switches Vishay Siliconix 2009.
- [8] M. Min, A. Kink, R. Land, and T. Parve, "Method and device for measurement of electrical bioimpedance," Int. Patent Publication PCT WO 2004/052198, Jun. 24, 2004.

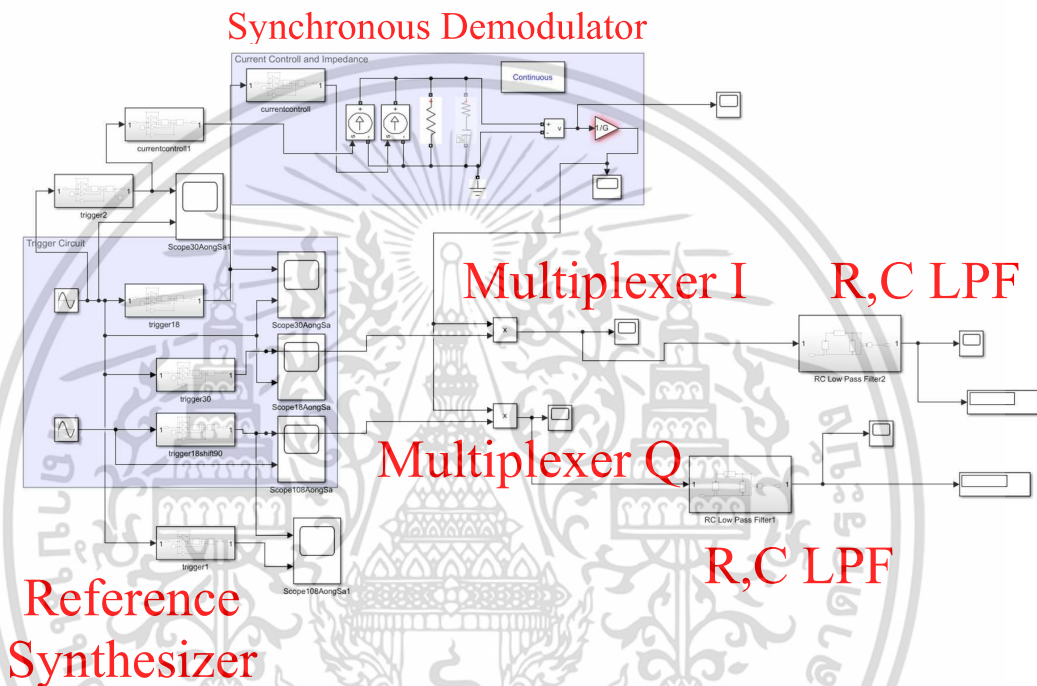
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.
รายละเอียดเพิ่มเติมที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

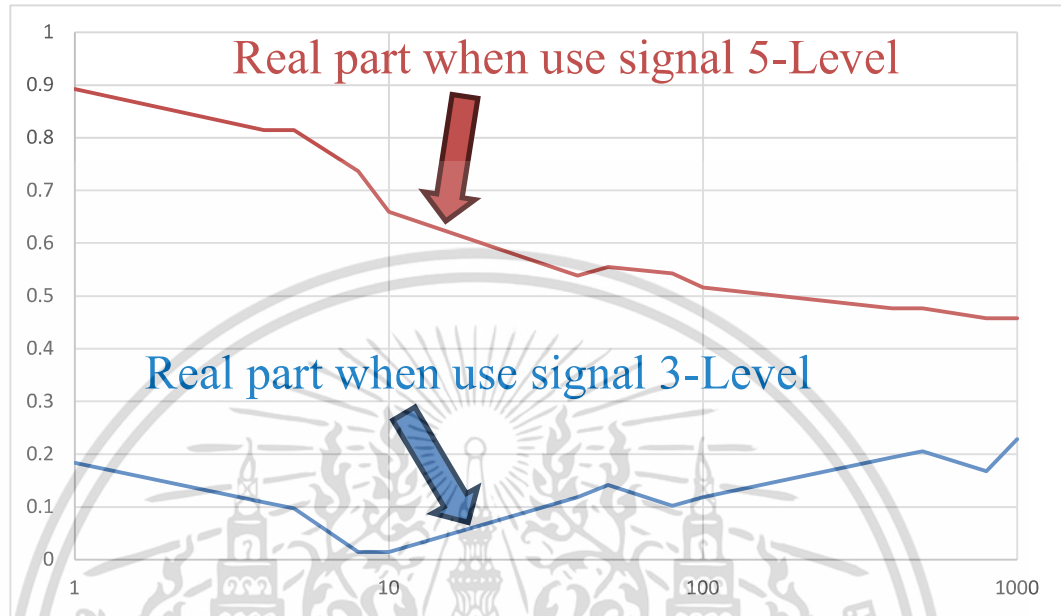
ก่อนการทดสอบด้วย hardware ผู้วิจัยได้ทำการทดสอบ simulation ของระบบการวัด impedance ในโปรแกรม Matlab&Simulink เพื่อเปรียบเทียบความแม่นยำของสัญญาณสามระดับแบบเก่า และสัญญาณห้าระดับแบบใหม่ที่ช่องสัญญาณกระตุ้น



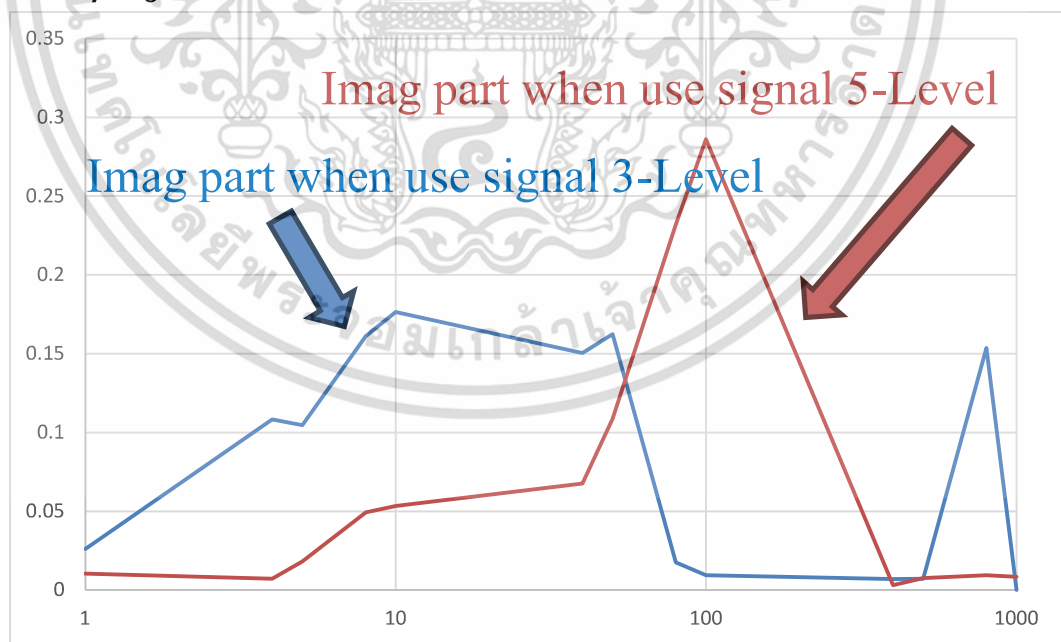
รูปที่ 5.1 Function block diagram ของระบบการวัด impedance ในโปรแกรม Matlab&Simulink

รูปที่ 5.1 แสดง function block diagram ของระบบการวัด impedance แบบ simulation ด้วยโปรแกรม Matlab&Simulink โดยองค์ประกอบของ function block diagram ถูกตั้งค่าให้เหมือนกับการทดสอบด้วย hardware ทุกอย่าง ได้แก่ ค่า impedance, ค่า R,C LPF, กระแสที่ไหลผ่าน impedance, ค่า Gain และความถี่ที่ใช้ในการทดสอบของวงจรขยาย โดยผลการทดสอบเป็นไปตามรูปที่ 5.2 ถึง 5.5 โดยแนวโน้มของการใช้สัญญาณห้าระดับที่สัญญาณกระตุ้น แทนสัญญาณสามระดับแบบเดิม มีแนวโน้มที่ผลลัพธ์แยกว่าในสภาวะจริง และแมกนิจูด แต่ในส่วนจินตภาพ และเฟส มีแนวโน้มที่ผลลัพธ์ได้ดีกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\Delta R/Z_0 \%$


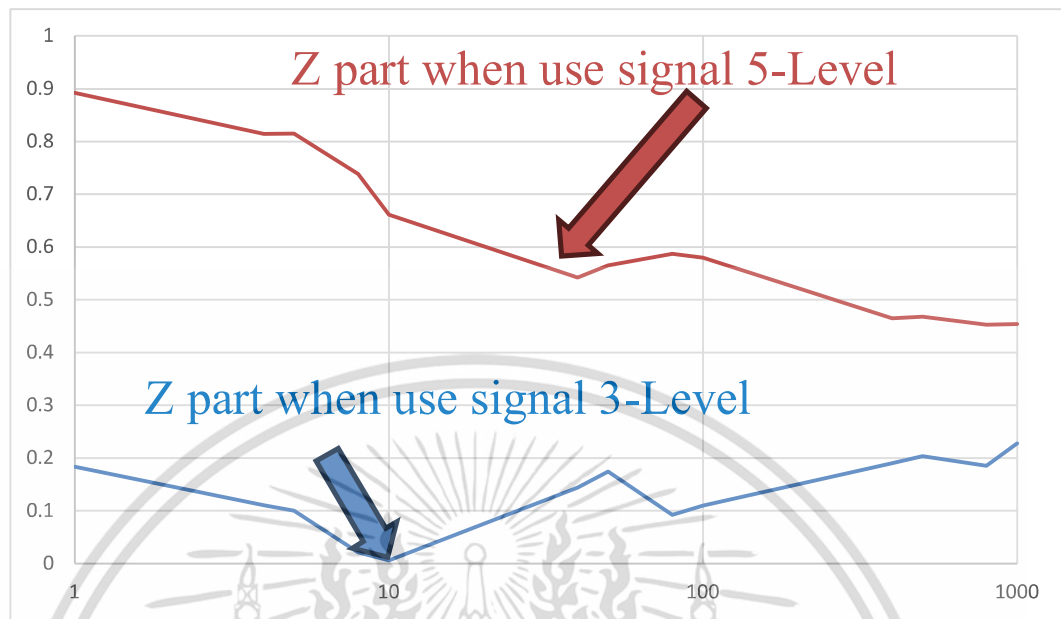
รูปที่ 5.2 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนจริงของ V_Z แบบ simulation

 $\Delta X/Z_0 \%$


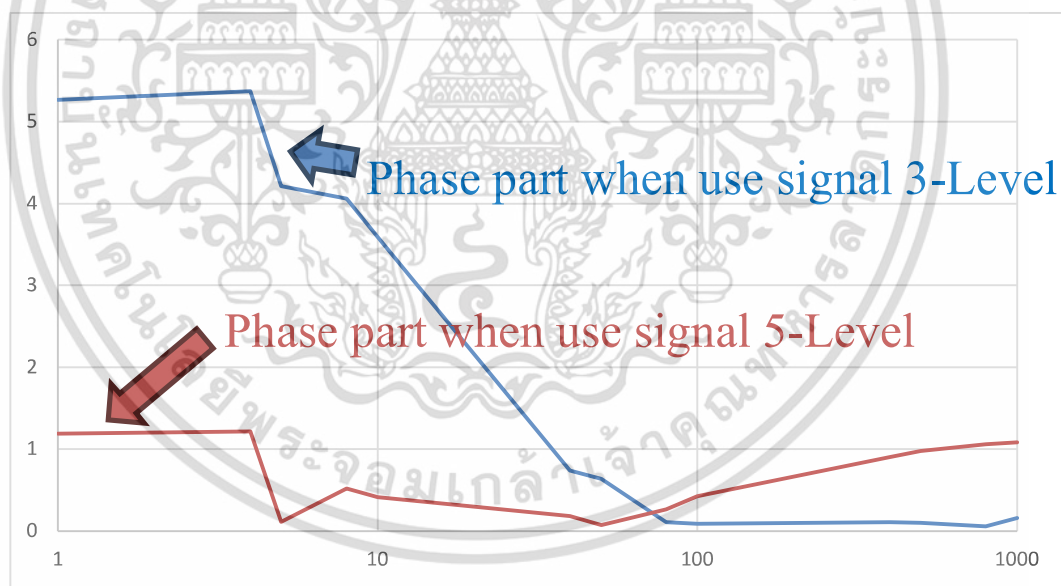
รูปที่ 5.3 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนจินตภาพของ V_Z แบบ simulation

 $\Delta Z/Z_0 \%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนแอมพลิจูดของ V_z แบบ simulation



รูปที่ 5.5 ผลการทดสอบระบบการวัดส่วนเฟส ของ V_z แบบ simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The 15th BMEiCON 2023

October 28-31, 2023

Tokyo, Japan

International Steering Committee
 Puttisak Puttavibul, Thailand
 Chuchart Pintavirooj, Thailand
 Somkiat Wattanasirichaigoon, Thailand
 Wibool Piyawattanametha, Thailand
 Kosin Chanongthai, Thailand
 Kazuhiko Hamamoto, Japan
 Shinichiro Kanoh, Japan
 Kohji Masuda, Japan
 Keiji Iramina, Japan
 Manfred Glesner, Germany
 Michael Khoo, USA
 Sunu Wibirama, Indonesia
 Viet Dung Nguyen, Vietnam

Organizing Committee
Honorary Chair
 Somkiat Wattanasirichaigoon,
Srinakharinthravitrot University

General Chair
 Tohru Yagi,
Tokyo Institute of Technology

General Co-Chair
 Kazuhiko Hamamoto,
Tokai University

Technical Program Chair
 Supan Tungitkusolmun,
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang
 Chuchart Pintavirooj,
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang
 Chanchai Thajjiam, *Srinakharin Tharaviroj University*
 Supaporn Kiatsin, *Mahidol University*
 Kohzoh Yoshino, *Kwansei Gakuin University*

Publications Chair
 Adisorn Leelasantham, *Mahidol University*

Publicity Chair
 Kohji Masuda,
Tokyo University of Agriculture and Technology

Finance Chair
 Sarinporn Visitsattapongse,
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang

Local Arrangement Chairs
 Hiroki Kurashige,
Tokai University

General Secretary
 Tohru Yagi,
Tokyo Institute of Technology

The 15th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON2023) is intended to provide an international forum where researchers, practitioners, and professionals interested in the advances in, and applications of, biomedical engineering can exchange the latest research, results, and ideas in these areas through presentation and discussion. All accepted papers are expected to be included in IEEE Xplore and indexed by EI.

The BMEiCON2023 will be held in Tokyo, Japan on October 28-31, 2023. Tokyo is the capital city of Japan and one of the largest metropolitan areas in the world. It is located on the eastern coast of the island of Honshu and has a population of over 13 million people. Tokyo is known for its bustling streets, modern architecture, advanced technology, and rich culture.

The organizing committee is pleased to invite all researchers, engineers, physicians, scientists, technicians, and technologists to attend and help shaping the future of biomedical engineering. The topics for regular sessions include, but are not limited to, the followings:

- ▶ Biomedical signal processing
- ▶ Biomedical imaging and image processing
- ▶ Bioinstrumentation
- ▶ Bio-robotics and biomechanics
- ▶ Biosensors and biomaterials
- ▶ Cardiovascular and respiratory systems engineering
- ▶ Cellular and tissue engineering
- ▶ Healthcare information systems
- ▶ Human machine/computer interface
- ▶ Medical device design
- ▶ Neural and rehabilitation engineering
- ▶ Technology commercialization, industry, education, and society
- ▶ Telemedicine
- ▶ Therapeutic and diagnostics systems
- ▶ Recent advancements in biomedical engineering

Submission of Papers
 Prospective authors are invited to submit full-length papers including figures, tables, and references via our website at www.bmeicon.org/bmeicon2023. All papers will be peer reviewed and handled electronically. All papers submitted must be previously unpublished and may not be considered for publication elsewhere at any time during the review period. Any accepted paper included in the final program is expected to have at least one author or qualified proxy attend and present the paper at the conference. For additional information and submission guidelines, please visit our website at www.bmeicon.org/bmeicon2023.

Important Dates

- ▶ Regular paper submission deadline: July 31, 2023
- ▶ Notification of regular paper acceptance: August 30, 2023
- ▶ Camera-ready submission: September 15, 2023
- ▶ Early-bird registration: September 20, 2023
- ▶ Late registration: After September 20, 2023
- ▶ Conference date: October 28–31, 2023

Technical Sponsors




Supported Organizations




Organized by




Contacts

- ▶ Chuchart Pintavirooj, KMITL, Thailand
- E-mail: chuchart.pi@kmitl.ac.th

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Improvement of Electrical Bio-Impedance Measurement: Mixed Signal Approach

Phongpitch Sribua
Department of Electronics Engineering
School of Engineering
King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
64601094@kmitl.ac.th

Sumek Wisayataksin*
Department of Electronics Engineering
School of Engineering
King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
sumek.wi@kmitl.ac.th

Apinunt Thanachayanont
Department of Electronics Engineering
School of Engineering
King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
apinunt@sic.co.th

Abstract— This article deploys a 5-level shorten rectangular wave technique to measure lock-in electrical bio-impedance (EBI) in medical diagnosis. The new shorten rectangular EBI signal has better properties in eliminating odd harmonics compared to the conventional 3-level shorten rectangular wave technique. The results show that the measurement errors in the 3-component EBI are reduced about 0.3% for R, X, Z and 3% for Phase(ϕ) when the 5-level signal is used instead 3-level signal.

Keywords— Impedance, bio-impedance, measurement, pulse wave signal, synchronous demodulation

I. INTRODUCTION

The most appropriate method for examining the state of tissues and organ function in the body is through electrical biological impedance (EBI) measurement. This technique assesses tissue status by determining the electrical impedance (Z) derived from an electrical model as shown in Figure 1. When an excitation current (I_{exc}) is applied to the tissue, as shown in Figure 1a, the tissue cell can be modeled as an extracellular resistance (r_{ext}), when a portion of the current flows outside the cell. Simultaneously, another portion of the current passes through the cell. The current through the cell can be divided into two parts: the first part involves the cell membrane, which forms the capacitance (C). The second part, which is the space inside the cell, produces the intracellular resistance (r_{int}). To model the tissues, the impedance is represented by the combination of r and c as illustrated in Figure 1b, which is the widely utilized model for testing purposes.

Electrical bio-impedance (EBI) can be shaped in terms of $Z = R + jX$, when R is the real part of Z ($Re Z$), and X is the imaginary part of Z ($Im Z$) as shown in Figure 1c. Lock-in electrical bio-impedance (EBI) measurement devices often use a square wave signal pulse instead of a pure sine wave because a circuit can be easily generated and consume less power. However, there is a limitation of high odd harmonic, since it causes a large measurement error especially an error in diagnosis. The popular methods that have been invented for getting rid of such errors are excitation filtering with bandpass [1], even stepwise sine wave approximation [2], and even methods based on square wave modulation unfiltered [3].

*Corresponding Author

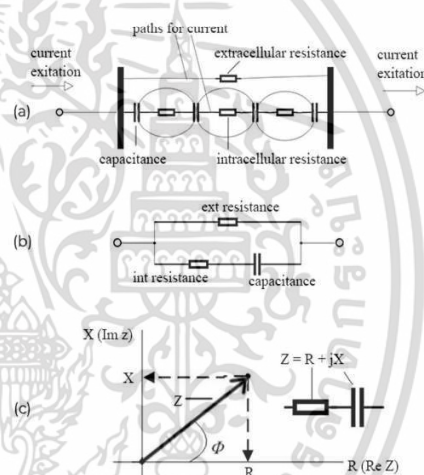


Fig. 1. Bio-impedance. (a) EBI of tissue, (b) a three-element equivalent circuit of the tissue, and (c) a phasor diagram of impedance [5].

However, there is a disadvantage since circuits look very complicated. Recently, a 3-Level shorten rectangular pulse signal [5] is a better method, but there is still a point that can be further developed to reduce errors.

In this paper, a new technique, the 5-Level shorten rectangular pulses signal will be discussed, which is like the sine wave approximation. The improvement over the 3-Level shorten rectangular pulses signal will be also stated.

The remaining part of this document has been organized as follows: Part II describes the system for measurement, the generation of measurement signals, and actual equipment for testing methods. Section III explains the experimental results, and the conclusion will be in Part IV.

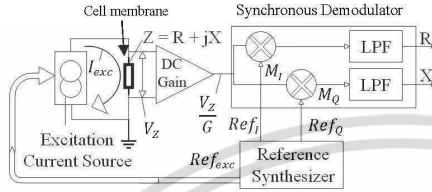


Fig.2. Lock-in system for measurement of EBI [5].

II. SYSTEM ARCHITECTURE

The lock-in measurement technology [4] is a technology that allows the measurement of the impedance parameters Z .

Figure 2 illustrates the process of measuring the values of R and X . Firstly, the reference excitation signal (Ref_{exc}) is applied to control the excitation current source (I_{exc}) through bio-impedance Z to create voltage V_z .

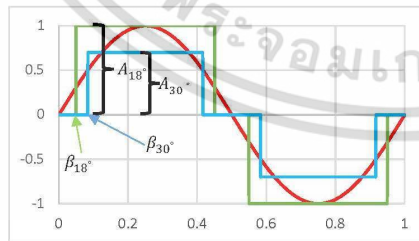
In addition, the DC gain ($1/G$) is multiplied to V_z in order to compensate for the average voltage before driving to the Synchronous Demodulator (SD). The reference synthesizer creates reference inphase (Ref_i) and quadrature (Ref_Q) signal to demodulate the signal from DC gain output. Finally, both signals pass LPF as shown in Figure 2 to generate the output impedance (R and X) of the cell membrane.

A. Conventional Approach

The conventional technique [5] deploys a shortened rectangular Ref_{exc} pulse, which is a 3-Level signal by $\beta = 18^\circ$, which can remove 5th harmonic order. The Ref_i and Ref_Q signals have $\beta = 30^\circ$, which can remove 3rd and 9th harmonic order as shown in Figure 3. The results of the original article demonstrate a significant reduction in measurement error when using a 3-Level signal compared to a square wave signal with a full duty cycle across all four components of impedance: R , X , Z , and Phase (ϕ). This solution effectively eliminates orders 3rd, 5th, and 9th. However, the 7th harmonics order still remain. Therefore, our method is proposed to reduce such an error.

B. Proposed Approach

A new method is proposed in this paper. It is possible to reduce the Phase (ϕ) error by generate a 5-Level signal as shown in Figure 4. A shorten rectangular Ref_{exc} pulse is modified to be 5-Level by $\beta = 13^\circ$ (green) and $\beta = 39^\circ$ (red).

Fig.3. 3-Level shorten rectangular waveform when $\beta = 18^\circ$ is using for reference excitation, $\beta = 30^\circ$ is using for reference inphase.

Furthermore, the amplitude ratio of both signals is 0.7:0.3 respectively. The combination of two signals creates 5-Level Ref_{exc} pulse (blue). This waveform can further reduce the 7th harmonic order from the conventional approach [5].

C. Spectrum of shorten rectangular signal

To explain the elimination of odd harmonics, mathematical equation of shorten rectangular spectrum can be described as follows (1)[5]:

$$f_{3\text{-Level}}(\omega t) = \frac{4}{\pi} A \left[\frac{\cos \beta}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos 3\beta}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos 5\beta}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] \quad (1)$$

Where A is an amplitude of the shorten signal, β is value of phase angle. When we select $\beta = 30^\circ$, 3rd and 9th harmonics order will be removed as follows (2). Since harmonics order that higher than 9th (11th, 13th, ...) have very little effect in SD, therefore they are not written in (2).

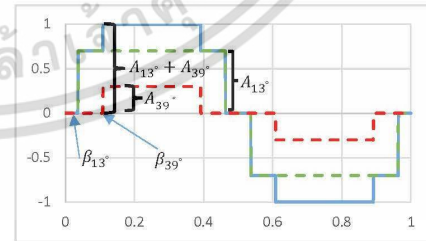
$$f_{3\text{-Level}, \beta_{30}}(\omega t) = \frac{4}{\pi} A_{30} \left[\frac{\cos(\beta_{30})}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos(5\beta_{30})}{5} \sin(5\omega t) + \frac{\cos(7\beta_{30})}{7} \sin(7\omega t) \right] \quad (2)$$

For 5-Level signal equation. It can be derived from the combination of (1) at $\beta = 13^\circ$ and 39° . The substitution of two different values of A and β is shown in (3).

$$f_{5\text{-Level}}(\omega t) = \frac{4}{\pi} A_{13} \left[\frac{\cos \beta_{13}}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos 3\beta_{13}}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos 5\beta_{13}}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] + \frac{4}{\pi} A_{39} \left[\frac{\cos \beta_{39}}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos 3\beta_{39}}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos 5\beta_{39}}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] \quad (3)$$

When we select $A_{13} = 0.7$, $\beta_{13} = 13^\circ$ and $A_{39} = 0.3$, $\beta_{39} = 39^\circ$, 5th and 7th harmonics order will be removed as shown (4).

$$f_{5\text{-Level}}(\omega t) = \frac{4}{\pi} A_{13} \left[\frac{\cos(\beta_{13})}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos(3\beta_{13})}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos(9\beta_{13})}{9} \sin(9\omega t) \right] + \frac{4}{\pi} A_{39} \left[\frac{\cos(\beta_{39})}{1} \sin(\omega t) + \frac{\cos(3\beta_{39})}{3} \sin(3\omega t) + \frac{\cos(9\beta_{39})}{9} \sin(9\omega t) \right] \quad (4)$$

Fig.4. 5-Level shorten rectangular waveform which is generated from combine 3-Level at $\beta = 13^\circ$ and $\beta = 39^\circ$ reference excitation.

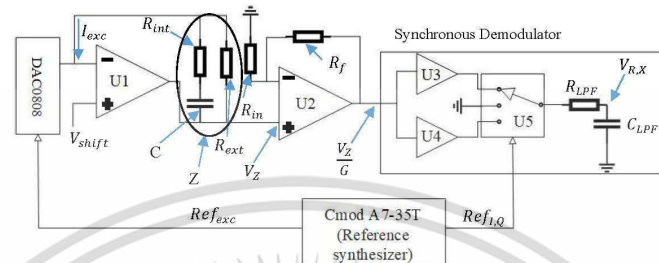


Fig. 5 Principal schematic of measurement system

Gain of demodulator for 5-Level is the multiplication result of (2) and (4). Due to harmonics order that be removed in (2) are 3rd and 9th and in (4) are 5th and 7th. Therefore, the calculation remains only 1st harmonics order as follows in (5)

$$G = \frac{8}{\pi^2} \cdot A_{30^\circ} \cos(\beta_{30^\circ}) \cdot [A_{13^\circ} \cos(\beta_{13^\circ}) + A_{39^\circ} \cos(\beta_{39^\circ})] \quad (5)$$

D. Circuit diagram

This section describes a circuit in the system of Figure 2. Our circuit implementation is as shown in Figure 5. DAC0808 is the current source DAC. U1-U4 are an operational amplifier (LF351). U5 is an analog switch SPDT (DG403DY-T1-E3).

DAC0808 and U1 are used to drive current excitation (I_{exc}) by digital input signal, which is sent from the FPGA CMOD A7-35T (Reference synthesizer as shown in Figure 6). However, DAC0808 cannot produce differential current. For this problem, it can be solved by injecting V_{shift} for shifting the amplitude (V_Z) at non-inverting input of U1. U2 is used to amplify V_Z by $1 + [R_f/R_{in}]$. U3, U4 and U5 are an amplifier using as multipliers in Figure 2. Furthermore, U5 is a multiplexer ($M_{I,Q}$) by using analog switch, which is controlled by Ref_I or Ref_Q . The reference synthesizer is a digital circuit. It generates Ref_{exc} , Ref_I and Ref_Q which is programmed in FPGA (CMOD A7-35T) as shown in Figure 6).

In this experiment, frequencies (f) of the reference synthesizer are swept from 1-1000 Hz. Therefore, the value of RC for bio-impedance is selected as $R_{int} = R_{ext} = 4000 \Omega$ and $C = 0.2 \mu F$ respectively. Since we need to measure the DC voltage of the bio-impedance (V_Z), the RC low pass filter is employed to filter the DC signal. Because the lowest frequency is 1 Hz, the frequency cutoff of this LPF is designed to be 0.01 Hz ($R_{LPF} = 10 k$, $C_{LPF} = 100 \mu F$).

III. RESULT AND ANALYSIS

The proposed solution uses 5-Level signal in Figure 4 for reference excitation and 3-Level signal by $\beta = 30^\circ$ for reference inphase signal. It was tested in a circuit shown in Figure 5 to compare with the conventional 3-Level solution. The results in Figure 7 show a reduction in the relative error of the real part $\Delta R/Z_0$, the imaginary part $\Delta X/Z_0$, and the magnitude $\Delta Z/Z_0$. The errors of $\Delta R/Z_0$, $\Delta X/Z_0$, and $\Delta Z/Z_0$ are decreased in maximum 0.3% as shown in Figure 7 (A-C). Moreover, the result shows a significant improvement in phase error $\Delta \Phi/\Phi$ by 3% as shown in Figure 7(D).

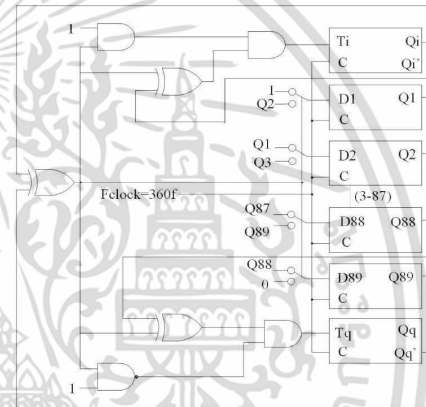


Fig. 6. Reference synthesizer in FPGA CMOD A7-35T [6].

Figure 8 is the actual waveform of at 1 kHz. Figures 9 and 10 show the voltage of output impedance from the circuit.

IV. CONCLUSION

This paper presents a method for using a 5-level signal as shown in Figure 4 instead of a 3-level signal at the reference excitation signal. Since the new method can remove harmonic order 3rd, 5th, 7th, and 9th, it results in better measurement outcomes compared to the conventional method by 0.3% for R, X, Z and 3% for Phase (Φ). This reduction error is used to find accurately value of EBI component r_{ext} , r_{int} , C.

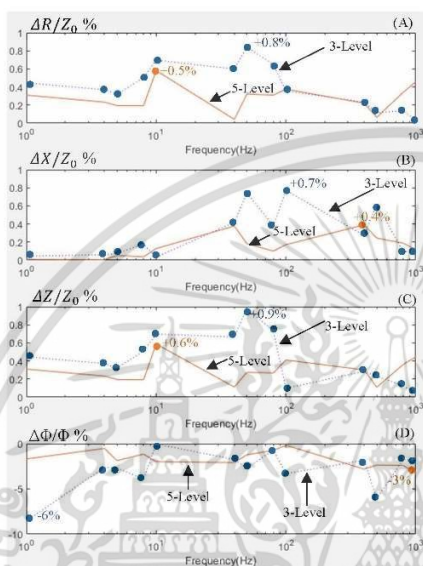


Fig 7. Methodical measurements error $\Delta R/Z_0$, $\Delta X/Z_0$, $\Delta Z/Z_0$, and $\Delta\Phi/\Phi$ by dotted line is result when using 3-Level both Ref_{ex} and Ref_{f_0} , another line is result when using 5-Level signal for Ref_{ex} and 3-Level signal for Ref_{f_0}



Fig 8. Voltage signal of V_2 at frequency 1kHz



Fig 9. Voltage R signal of synchronous demodulation with V_2 and Ref_f at frequency 1kHz

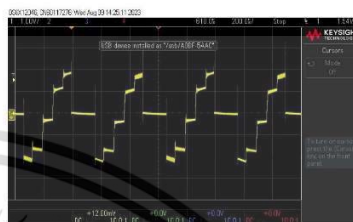


Fig 10. Voltage X signal of synchronous demodulation with V_2 and Ref_f at frequency 1kHz

REFERENCES

- [1] A. Yúfera, G. Leger, E. O. Rodríguez-Villegas, J. M. Muñoz, A. Rueda, A. Ivorra, R. Gomez, N. Noguera, and J. Aguiló, "An integrated circuit for tissue impedance measure," in Proc. 2nd Annu. Int. IEEE EMBS Special Topic Conf. Microtechnologies Med. and Biol., Madison, WI, May 2-4, 2002, pp. 88-93J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68-73.
- [2] A. Kuhlberg, R. Land, M. Min, and T. Parve, "PWM based lock-in bioimpedance measurement unit for implantable medical devices," in Proc. XVII IMEKO World Congr. Metrology 3rd Millennium, Dubrovnik, Croatia, Jun. 22-27, 2003, pp. 1710-1713.
- [3] T. Parve and R. Land, "Improvement of lock-in signal processing for applications in measurement of electrical bioimpedance," Proc. Est. Acad. Sci., Eng., vol. 10, no. 3, pp. 185-197, Sep. 2004.
- [4] M. L. Meads, Lock-in Amplifiers: Principles and Applications. London, U.K.: Peregrinus, 1983, reprint 1989.
- [5] M. Min and T. Parve, "Improvement of Lock-in Electrical Bio-Impedance Analyzer for Implantable Medical Devices", IEEE TRANSACTIONS ON instrumentation and measurement, vol. 56, no. 3, June 2007, pp. 968-974.
- [6] M. Min, A. Kink, R. Land, and T. Parve, "Method and device for measurement of electrical bioimpedance." Int. Patent Publication PC1 WO 2004/052198, Jun. 24, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายพงศ์พิชฌม์ ศรีบัว
วัน เดือน ปีเกิด	29 ตุลาคม 2541
ที่อยู่	109/1 หมู่ 1 ต.บ้านมะเกลือ อ.เมือง ถนนเลียบบแม่ น้ำปิง นครสวรรค์ 60000
ประวัติการศึกษา	2546 – 2558 โรงเรียนลาซาลโชติรวินนครสวรรค์ 2558 – 2560 โรงเรียนนครสวรรค์ 2560 – 2564 วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) ออกแบบวงจรดิจิทัล 2) การเขียนโปรแกรมภาษา Verilog 3) การเขียนโปรแกรม Matlab & Simulink 4) การใช้โปรแกรม Ltspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้