

การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส  
ชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟส  
ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและเสมือน

INDIRECT VECTOR CONTROL OF A TWO-PHASE ASYMMETRIC INDUCTION  
GENERATOR USING APPROPRIATE VOLTAGE COMPENSATION CONNECTED TO  
A SINGLE-PHASE GRID WITH ACTIVE AND REACTIVE POWER CONTROL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2567  
KMUTL-2025-EN-D-018-009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDIRECT VECTOR CONTROL OF A TWO-PHASE ASYMMETRIC INDUCTION  
GENERATOR USING APPROPRIATE VOLTAGE COMPENSATION CONNECTED TO  
A SINGLE-PHASE GRID WITH ACTIVE AND REACTIVE POWER CONTROL



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2025

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2025-EN-D-018-009



COPYRIGHT 2025

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมแวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟสที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและเสมือน
ชื่อนักศึกษา	นายชัยวัฒน์ ชูรักษ์
รหัสประจำตัว	61601030
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการควบคุมแวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟสที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและเสมือน ได้อิสระด้วยการควบคุมแวกเตอร์ของกระแสกริด โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเกตผลของการชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ระดับค่าต่าง ๆ ต่อประสิทธิภาพของระบบ อันเนื่องมาจากความไม่สมมาตรของขดลวดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ระบบที่เสนอประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักร (MSC) และคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด (GSC) ที่มีการไหลกำลังไฟฟ้าสองทิศทางระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกริดหนึ่งเฟส แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงถูกควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันอ้างอิงโดยการควบคุมแวกเตอร์ของ GSC ส่งผลให้เกิดการไหลกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางที่กริดทำให้เกิดโหมดการทำงานแบบเรกติไฟเออร์และแบบอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง นอกจากนี้ ระบบ ยังสามารถควบคุมกำลังเสมือนของกริดเพื่อให้กระแสหน้าและล้าหลังได้ คอนเวอร์เตอร์ MSC เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบสามกึ่งที่ควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกรงกระรอกแบบไม่สมมาตรสองเฟสที่มีการขับด้วยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสเปสแวกเตอร์โดยใช้คลื่นพาห้เพื่อควบคุมคอนเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุลที่ระดับค่าต่าง ๆ เพื่อประเมินประสิทธิภาพของระบบ ผลการจำลองและผลการทดลองบ่งชี้ว่า การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมส่งผลต่อระบบการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดหนึ่งเฟสได้อย่างมีนัยสำคัญ ทั้งในแง่ของการลดการกระเพื่อมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและความสามารถในการถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าไปยังกริดหนึ่งเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Indirect Vector Control of a Two-Phase Asymmetric Induction Generator Using Appropriate Voltage Compensation Connected to a Single-Phase Grid with Active and Reactive Power Control
Student	Mr.Chaiwut Choorak
Student ID.	61601030
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2024
Thesis Advisor	Prof.Dr. Vijit Kinnares

## ABSTRACT

This thesis presents an indirect vector control of an asymmetric two-phase induction generator with appropriate voltage compensation connected to a single-phase grid with independent control of real and reactive power using grid current vector control. The purpose of the thesis is to observe the effect of voltage compensation with various levels on the system efficiency due to the asymmetry of the two-phase induction generator windings. The proposed system consists of a machine-side converter (MSC) and a grid-side converter (GSC) with bidirectional power flow between the generator and the single-phase grid. The DC link voltage is controlled to maintain at the reference value by vector control of GSC, resulting in rectifier and inverter operation modes with near unity power factor. In addition, the system is able to control the grid reactive power to obtain leading and lagging grid currents. The MSC is a three-branch voltage source type that controls the operation of a two-phase unsymmetrical squirrel-cage induction generator driven by carrier-based space vector PWM signals to provide unbalanced output voltages at various values for evaluating the system efficiency. The simulation and experimental results indicate that the control of asymmetric two-phase induction generator with appropriate voltage compensation has a significant effect on the single-phase grid power transmission system, in terms of both reduced electromagnetic torque ripple of the generator and the ability of power transfer to single-phase grid.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยดี ด้วยความกรุณาเป็นอย่างสูงจากอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ และให้คำปรึกษาชี้แนะในด้านวิชาการและการแก้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับการทำวิจัย ตลอดจนความเอาใจใส่ และการให้ความห่วงใยในทุก ๆ ด้าน อีกทั้งยังให้การสนับสนุนและส่งเสริมให้ศิษย์มีความเจริญก้าวหน้าอยู่เสมอตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา ข้าพเจ้ามีความซาบซึ้งใจเป็นอย่างสูงยิ่ง จึงขอแสดงความเคารพและขอกราบขอบคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูงยิ่ง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านสำหรับความกรุณาและคำชี้แนะต่าง ๆ ในระหว่างที่ศึกษา

ขอขอบคุณทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์อย่างมากในช่วงระหว่างศึกษาและการทำวิจัยจากพี่ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย PMC Lab

ขอขอบคุณ ดร. ณรงค์ชัย ทศพร ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้โอกาส เวลา และการสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ที่ให้โอกาส เวลา และการสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัยตลอดระยะเวลาศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกนี้

ท้ายสุดนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบคุณ บิดา มารดา และครอบครัว ตลอดจนครู อาจารย์ที่อบรมสั่งสอน และผู้มีพระคุณทุกท่าน รวมถึงมิตรสหายทุกคน

คุณค่า และคุณประโยชน์อันพึงได้รับจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชัชวาล ชูรักษ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	5
1.3 สมมติฐานของการศึกษา .....	5
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย .....	6
1.5 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม .....	6
1.6 ขอบเขตของการวิจัย .....	7
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา .....	8
บทที่ 2 การสร้างสัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบแรงดันเฟส ไม่สมดุลโดยใช้คลื่นพาร์ต .....	9
2.1 บทนำ .....	9
2.2 การสร้างสัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มโดยใช้คลื่นพาร์ต .....	11
2.3 สรุปการสร้างสัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มโดยใช้คลื่นพาร์ต .....	18
บทที่ 3 การควบคุมแวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สองเฟสชนิดไม่สมมาตร .....	20
3.1 บทนำ .....	20
3.2 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร .....	21
3.3 การควบคุมแวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร .....	23
3.4 สรุปการควบคุมแวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร .....	31
บทที่ 4 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟส .....	32
4.1 บทนำ .....	32
4.2 สรุปการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟส .....	36
บทที่ 5 ระบบส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรโดยอาศัยการขับด้วยสัญญาณ SVPWM ที่ไม่สมดุล เชื่อมต่อกับกิริตหนึ่งเฟส .....	37
5.1 บทนำ .....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2	การทดสอบสมรรถนะช่วงไดนามิกของการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ความเร็วรอบซิงโครนัส 1,500 rpm.....	40
5.3	การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดของระบบควบคุมที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm โดยการเปลี่ยนกำลังอินพุตการกลจาก -7 เป็น -5 และ -3 Nm.....	42
5.4	การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดที่กำลังอินพุตการกลจากคคงที่ -5 Nm โดยการเปลี่ยนความเร็วโรเตอร์จาก 1,500 เป็น 1,200 และ 900 rpm.....	44
5.5	การทดสอบการเปลี่ยนแปลงมุมชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดต่อการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด.....	45
5.5.1	การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU .....	47
5.5.1.1	การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU ที่สถานะไม่มีอินพุตทางกล.....	47
5.5.1.2	การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU สถานะที่มีอินพุตทางกล -3 Nm.....	48
5.5.1.3	การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm.....	51
5.5.1.4	การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU ขณะมีโหลดที่เกินพิกัด -7 Nm.....	53
5.5.2	การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU .....	56
5.5.2.1	การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ในสถานะไร้โหลด.....	56
5.5.2.2	การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ขณะมีโหลด -3 Nm.....	58
5.5.2.3	การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ขณะมีโหลดที่พิกัด -5 Nm.....	61
5.5.2.4	การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ขณะมีโหลดที่เกินพิกัด -7Nm.....	64
5.5.3	การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU .....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.5.3.1 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ในสภาวะไร้โหลด.....	67
5.5.3.2 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ขณะมีโหลด -3 Nm.....	69
5.5.3.3 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ขณะมีโหลดที่พิกัด -5 Nm.....	71
5.5.3.4 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ขณะมีโหลดที่เกินพิกัด -7 Nm.....	74
5.6 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบระหว่างปริมาณการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ .....	76
5.6.1 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่สภาวะไร้โหลด.....	77
5.6.2 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดในพิกัด -3 Nm.....	77
5.6.3 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดที่พิกัด -5 Nm.....	78
5.6.4 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดเกินพิกัด -7 Nm.....	79
5.6.5 ผลเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่กริดต่อโหลดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ชดเชย.....	80
5.7 สรุปผลการทดสอบระบบที่นำเสนอ.....	81
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	82
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	82
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	83
เอกสารอ้างอิง.....	84
ภาคผนวก.....	86
ภาคผนวก ก. การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส.....	87
ภาคผนวก ข. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....	95
ประวัติผู้เขียน.....	119

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร .....	25
5.1 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่สภาวะไร้โหลด .....	77
5.2 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดในพิกัด -3 Nm.....	78
5.3 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดที่พิกัด -5 Nm .....	79
5.4 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดเกินพิกัด -7Nm.....	80
5.5 เปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่กริดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่โหลด -3 Nm ถึง -8 Nm .....	80



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	การตัดแปลงเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส .... 9
2.2	การต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสตามหลักการในอุดมคติ ..... 9
2.3	สัญญาณกระแสสองเฟสของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ..... 10
2.4	เวกเตอร์สนามแม่เหล็กหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสตามหลักการในอุดมคติ. 10
2.5	การสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ..... 10
2.6	อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง ..... 11
2.7	การขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสด้วยอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง..... 11
2.8	เวกเตอร์สนามแม่เหล็กหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งด้วยสัญญาณพัลส์วิดิมอดูเลชั่น..... 11
2.9	เฟสเซอร์สัญญาณอ้างอิงแบบแรงดันเฟสสมดุล..... 12
2.10	เฟสเซอร์สัญญาณอ้างอิงแบบแรงดันเฟสไม่สมดุล ..... 14
2.11	การสร้างสัญญาณอ้างอิงลำดับศูนย์..... 15
2.12	สัญญาณอ้างอิงลำดับศูนย์..... 15
2.13	สัญญาณอ้างอิงทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุล..... 16
2.14	สัญญาณสเปสเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร..... 16
2.15	สัญญาณอ้างอิงที่ความถี่มูลฐานแบบสมมาตรและไม่สมมาตร..... 17
2.16	สัญญาณกระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU..... 17
2.17	สัญญาณกระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU..... 18
2.18	สัญญาณกระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU..... 18
3.1	ระบบควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสเชื่อมต่อกับระบบกริดหนึ่งเฟส..... 20
3.2	วงจรมุมลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรอ้างอิงแกนนิ่ง ..... 21
3.3	วงจรมุมลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรอ้างอิงแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ..... 24
3.4	การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรเชื่อมต่อกับระบบกริดหนึ่งเฟส..... 25
3.5	การควบคุมกระแสเสเตอร์แบบป้อนกลับ ..... 26
3.6	แผนภาพโบดของฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบวงเปิด..... 27
3.7	การจำลองระบบที่นำเสนอด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMLINK..... 27
3.8	การประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC)..... 28
3.9	แรงดันขดลวดหลัก แรงดันขดลวดช่วย กระแสขดลวดและกระแสขดลวดช่วย แรงดันกริด และกระแสกริดจากการจำลองทำงานของระบบ ..... 28
3.10	ชุดทดลองการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยวิธีการที่นำเสนอ..... 28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 แรงดันขดลวดหลัก แรงดันขดลวดช่วย กระแสขดลวดและกระแสขดลวดช่วย แรงดันกริด และ กระแสกริดจากการทดลองการทำงานของระบบ .....	29
3.12 แรงดันกริด กระแสกริด กระแสขดลวดหลัก กระแสขดลวดเสริม แรงบิดอินพุต และแรงบิด แม่เหล็กจากการจำลองการทำงานของระบบ .....	30
3.13 แรงดันกริด กระแสกริด กระแสขดลวดหลัก กระแสขดลวดเสริม แรงบิดอินพุต และแรงบิด แม่เหล็กจากการทดลองการทำงานของระบบ .....	30
4.1 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์เข้าระบบกริด .....	32
4.2 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า .....	32
4.3 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกริดหนึ่งเฟส .....	33
4.4 โปรแกรมการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกริดหนึ่งเฟส .....	33
4.5 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสองค์ประกอบแกน d และกระแสองค์ประกอบแกน q การจำลองการทำงานของระบบที่สถานะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล้าหลังและเท่ากับหนึ่ง....	34
4.6 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสองค์ประกอบแกน d และกระแสองค์ประกอบแกน q การทดลองการทำงานของระบบที่สถานะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล้าหลังและเท่ากับหนึ่ง....	34
4.7 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสองค์ประกอบแกน d และกระแสองค์ประกอบแกน q การจำลองการทำงานของระบบที่สถานะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล้าหลังและนำหน้า ....	35
4.8 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสองค์ประกอบแกน d และกระแสองค์ประกอบแกน q การทดลองการทำงานของระบบที่สถานะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล้าหลังและนำหน้า ...	35
5.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ .....	38
5.2 ชุดทดลองระบบที่นำเสนอ .....	38
5.3 โปรแกรม Simulink ควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (GSC) .....	39
5.4 โปรแกรม Simulink ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) .....	39
5.5 โปรแกรม Simulink การบวกชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ .....	39
5.6 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสถานะที่อินพุตทางกล -5 Nm .....	40
5.7 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และ กระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใดที่สถานะ ไร้โหลด .....	41
5.8 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และ กระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ที่ -5 Nm .....	41
5.9 สัญญาณความเร็วโรเตอร์ (CH1) $N_r$ ความเร็วซิงโครนัส (CH2) $N_s$ และแรงบิดแม่เหล็ก (CH3) $T_c$ ที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm .....	42
5.10 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และ กระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ที่ -7 Nm .....	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใดที่ -5 Nm .....	43
5.12 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใดที่ -3 Nm .....	43
5.13 สัญญาณความเร็วโรเตอร์ (CH1) $N_r$ ความเร็วเชิงโคโรนัส (CH2) $N_s$ และแรงบิดแม่เหล็ก (CH3) $T_e$ ที่แรงบิดอินพุต -5 Nm.....	44
5.14 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วโรเตอร์แบบทันทีทันใด.....	45
5.15 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบระบบการส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อหาประสิทธิภาพ .....	46
5.16 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสถานะที่ไม่มีอินพุตทางกล.....	46
5.17 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 1500 rpm สถานะที่ไม่มีอินพุตทางกล.....	47
5.18 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.035 Hz.....	48
5.19 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสถานะที่ไม่มีอินพุตทางกล.....	48
5.20 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm.....	49
5.21 บล็อกไดอะแกรมการส่งกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริด สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm .....	49
5.22 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm สถานะที่ UB-TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm .....	50
5.23 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 49.988 Hz.....	50
5.24 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm.....	51
5.25 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm.....	51
5.26 บล็อกไดอะแกรมการส่งกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริด สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm .....	52
5.27 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm สถานะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm .....	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
5.28	สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 49.967 Hz..... 53
5.29	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm..... 54
5.30	บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -7Nm..... 54
5.31	สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm ..... 55
5.32	สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.010 Hz..... 55
5.33	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm..... 56
5.34	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด ..... 57
5.35	สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ในสภาวะไร้โหลด ..... 57
5.36	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด ..... 58
5.37	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm..... 59
5.38	บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ UB-TPIG มีโหลด -3 Nm..... 59
5.39	สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ UB-TPIG มีโหลด -3 Nm..... 60
5.40	สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.011 Hz..... 60
5.41	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm..... 61
5.42	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm..... 62
5.43	บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -5m ..... 62
5.44	สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm..... 63
5.45	สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.042 Hz..... 63
5.46	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm..... 64
5.47	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm..... 65
5.48	บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm ..... 65
5.49	สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm..... 66
5.50	สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.015 Hz..... 66
5.51	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm..... 67
5.52	ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด ..... 68

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้เผยแพร่

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
5.53 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ในสถานะ.....	68
5.54 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.024 Hz.....	69
5.55 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสถานะไว้ไหลด .....	69
5.56 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีไหลด -3 Nm.....	70
5.57 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีไหลด -3 Nm .....	70
5.58 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีไหลด -3 Nm.....	71
5.59 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีไหลด -3 Nm.....	71
5.60 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีไหลด -5 Nm.....	72
5.61 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีไหลด -5 Nm .....	72
5.62 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีไหลด -5 Nm.....	73
5.63 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก $PWM_{Main}$ ขดลวดเสริม $PWM_{Aux}$ กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$ แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.018 Hz.....	73
5.64 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีไหลด -5 Nm.....	74
5.65 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีไหลด -7 Nm.....	75
5.66 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีไหลด -7 Nm .....	75
5.67 สัญญาณแรงดันกริด (CH1) $v_g$ และกระแสกริด (CH2) $i_g$ กระแสขดลวดหลัก (CH3) $i_{Main}$ และกระแสขดลวดเสริม (CH4) $i_{Aux}$ ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีไหลด -7 Nm.....	76
5.68 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีไหลด -7 Nm.....	76
5.69 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าที่กริดต่อไหลดที่ความเร็ว 1500 รอบ.....	81

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การใช้พลังงานไฟฟ้าเป็นปัจจัยสำคัญในการขับเคลื่อนเศรษฐกิจและสังคมของประเทศ โดยเฉพาะในยุคปัจจุบันที่เศรษฐกิจของประเทศมีการเติบโตและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทำให้ความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างมาก ความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าในประเทศไทยมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โดยเฉพาะในพื้นที่เมืองใหญ่ เช่น กรุงเทพมหานคร และเขตอุตสาหกรรมตามภูมิภาคต่าง ๆ พื้นที่เหล่านี้มักมีการใช้งานพลังงานไฟฟ้าจำนวนมาก เนื่องจากมีโรงงานอุตสาหกรรม ห้างสรรพสินค้า อาคารสำนักงาน และที่อยู่อาศัยที่ต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าตลอดเวลา นอกจากนี้ การขยายตัวของเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร การพัฒนาโครงสร้างพื้นฐาน เช่น ระบบขนส่งมวลชนไฟฟ้า การใช้งานรถยนต์ไฟฟ้า รวมถึงการนำเทคโนโลยีอุตสาหกรรม 4.0 เข้ามาประยุกต์ใช้ในภาคอุตสาหกรรมและบริการ ยังส่งผลให้ความต้องการพลังงานไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว การผลิตพลังงานไฟฟ้าในประเทศไทยใช้แหล่งพลังงานที่หลากหลาย ประกอบด้วยพลังงานจากเชื้อเพลิงฟอสซิล เช่น ก๊าซธรรมชาติ ถ่านหิน น้ำมัน ซึ่งคิดเป็นสัดส่วนการผลิตที่สูงที่สุดในปัจจุบัน นอกจากนี้ยังมีพลังงานหมุนเวียนที่ได้รับการส่งเสริมในช่วงไม่กี่ปีที่ผ่านมา เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม และพลังงานน้ำ ซึ่งช่วยลดการพึ่งพาพลังงานจากเชื้อเพลิงฟอสซิลและลดการปล่อยก๊าซเรือนกระจก ด้วยเหตุผลดังกล่าว การพัฒนากระบวนการเปลี่ยนรูปพลังงานหมุนเวียนเป็นพลังงานไฟฟ้าเริ่มมีบทบาทเพิ่มขึ้นเพื่อรองรับความต้องการพลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้น ประเทศไทยได้วางแผนการพัฒนาพลังงานไฟฟ้าในระยะยาว โดยมุ่งเน้นการพัฒนาพลังงานหมุนเวียนและเทคโนโลยีที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการใช้พลังงาน หน่วยงานต่าง ๆ ได้มีการส่งเสริมการลงทุนในพลังงานหมุนเวียนมากขึ้น โดยเฉพาะพลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานลม นอกจากนี้ การใช้ระบบแบตเตอรี่และการจัดการพลังงานอัจฉริยะ (Smart Grid) ยังถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อช่วยเพิ่มความเสถียรของระบบพลังงานและลดปัญหาการขาดแคลนพลังงานในช่วงที่มีความต้องการสูงแต่ปัจจุบันยังคงมีข้อจำกัดในด้านความเสถียรและความสามารถในการจัดเก็บพลังงาน เช่น การผลิตไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์และลมยังขึ้นอยู่กับสภาพอากาศ การแก้ไขปัญหาเหล่านี้ยังคงเป็นความท้าทายที่ผู้วิจัยและนักพัฒนาต้องเผชิญ

การผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานทดแทนได้รับความสำคัญในยุคนี้ เนื่องจากความกังวลเกี่ยวกับสิ่งแวดล้อมที่เพิ่มขึ้นและความต้องการในการหาทางเลือกเพื่อให้ได้มาตรฐานการใช้พลังงานที่ยั่งยืน พลังงานทางเลือกที่กำลังได้รับสนใจจากทั่วโลกในปัจจุบันคือพลังงานลมเพราะเป็นพลังงานที่สะอาดเกิดขึ้นเองตามธรรมชาติและเป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม [1]-[5] การพัฒนาการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจึงเกิดขึ้นอย่างมาก เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกรงกระรอกมีแนวโน้มที่ถูกใช้ในการใช้งานขนาดใหญ่ในการผลิตไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานหมุนเวียน เช่น ลมและพลังงานน้ำ การพัฒนาเทคโนโลยีในด้านการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานลมยังมีความก้าวหน้ามากขึ้น โดยเฉพาะในด้านประสิทธิภาพของกังหันลม การจัดการพลังงาน และการลงทุนในโครงสร้างพื้นฐาน ทำให้พลังงานลมกลายเป็นอีกหนึ่งทางเลือกสำคัญในระบบพลังงานไฟฟ้า ประเทศไทยมีศักยภาพในการใช้พลังงานลมที่สำคัญ โดยเฉพาะในพื้นที่ที่มีความเร็วลมสูง เช่น บริเวณชายฝั่งทะเลภาคใต้ ภาคตะวันออกเฉียงเหนือ และบางพื้นที่ในภาคกลาง ความเร็วลมในพื้นที่เหล่านี้เหมาะสมสำหรับการผลิตไฟฟ้าจากกังหันลม อีกทั้งประเทศไทยยังอยู่ในเขตเส้นศูนย์สูตรที่มีลมประจำฤดูกลาง เช่น ลมมรสุม ซึ่งส่งผลต่อการผลิตพลังงานลมในระยะยาว ปัจจุบันการไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย (กฟผ.) และหน่วยงานที่

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกี่ยวข้องได้พัฒนาโครงการพลังงานลมในหลายพื้นที่ ทั้งโครงการในระดับการผลิตไฟฟ้าเชิงพาณิชย์ (Utility-scale wind farms) และโครงการพลังงานลมขนาดเล็กที่เหมาะสมสำหรับการใช้ในพื้นที่ห่างไกล ความสำเร็จของโครงการเหล่านี้เป็นเครื่องพิสูจน์ว่า พลังงานลมสามารถตอบสนองความต้องการพลังงานไฟฟ้าในบางพื้นที่ได้ดี ในอนาคต ประเทศไทยมีแนวโน้มเพิ่มการใช้พลังงานลมในระบบพลังงานไฟฟ้า เนื่องจากการพัฒนาเทคโนโลยีกังหันลมที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น และการลดต้นทุนการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานลม การผสมผสานพลังงานลมเข้ากับระบบพลังงานไฟฟ้าโดยใช้เทคโนโลยีการจัดการพลังงานอัจฉริยะ (Smart Grid) และระบบกักเก็บพลังงาน (Energy Storage) ช่วยให้พลังงานลมมีความเสถียรมากขึ้นและสามารถรองรับความต้องการไฟฟ้าในช่วงที่ลมไม่แรงได้

การแปลงพลังงานลมเป็นพลังงานไฟฟ้าเป็นกระบวนการที่ได้รับความสนใจและมีความสำคัญอย่างมาก ในปัจจุบัน กระบวนการแปลงพลังงานลมเป็นพลังงานไฟฟ้าถูกนำไปใช้ในหลายพื้นที่ทั่วโลก รวมถึงประเทศไทยที่มีการใช้ประโยชน์จากพลังงานลมอย่างมีนัยสำคัญในหลายพื้นที่เช่นกัน หลักการของการแปลงพลังงานลมเป็นพลังงานไฟฟ้าอาศัยการเคลื่อนที่ของลมที่เป็นพลังงานจลน์ เมื่อกังหันลมหมุนตามการเคลื่อนที่ของลม การหมุนนี้ให้แกนหมุนของกังหันหมุนไปด้วย จากนั้นพลังงานจลน์ถูกส่งผ่านไปยังเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานจลน์ให้กลายเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยมีการเชื่อมต่อกับระบบการส่งจ่ายไฟฟ้าเพื่อใช้ในการจำหน่ายไฟฟ้าไปยังผู้ใช้หรือเก็บในระบบแบตเตอรี่ เทคโนโลยีการเปลี่ยนพลังงานลมเป็นพลังงานไฟฟ้าด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีความเป็นไปได้ที่น่าสนใจด้วยเหตุผลด้านความแข็งแกร่งและมีราคาที่เหมาะสม การผลิตไฟฟ้าด้วยพลังงานลมสำหรับวัตถุประสงค์แบบระบบแยกส่วนและระบบที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวางว่าเป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม โดยมีผลกระทบน้อยที่สุด ในกรณีของระบบแปลงพลังงานลมและพลังงานขนาดเล็ก การใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกรงกระรอก (SCIG) หนึ่งเฟสเป็นที่แพร่หลาย [6] การแปลงพลังงานลมเป็นพลังงานไฟฟ้าสามารถทำได้ทั้งกระแสตรงและกระแสสลับขึ้นอยู่กับประเภทของเครื่องจักรไฟฟ้าและระบบแปลงไฟฟ้าที่ใช้ งานวิจัยนี้เน้นที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟส โดยทั่วไประบบถูกแบ่งออกเป็น 2 ระบบ คือ ระบบแบบแยกส่วน ระบบนี้เหมาะสำหรับการใช้งานในพื้นที่ห่างไกลที่ไม่มีไฟฟ้าใช้ ระบบที่สองคือระบบที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ระบบนี้จ่ายพลังงานโดยตรงให้กับกริดซึ่งเป็นระบบที่เลือกสำหรับการศึกษาวิจัยนี้ ในส่วนของเครื่องจักรไฟฟ้า มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว มอเตอร์แบบสตาร์ทด้วยตัวเก็บประจุ ถูกดัดแปลงให้เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส (TPIM) ระบบที่สร้างขึ้นประกอบด้วยสามส่วนหลักที่ทำงานพร้อมกัน เริ่มต้นด้วยการจำลองพลังงานกลให้กับเครื่องจักรไฟฟ้า โดยแปลงพลังงานกลเป็นไฟฟ้าและส่งผ่านตัวแปลงด้านหลัง (Machine-side Converter, MSC) ไปยังบัสไฟตรง ที่ถูกควบคุมการส่งพลังงานสองทางด้วยตัวแปลงด้านหน้า (Grid-side Converter, GSC) ไปยังระบบ กริด โดยการตรวจสอบข้อมูลการวิจัยในแต่ละด้านของระบบตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

E.R. Benedict และ T.A. Lipo (ศ.ศ. 2000) [7] ได้นำเสนอเทคนิคการปรับปรุงการมอดูเลชัน PWM (Pulse Width Modulation) สำหรับมอเตอร์ที่ใช้ตัวเก็บประจุถาวร (Permanent-Split Capacitor Motor: PSC) เพื่อพัฒนาการควบคุมการมอดูเลชัน PWM สำหรับมอเตอร์ชนิด PSC ซึ่งปกติแล้วมอเตอร์ชนิดนี้มีการออกแบบให้มีตัวเก็บประจุถาวรเพื่อช่วยในการเริ่มต้นหมุน การปรับปรุงการควบคุมด้วยการใช้ PWM โดยมุ่งเน้นการปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ และลดการสูญเสียพลังงาน ทั้งนี้การวิจัยได้พิจารณาถึงปัญหาที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของตัวเก็บประจุถาวรที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเฉพาะในส่วนที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมความเร็ว ข้อดีของวิธีการนี้คือการลดความไม่สมดุลของแรงดันและกระแสไฟฟ้าในมอเตอร์ PSC ทำให้ระบบทำงานได้อย่างเสถียรภาพมากขึ้น

Y. C. Yuanhai Cui, F. Blaabjerg และ G. Andersen, (ค.ศ. 2002) [8] ได้นำเสนอการพัฒนาวิธีการมอดูเลชันสเปซเวกเตอร์ที่ไม่สมมาตร (Asymmetrical Space Vector Modulation: ASVM) สำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเฟสเดียว การใช้การมอดูเลชันเวกเตอร์อวกาศ (Space Vector Modulation: SVM) สำหรับมอเตอร์เฟส โดยการปรับปรุงรูปแบบของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าให้เหมาะสมกับโครงสร้างของมอเตอร์เฟสเดียวที่มีการทำงานของตัวเก็บประจุและขดลวดตรง ASVM ที่ช่วยให้การกระจายพลังงานในระบบมีความสมดุลมากขึ้นและเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมแรงบิด นอกจากนี้ยังช่วยลดการสั่นสะเทือนของมอเตอร์ในระหว่างการทำงาน ผลการทดลองจากงานวิจัยแสดงให้เห็นว่า วิธี ASVM ที่พัฒนาขึ้นสามารถปรับปรุงการควบคุมแรงบิดได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการควบคุมแรงบิดที่ความเร็วต่ำ การใช้ ASVM ทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพทางไฟฟ้าดีขึ้นและลดการสูญเสียพลังงาน นอกจากนี้ยังทำให้สามารถควบคุมการทำงานของมอเตอร์ได้อย่างราบรื่นขึ้น

S. Sinthusonthchat และ V. Kinnares (ค.ศ. 2005) [9] นำเสนอหลักการแนวทางใหม่ในการมอดูเลชันสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟสที่ไม่สมดุล โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามขา (Three-Leg Voltage Source Inverter) งานวิจัยนี้กล่าวถึงปัญหาหลักที่พบในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสภาพไม่สมดุล ซึ่งเกิดจากการที่แรงดันและกระแสที่ส่งไปยังขดลวดสองเฟสไม่เท่ากัน ส่งผลให้เกิดการทำงานที่ไม่เสถียร การสูญเสียพลังงานมากขึ้น และลดประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ เพื่อแก้ไขปัญหา ผู้วิจัยได้พัฒนาและนำเสนอวิธีการมอดูเลชันใหม่ที่สามารถควบคุมมอเตอร์ได้ดีขึ้นโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามขาที่สามารถส่งแรงดันไฟฟ้าไปยังมอเตอร์ได้อย่างสมดุลแม้ในสถานการณ์ที่มีภาระที่ไม่สมดุลในขดลวดสองเฟส นอกจากนี้ยังช่วยลดการสั่นสะเทือนของมอเตอร์และเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคแบบดั้งเดิม วิธีการมอดูเลชันที่นำเสนอถูกออกแบบมาเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ถูกจ่ายเข้าสู่ขดลวดทั้งสองเฟสให้มีความสมดุล โดยใช้วิธีการคำนวณแบบใหม่ที่ช่วยเพิ่มความเสถียรของการทำงาน นอกจากนี้กลยุทธ์นี้ยังช่วยลดการสูญเสียพลังงานจากการทำงานที่ไม่สมดุล รวมถึงเพิ่มความแม่นยำในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์

V. Kinnares และ C. Charumit (ค.ศ.2009) [10] ได้นำเสนอเทคนิคใหม่ในการมอดูเลชันด้วยฟังก์ชันของสเปซเวกเตอร์ (Space Vector PWM: SVPWM) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมดุลที่ถูกควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามขา งานวิจัยนี้มีความสำคัญอย่างยิ่งในด้านการพัฒนาวิธีการควบคุมมอเตอร์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและลดการสูญเสียพลังงาน รวมถึงการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้อง ทำให้ผู้อ่านเข้าใจถึงกระบวนการทำงานของระบบได้อย่างชัดเจน นอกจากนี้ การทดลองในงานวิจัยยังแสดงผลลัพธ์ที่น่าเชื่อถือและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบจริงได้ การใช้ฟังก์ชันการมอดูเลชันนี้ทำให้มอเตอร์สามารถทำงานได้อย่างเสถียรแม้จะมีความไม่สมดุลในแรงดันไฟฟ้าและกระแสที่ป้อนเข้าสู่ระบบ นอกจากนี้ยังช่วยลดการสูญเสียพลังงานที่เกิดขึ้นจากการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส และเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าระบบที่ใช้ SVPWM แบบใหม่นี้สามารถลดการสั่นสะเทือนของมอเตอร์และทำให้ระบบทำงานได้ราบรื่นมากขึ้น โดยเฉพาะในสถานะที่มีภาระที่ไม่สมดุล

M.H. Haque (ค.ศ.2012) [11] นำเสนอการศึกษาลักษณะการทำงานในสถานะคงที่ (steady state) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบเฟสเดียวที่ทำงานอย่างอิสระ โดยเน้นการวิเคราะห์พฤติกรรมของเครื่อง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำและการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ด้วยการจำลองเพื่อพัฒนารูปแบบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดในสภาวะการทำงานแบบ stand-alone ผู้วิจัยได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ครอบคลุมถึงแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในระบบ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้และโหลดที่เชื่อมต่อ รวมถึงผลกระทบจากค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น ความต้านทานและความเหนี่ยวนำในระบบ นอกจากนี้ การทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ายังมีความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่ ซึ่งเป็นปัญหาที่พบได้บ่อยในระบบที่ทำงานอิสระ งานวิจัยยังเน้นการใช้ตัวเก็บประจุเพื่อช่วยในการสร้างแรงดันไฟฟ้าในระบบแบบ Stand-Alone และการควบคุมค่าความถี่ของระบบ เพื่อให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถทำงานได้อย่างเสถียรในช่วงของโหลดที่แตกต่างกัน ผลลัพธ์จากการจำลองและการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ยืนยันว่า SPIG สามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพในระบบพลังงานหมุนเวียนขนาดเล็ก แต่ยังมีข้อจำกัดในด้านการควบคุมแรงดันและความถี่ที่ต้องมีการปรับปรุง

P. Sardyoung และ V. Kinarees (ค.ศ. 2018) [12] นำเสนอวิธีการควบคุมระบบแปลงพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบที่มีพารามิเตอร์ไม่สมดุล ในโหมดการทำงานทั้งการขับเคลื่อนและการผลิตพลังงาน งานวิจัยนี้ได้ศึกษาเทคนิคการควบคุมที่ช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของมอเตอร์ทั้งในสถานะการทำงานเป็นมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มเสถียรภาพและประสิทธิภาพได้ดีในทั้งสองโหมด งานวิจัยแบ่งเป็นสองส่วนหลักคือ การควบคุมในโหมดขับเคลื่อนและการควบคุมในโหมดการผลิตพลังงาน เทคนิคการควบคุมที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการแปลงพลังงานจากเครื่องจักรกลกลับไปเป็นพลังงานไฟฟ้าเน้นการลดความสูญเสียที่เกิดจากความไม่สมดุล และการสร้างแรงดันไฟฟ้าที่สม่ำเสมอเพื่อให้สามารถป้อนกลับไปยังระบบไฟฟ้าได้อย่างเสถียร เทคนิคการควบคุมนี้สามารถเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไปในงานอุตสาหกรรมที่ต้องการระบบที่มีเสถียรภาพสูงและสามารถจัดการกับสภาวะที่ไม่สมดุลได้

P. SIRIKAN และ C. CHARUMIT (ค.ศ. 2022) [13] นำเสนอการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีความไม่สมดุลทางพารามิเตอร์ไฟฟ้าโดยใช้กลยุทธ์ควบคุมทิศทางฟลักซ์แบบอ้างอิงเฟรมหมุนภายใต้สภาวะที่มีแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุลในระบบจ่ายไฟ วัตถุประสงค์หลักเพื่อวิเคราะห์ผลการการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่พารามิเตอร์ไม่สมดุลภายใต้การจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ไม่เสถียร (Unbalanced Voltage Supply) โดยใช้เทคนิคการควบคุม Indirect RFOC ซึ่งเป็นกลยุทธ์ที่เน้นการควบคุมฟลักซ์ในแกนหมุน เพื่อรักษาการทำงานของมอเตอร์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุดในสภาวะที่พารามิเตอร์ไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในระบบไม่สมดุล การศึกษานี้ได้สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และทำการจำลองการทำงานของมอเตอร์ภายใต้สภาวะต่าง ๆ เพื่อวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรทางไฟฟ้า เช่น แรงดัน, กระแส, ฟลักซ์, และแรงบิดภายใต้การควบคุมด้วย Indirect RFOC ซึ่งการทดลองที่ได้จากการจำลองแสดงให้เห็นว่า การใช้กลยุทธ์ RFOC สามารถช่วยลดผลกระทบจากแรงดันไฟฟ้าที่ไม่สมดุลได้อย่างมีประสิทธิภาพ และทำให้มอเตอร์สามารถรักษาแรงบิดและความเร็วที่เหมาะสมในการทำงานได้

N. Thodsaporn, V. Kinarees และ P. Sardyoung (ค.ศ. 2021) [14] ได้เสนอระบบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมดุลเชื่อมต่อกับกริดไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ PWM ที่ไม่สมดุลตามเวลา (Time-Based Unbalanced Space Vector PWM) ร่วมกับการควบคุมกระแสแบบ Adaptive Hysteresis Band Current Control เพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพและมีประสิทธิภาพสูงงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์หลักในการพัฒนาและปรับปรุงระบบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมดุล (Unsymmetrical Two-เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase Induction Generator) ซึ่งเชื่อมต่อกับกริดไฟฟ้า โดยมีการพัฒนาวิธีการควบคุมกระแสไฟฟ้าและการมอดูเลตแบบใหม่ เพื่อให้ระบบสามารถปรับตัวต่อความไม่สมดุลของพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้าและสามารถทำงานได้ในสภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ

จากงานวิจัยข้างต้นเป็นการศึกษาในแต่ละส่วนย่อยซึ่งยังไม่มีงานวิจัยใดนำเสนอการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟสที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและเสมือน งานวิจัยที่พบเป็นการศึกษาในลักษณะการควบคุมความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าคงที่โดยการป้อนกำลังงานกลให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ค่าต่างๆ เพื่อทดสอบกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่านั้น

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ศึกษาการควบคุมทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟสที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและเสมือน โดยระบบจะแบ่งออกเป็นสามส่วนย่อยได้แก่ ส่วนแรกเป็นการสร้างต้นกำลังทางกลจำลองด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ถูกควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์ ABB ACS580 เป็นอินพุตทางกลด้วยหลักการควบคุมแรงบิดที่เพลลาของของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ส่วนที่สองเป็นคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้า (Machine Side Converter, MSC) และส่วนที่สามเป็นคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด (Grid Side Converter, GSC) การทดสอบประสิทธิภาพการทำงานร่วมกันทั้งระบบในสภาวะคงตัวและในสภาวะการตอบสนองไดนามิกส์เมื่อต้นกำลังทางกลเปลี่ยนแปลง ทั้งนี้ การวิจัยเป็นไปเพื่อพิจารณาการชดเชยแรงดันที่เหมาะสมของการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรที่ส่งผลต่อการผลิตไฟฟ้าและส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ข้อมูลงานวิจัยที่ผ่านมาได้สรุปผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบจ่ายแรงดันสมดุลและแบบจ่ายแรงดันไม่สมดุล พบว่าเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมดุล สามารถลดการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์และการกระเพื่อมของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าได้ รวมถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างการควบคุมแบบจ่ายแรงดันสมดุล และแบบจ่ายแรงดันไม่สมดุล ในสภาวะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ รวมถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะเทคนิคการควบคุมแบบจ่ายแรงดันสมดุลและแบบจ่ายแรงดันไม่สมดุล กรณีการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าใช้ชุดคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตสเตเตอร์รีซีซชนิดปรับแบนด์ได้ ตรวจสอบว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตไม่สมดุลเข้าสู่กริดสูงกว่าระดับที่เป็นไปได้ นั้นเป็นการศึกษาเฉพาะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกควบคุมเพื่อรักษาความเร็วและการป้อนกำลังงานกลอินตามค่าที่กำหนดเท่านั้น [15] ระบบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมดุลเชื่อมต่อกับกริดไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ PWM ที่ไม่สมดุลตามเวลา (Time-Based Unbalanced Space Vector PWM) ร่วมกับการควบคุมเวกเตอร์ของกระแสกริดเพื่อให้ระบบสามารถปรับตัวต่อความไม่สมดุลของพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้าและสามารถทำงานได้ในสภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งยังไม่มีมีการพิจารณาประเด็นการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสม ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้นำงานวิจัยดังกล่าวมาพัฒนาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับปรุงการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการชดเชยแรงดันที่เหมาะสม เชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟสที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและเสมือน ทั้งสภาวะคงตัวและสภาวะการตอบสนอง ไดนามิกส์เมื่อต้นกำลังทางกลเปลี่ยนแปลง เพื่อเป็นแนวทางในการพิจารณาในการนำไปใช้งานจริง

#### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร UB-TPIG ถูกควบคุมด้วยเทคนิคเวกเตอร์คอนโวลผ่าน คอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า MSC และการสร้างแรงดันให้กับขดลวดหลักและขดลวดเสริมได้อย่างเหมาะสมกับค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่สมมาตร วงจรกำลัง MSC เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างสัญญาณขับด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาห์แบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (Unbalanced carrier based Space Vector Modulation, UB-SVPWM) ซึ่งมีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  ตามอัตราส่วนของขดลวดเสริมต่อขดลวดหลัก ผลการทดสอบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (UB-TPIG) ที่ความเร็วเชิงโรตอร์ 1500 rpm พบว่ากระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมมีค่าใกล้เคียงกันที่สภาวะไม่มีอินพุตทางกลซึ่งเป็นผลจากชดเชยเลื่อนเฟส  $\delta$  มากกว่านั้น เมื่อกำหนดกำลังอินพุตทางกลที่พิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า -5 N-m พบว่ากระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมมีค่าต่างกันมากขึ้นเมื่อเทียบกับสภาวะไม่มีอินพุตทางกล กล่าวคือ กระแสขดลวดหลักเพิ่มขึ้น กระแสขดลวดเสริมลดลง ดังนั้น การชดเชยมุมเลื่อนเฟสต้องมีการปรับมุมเลื่อนเฟสชดเชยที่ต่างกันเพื่อให้กระแสกลับมีใกล้เคียงกันตามอินพุตทางกลที่เปลี่ยนแปลง ด้านการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด คอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกับกริดเป็นแบบฟลูบรีดจ์ที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทำหน้าที่คงค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง การควบคุมการส่งกำลังไฟฟ้าและการควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดได้ ตัวควบคุม Phase lock loop, PLL ต้องมีความคลาดเคลื่อนของมุมเฟสน้อยที่สุด หากระบบขาดเสถียรภาพไม่สามารถซิงโครไนซ์กับระบบกริดได้อย่างต่อเนื่อง การตอบสนองแบบไดนามิกส์ของการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรเชื่อมต่อกับกริด เมื่อเปลี่ยนแปลงกำลังอินพุตทางกลพบว่าระบบทำงานได้เป็นที่น่าพอใจ

#### 1.5 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

เริ่มจากงานวิจัยที่มีอยู่เดิมเป็นการนำเสนอวิธีการควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วยสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดใช้คลื่นพาห์ที่ให้แรงดันเฟสไม่สมดุล เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยระบบประกอบด้วยสอง ส่วนหลัก กล่าวคือ ด้านหน้าและด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้า สำหรับส่วนด้านหน้าใช้สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่มีการควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ ทำให้มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง มีการควบคุมกระแสที่มีปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส และคอนเวอร์เตอร์ด้านหลัง ใช้อินเวอร์ชันแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างแรงดันสองเฟส ด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาห์แบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมสลิปและวิธีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ การทดสอบจะสภาวะคงตัวและการทดสอบสภาวะการตอบสนองไดนามิกส์ช่วงจากเปลี่ยนการทำงานเป็นมอเตอร์ไปสู่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยกำหนดหนดความถี่ และป้อนโหลดทางกลทดสอบเท่านั้น

ระบบที่นำเสนอออกแบบเพื่อทดสอบการผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (TPIG) ระบบประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด (GSC) ถูกควบคุมด้วยเทคนิคเวกเตอร์คอนโวลเพื่อส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด และคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกควบคุมด้วยเทคนิคเวกเตอร์คอนโวลเพื่อแยกการควบคุมแรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองนำสองเฟส การสร้างต้นกำลังทางกลจำลองด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์ ABB ACS580 ถูกใช้อินพุตทางกลสำหรับระบบที่นำเสนอตั้งรูปที่ 1

การทดสอบระบบใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสร้างกำลังทางกล ( $P_m$ ) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส (U-TPIG) ทำหน้าที่แปรผันพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า ( $P_e$ ) คอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) ทำหน้าที่ควบคุมการขับเคลื่อน TPIG เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังบัสแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ( $P_{dc}$ ) ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างแรงดันสองเฟส โดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณซบสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาที่ให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (UB-SVPWM) การกำหนดความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส (U-TPIG) ควบคุมด้วยหลักการเวกเตอร์คอนโวล คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด (GSC) แบบฟูลบริดจ์ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง กรณี เครื่องจักรไฟฟ้าสองเฟสทำงานในโหมดมอเตอร์, คอนเวอร์เตอร์ทำงานโหมดเรียงกระแสส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากกริด (Pgrid) มายังบัสแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ( $P_{dc}$ ) และกรณีเครื่องจักรไฟฟ้าสองเฟสทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า, คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงเข้าสู่กริด ( $P_{grid}$ ) การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ (GSC) ใช้วิธีการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงคงที่ 600 V

## 1.6 ขอบเขตของการวิจัย

จากวัตถุประสงค์ จุดมุ่งหมายและแนวคิดในการทำวิจัย สามารถกำหนดขอบเขตของการวิจัยบนแนวทางดังต่อไปนี้

1. ดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบ Capacitor-start capacitor-run motor ขนาดพิกัด 750W, 220V/5.2A, 50Hz, 4 pole เป็นเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร
2. สร้างต้นกำลังทางกลด้วยอินเวอร์เตอร์ ABB:ACS580 ทำหน้าที่ควบคุมแรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้ทำงานเหมือนต้นกำลังทางกลเพื่อป้อนกำลังงานกลให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร
3. ออกแบบชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหลังโดยใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งและสร้างสร้างสัญญาณซบสวิตช์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink ด้วยเทคนิคการสร้างแรงดันสองเฟสตามหลักการของ UBSVPWM อินเวอร์เตอร์ ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อม
4. ออกแบบคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าโดยใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ควบคุมการสร้างสัญญาณซบสวิตช์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink และใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ในการเชื่อมต่อกกริด
5. ทดสอบการทำงานร่วมกันทั้งระบบเพื่อพิจารณาการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรที่พิกัด ทั้งสภาวะคงตัวสภาวะการตอบสนองแบบไดนามิกสภาวะต้นกำลังทางกลเปลี่ยนแปลง รวมถึงการพิจารณาประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ด้านหลัง ประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า ประสิทธิภาพรวมของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เริ่มต้นด้วยการศึกษาข้อมูลที่รวบรวมจากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในแต่ละส่วนเริ่มจากการศึกษางานวิจัยการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมมาตรที่ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ซึ่งทำหน้าที่เป็นมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและการเชื่อมต่องริตหนึ่งเฟสแบบเวกเตอร์เพื่อศึกษาการทำงานของระบบในสภาวะต่าง ๆ ด้วยเหตุนี้จึงเป็นที่มาของขั้นตอนการศึกษาและวิจัยที่จะกล่าวถึงรายละเอียดต่อไป

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของปัญหา วัตถุประสงค์และสมมติฐานในการวิจัย แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ตลอดจนเปรียบเทียบหลักการแบบเดิมกับหลักการที่นำเสนอและขอบเขตในการวิจัย

บทที่ 2 หลักการสร้างสร้างสัญญาณสเปกตรัมเฟสเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลโดยใช้คลื่นพาห์เพื่อใช้สัญญาณขับอินเวอร์ชันิตแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างแรงดันสองเฟส

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรเพื่อเปลี่ยนรูปพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้าและส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตหนึ่งเฟสด้วยวิธีการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ เนื้อหาได้อธิบายสมการทางคณิตศาสตร์ของของคอนเวอร์เตอร์ การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทางและการออกแบบตัวควบคุมและจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 5 กล่าวถึงระบบที่นำเสนอและผลทดสอบการทำงานร่วมกันทั้งระบบ โดยทดสอบการทำงานร่วมกันทั้งระบบเพื่อพิจารณาการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรที่พิกัด ทั้งสภาวะคงตัวสภาวะการตอบสนองแบบไดนามิกสภาวะต้นกำลังทางกลเปลี่ยนแปลง รวมถึงการพิจารณาประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ด้านหลัง ประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า ประสิทธิภาพรวมของระบบ

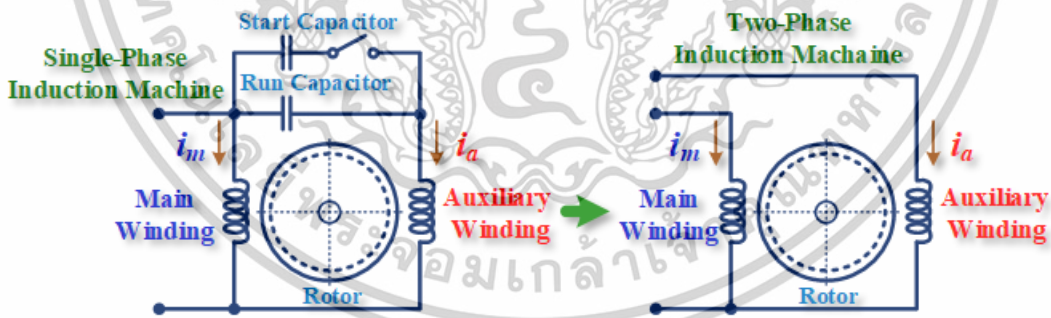
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ได้อธิบายสรุปรายละเอียดของงานวิจัยทั้งหมด รวมถึงข้อเสนอแนะงานวิจัยที่น่าสนใจ

## บทที่ 2

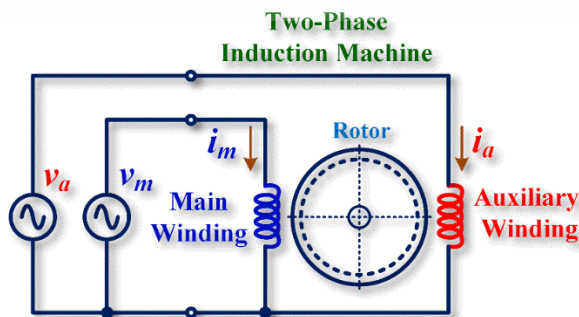
# การสร้างสัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบแรงดันเฟส ไม่สมดุลโดยใช้คลื่นพาร์

### 2.1 บทนำ

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสถูกดัดแปลงจากมอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-run motor) หรือเป็นแบบเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-start capacitor-run motor) [9]-[10] ดังแสดงในรูปที่ 2.1 การใช้ขดลวดเสริมตลอดเวลาทำให้เกิดความแตกต่างของค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างขดลวดเสริมและขดลวดหลักไม่สมมาตร การทำงานพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสเกี่ยวข้องกับการจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับสองเฟสให้กับขดลวดแต่ละขดลวด โดยมีมุมเฟส 90 องศา ระหว่างกระแสไฟฟ้าของขดลวดเสริมและขดลวดซึ่งสามารถทำได้สองวิธี: 1) การจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับขดลวดในลักษณะสมมูล วิธีนี้ทำให้ขนาดกระแสไฟฟ้าของขดลวดทั้งสองต่างกัน ส่งผลให้สนามแม่เหล็กหมุนเกิดระลอกคลื่นสูงและเป็นสาเหตุของการเกิดแรงบิดกระเพื่อมและแรงบิดเริ่มต้นต่ำ [9]-[11], 2) การจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับขดลวดทั้งสองในลักษณะที่ไม่สมมูล ซึ่งหมายถึงการจ่ายแรงดันไฟฟ้าตามอัตราส่วนรอบของขดลวดเสริมและขดลวดหลัก วิธีนี้ได้รับการออกแบบมาเพื่อให้กระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดทั้งสองที่ระดับใกล้เคียงกันเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงบิดและปรับปรุงแรงบิดเริ่มต้น ลดการสั่นสะเทือนและเสียงรบกวนของมอเตอร์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ [16]-[19] ดังนั้น รายละเอียดในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะวิธีการควบคุมการจ่ายแรงดันไฟฟ้าไปยังขดลวดทั้งสองในลักษณะไม่สมมูลตามสัดส่วนของจำนวนรอบขดลวดด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 กิ่งโดยใช้สัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบแรงดันเฟสสมมูลโดยใช้คลื่นพาร์สเปกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาร์ (Unbalanced carrier based Space Vector Modulation, UB-SVPWM)



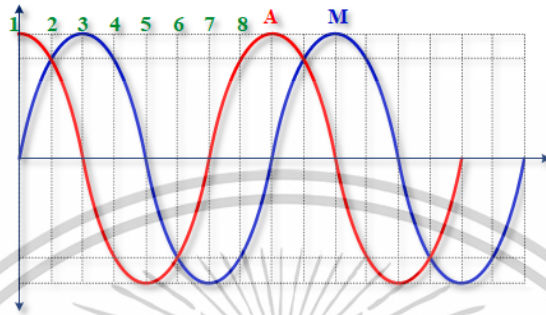
รูปที่ 2.1 การดัดแปลงเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส



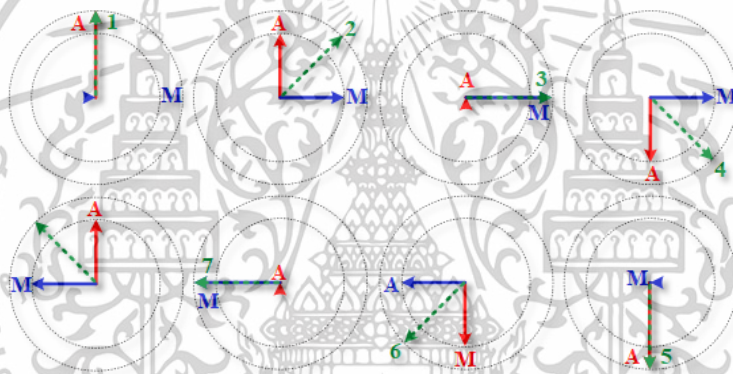
รูปที่ 2.2 การต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสตามหลักการในอุดมคติ

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

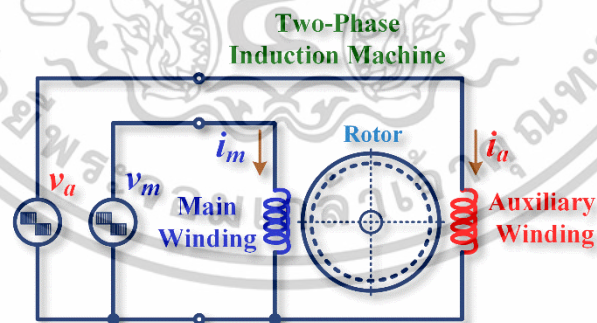
การขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสตามหลักการในอุดมคติต้องสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสที่มีมุมเฟสต่างกัน 90 องศาไฟฟ้าให้กับขดลวดสเตเตอร์หลักและขดลวดเสริมที่ถูกจัดวางให้ห่างกัน 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2.2 สนามแม่เหล็กหมุนเกิดจากการไหลของกระแสไฟฟ้าในวงจรสเตเตอร์ที่มีกระแสสลับสองเฟสซึ่งสร้างสนามแม่เหล็กหมุนรอบตามการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่แต่ละเฟสมีความต่างเฟสกันทำให้เวกเตอร์สนามแม่เหล็กหมุนรอบแกนกลางด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังแสดงในรูปที่ 2.3 และ รูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 สัญญาณกระแสสองเฟสของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส



รูปที่ 2.4 เวกเตอร์สนามแม่เหล็กหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสตามหลักการในอุดมคติ

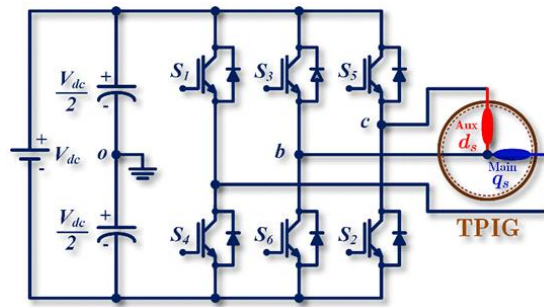


รูปที่ 2.5 การสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

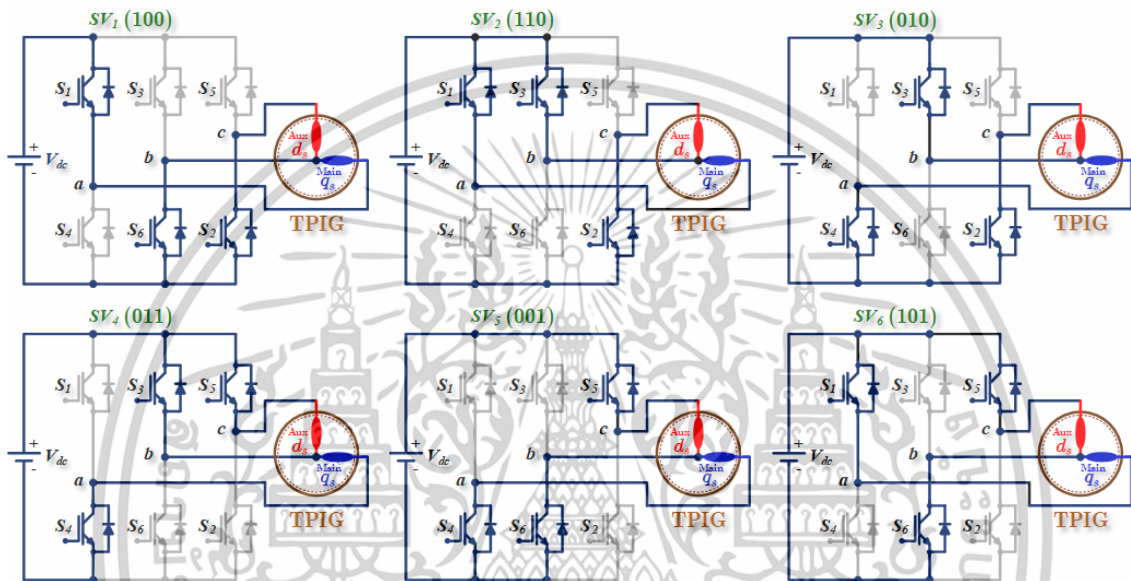
ในทางปฏิบัติการขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสจำเป็นต้องใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งดังแสดงในรูปที่ 2.6 ที่ถูกขับด้วยสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation: PWM) เพื่อสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสที่มีมุมต่างเฟสกัน 90 องศาให้กับขดลวดสเตเตอร์หลักและขดลวดเสริม ดังแสดงในรูปที่ 2.7 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) ถูกออกแบบเพื่อลดฮาร์มอนิกและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันที่เพื่อบังคับทิศทางกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์เพื่อสร้างสนามแม่เหล็กหมุนรอบแกนกลางด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังแสดงในรูปที่ 2.7 และรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

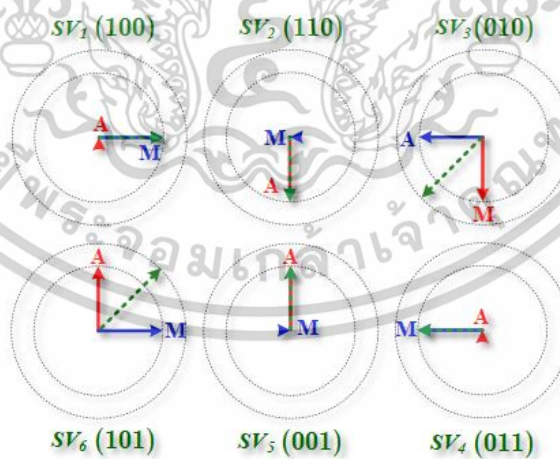
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง



รูปที่ 2.7 การขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสด้วยอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง

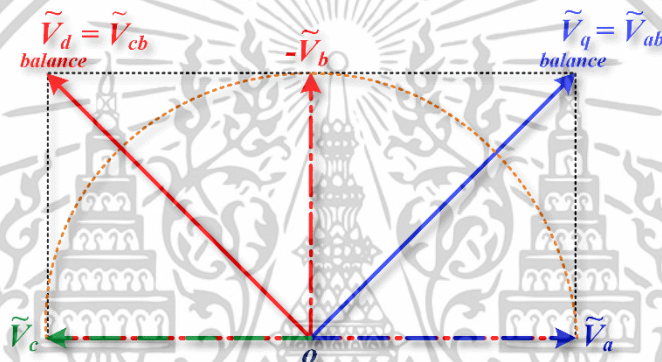


รูปที่ 2.8 เวกเตอร์สนามแม่เหล็กหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง ด้วยสัญญาณพัลส์วิตมอดูเลชั่น

## 2.2 การสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มโดยใช้คลื่นพาท

หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชั่น (Space-Vector Pulse Width Modulation: SVPWM) เป็นวิธีการสร้างสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ต้องการควบคุมแรงดันและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเพื่อใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง การสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าสองเฟสที่มีมุมต่างเฟส 90 องศาทางไฟฟ้าและสามารถปรับขนาดแรงดันและความถี่ที่ความเหมาะสมกับการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสตามหลักการในอุดมคติดังแสดงในรูปที่ 2.2 งานวิจัยนี้เลือกใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.9 เพื่อสร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดหลัก ( $v_d$ ) มีค่าเท่ากับแรงดัน ( $v_{ab}$ ) ระหว่างจุด  $a$  และ  $b$  และแรงดันตกคร่อมขดลวดเสริม ( $v_d$ ) มีค่าเท่ากับแรงดัน ( $v_{cb}$ ) ระหว่างจุด  $c$  และ  $b$  โดยใช้กิ่ง  $b$  ของอินเวอร์เตอร์เป็นจุดต่อร่วม สัญญาณขับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่งถูกขับด้วยหลักการของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาห้ที่ให้แรงดันเฟสสมดุล (Balanced carrier based Space Vector Modulation, BS-VPWM) การสร้างสัญญาณขับสวิตช์ใช้พื้นฐานเดียวกับการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นไซน์ SPWM ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณการมอดูเลตและสัญญาณคลื่นพาห้ สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณพัลส์ที่ใช้สำหรับการขับสวิตช์ที่มีความถี่เท่ากับ ความถี่ของสัญญาณพาห้และมีความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ปรับตามผลการเปรียบเทียบของสัญญาณไซน์ และสัญญาณคลื่นพาห้ [20]



รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์สัญญาณอ้างอิงแบบแรงดันเฟสสมดุล

การสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พีดีบีแอลเอ็มเพื่อใช้สัญญาณขับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกิ่งสองเฟสสำหรับขับมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสทำได้โดยการกำหนดเฟสเซอร์ของสัญญาณอ้างอิงเฟส  $a$  ( $v_a$ ) สัญญาณอ้างอิงเฟส  $b$  ทำมุมห่างกัน  $90^\circ$  และสัญญาณอ้างอิงเฟส  $c$  ( $v_c$ ) ทำมุมห่างกัน  $180^\circ$  องศาทางไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.9 สัญญาณขับสวิตช์ที่สร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดหลัก  $V_q = V_a - V_b$  และสัญญาณขับสวิตช์ที่สร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดเสริม  $v_d = v_c - v_b$  ดังนั้น สัญญาณอ้างอิงที่สร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดหลัก ( $v_d$ ) มีขนาดเท่ากับสัญญาณอ้างอิงที่สร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดเสริมและทำมุมตั้งฉากกัน  $90^\circ$  เพื่อนำไปจ่ายแรงดันสองเฟสให้กับมอเตอร์

จากรูปที่ 2.9 แสดงเฟสเซอร์ของสัญญาณอ้างอิงทั้งสามและสำหรับสมการแรงดันของเฟสอ้างอิง (Reference phase voltage) กำหนดได้ตามสมการที่ (2.1) ถึง (2.3)

$$v_{ao} = V_o \sin(\omega t) = mV_{dc} \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$v_{bo} = V_o \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.2)$$

$$v_{co} = V_o \sin(\omega t - \pi) = mV_{dc} \sin(\omega t - \pi) \quad (2.3)$$

กำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_o$  คือ แรงดันเอาต์พุตสูงสุด (Output voltage peak magnitude)

$V_{dc}$  คือ แรงดันไฟตรง (เท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง) โดยวัดเทียบกับจุด  $o$

$m$  คือ ดัชนีการมอดูเลท (Modulation Index) มีค่าอยู่ในช่วง 0-1

แรงดันระหว่างไลน์  $a-b$  คำนวณได้จากผลต่างของแรงดัน  $v_{ao}$  และ  $v_{bo}$  ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} = mV_{dc} \sin(\omega t) - mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= m \left[ V_{dc} \sin(\omega t) - V_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\sin(A) - \sin(B) = 2 \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \sin\left(\frac{A-B}{2}\right)$  ดังนั้น  $v_{ab}$  ในสมการที่ (2.4) จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{ab} &= mV_{dc} \left[ 2 \cos\left(\frac{\omega t + \omega t - \frac{\pi}{2}}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega t - \omega t + \frac{\pi}{2}}{2}\right) \right] \\ &= 2mV_{dc} \left[ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \right] \\ &= 2mV_{dc} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \\ &= \underbrace{\sqrt{2}mV_{dc}}_{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

แรงดันระหว่างไลน์  $c-b$  คำนวณได้จากผลต่างของแรงดัน  $v_{co}$  และ  $v_{bo}$  ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{cb} &= v_{co} - v_{bo} = mV_{dc} \sin(\omega t - \pi) - mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= m \left[ V_{dc} \sin(\omega t - \pi) - V_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \\ &= mV_{dc} \left[ 2 \cos\left(\frac{\omega t - \pi + \omega t - \frac{\pi}{2}}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega t - \pi - \omega t + \frac{\pi}{2}}{2}\right) \right] \\ &= 2mV_{dc} \left[ \cos\left(\omega t - \frac{3\pi}{4}\right) \sin\left(-\frac{\pi}{4}\right) \right] \\ &= -\sqrt{2}mV_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{3\pi}{4}\right) \\ &= -\sqrt{2}mV_{dc} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} - \pi\right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

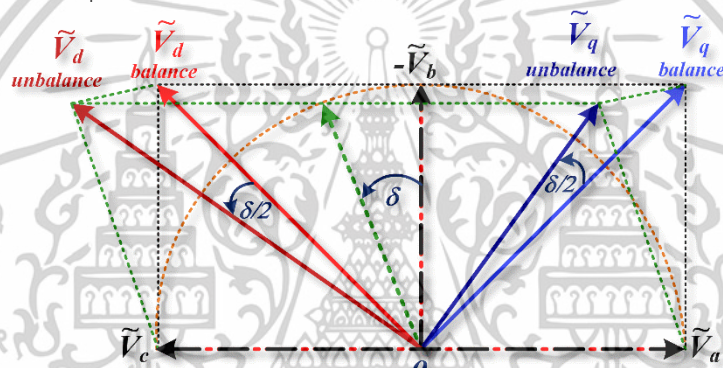
เมื่อ  $\cos(A - B) = \cos(A)\cos(B) - \sin(A)\sin(B)$  ดังนั้น  $v_{cb}$  ในสมการที่ (2.7) จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 v_{cb} &= -\sqrt{2}mV_{dc} \left[ \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \right] \cos(\pi) + \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \sin(\pi) \\
 &= -\sqrt{2}mV_{dc} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) (-1) \\
 &= \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.7)
 \end{aligned}$$

สัญญาณสเปกตรัมพีดับเบิลยูเอ็มแบบสมมูลที่ไม่เหมาะกับการนำมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสองเฟสสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสแบบไม่สมมาตร เนื่องด้วยความแตกต่างของค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละขดลวดซึ่งเป็นที่มาของปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด เพราะฉะนั้นการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสเปกตรัมเพื่อใช้เป็นสัญญาณขับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสองเฟสสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสแบบไม่สมมาตรเพื่อกำจัดปัญหาดังกล่าว ด้วยเหตุนี้จึงเรียกสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มนี้ว่าพีดับเบิลยูเอ็มสเปกตรัมไม่สมมูล รูปที่ 2.10 แสดงเฟสเซอร์สัญญาณอ้างอิงแบบแรงดันเฟสไม่สมมูล



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์สัญญาณอ้างอิงแบบแรงดันเฟสไม่สมมูล

ขั้นตอนการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสเปกตรัมไม่สมมูลพัฒนามาจากพีดับเบิลยูเอ็มสเปกตรัมสมมูล เฟสเซอร์ของแรงดันอ้างอิงสัญญาณเฟส b ถูกเปลี่ยนตำแหน่งด้วยมุมเลื่อนเฟสเพื่อปรับขนาดสัญญาณอ้างอิงที่สร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดหลักและขดลวดเสริมตามอัตราส่วนระหว่างขดลวดหลักและขดลวดเสริม [18] ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ผลที่ได้คือขนาดสัญญาณอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับสร้างแรงดันตกคร่อมขดลวดหลักและขดลวดเสริม สัญญาณอ้างอิงที่ความถี่มูลฐานแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสแบบไม่สมมาตร กิ่ง a กิ่ง b และ กิ่ง c คือ

$$v_{ao,1} = MV_{dc} \sin(\omega t) \quad (2.8)$$

$$v_{bo,1} = MV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \quad (2.9)$$

$$v_{co,1} = MV_{dc} \sin(\omega t - \pi) \quad (2.10)$$

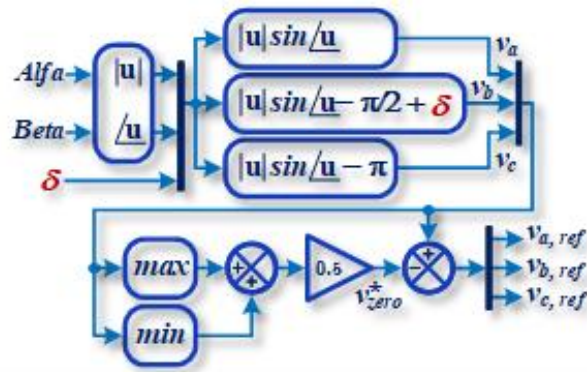
$$\delta = 2 \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2} \quad (2.11)$$

เมื่อ  $\delta$  คือ มุมเลื่อนเฟสสำหรับแรงดันสองเฟสแบบไม่สมมูล

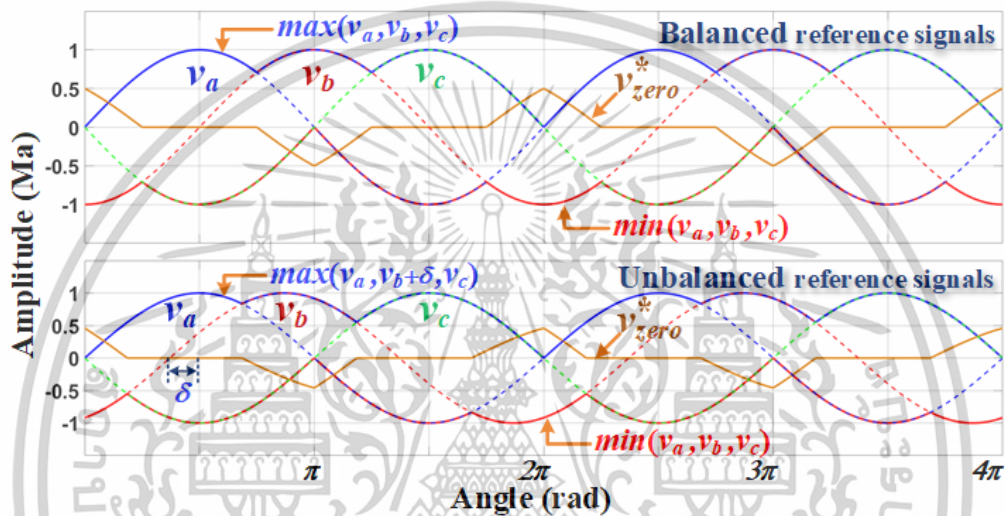
$a$  คือ อัตราส่วนระหว่างขดลวดหลักและขดลวดเสริม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 การสร้างสัญญาณอ้างอิงลำดับศูนย์



รูปที่ 2.12 สัญญาณอ้างอิงลำดับศูนย์

การพัฒนาวิธีสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มสเปสเวกเตอร์เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิกได้ถูกนำเสนอไว้ในหลายบทความด้วยวิธีการเพิ่มสัญญาณอ้างอิงลำดับศูนย์ รูปที่ 2.11 แสดงการสร้างสัญญาณอ้างอิงลำดับศูนย์ตามสมการที่ (2.12)-(2.15) การสร้างสัญญาณอ้างอิงทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุล ดังแสดงในรูปที่ 2.12

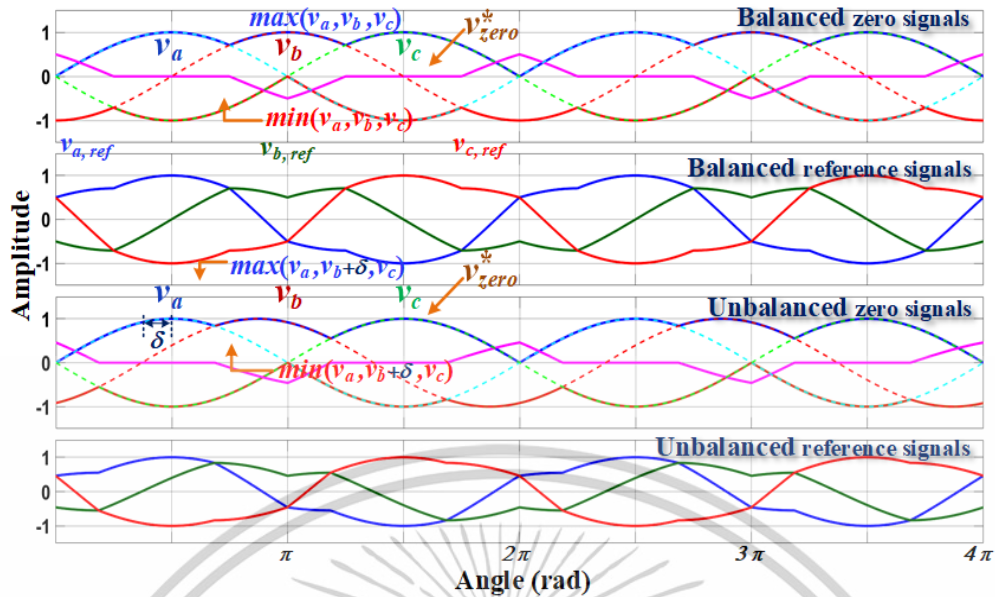
$$v_{zero}^* = \frac{\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)}{2} \tag{2.12}$$

$$v_{ao,1} = mV_{dc} \sin(\omega t) - v_{zero}^* \tag{2.13}$$

$$v_{bo,1} = mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) - v_{zero}^* \tag{2.14}$$

$$v_{co,1} = mV_{dc} \sin(\omega t - \pi) - v_{zero}^* \tag{2.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



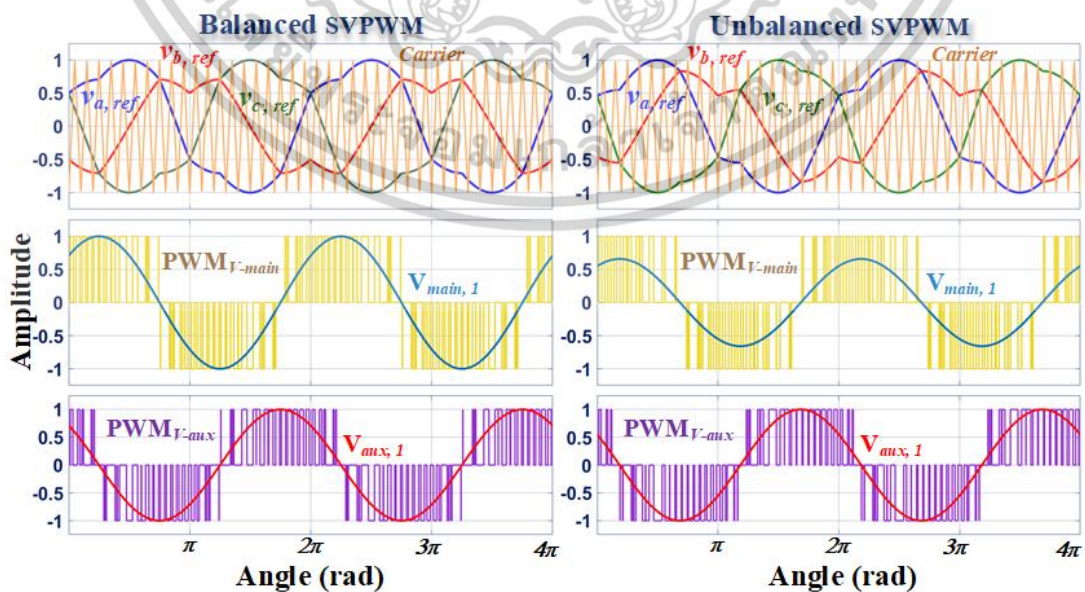
รูปที่ 2.13 สัญญาณอ้างอิงทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุล

สมการสัญญาณอ้างอิงที่ความถี่มูลฐานแบบไม่สมมาตรแกน  $v_q$  และแกน  $v_d$  ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสองเฟส คือ

$$v_{q1} = v_{ab,1} = v_{ao,1} - v_{bo,1} = \overbrace{2MV_{dc}}^{\text{Amplitude}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (2.16)$$

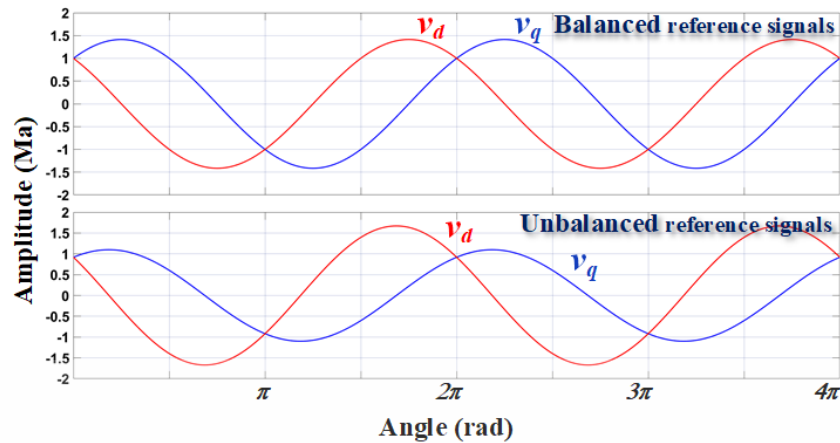
$$v_{d1} = v_{cb,1} = v_{co,1} - v_{bo,1} = \overbrace{2MV_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (2.17)$$

สัญญาณสเปกเตอร์ที่ดับเบิ้ลยูเอ็มทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุลที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะแสดงในรูปที่ 2.14 รูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณอิงที่ความถี่มูลฐานแบบสมมาตรและไม่สมมาตร



รูปที่ 2.14 สัญญาณสเปกเตอร์ที่ดับเบิ้ลยูเอ็มทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร

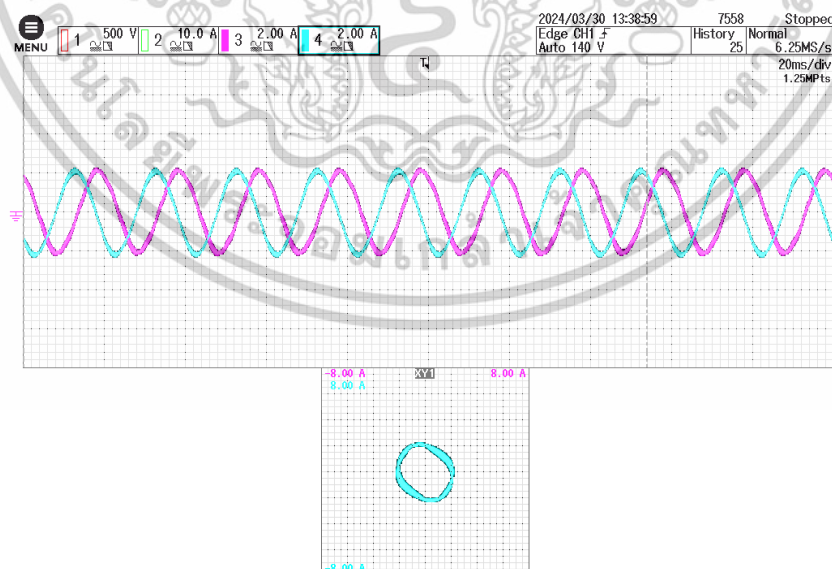
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 สัญญาณอ้างอิงที่ความถี่มูลฐานแบบสมมาตรและไม่สมมาตร

งานวิจัยนี้พิจารณาการชดเชยความไม่สมมาตรของการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรด้วยการควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมโดยอาศัยการขับด้วยสัญญาณ SVPWM ที่ไม่สมดุลเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟส โดยการชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ด้วยการบวกมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  เพื่อสร้างแรงดันที่เหมาะสมกับขดลวดหลักและขดลวดเสริมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตรด้วยคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า MSC โดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณขับสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาร์กที่ให้แรงดันเฟสไม่สมดุล UB-SVPWM การชดเชยความไม่สมมาตรด้วยการบวกมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  ที่มีความสัมพันธ์กับอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหลักและขดลวดเสริม

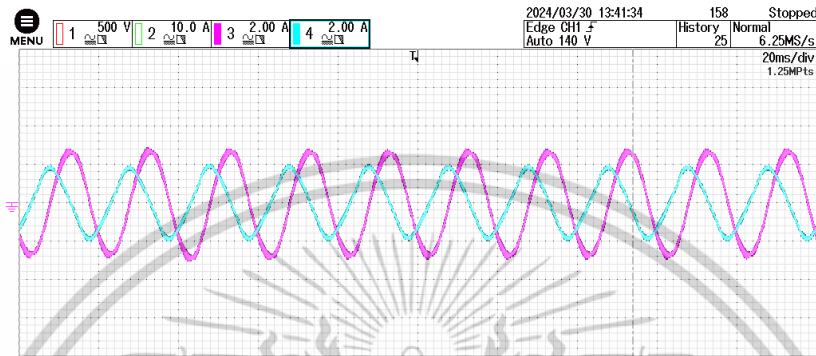
มุมเลื่อนเฟสที่เหมาะสมตามอัตราส่วนทางอิมพีแดนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรที่ใช้ทดสอบคำนวณได้ตามสมการที่ 2.11 มุมเลื่อนเฟส  $\delta = 24.3^\circ$  โดยกำหนดให้เป็น 1.0 PU ในควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และกำหนดคามุมเลื่อนเฟสมุม  $\delta = 19.4^\circ$  คิดเป็น 0.8 PU และ  $\delta = 29.16^\circ$  คิดเป็น 1.2 PU ของมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  เพื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า



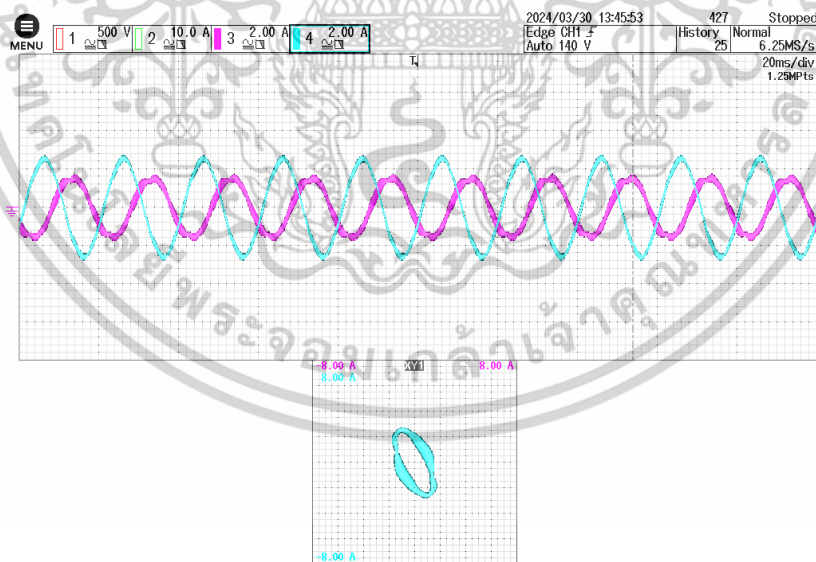
รูปที่ 2.16 สัญญาณกระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  1.0 PU

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.16 แสดงสัญญาณกระแสหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสเสริม  $i_{Aux}$  (CH4) ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส 1.0 PU พบว่าขนาดกระแสหลักและกระแสเสริมเท่ากันจากการบวกมุมเลื่อนเฟส 1.0 PU รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณกระแสหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสเสริม  $i_{Aux}$  (CH4) การบวกมุมเลื่อนเฟส 0.8 PU พบว่าขนาดกระแสหลักมากกว่ากระแสเสริม รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณกระแสหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสเสริม  $i_{Aux}$  (CH4) ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส 1.2 PU พบว่าขนาดกระแสหลักน้อยกว่ากระแสเสริมนั้นเป็นประเด็นการพิจารณาในบทถัดไป



รูปที่ 2.17 สัญญาณกระแสหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  0.8 PU



รูปที่ 2.18 สัญญาณกระแสหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ที่กำหนดมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  1.2 PU

### 2.3 สรุปการสร้างสัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มโดยใช้คลื่นพาร์

บทที่ 2 ได้นำเสนอการสร้างสัญญาณสเปกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มโดยใช้คลื่นพาร์สำหรับการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร การขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์สามกึ่งเพื่อสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสที่มีมุมต่างเฟสกัน 90 องศาให้กับขดลวดสเตเตอร์หลัก และขดลวดเสริมและพิจารณาการประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรที่มีการปรับมุมเลื่อนเฟสตามอัตราส่วนทางอิมพีแดนซ์



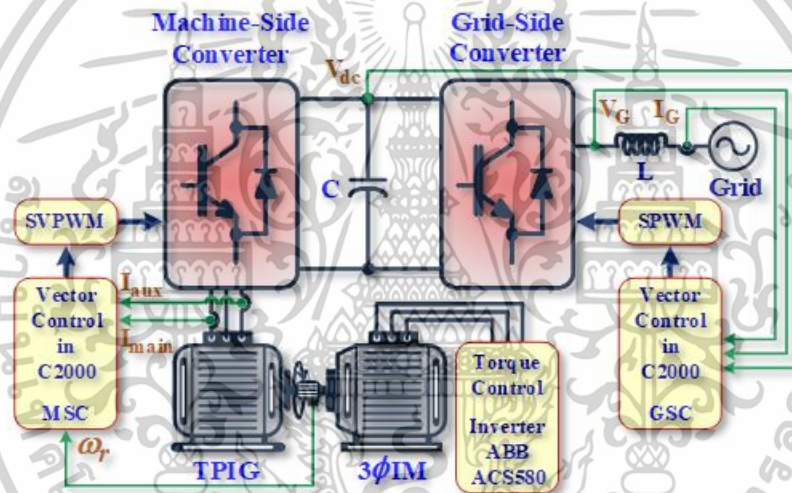
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สองเฟสชนิดไม่สมมาตร

### 3.1 บทนำ

ระบบที่นำเสนอถูกออกแบบเพื่อทดสอบการผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (TPIG) ระบบประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด (GSC) ถูกควบคุมด้วยเทคนิคเวกเตอร์คอนโวลเพื่อส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดและคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) ถูกควบคุมด้วยเทคนิคเวกเตอร์คอนโวลเพื่อแยกการควบคุมแรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส การสร้างต้นกำลังทางกลจำลองด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์ ABB ACS580 ถูกใช้แทนพืทางกลสำหรับระบบที่นำเสนอดังรูปที่ 3.1



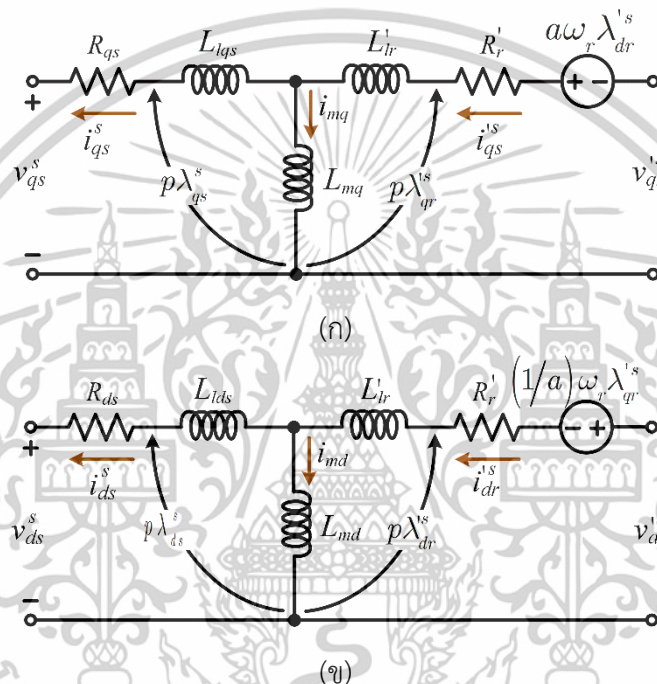
รูปที่ 3.1 ระบบควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสเชื่อมต่อกับระบบกริดหนึ่งเฟส

การทดสอบระบบใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสร้างกำลังทางกล ( $P_m$ ) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสทำหน้าที่แปรผันพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า ( $P_e$ ) คอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) ทำหน้าที่ควบคุมการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสเพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังบัสแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ( $P_{dc}$ ) ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างแรงดันสองเฟส โดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณขับสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาห์ที่ให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (UB-SVPWM) การกำหนดความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสควบคุมด้วยหลักการเวกเตอร์คอนโวลและคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด (GSC) แบบฟูลบริดจ์ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง กรณี เครื่องจักรไฟฟ้าสองเฟสทำงานในโหมดมอเตอร์, คอนเวอร์เตอร์ทำงานโหมดเรียงกระแสผ่านกำลังไฟฟ้าจากกริด ( $P_{grid}$ ) มายังบัสแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ( $P_{dc}$ ) และกรณีเครื่องจักรไฟฟ้าสองเฟสทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า, คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงเข้าสู่กริด ( $P_{grid}$ ) การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ (GSC) ใช้วิธีการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงคงที่ 600 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรถูกดัดแปลงจากมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ชนิดคาปาซิเตอร์สตาร์ท คาปาซิเตอร์รีนต่ออนุกรมกับขดลวดเสริม (Auxiliary winding) โดยการถอดตัวเก็บประจุออกจากขดลวดเสริมและแยกปลายวงจรด้านเข้าของขดลวดหลักและขดลวดเสริม ดังรูปที่ 2.1 การดัดแปลงเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส โดยทั่วไป อิมพีแดนซ์ของขดลวดหลักและขดลวดเสริมของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสมีค่าไม่เท่ากันทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสมีคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์เป็นแบบไม่สมมาตร หรือเรียกว่า เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Parameter type Two-Phase Induction Motor) [14]-[19]



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรอ้างอิงแกนนิ่ง

(ก) วงจรสมมูลของขดลวดหลัก

(ข) วงจรสมมูลของขดลวดเสริม

การวิเคราะห์การทำงานทั้งสภาวะคงตัวและสภาวะพลวัตด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ วงจรสมมูลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยกำหนดให้ความสัมพันธ์ในส่วนต่าง ๆ ของขดลวดหลักและขดลวดเสริมบนพื้นฐานแบบจำลองตามแกนตรงและแกนขวาง (d-q model) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ดังนั้น เมื่อพิจารณาบนกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (Stationary Reference Frame) สมการแรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์ เส้นแรงแม่เหล็กเชิงโয়สเตเตอร์และโรเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าแสดงได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$v_{qs}^s = R_{qs}i_{qs}^s + p\lambda_{qs}^s \quad (3.1)$$

$$v_{ds}^s = R_{ds}i_{ds}^s + \lambda_{ds}^s \quad (3.2)$$

$$0 = R_r i_{qr}^s = a\omega_r \lambda_{dr}^s + p\lambda_{qr}^s \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = R_r i_{dr}^s - (1/a) \omega_r \lambda_{qr}^s + p \lambda_{dr}^s \quad (3.4)$$

$$\lambda_{qs}^s = L_{ls} i_{qs}^s + L_{mq} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.5)$$

$$\lambda_{ds}^s = L_{ls} i_{ds}^s + L_{md} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.6)$$

$$\lambda_{qr}^s = L_{lr} i_{qr}^s + L_{mq} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.7)$$

$$\lambda_{dr}^s = L_{lr} i_{dr}^s + L_{md} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.8)$$

$$T_e = \frac{P}{2} (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (3.9)$$

$$T_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (3.10)$$

กำหนดให้

$v_{ds}^s, v_{qs}^s$	คือ แรงดันสเตเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$i_{ds}^s, i_{qs}^s$	คือ กระแสสเตเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$i_{dr}^s, i_{qr}^s$	คือ กระแสโรเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$\lambda_{ds}^s, \lambda_{qs}^s$	คือ เส้นแรงแม่เหล็กสเตเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$\lambda_{dr}^s, \lambda_{qr}^s$	คือ เส้นแรงแม่เหล็กโรเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$R_{ds}, R_{qs}$	คือ ความต้านทานสเตเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$R_r$	คือ ความต้านทานโรเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$L_{lds}, L_{lqs}$	คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$L_{lr}$	คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลโรเตอร์ขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$L_{dm}, L_{qm}$	คือ ความเหนี่ยวนำร่วมขดลวดเสริมและขดลวดหลักอ้างอิงแกนนิ่ง
$\omega_r$	คือ ความเร็วโรเตอร์ในหน่วย rad/s

สมการพลวัตข้างต้นเป็นสมการทั่วไปสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมดุล ค่าอิมพีแดนซ์สมมาตร ถูกออกแบบให้มีขนาดและจำนวนรอบทั้งขดลวดหลักและขดลวดเสริมหมุนมีค่าเท่ากัน นั่นคือ  $L_{ds} = L_{qs}$ ,  $L_{md} = L_{mq}$  และ  $R_{ds} = R_{qs}$  โดยที่ขดลวดทั้งสองชุดมีมุมต่างเฟสระหว่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า แต่ในกรณีของค่าอิมพีแดนซ์ไม่สมมาตรค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์  $L_{ds} \neq L_{qs}$ ,  $L_{md} \neq L_{mq}$  และ  $R_{ds} \neq R_{qs}$  ส่งผลให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดถ้าจ่ายกระแสสมมาตรให้กับขดลวดทั้งสองชุดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ วิธีการกำจัดกระเพื่อมของแรงบิดด้วยการควบคุมกระแสสเตเตอร์ที่เหมาะสมด้วยการสร้างสัญญาณสเปกเตอร์ที่ดับเบิ้ลยูเอ็มแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลโดยใช้คลื่นพาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมเวกเตอร์ (Vector Control) หรือเรียกตามหลักการคือการควบคุมกำหนดแนวเส้นแรงแม่เหล็ก (Field Oriented Control) ถูกออกแบบตามหลักการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก (Separated Excited DC Motor) เพื่อควบคุมแรงบิดและปริมาณสนามแม่เหล็กด้วยการควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์และควบคุมกระแสสร้างสนามแม่เหล็กแยกอิสระจากกัน กรณี การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ทำโดยการแปลงตัวแปรสามเฟสที่สมดุล นั่นคือกระแสไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงสามเฟสที่มุมเฟส 120 องศาไปยังตัวแปลงบนแกนอ้างอิงสองเฟสแกนนิ่งและสองเฟสแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสเพื่อควบคุมแรงบิดและปริมาณสนามแม่เหล็กแยกอิสระจากกันตามหลักการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก ส่งผลให้การวิเคราะห์คณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำได้ง่าย กรณี การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส นั้น ตัวแปรสองเฟสนั้นคือ กระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กอยู่บนกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง การควบคุมแบบเวกเตอร์ทำโดยการแปลงตัวแปรสองเฟสไปยังตัวแปรบนแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสเพื่อควบคุมแรงบิดและปริมาณสนามแม่เหล็กแยกอิสระจากกันได้ตามหลักการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก

จากหลักการควบคุมดังกล่าวจึงเป็นที่มาของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ที่เลียนแบบวิธีการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง กล่าวคือ การควบคุมสนามแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นต้องอาศัยหลักการวิเคราะห์กระแสในกรอบอ้างอิงแกนหมุนและแบ่งแยกการควบคุมกระแสออกเป็น 2 ส่วนดังนี้ 1. การควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $d$  ถูกกำหนดให้ควบคุมความเข้มสนามแม่เหล็กแกน  $d$  ในสภาวะการทำงานปกติ ปริมาณกระแสถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ตามพิกัดของมอเตอร์ ยกเว้นมอเตอร์หมุนที่ความเร็วเกินพิกัด 2. การควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  ถูกควบคุมให้ทำหน้าที่เหมือนกับกระแสอาร์เมเจอร์ของการควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรง การควบคุมปริมาณกระแสให้มีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราการเร่งของมอเตอร์และแรงบิดของโหลด ดังนั้น การควบคุมปริมาณกระแสเป็นการควบคุมความเร็วมอเตอร์หรือการควบคุมความตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วเนื่องจากโหลดทางกลเปลี่ยนแปลงโดยตรง [19]

การควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีการปรับสนามแม่เหล็กโรเตอร์โดยอ้อมจำเป็นต้องรู้ค่ามุมของสนามแม่เหล็กโรเตอร์ โดยคำนวณได้จากการแอสเตอร์ที่อ้างอิงบนแกนนิ่ง จากสมการพลวัต (3.1)-(3.8) สามารถเขียนแรงดันและกระแสที่อ้างอิงบนแกนหมุนดังแสดงในสมการที่ (3.11)-(3.14)

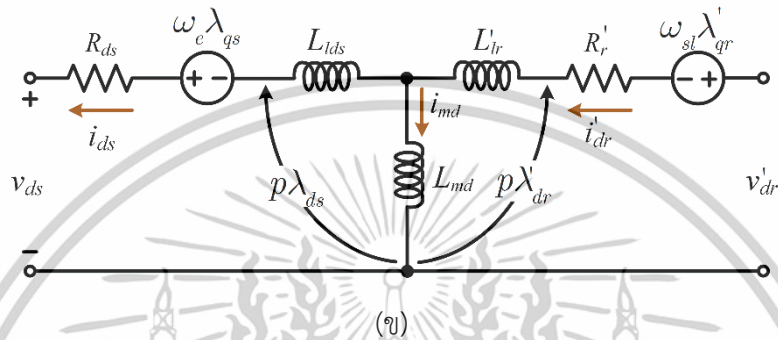
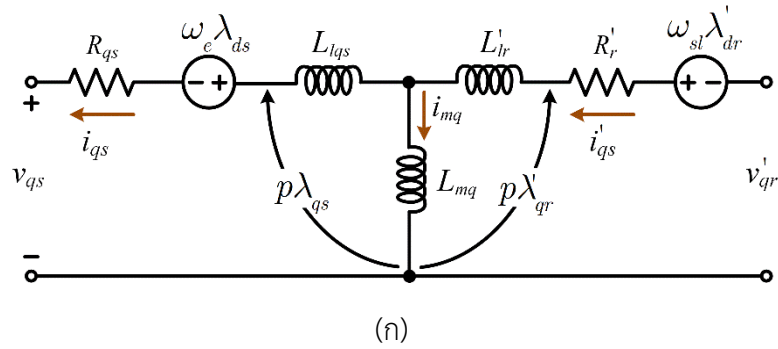
$$v_{qs} = R_{qs}i_{qs} + \sigma L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_{sd} i_{ds} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \quad (3.11)$$

$$v_{ds} = R_{ds}i_{ds} + \sigma L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_{sq} i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \quad (3.12)$$

$$\frac{L_r}{R_{ds}} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = M_{rds} i_{ds} \quad (3.13)$$

$$\omega_{sl} = \frac{M_{rds} R_r}{L_r \lambda_{dr}} i_{qs} \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร  
อ้างอิงแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส

(ก) วงจรสมมูลของขดลวดหลัก

(ข) วงจรสมมูลของขดลวดเสริม

ภายใต้เงื่อนไขการควบคุมกำหนดแนวเส้นแรงแม่เหล็ก (Field Oriented Control) การควบคุมแรงบิดและการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก โรเตอร์ถูกแยกอิสระต่อกัน ดังนั้น วงจรสมมูลย์บนกรอบอ้างอิงแกนนิ่งดังแสดงในรูปที่ 3.2 ถูกดัดแปลงเป็นตัวแปลบนแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสดังแสดงในรูปที่ 3.3 เส้นแรงแม่เหล็กโรเตอร์องค์ประกอบแกน q ( $\lambda_{qr}$ ) ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้น เส้นแรงแม่เหล็กโรเตอร์ ( $\lambda_r$ ) เท่ากับเส้นแรงแม่เหล็กโรเตอร์องค์ประกอบแกน d ( $\lambda_{dr}$ ) ดังนั้น สมการแรงบิด rotating frame สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.15)–(3.16) [19]–[21]

$$T_e = \frac{P}{2} (\lambda'_{dr} i'_{qs}) \tag{3.15}$$

เมื่อ

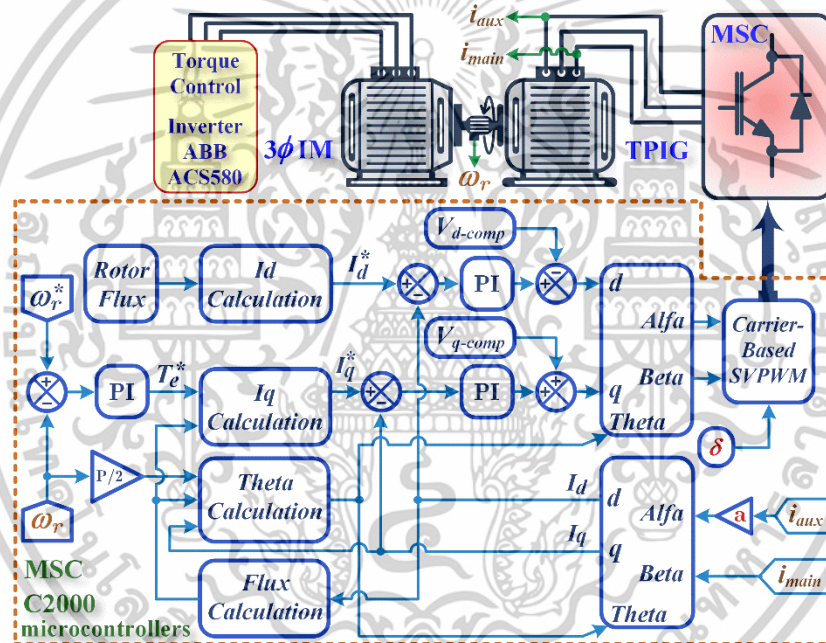
$$\lambda_{dr} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + p\tau_r} \tag{3.16}$$

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (TPIIG) ด้วยเทคนิคการควบคุมเวกเตอร์ ถูกแสดงรูปที่ 3.4 กระแสขดลวดหลักถูกกำหนดให้เป็นกระแสแกนเบต้าและกระแสขดลวดเสริมถูกกำหนดให้เป็นกระแสแกนอัลฟาบนกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง ( $\alpha, \beta$ ) ด้วยเหตุผลการชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดหลักและขดลวดเสริมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร กระแสขดลวดเสริมต้องถูกปรับขนาดตามอัตราส่วนขดลวด ( $a$ ) สำหรับการคำนวณด้วยเทคนิคการควบคุมเวกเตอร์ ค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรแสดงในตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร

ค่าพารามิเตอร์ TPIG	ขดลวดเสริม ( <i>d</i> - axis)	ขดลวดหลัก ( <i>q</i> - axis)
ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์	$R'_{ds}$ 5.14 $\Omega$	$R_{qs}$ 3.08 $\Omega$
ความเหนี่ยวนำรั้วขดลวดสเตเตอร์	$X'_{lds}$ j3.12 $\Omega$	$X_{lqs}$ j3.61 $\Omega$
ความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก	$X'_{md}$ j73.23 $\Omega$	$X_{mq}$ j73.23 $\Omega$
ความเหนี่ยวนำรั้วขดลวดโรเตอร์	$X'_{lr}$ j3.61 $\Omega$	$X'_{lr}$ j3.61 $\Omega$
ความต้านทานขดลวดโรเตอร์	$R'_r$ 3.59 $\Omega$	$R'_r$ 3.59 $\Omega$
สลิป	0.0467	
ค่าความเฉื่อย	0.0255	

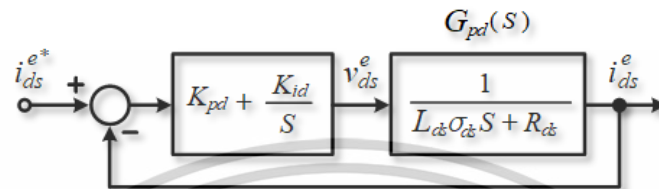


รูปที่ 3.4 การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรเชื่อมต่อกับระบบกริดหนึ่งเฟส

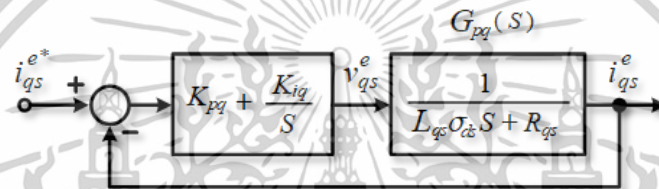
จากข้อมูลพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรในตารางที่ 1 ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง กำหนดให้แรงดันสเตเตอร์ขดลวดหลัก  $v_{qs}^s = 220\angle 0^\circ$  และแรงดันสเตเตอร์ขดลวดเสริม  $v_{ds}^s = 220\angle 90^\circ$  ถูกกำหนดไว้ตามลำดับ ขนาดกระแสสเตเตอร์ขดลวดเสริมถูกคำนวณได้เท่ากับ  $4.94\angle -57.45^\circ$  A และกระแสสเตเตอร์ขดลวดหลักเท่ากับ  $4.88\angle -1.23^\circ$  A ขนาดกระแสโรเตอร์ขดลวดเสริมคำนวณได้เท่ากับ  $2.38\angle 90.57^\circ$  A กระแสโรเตอร์ขดลวดหลักคำนวณได้เท่ากับ  $2.61\angle -1.23^\circ$  A ตามลำดับ ดังนั้น ค่าดังกล่าวถูกคำนวณที่มุมศูนย์องศาทำให้ได้กระแสชั่วขณะของกระแสสเตเตอร์ขดลวดหลักเท่ากับ 2.66 A และกระแสชั่วขณะของกระแสสเตเตอร์ขดลวดเสริมเท่ากับ 4.03 A กระแสชั่วขณะของกระแสโรเตอร์ขดลวดหลักเท่ากับ -2.61 A และกระแสชั่วขณะของกระแสโรเตอร์ขดลวดเสริมเท่ากับ 0.03 A ตามลำดับ เมื่อนำค่าทั้งหมดแทนในสมการที่ 3.10 เพื่อคำนวณ ค่าแรงบิดสนามแม่เหล็กได้เท่ากับ 4.72 N-m จากรูปที่ 3.2 (ข) เมื่อแทนค่ากระแส และค่าความเหนี่ยวนำรั้วไหลในสมการที่ 3.6 สามารถคำนวณเส้นแรงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กโรเตอร์ในแกนตีได้เท่ากับ 0.9 Wb และในรูปที่ 3.2 (ก) สามารถคำนวณค่ากระแสแกนคิวดาตสนามแม่เหล็กแกนคิวดได้เท่ากับ -0.02 Wb ผลรวมของเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก คำนวณเวกเตอร์รวมได้เท่ากับ 0.91 Wb ค่าดังกล่าวถูกใช้เป็นค่าเวกเตอร์อ้างอิง ในการควบคุมแบบการควบคุมเวกเตอร์

การควบคุมเวกเตอร์จำเป็นต้องควบคุมกระแสเตเตอร์ขดลวดหลักและเสริมแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมแบบPI ดังแสดงในรูปที่ 3.5 การคำนวณค่าเกณฑ์ของตัวควบคุม PI สำหรับการควบคุมกระแสใช้หลักการตอบสนองต่อความถี่เพื่อคำนวณตัวควบคุมกระแส [20]-[22]



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.5 การควบคุมกระแสเตเตอร์แบบป้อนกลับ

(ก) การควบคุมกระแสเตเตอร์ขดลวดเสริม

(ข) การควบคุมกระแสเตเตอร์ขดลวดหลัก

การคำนวณการตอบสนองความถี่ได้โดยการแทนที่ “s” ในฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบ โดยที่  $j\omega_1$  คือ ความถี่ครอสโอเวอร์ เมื่อเวลาคงที่และระยะขอบเฟสถูกกำหนดเป็น 0.005 วินาทีและ 69 องศา ตามลำดับ จากนั้นความถี่ครอสโอเวอร์สำหรับระบบควบคุมเสถียรภาพสามารถหาได้จาก (3.17)

$$\omega_1 = \frac{8}{t_s \tan \phi_M} = 923 \text{ rad / sec} \quad (3.17)$$

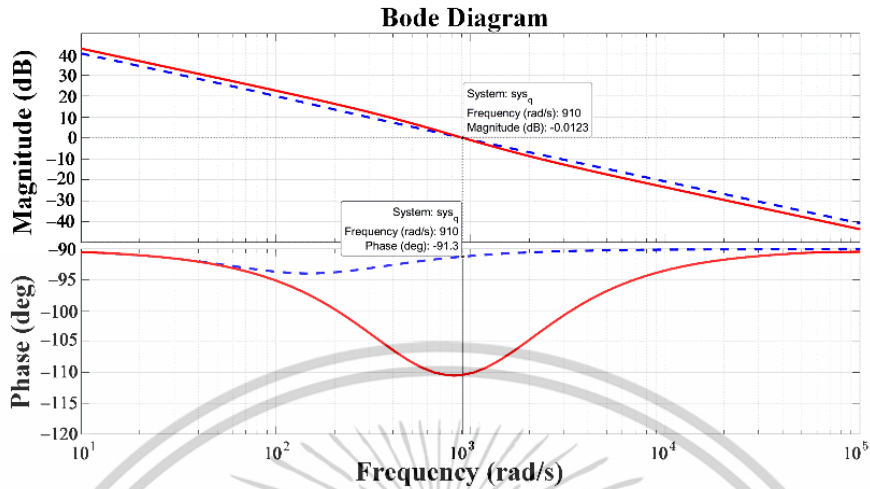
การแทนค่าการรั่วไหล  $\sigma_d, \sigma_q$  และพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่แสดงไว้ในตารางที่ 3.1 ในสมการของระบบตามที่แสดงในรูปที่ 3.5 (ก) และ (ข) สำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนวงเปิด ค่าเกณฑ์ควบคุมกระแสแกน d ของตัวควบคุม PI จะถูกคำนวณดังนี้  $K_{pd} = 13.67$  และ  $K_{id} = 16,184$  จากนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอนวงเปิดปัจจุบันสามารถเขียนเป็น

$$G_d(s) = \frac{654(s+158)}{s(s+570)} \quad (3.18)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าเกณฑ์ควบคุมกระแสแกน q คือ  $K_{pq} = 20.3$  และ  $K_{iq} = 16,184$  จากนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอนวงเปิดปัจจุบันสามารถเขียนเป็น

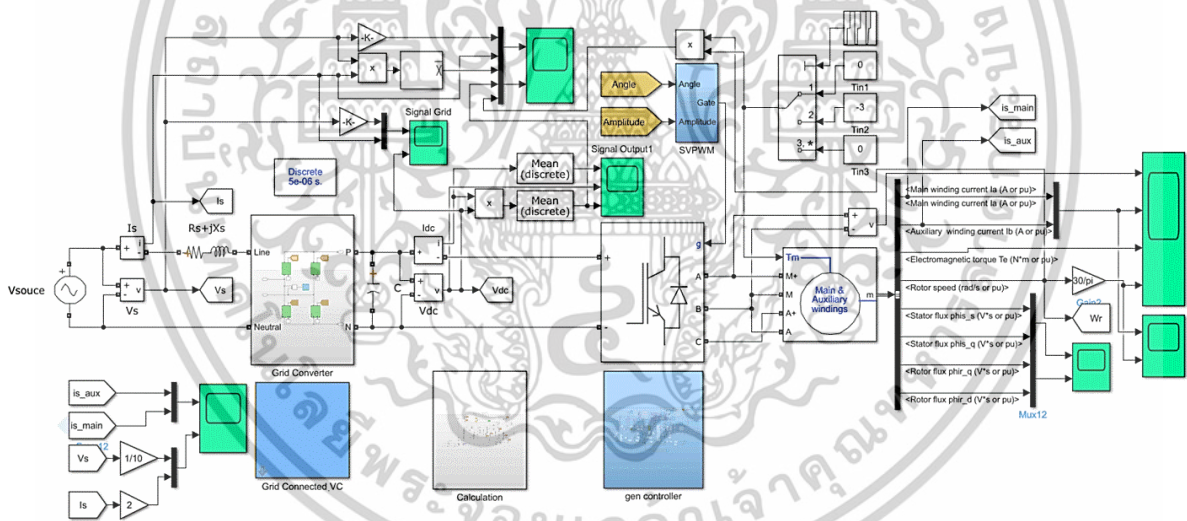
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_q(s) = \frac{905(s+1,184)}{s(s+137)} \tag{3.19}$$



รูปที่ 3.6 แผนภาพโบดของฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบวงเปิด

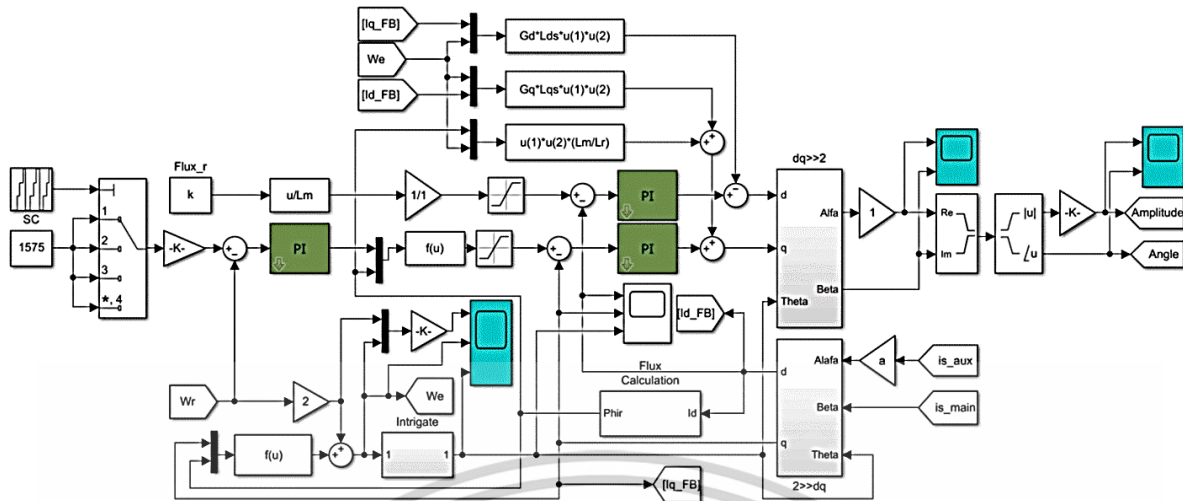
รูปที่ 3.6 แสดงแผนภาพโบดของฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบวงเปิดทั้งสองแบบ เส้นทึบและเส้นประแสดงถึงการควบคุมวงปัจจุบันในแกน d และแกน q ตามลำดับ



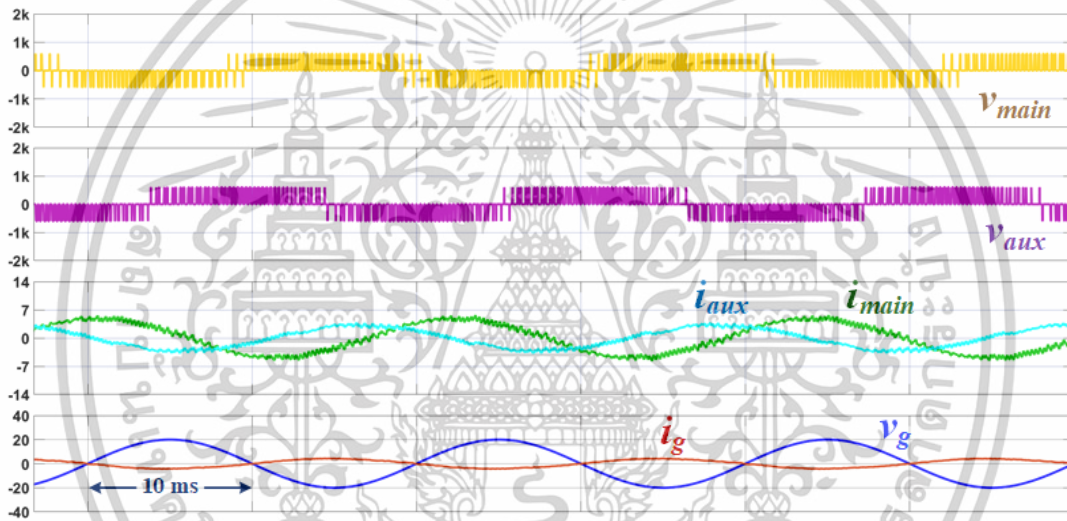
รูปที่ 3.7 การจำลองระบบที่นำเสนอด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK

ระบบที่นำเสนอถูกจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อวิเคราะห์การทำงานของระบบ สัญญาณแรงดันบนแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วเชิงโคไซน์ที่ได้จากการควบคุมเวกเตอร์ถูกใช้สร้างสัญญาณพีดีบีเอ็มสเปสเวกเตอร์ไม่สมดุลแสดงในรูปที่ 3.7 เพื่อควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) รูปที่ 3.8 แสดงการประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) รูปที่ 3.9 แสดงแรงดันขดลวดหลัก แรงดันขดลวดช่วย กระแสขดลวดและกระแสขดลวดช่วย แรงดันกริด และกระแสกริดจากการจำลองการทำงานของระบบ ชุดทดสอบการผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (TPIG) แสดงในรูปที่ 3.10 การประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) ทำงานด้วย C2000 real-time microcontroller ดังแสดงในรูปที่ 3.8

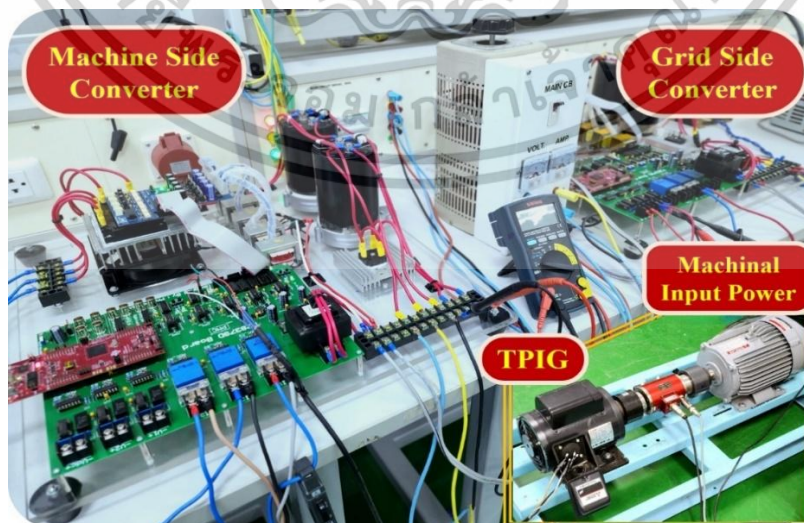
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 การประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC)



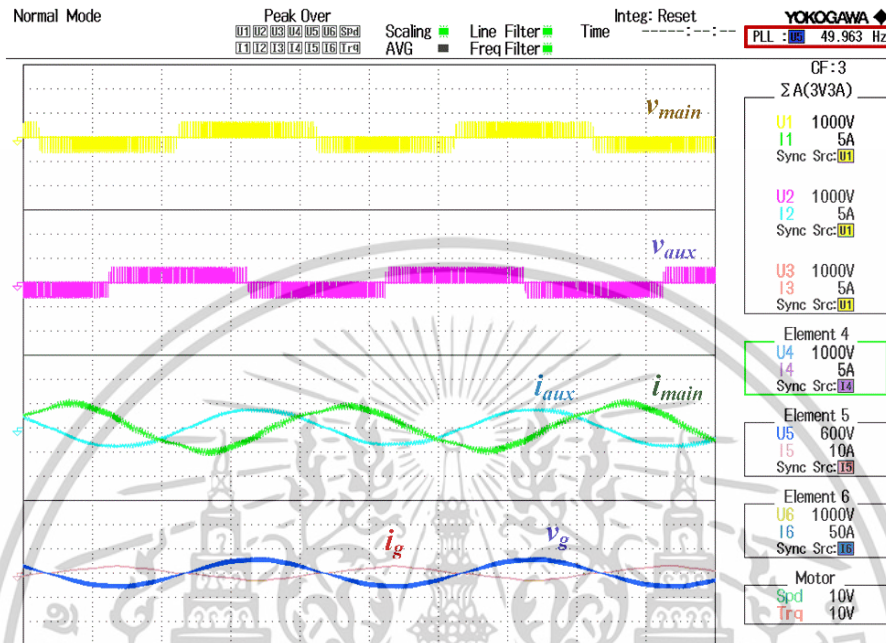
รูปที่ 3.9 แรงดันขดลวดหลัก แรงดันขดลวดช่วย กระแสขดลวดและกระแสขดลวดช่วย แรงดันกริด และกระแสกริดจากการจำลองทำงานของระบบ



รูปที่ 3.10 ชุดทดลองการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยวิธีการที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

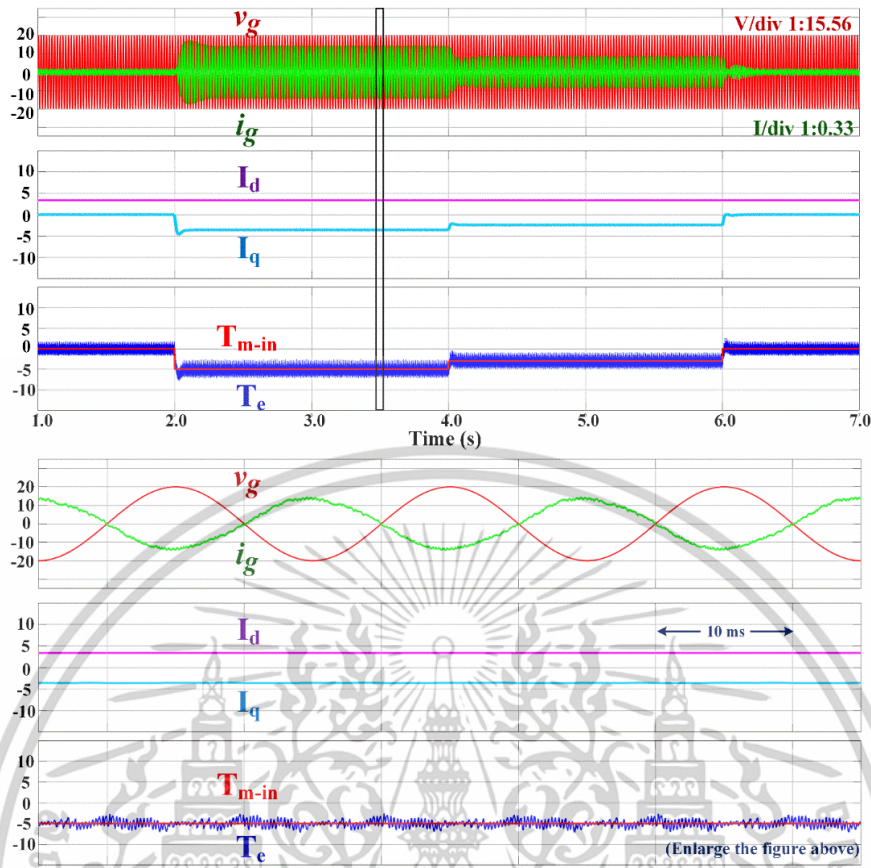
ชุดทดสอบการผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรแสดงในรูปที่ 3.10 การประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) ทำงานด้วย C2000 real-time microcontroller ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ผลการทดลองการทำงานของระบบที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 3.11



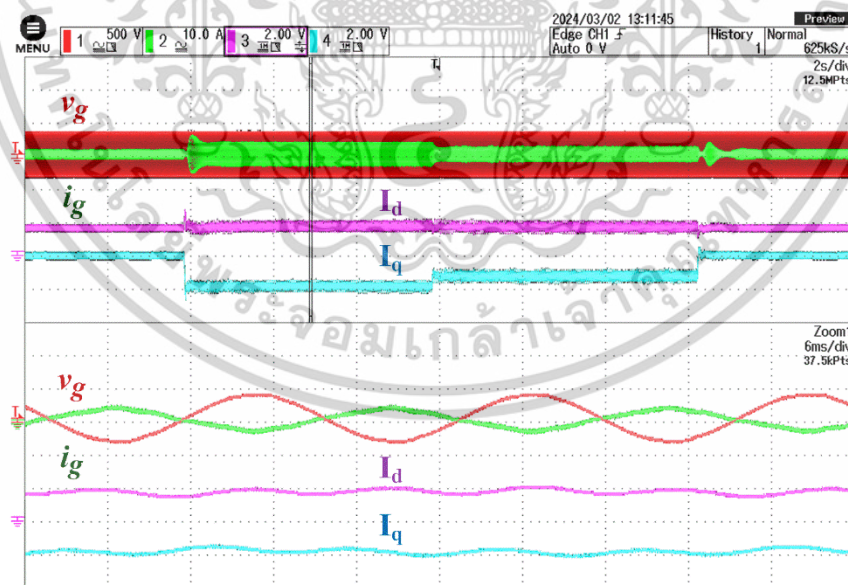
รูปที่ 3.11 แรงดันขดลวดหลัก แรงดันขดลวดช่วย กระแสขดลวดและกระแสขดลวดช่วย แรงดันกริด และกระแสกริดจากการทดลองการทำงานของระบบ

การจำลองการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยวิธีการควบคุมเวกเตอร์ ถูกทดสอบโดยการกำหนดอินพุตทางกล (0, -5, -3, 0 N-m) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อดูผลการทำงาน รูปที่ 3.12 แสดงผลการจำลองการควบคุมกำเนิดไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับสนามแม่เหล็กโรเตอร์โดยอ้อมด้วยการป้อนอินพุตทางกลให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าส่งผลให้การควบคุมแบบเวกเตอร์สร้างควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $d$  ( $I_d$ ) เพื่อสร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า ( $T_e$ ) ตามแรงบิดอินพุตทางกลและควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  ( $I_q$ ) ถูกกำหนดค่าเส้นแรงแม่เหล็กแกน  $d$  คงที่ตามพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกส่งผ่านไปดีซีบัคเพื่อเป็นอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกริดเพื่อส่งกำลังเข้าสู่กริด แสดงผลการทดสอบชุดทดลองการส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าตามเงื่อนไขการจำลองในรูปที่ 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แรงดันกริด กระแสกริด กระแสขดลวดหลัก กระแสขดลวดเสริม แรงบิดอินพุต และแรงบิดแม่เหล็กจากการจำลองการทำงานของระบบ



รูปที่ 3.13 แรงดันกริด กระแสกริด กระแสขดลวดหลัก กระแสขดลวดเสริม แรงบิดอินพุต และแรงบิดแม่เหล็กจากการทดลองการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 สรุปการควบคุมแวกเตอร์ทางอ้อมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร

การจำลองการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยวิธีการควบคุมแวกเตอร์ถูกทดสอบโดยการกำหนดอินพุตทางกล (0, -5, -3, 0 N-m) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อดูผลการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.13 การป้อนอินพุตทางกลให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าส่งผลให้การควบคุมแบบแวกเตอร์สร้างควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  ( $I_q$ ) เพื่อสร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า ( $T_e$ ) ตามแรงบิดอินพุตทางกลและควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $d$  ( $I_d$ ) ถูกกำหนดให้ควบคุมความเข้มสนามแม่เหล็กแกน  $d$  ตามพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

กำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกส่งผ่านไปดีซีบัสเพื่อเป็นอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกรีดเพื่อส่งกำลังเข้าสู่กริด รูปที่ 3.13 แสดงขนาดกระแสกริด ( $i_g$ ) ถูกควบคุมตามกำลังไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า การทดสอบชุดทดลองการส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าตามเงื่อนไขการจำลองในรูปที่ 3.12



## บทที่ 4

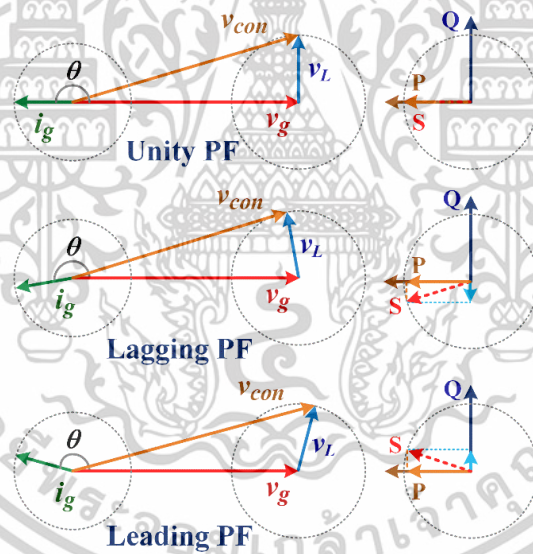
# การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟส

### 4.1 บทนำ

คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต (GSC) ถูกนำมาต่อกับคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) เพื่อส่งกำลังเข้าสู่กริดตามรายละเอียดที่ได้กล่าวไว้ในระบบที่นำเสนอ การควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต (GSC) ทำโดยการควบคุมแอมพลิจูดของกระแสกริด ( $i_g$ ) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต (GSC) สามารถกำหนดแอมพลิจูดของกระแสกริดเพื่อควบคุมการส่งกำลังไฟฟ้าและตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์เข้าระบบกริด



รูปที่ 4.2 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า

การควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกับกริดนั้นจำเป็นต้องควบคุมกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์เหมือนกับกระแสกริด วิธีการหนึ่งที่ทำให้สามารถควบคุมค่าตัวแปรได้ง่ายเมื่อควบคุมค่าไฟตรง คือการใช้เทคนิคการแปลงแกนจากแกนหยุดนิ่ง (Stationary reference frame) เป็นแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (d, q Synchronous reference frame หรือ d, q axis) โดยนำมาประยุกต์ใช้ในระบบไฟฟ้า 1 เฟสทำให้สามารถออกแบบตัวควบคุมคอนเวอร์เตอร์ได้ง่าย [28]-[30] สมการแรงดันไดนามิกของคอนเวอร์เตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน แสดงได้ดังสมการที่ (4.1)-(4.2) สมการกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าปรากฏถูกแสดงได้ ดังสมการที่ (4.3)-(4.4) [23]

$$V_{cond} = -i_{Gd}(L + R) + \omega L i_{Gq} + V_m \quad (4.1)$$

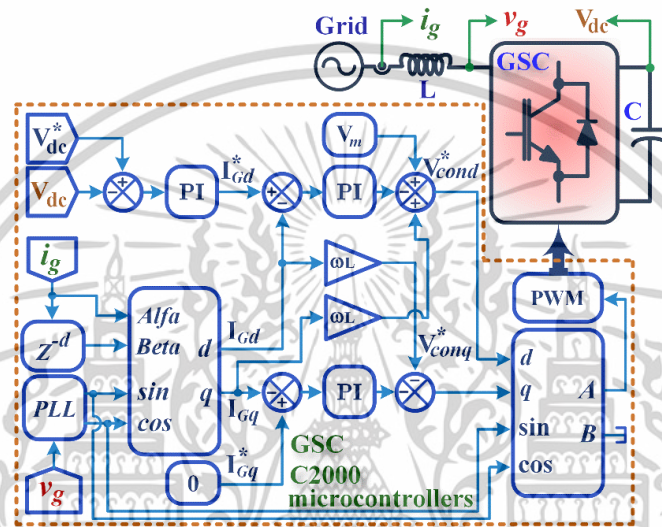
ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{conq} = -i_{Gq}(L + R) - \omega L i_{Gd} \quad (4.2)$$

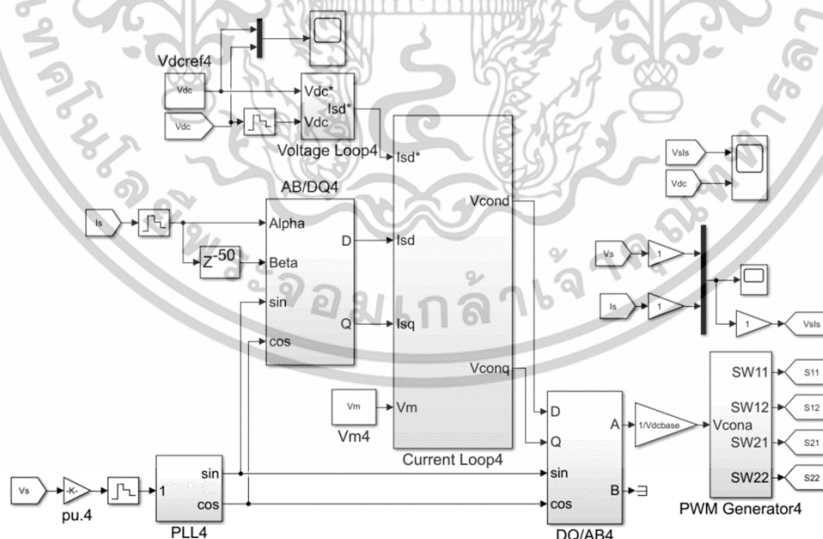
$$P_{con} = \frac{i_{Gd} V_{Gd}}{2} \quad (4.3)$$

$$Q_{con} = \frac{i_{Gq} V_{Gd}}{2} \quad (4.4)$$

การจำลองการทำงานของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟสคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต (GSC) ถูกจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMLINK เพื่อวิเคราะห์การทำงานของระบบดังแสดงรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 แสดงโปรแกรมการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟส



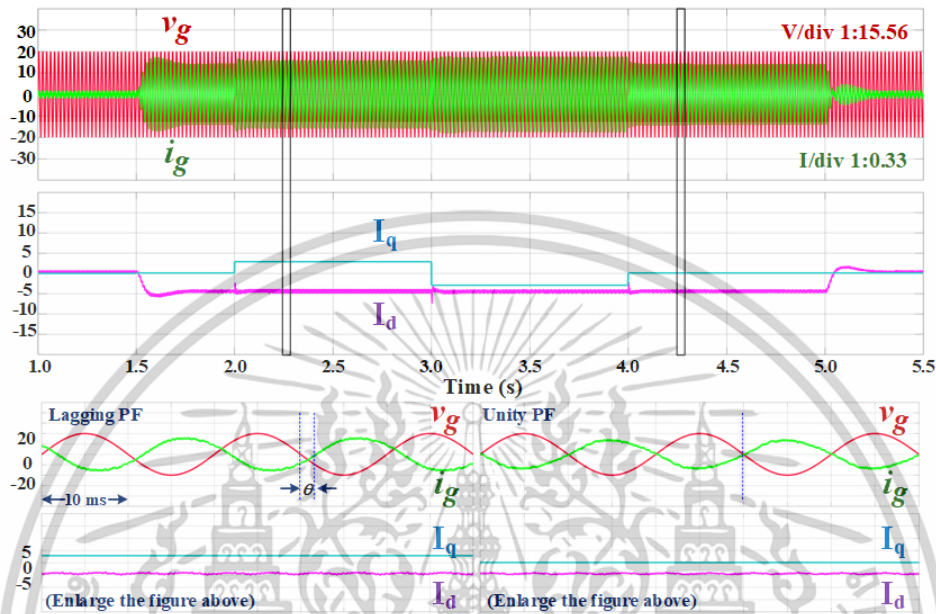
รูปที่ 4.3 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟส



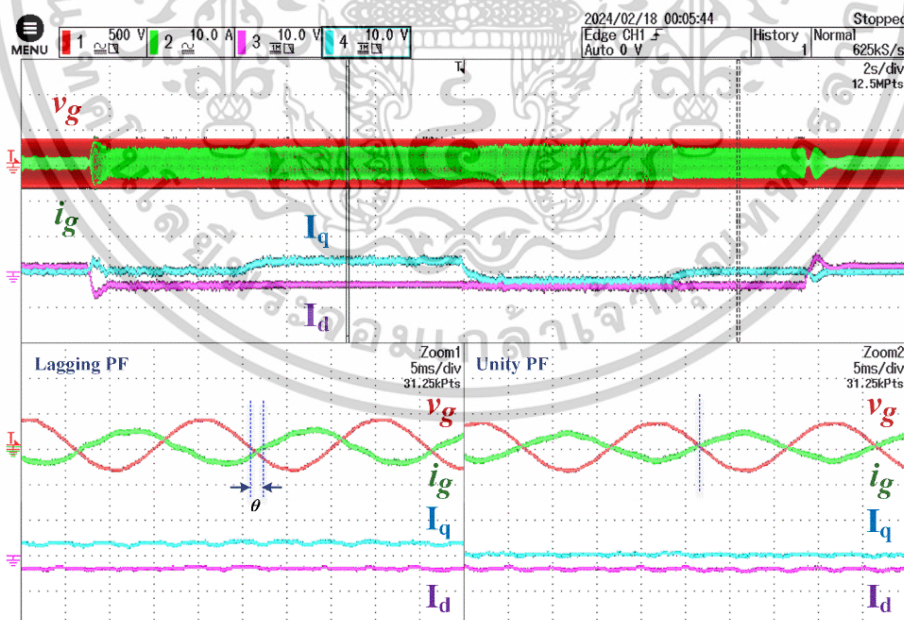
รูปที่ 4.4 โปรแกรมการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิริตหนึ่งเฟส

การจำลองการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยวิธีการเวกเตอร์คอนโวลูททดสอบโดยการกำหนดอินพุตทางกล (-5 N-m) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อผลิตกำลังไฟฟ้าส่งมายังดีซีบัส จากนั้น คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต (GSC) ควบคุมเวกเตอร์ของกระแสกริด ( $i_g$ ) ผ่านควบคุมกระแสสองค์ประกอบแกน d ( $I_d$ ) และควบคุมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าผ่านกระแสสลับประกอบแกน  $q$  ( $I_q$ ) แสดงในรูปที่ 4.5 การจำลองการทดสอบด้วยการกำหนดให้กระแสสลับประกอบแกน  $d$  ( $I_d$ ) ส่งกำลังไฟฟ้า  $P$  ตามพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกำหนดกระแสสลับประกอบแกน  $q$  ( $I_q$ ) ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือน  $Q$  ตามความต้องการการควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่สภาวะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล่าช้าและตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับหนึ่ง



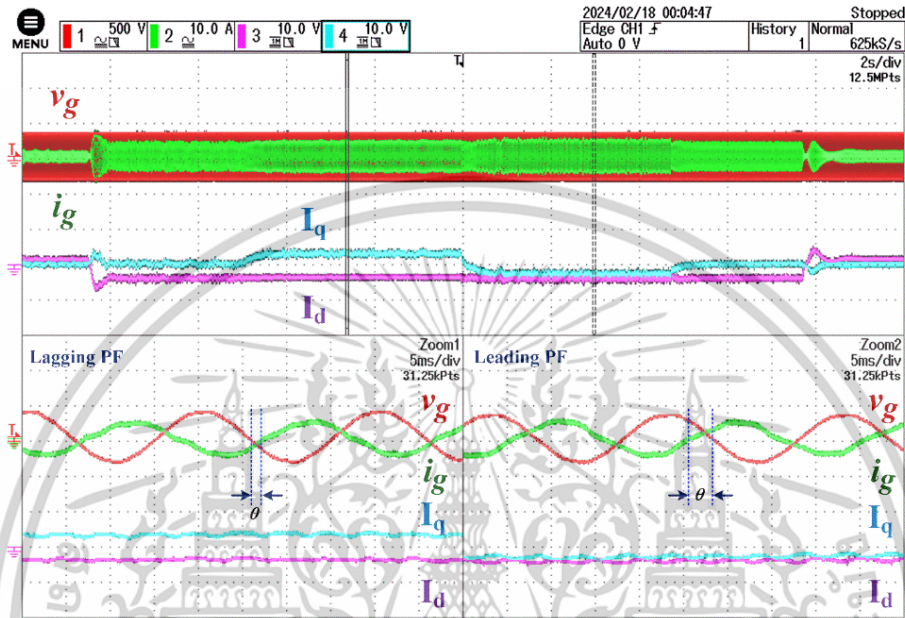
รูปที่ 4.5 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสสลับประกอบแกน  $d$  และกระแสสลับประกอบแกน  $q$  จากการจำลองการทำงานของระบบที่สภาวะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล่าช้าและเท่ากับหนึ่ง



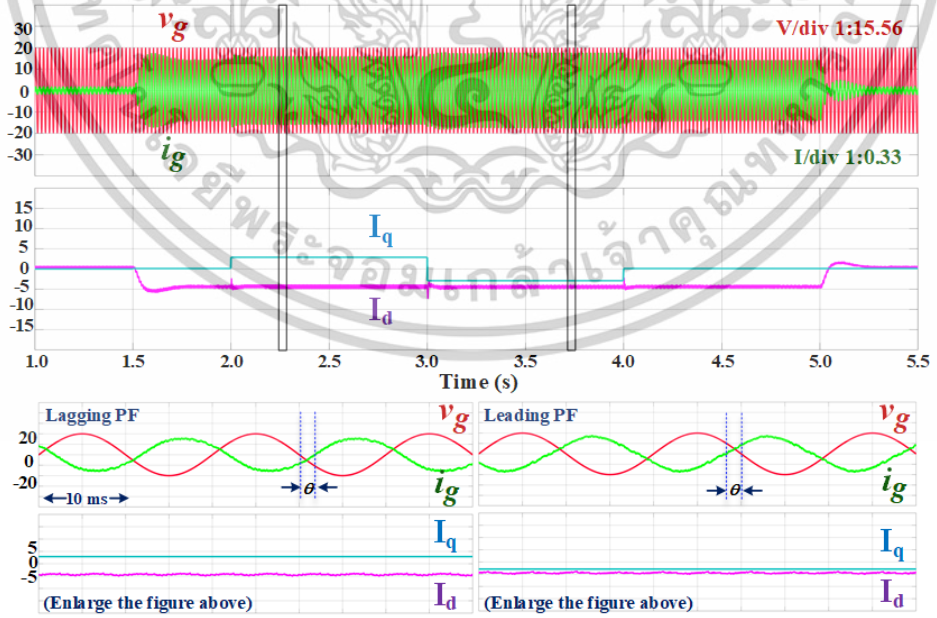
รูปที่ 4.6 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสสลับประกอบแกน  $d$  และกระแสสลับประกอบแกน  $q$  จากการทดลองการทำงานของระบบที่สภาวะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล่าช้าและเท่ากับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด (GSC) ทำงานด้วย C2000 real-time microcontroller ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด (GSC) ตามเงื่อนไขการจำลองในรูปที่ 4.5 ดังแสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.6 ผลการทดลองการกำหนดกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง ดังแสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.6 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด (GSC) ตามเงื่อนไขการจำลองในรูปที่ 4.5 แสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.7 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสองค์ประกอบแกน  $d$  และกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  จากการจำลองการทำงานของระบบที่สภาวะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล้าหลังและนำหน้า



รูปที่ 4.8 สัญญาณแรงดันกริด กระแสกริด กระแสองค์ประกอบแกน  $d$  และกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  จากการทดลองการทำงานของระบบที่สภาวะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล้าหลังและนำหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองการกำหนดกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  ( $I_q$ ) มีค่าเป็นบวกส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลัง ล้าหลัง ดังแสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.7 และการกำหนดกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  ( $I_q$ ) มีค่าเป็นลบส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังนำหน้า ดังแสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.7 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (GSC) ตามเงื่อนไขการจำลองในรูปที่ 4.7 ดังแสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.8 ผลการทดลองการกำหนดกระแส องค์ประกอบแกน  $q$  มีค่าเป็นลบส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังนำหน้า ดังแสดงในรูปส่วนขยายรูปที่ 4.8 ผล การทดสอบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (GSC)

#### 4.2 สรุปการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกริดหนึ่งเฟส

การจำลองและทดลองการควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (GSC) ถูกนำมาต่อกับคอนเวอร์เตอร์ ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) เพื่อส่งกำลังเข้าสู่กริดตามรายละเอียดที่ได้กล่าวไว้ในระบบที่นำเสนอทำโดย การควบคุมเวกเตอร์ของกระแสกริด คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (GSC) สามารถกำหนดเวกเตอร์ของกระแส กริดเพื่อควบคุมการส่งกำลังไฟฟ้าและตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ การประมวลผลการทำงานของคอนเวอร์ เตอร์เชื่อมต่อกริด (GSC) ทำงานด้วย C2000 real-time microcontroller การทดสอบคอนเวอร์เตอร์ เชื่อมต่อกริด (GSC) ตามเงื่อนไขการจำลองได้กล่าวไว้ ผลการจำลองการกำหนดกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  แสดงถึงการควบคุมตัวประกอบกำลังของการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# ระบบส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่ สมมาตรโดยอาศัยการขับด้วยสัญญาณ SVPWM ที่ไม่สมดุล เชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟส

### 5.1 บทนำ

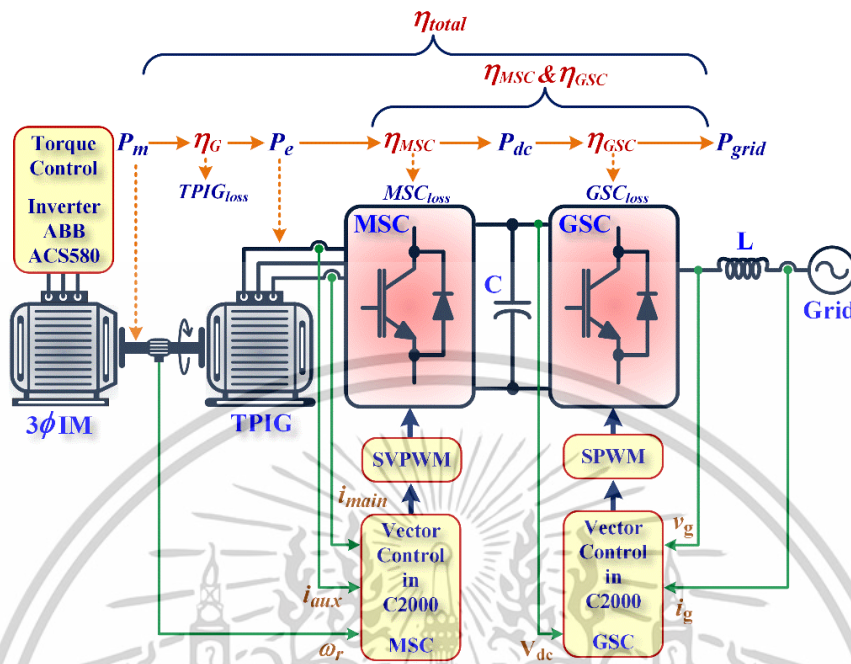
บทนี้กล่าวถึงการทำงานของระบบที่นำเสนอนอกแบบเพื่อทดสอบการผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (UB-TPIG) ระบบประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด GSC ถูกควบคุมด้วยเทคนิคเวกเตอร์คอนโวลเพื่อส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด และคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า MSC ถูกควบคุมด้วยเทคนิคการควบคุมเวกเตอร์เพื่อแยกการควบคุมแรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส การสร้างต้นกำลังทางกลจำลองด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ถูกควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์ ABB ACS580 เป็นอินพุตทางกลสำหรับระบบที่นำเสนอ ดังรูปที่ 5.1 การทดสอบระบบใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสร้างกำลังทางกล  $P_m$  ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสทำหน้าที่แปรผันพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า  $P_e$  คอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า MSC ทำหน้าที่ควบคุมการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร UB-TPIG เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปที่บัสแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง  $P_{dc}$  ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างแรงดันสองเฟสโดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณขับสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาร์ทที่ให้แรงดันเฟสไม่สมดุล UB-SVPWM การกำหนดความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสควบคุมด้วยหลักการควบคุมเวกเตอร์ คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด GSC แบบฟูลบริดจ์ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง กรณีเครื่องจักรไฟฟ้าสองเฟสทำงานสถานะไม่มีอินพุตทางกล คอนเวอร์เตอร์ทำงานโหมดเรียงกระแสส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากกริด  $P_{grid}$  มายังบัสแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง  $P_{dc}$  และกรณีเครื่องจักรไฟฟ้าสองเฟสทำงานสถานะมีอินพุตทางกล คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงเข้าสู่กริด การควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด GSC ใช้วิธีการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงคงที่ 600 V

การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสองเฟสชนิดไม่สมมาตรโดยมีการชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ด้วยการบวกมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  เพื่อสร้างแรงดันที่เหมาะสมกับขดลวดหลักและขดลวดเสริมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตรด้วยคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า MSC โดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณขับสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาร์ทที่ให้แรงดันเฟสไม่สมดุล UB-SVPWM การชดเชยความไม่สมมาตรด้วยการบวกมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  ที่มีความสัมพันธ์กับอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหลักและขดลวดเสริมซึ่งรายละเอียดได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2

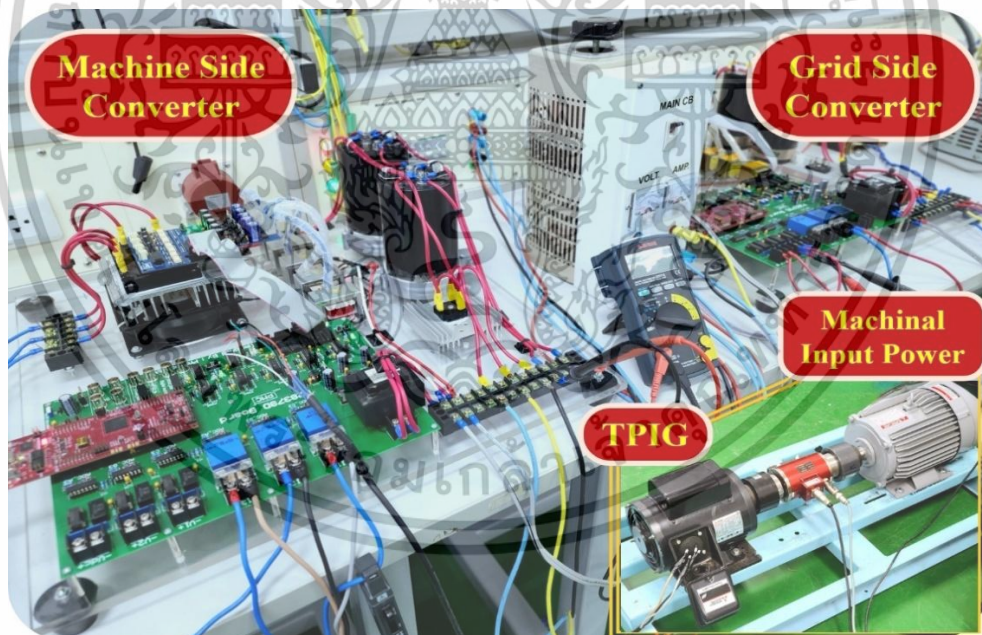
รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทดสอบหาประสิทธิภาพของระบบแต่ละส่วนย่อย โดยทิศทางการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจ่ายเข้าสู่กริดมีค่าเป็นลบ โดยกำหนดให้ MSC สร้างแรงดันสองเฟสที่มีความถี่ถึงที่ 50Hz หรือที่ความเร็วเชิงโรตัส 1500 rpm ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร UB-TPIG แรงบิดอินพุตทางกลได้จากอินเวอร์เตอร์ ABB:ACS580 ควบคุมมอเตอร์สามเฟส (-Tm) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำสองเฟสที่ -5 Nm ในขณะเดียวกัน MSC ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงและ GSC ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดตามลำดับ



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ

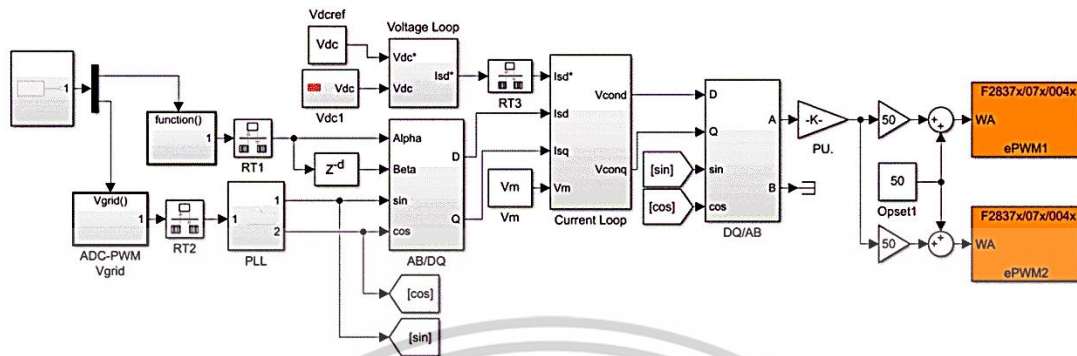


รูปที่ 5.2 ชุดทดลองระบบที่นำเสนอ

โปรแกรมควบคุมใช้ MATLAB/Simulink สำหรับการสร้างระบบควบคุมและแปลงเป็นโปรแกรมสำหรับฝังลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 เบอร์ TMS320F28379D สำหรับควบคุมแต่ละส่วนย่อยได้แก่ MSC และ GSC ตามลำดับ การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ และการแสดงผลแบบเรียลไทม์ผ่านคอมพิวเตอร์ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป Code Composer Studio ร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink รูปที่ 5.2 แสดงฮาร์ดแวร์จริงที่ใช้ในการสร้างระบบที่นำเสนอ

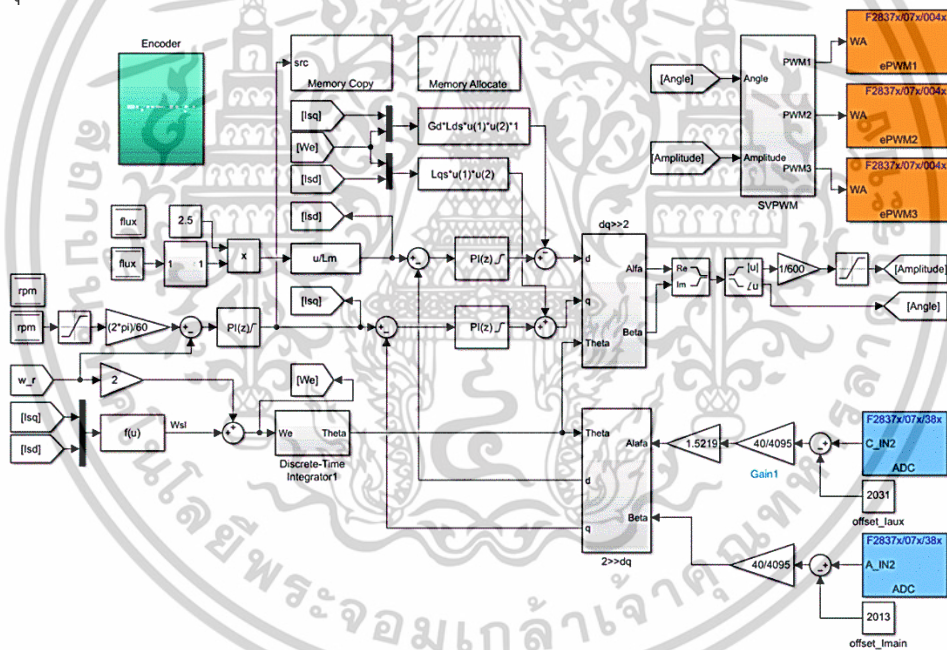
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.3 แสดงโปรแกรม Simulink ควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด (GSC) โดยการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์เพื่อให้ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ 600 V และสามารถส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง

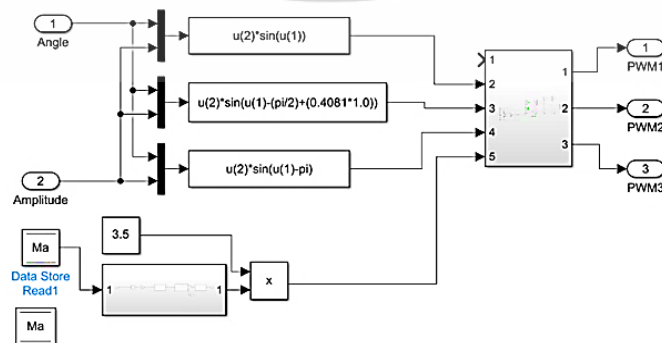


รูปที่ 5.3 โปรแกรม Simulink ควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด (GSC)

รูปที่ 5.4 แสดงโปรแกรม Simulink ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านหลังสำหรับสร้างสัญญาณขับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งซันิตแหล่งจ่ายแรงดันสร้างแรงดันสองเฟสด้วยหลักการ UB-SVPWM ควบคุมความเร็วด้วยวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์



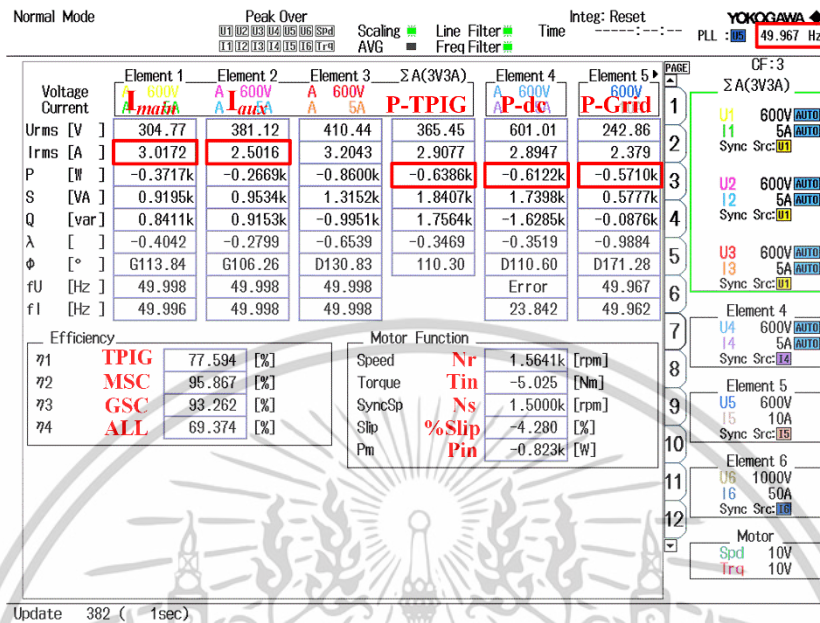
รูปที่ 5.4 โปรแกรม Simulink ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC)



รูปที่ 5.5 โปรแกรม Simulink การบวกชุดเซียมุมเลื่อนเฟส  $\theta$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.5 แสดงโปรแกรม Simulink การบวกชดเชยมุมเลื่อนเฟส  $\delta = 24.3^\circ$  โดยกำหนดให้เป็น 1.0 PU ในโปรแกรมควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 5.6 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสภาวะที่อินพุตทางกล -5 Nm

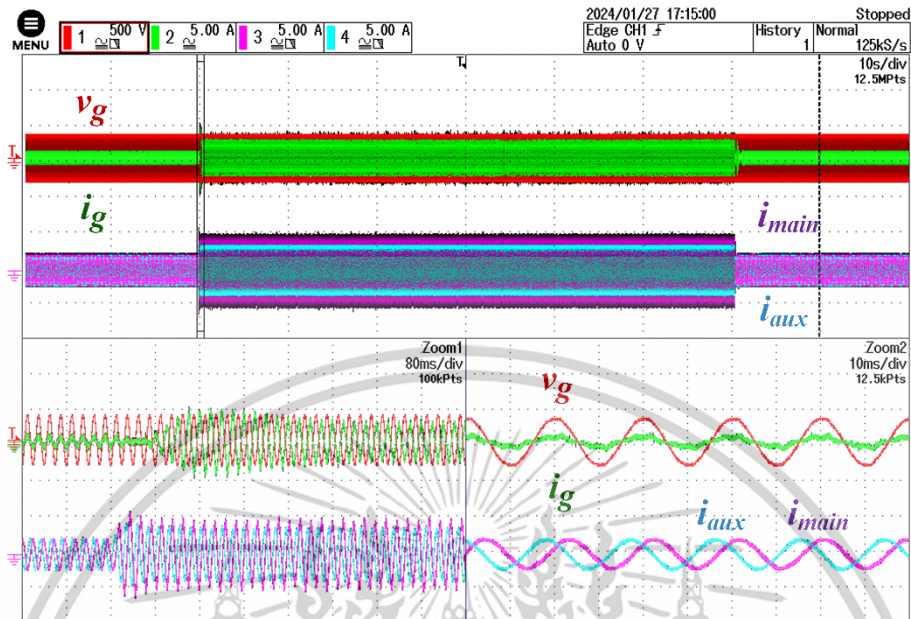
ผลการทดลองเชิงตัวเลขของระบบที่ควบคุมความเร็วเชิงโคจร 1,500 rpm และกำลังอินพุตทางกล -5 Nm ระบบสามารถควบคุมการจ่ายแรงดันที่ไม่สมดุลอย่างเหมาะสมที่ความถี่ 49.967 Hz กระแสที่ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 3.0172 Arms และกระแสที่ขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.5016 Arms ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพดังรูปที่ 5.6 เมื่อป้อนแรงบิดทางกลที่ -5 Nm หรือมีค่าเท่ากับ 823 W พบว่ากำลังไฟฟ้าที่พิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -638.6 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ UB-TPIG มีค่าเท่ากับ 77.594% มีกำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 184.4 W เมื่อ UB-TPIG จ่ายกำลังไฟฟ้าผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element 4 อ่านค่าได้ -612.2 W ดังนั้น ประสิทธิภาพของ MSC มีค่าเท่ากับ 95.867 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 26.4 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด  $P_G$  เท่ากับ -570 W ประสิทธิภาพ GSC เท่ากับ 93.262 % กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 42.2 W ประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าและด้านหลังมีค่าเท่ากับ 89.41 % ดังนั้น การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 68.6 W และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ เท่ากับ 69.374 % กำลังสูญเสียทั้งหมด เท่ากับ 253 W

## 5.2 การทดสอบสมรรถนะช่วงไดนามิกของการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ความเร็วรอบเชิงโคจร 1,500 rpm

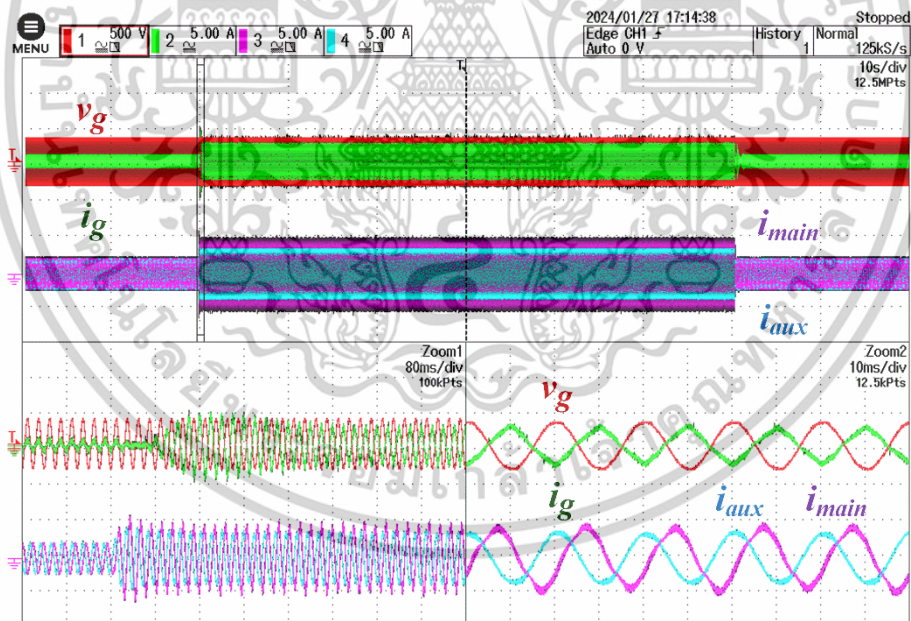
เงื่อนไขการทดสอบแบบที่ 1 ทดสอบสมรรถนะช่วงไดนามิกของการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ความเร็วรอบเชิงโคจร 1,500 rpm โดยการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด พิจารณาที่ไม่มีกำลังอินพุตทางกลในช่อง Zoom 2 ของรูปที่ 5.7 เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานในโหมดมอเตอร์ โดยวิเคราะห์จากทิศทางการสแกกริด  $i_G$  ไหลเข้าสู่ระบบที่ทำการทดสอบ กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตรมีขนาดใกล้เคียงกันเนื่องจากการชดเชยความไม่สมดุลของขดลวด  $\delta =$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

24.3° การจ่ายแรงดันที่ไม่สมดุลอย่างเหมาะสม พิจารณาที่กำลังอินพุตทางกล -5 Nm ช่อง Zoom 2 ในรูปที่ 5.8 แสดงกระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  ของ UB-TPIG ที่มีใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใดที่สภาวะไร้อโหลด

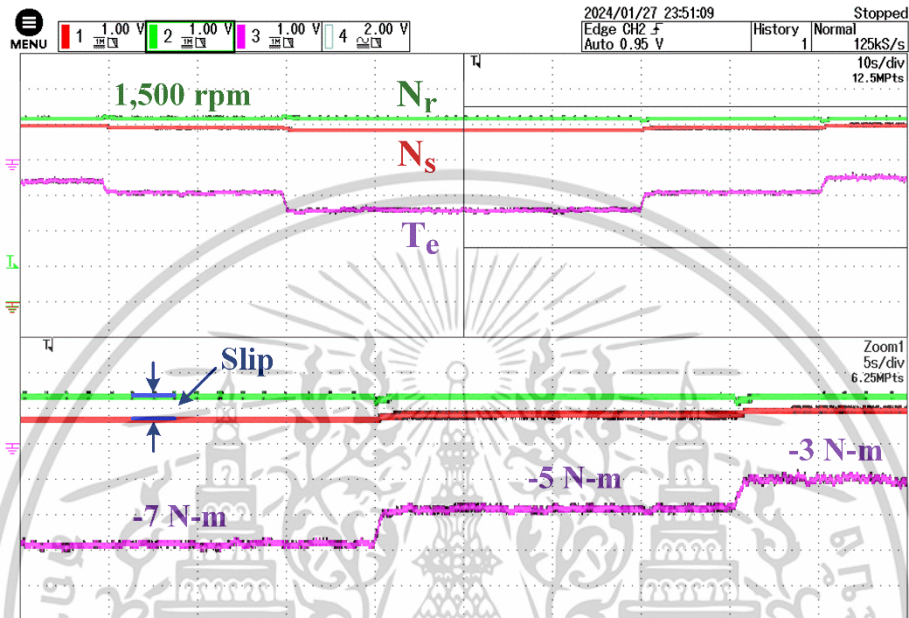


รูปที่ 5.8 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ที่ -5 Nm

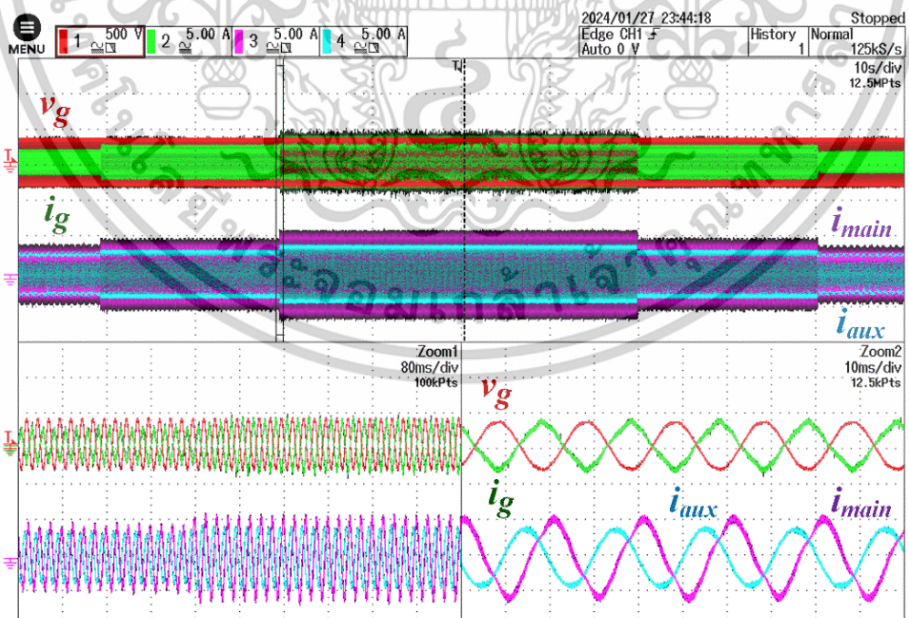
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดของระบบควบคุมที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm โดยการเปลี่ยนกำลังอินพุตการกลจาก -7 เป็น -5 และ -3 Nm

เงื่อนไขการทดสอบแบบที่ 2 การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดที่สอดคล้องกับระบบควบคุมสนามโรเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm โดยการเปลี่ยนกำลังอินพุตการกลจาก -7 เป็น -5 และ -3 Nm เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของสลิปที่ส่งผลต่อกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ UB-TPIG ดังแสดงในรูปที่ 5.9

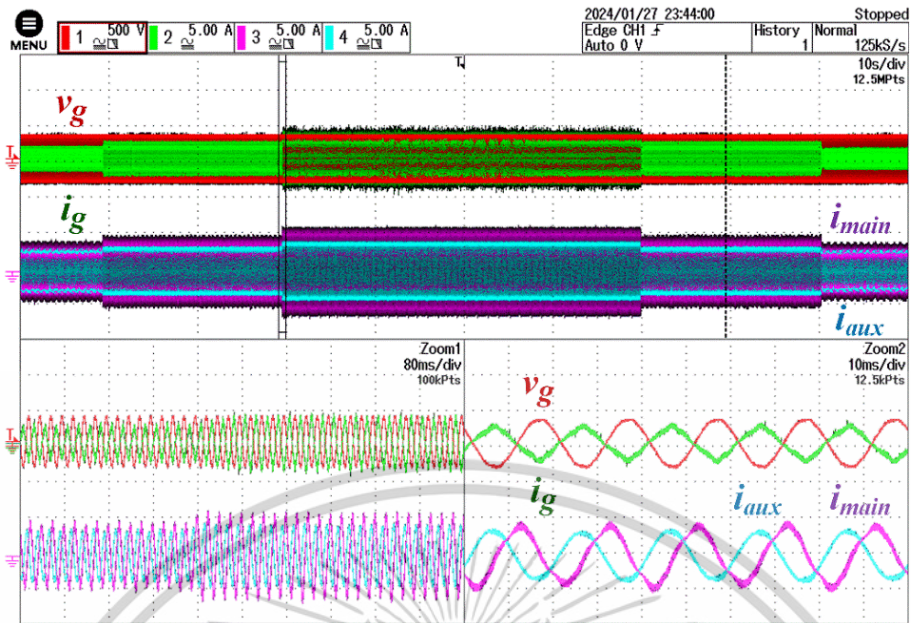


รูปที่ 5.9 สัญญาณความเร็วโรเตอร์ (CH1)  $N_r$  ความเร็วซิงโครนัส (CH2)  $N_s$  และแรงบิดแม่เหล็ก (CH3)  $T_e$  ที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm

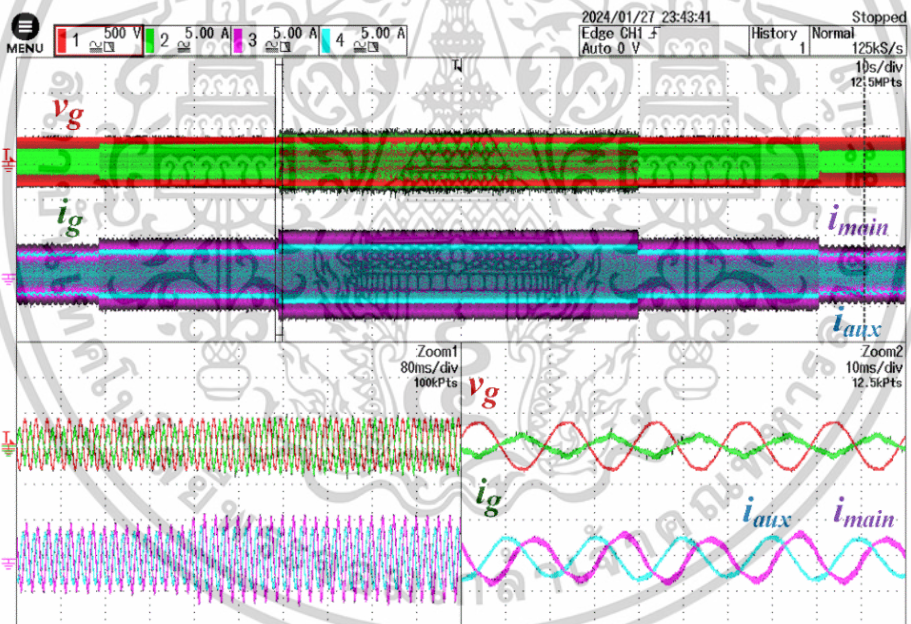


รูปที่ 5.10 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ที่ -7 Nm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ที่  $-5 \text{ Nm}$



รูปที่ 5.12 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ที่  $-3 \text{ Nm}$

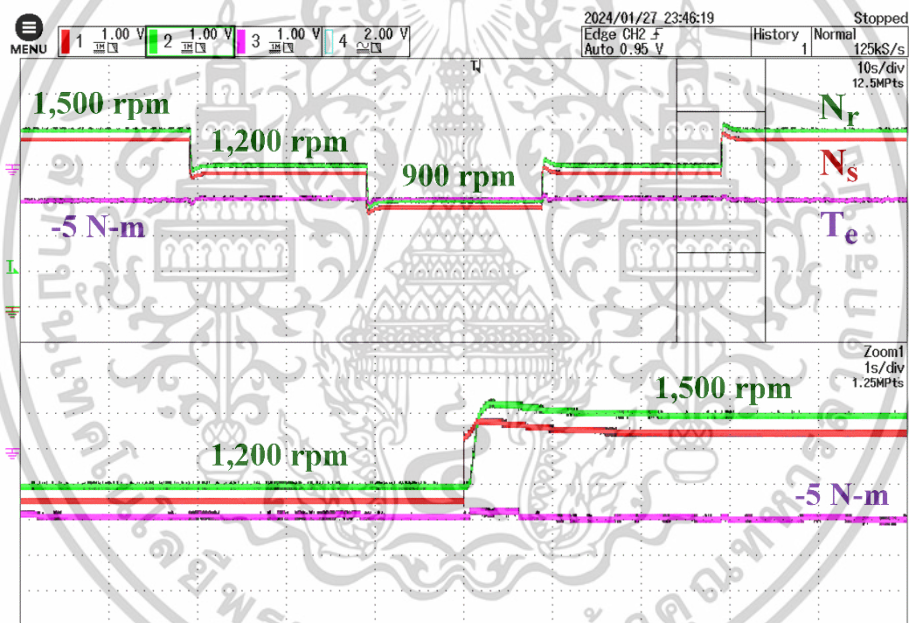
รูปที่ 5.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ตามการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลแบบทันทีทันใด ช่อง Zoom 1 รูปที่ 5.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงไดนามิกของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ตามการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกลที่  $-5$  เป็น  $-7 \text{ Nm}$  ช่อง Zoom 2 ในรูปที่ 5.10 แสดงสถานะคงตัวของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ที่กำลังอินพุตทางกล  $-7 \text{ Nm}$  ช่อง Zoom 2 ในรูปที่ 5.11 แสดงสถานะคงตัวของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริม UB-TPIG ที่กำลังอินพุตทางกล  $-5 \text{ Nm}$  ช่อง Zoom 2 ในรูปที่ 5.12 แสดงสถานะคงตัวของแรงดันและกระแส

เอ็กสารถเป็นเอ็กสารถพลังงานไฟฟ้าสำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ที่กำลังอินพุตทางกล -3 Nm รูปที่ 5.10 ถึง 5.12 ยืนยันผลการควบคุม เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสเชื่อมต่อกับคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด (GSC) ตามการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังอินพุตทางกล

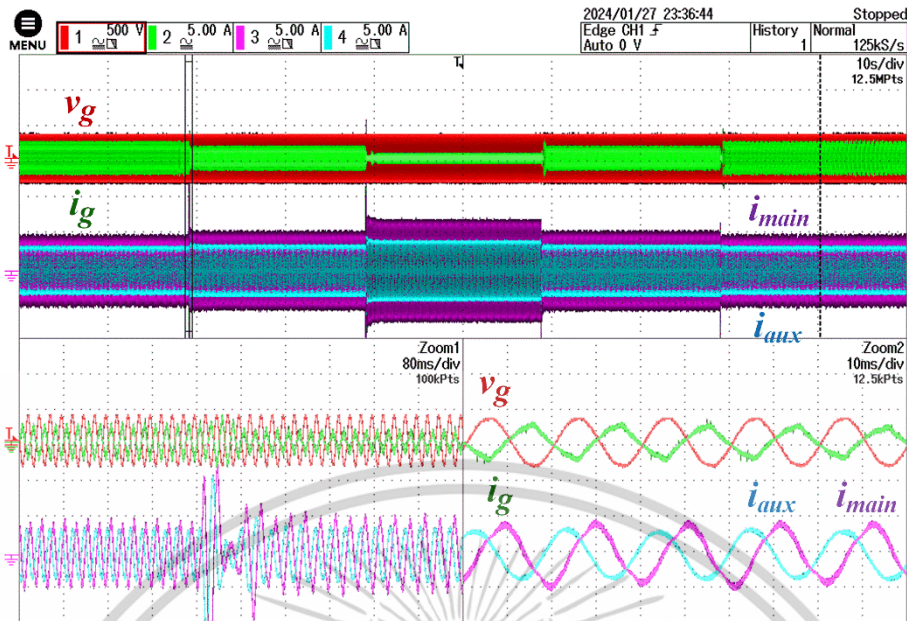
#### 5.4 การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดที่กำลังอินพุตการกลจากคองที่ -5 Nm โดยการเปลี่ยนความเร็วโรเตอร์จาก 1,500 เป็น 1,200 และ 900 rpm

เงื่อนไขการทดสอบแบบที่ 3 การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดที่กำลังอินพุตการกลจากคองที่ -5 Nm โดยการเปลี่ยนความเร็วโรเตอร์จาก 1,500 เป็น 1,200 และ 900 rpm เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงความเร็วโรเตอร์ที่ส่งผลต่อกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ UB-TPIG ดังแสดงในรูปที่ 5.13 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ตามการเปลี่ยนแปลงการเปลี่ยนความเร็วโรเตอร์แสดงในรูปที่ 5.14 ช่อง Zoom 1 รูปที่ 5.14 แสดงการเปลี่ยนแปลงไดนามิกของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วโรเตอร์จาก 1,500 เป็น 1,200 rpm ช่อง Zoom 2 รูปที่ 5.14 แสดงสถานะคงที่ของแรงดันและกระแสที่กริด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมของ UB-TPIG ที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm



รูปที่ 5.13 สัญญาณความเร็วโรเตอร์ (CH1)  $N_r$  ความเร็วซิงโครนัส (CH2)  $N_s$  และแรงบิดแม่เหล็ก (CH3)  $T_e$  ที่แรงบิดอินพุต -5 Nm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วโรเตอร์แบบทันทีทันใด

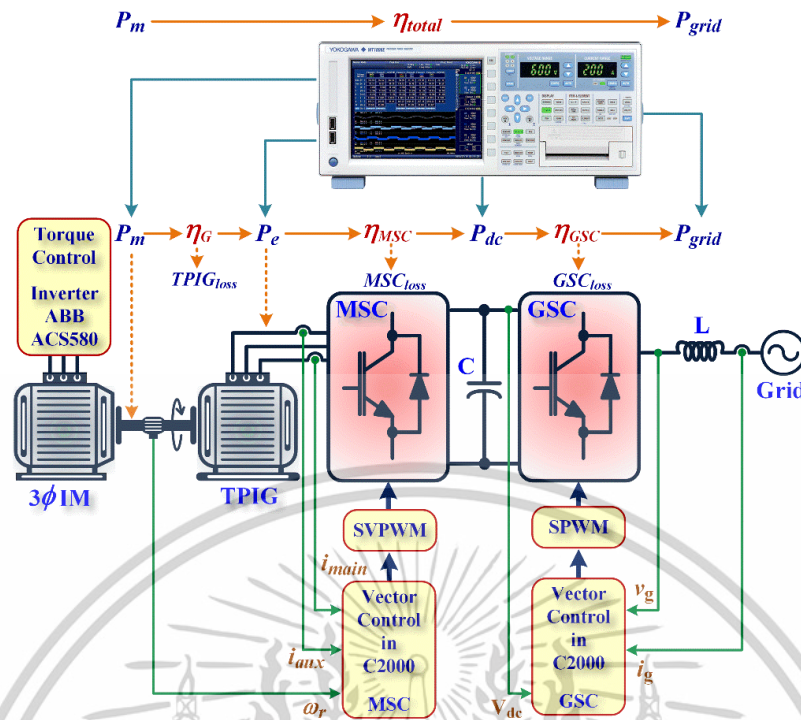
### 5.5 การทดสอบการเปลี่ยนแปลงมุมชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดต่อการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด

เงื่อนไขการทดสอบส่วนที่ 4 พิจารณาผลการเปลี่ยนแปลงมุมชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดต่อการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด โดยกำหนดค่ามุมเลื่อนเฟสมุม  $\delta = 19.4^\circ$  คิดเป็น 0.8 PU, ชดเชย  $\delta = 24.3^\circ$  คิดเป็น 1.0 PU และ  $\delta = 29.16^\circ$  คิดเป็น 1.2 PU ของมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  เพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของระบบ การทดสอบที่สภาวะคงตัวที่ความเร็วเชิงโคโรนัส 1500 rpm ขณะ UB-TPIG ไม่มีโหลดจนถึงรับภาระโหลดทางกลเกินพิกัด ( $P_m$ ) มากกว่า 750 W ( $>5.0$  Nm)

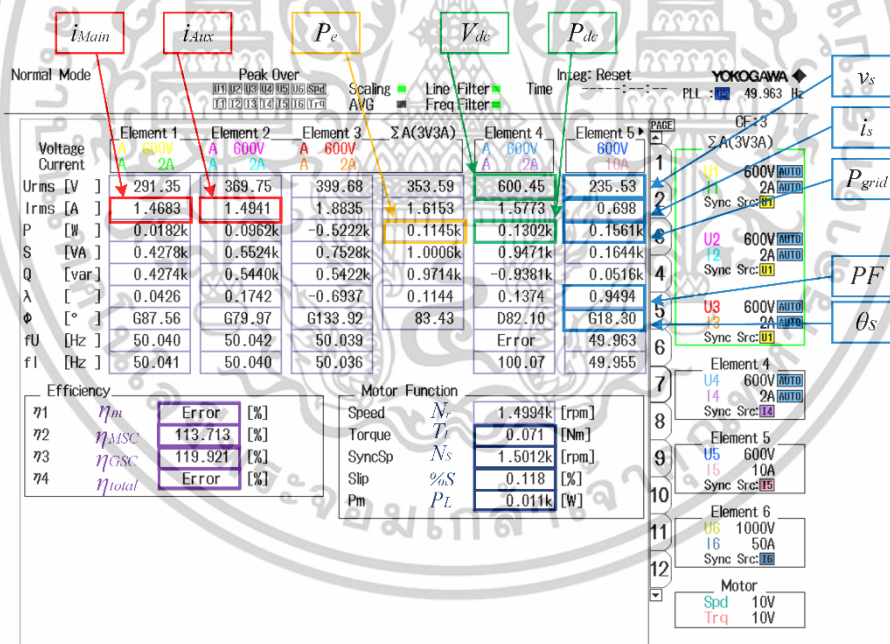
รูปที่ 5.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทดสอบทั้งระบบโหมตเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อหาประสิทธิภาพในแต่ละส่วนย่อย โดยการตรวจวัดจากเครื่องวิเคราะห์กำลังไฟฟ้า (WT1806E POWER ANALYZER : PAZ) การทดสอบวัดประสิทธิภาพ 4 ส่วนดังนี้ ส่วนที่ 1 ประสิทธิภาพของ UB-TPIG ( $\eta_G$ ) ในการแปรผันกำลังงานอินพุตกล  $P_m$  เป็นกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ส่วนที่ 2 ประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ( $\eta_{MSC}$ ) ที่ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันสองเฟสไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง  $P_{dc}$  ส่วนที่ 3 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า ( $\eta_{GSC}$ ) ที่ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงเข้าสู่ระบบกริด  $P_{grid}$  และส่วนที่ 4 ประสิทธิภาพรวมของระบบ ( $\eta_{total}$ ) ที่เป็นการส่งผ่านกำลังงานกลไปเปลี่ยนเป็นกำลังไฟฟ้าเข้ากริด

การทดสอบระบบเริ่มโดยการกำหนดทำงานของ MSC ให้สร้างแรงดันสองเฟสที่ความถี่คงที่ 50 Hz หรือที่ความเร็วเชิงโคโรนัส 1500 rpm เพื่อใช้ทดสอบทั้งสภาวะไม่มีอินพุตและรับอินพุตทางกลถึงค่าที่ PAZ อ่านค่า  $P_e$  ได้เท่ากับ -750 W (-5.1 Nm) หรือที่พิกัดของ UB-TPIG และที่รับอินพุตทางกลเกินพิกัดและบันทึกผลรูปคลื่นสัญญาณตลอดจนผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพในแต่ละส่วนของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบระบบการส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อหาประสิทธิภาพ



รูปที่ 5.16 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสถานะที่ไม่มีอินพุตทางกล

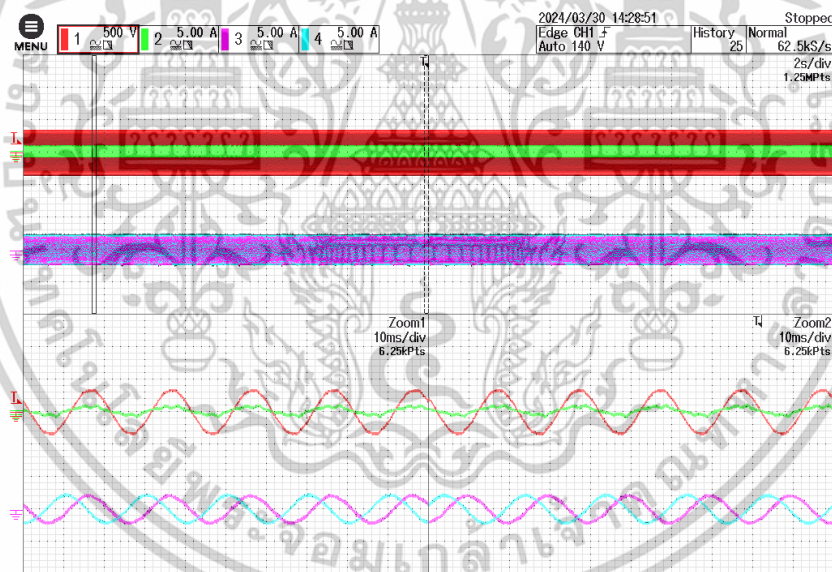
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.5.1 การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมตเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU

### 5.5.1.1 การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมตเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU ที่สถานะไม่มีอินพุตทางกล

รูปที่ 5.16 แสดงผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ UB-TPIG ที่สถานะไม่มีอินพุตทางกลเครื่องจักรกลไฟฟ้าสองเฟสชนิดไม่สมมาตร UB-TPIG ทำงานในโหมดมอเตอร์ดึงกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC 114.5 W แรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมตเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่า เท่ากับ 0.071 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ 11 W (จากช่องแสดงผล Motor Function) เมื่อ UB-TPIG ดึงกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ 130 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC กับกริด  $P_{grid}$  เท่ากับ 156 W แรงดันกริด  $v_g$  ที่ 235.53 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  เท่ากับ 0.698 A<sub>rms</sub> ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 1.4683 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 1.4941 A<sub>rms</sub> ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกัน

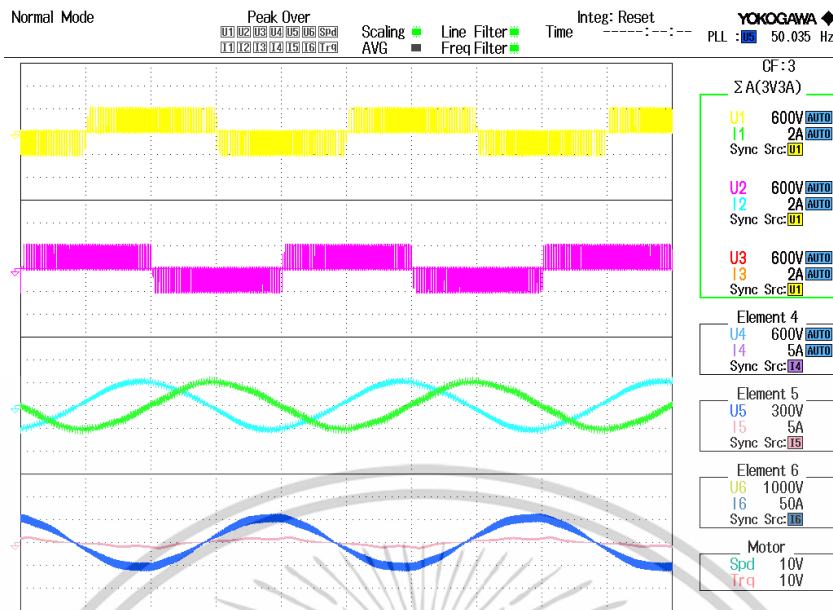
การทำงานของระบบแสดงได้จากรูปสัญญาณในรูปที่ 5.17 พบว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสและมุมเฟสใกล้เคียงกับแรงดันกริด และการทำงานของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลที่เหมาะสมช่วยให้ขดลวดได้โดยพิจารณาจากกระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  ที่มีขนาดใกล้เคียงกันและมุมห่างกัน 90 องศา



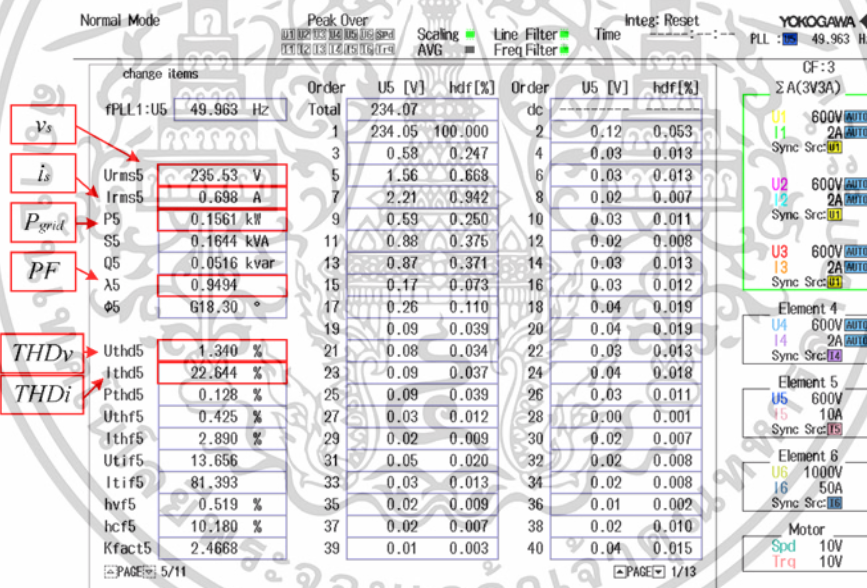
รูปที่ 5.17 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว 1500 rpm สถานะที่ไม่มีอินพุตทางกล

รูปที่ 5.18 แสดงแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.035 Hz รูปที่ 5.19 แสดงผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่า ระบบสามารถเชื่อมต่อไปยังกริดได้ โดยที่แรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 235.53 V<sub>rms</sub> กระแสกริด 0.698 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟส ระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 18.30 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ 0.9494 นำหน้าเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และ กระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.035 Hz

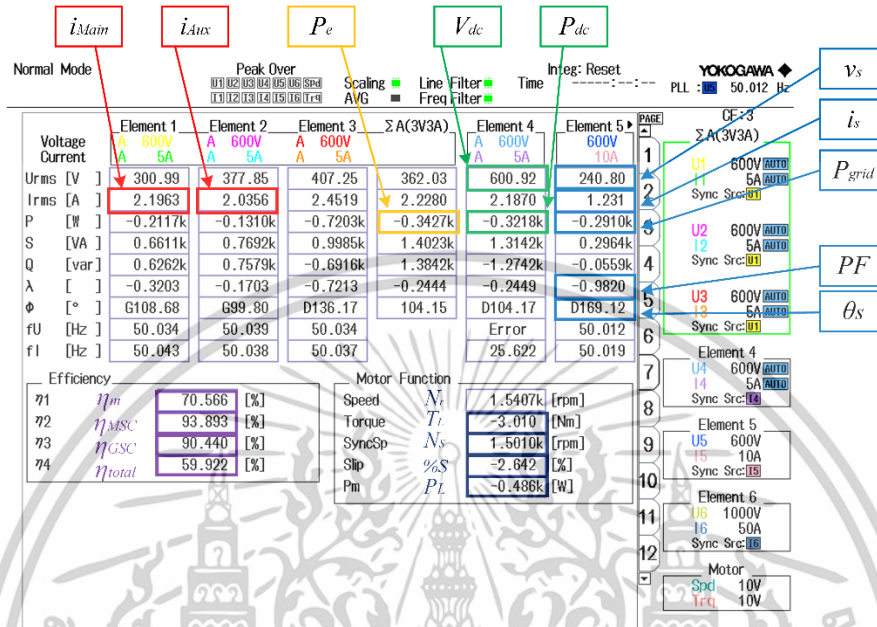


รูปที่ 5.19 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสถานะที่ไม่อินพุตทางกล

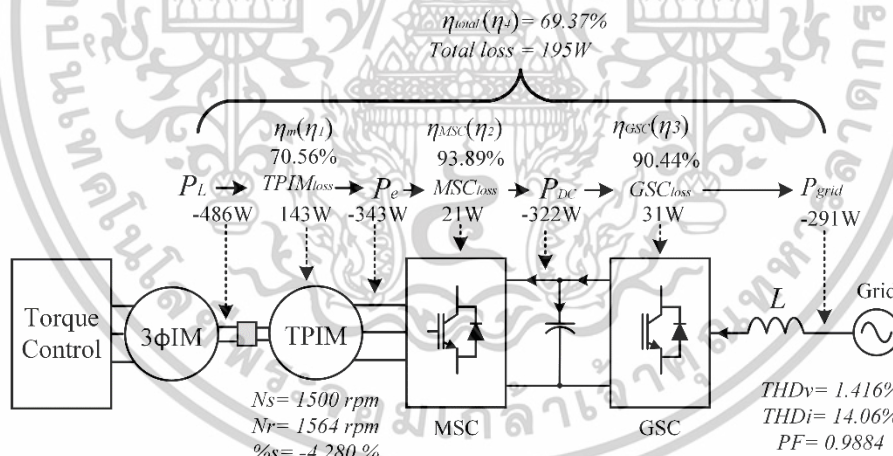
5.5.1.2 การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  1.0 PU สถานะที่มีอินพุตทางกล -3 Nm

รูปที่ 5.20 แสดงผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ UB-TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -343 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -3.01 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -486 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 70.56 % กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 143 W เมื่อ TPIG จ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element 4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -322 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 93.893 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 21 W และกำลังไฟฟ้าจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด  $P_g$  เท่ากับ 291 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

90.44 % กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 31 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 52 W และ ประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 59.92 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 195 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.21



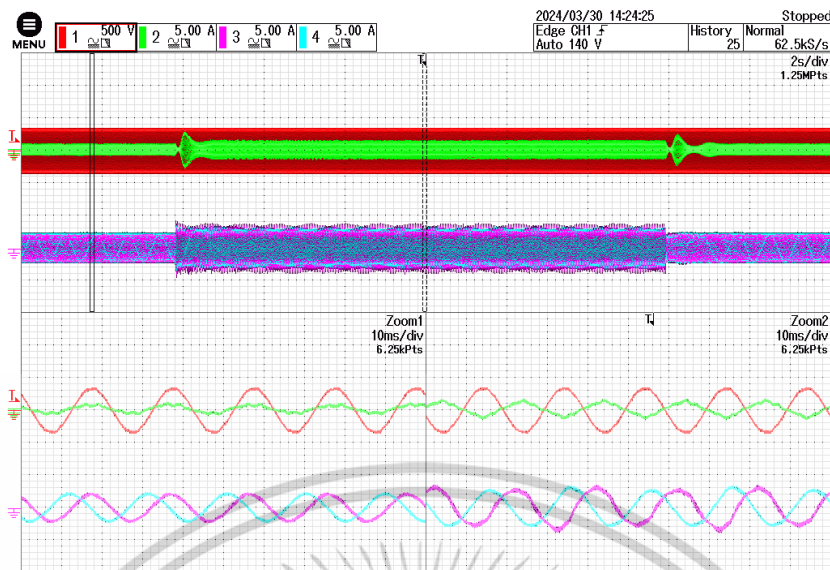
รูปที่ 5.20 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm



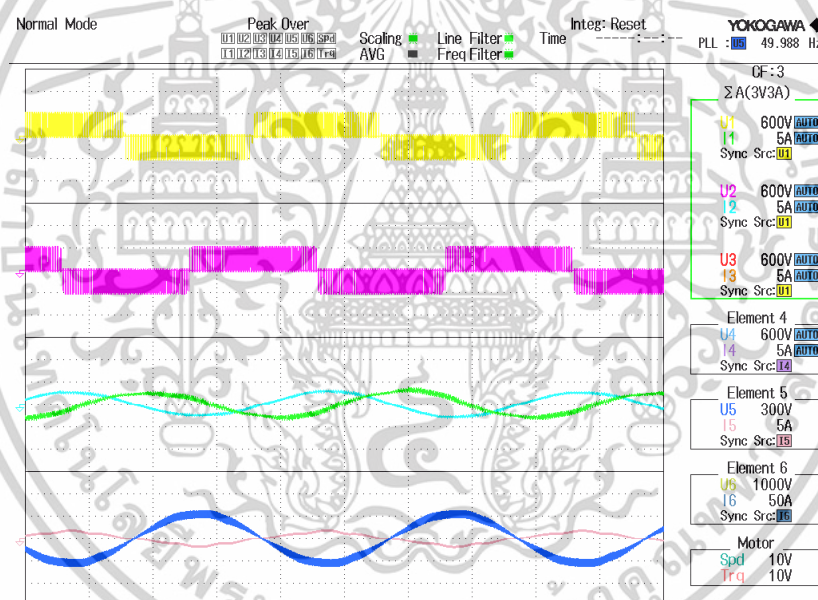
รูปที่ 5.21 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริด สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm

รูปที่ 5.22 แสดงรูปสัญญาณสภาวะที่ UB-TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณพบว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศาและการทำงานของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวดขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 1.99 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 1.89 A<sub>rms</sub> ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



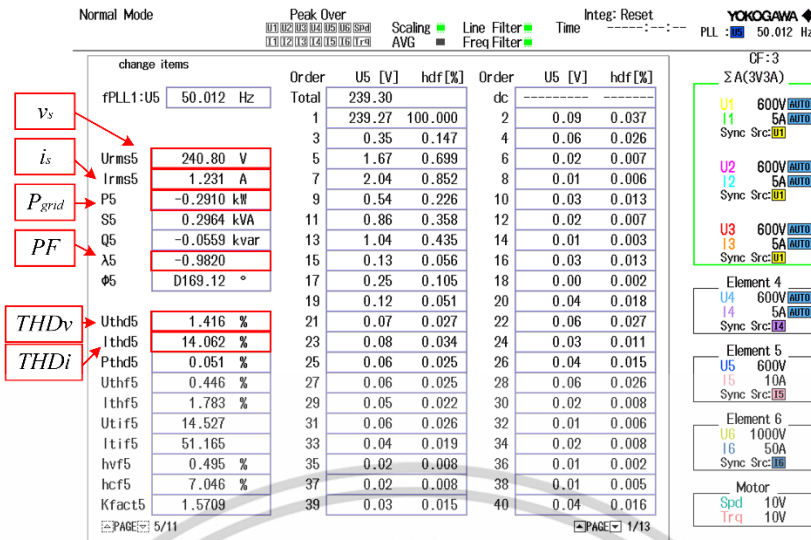
รูปที่ 5.22 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm สภาวะที่ UB-TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm



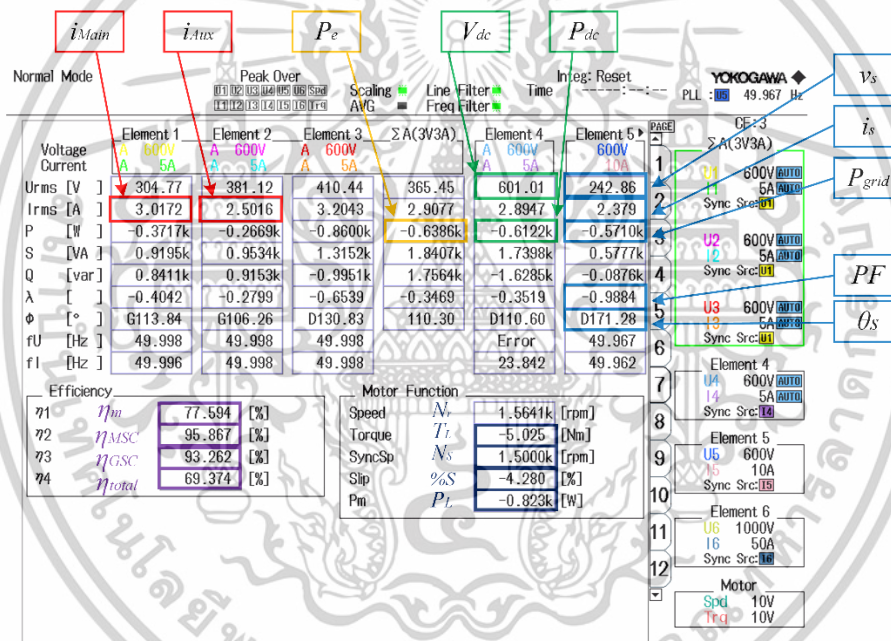
รูปที่ 5.23 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 49.988 Hz

รูปที่ 5.23 แสดงแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริด  $v_g$  และกระแสกริด  $i_g$  ที่ความถี่ 49.988 Hz รูปที่ 5.24 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 240.80 V<sub>rms</sub> กระแสกริด 1.231 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟส ระหว่างกระแสและแรงดันกริดเท่ากับ 169.12 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.982 นำหน้าเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -3 Nm



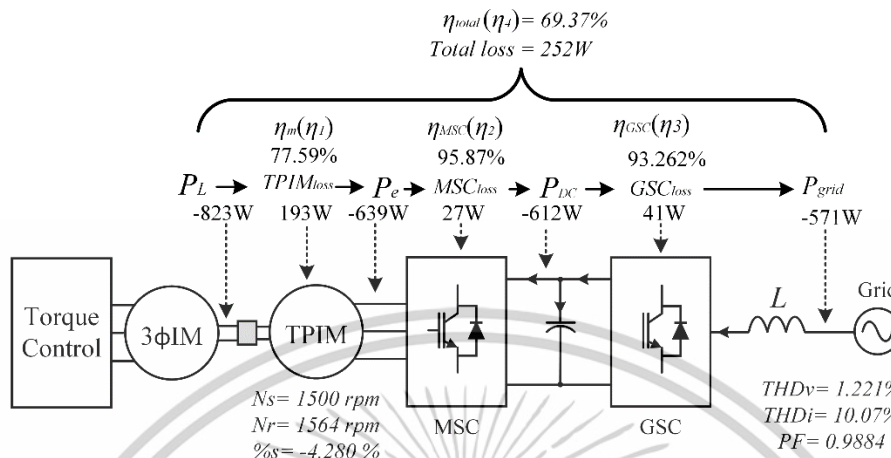
รูปที่ 5.25 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm

5.5.1.3 การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบ โหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  1.0 PU สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm

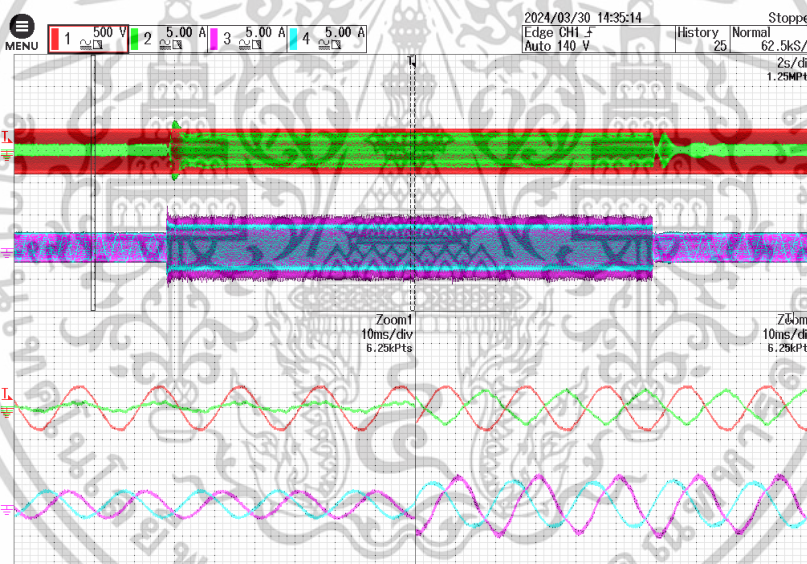
รูปที่ 5.25 แสดงผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ UB-TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -639 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -5.025 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -823 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 77.59 % มี กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 193 W เมื่อ UB-TPIG จ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -612 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 95.867 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 27W และกำลังไฟฟ้าจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC บ้อนเข้ากริด ( $P_g$ ) เท่ากับ -571 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 93.262% กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 41 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 68 W

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 69.374 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 252 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.26



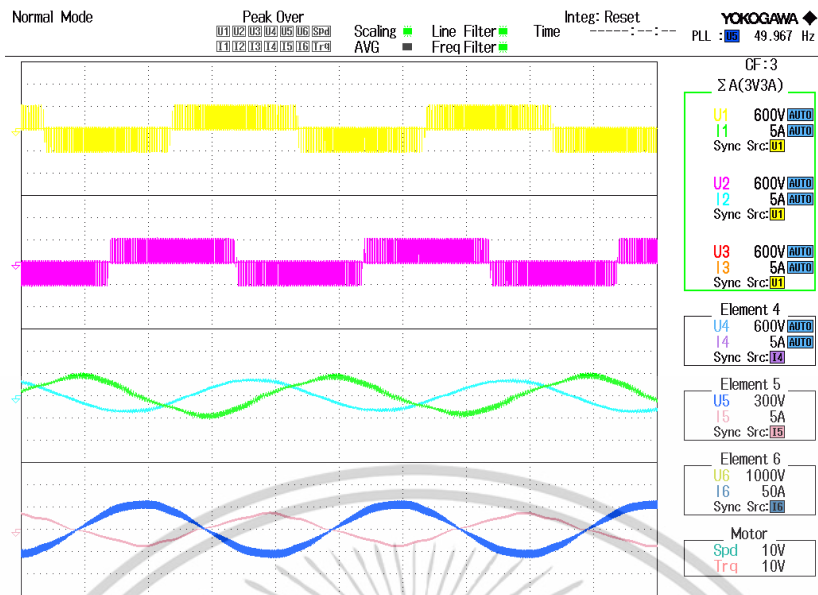
รูปที่ 5.26 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริด สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm



รูปที่ 5.27 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm สภาวะที่ TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm

รูปที่ 5.27 แสดงรูปสัญญาณสภาวะที่ UB-TPIG มีอินพุตทางกล -5 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณพบว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศา และการทำงานของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด  $i_{Main}$  เท่ากับ 3.0172 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.5016 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  ในช่วงที่มีโหลดเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



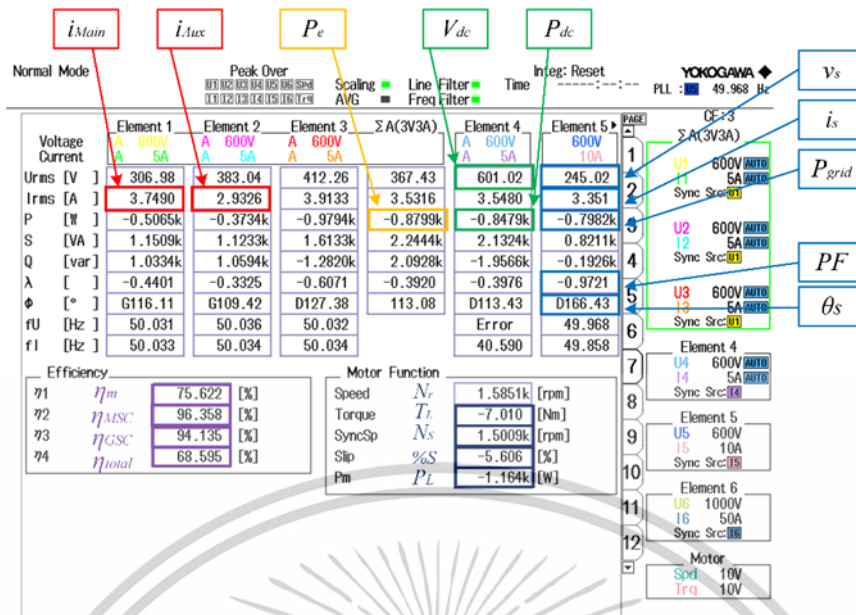
รูปที่ 5.28 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และ กระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 49.967 Hz

รูปที่ 5.28 แสดงแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และ กระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริด  $v_g$  และกระแสกริด  $i_g$  ที่ความถี่ 49.967 Hz รูปที่ 5.20 เป็นผลการ ตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 242.86 V<sub>rms</sub> กระแสกริด 2.379 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟส ระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 171.28 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9884 นำหน้าเล็กน้อย

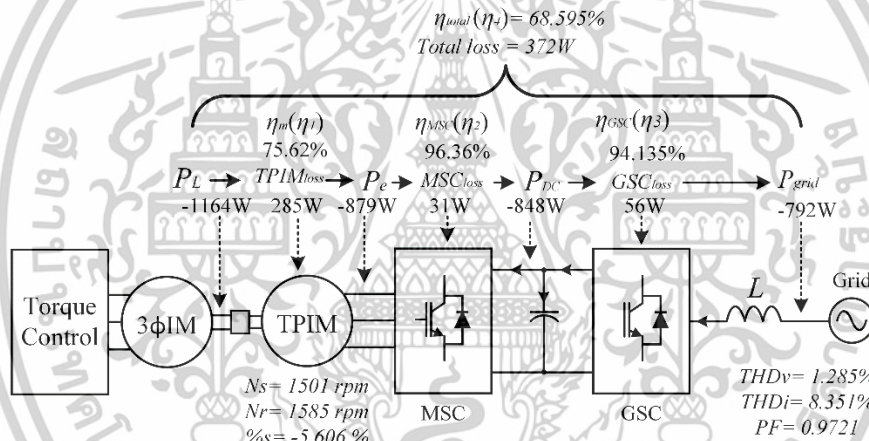
#### 5.5.1.4 การวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยบวก มุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.0 PU ขณะมีโหลดที่เกินพิกัด -7 Nm

รูปที่ 5.29 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิด ไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -879 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะ มีค่า เท่ากับ -7.01 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -1164 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำ หน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 75.62 % มี กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 285 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ - 848 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 96.358% กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 31W และจากบัส ไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC บ้อนเข้ากริด ( $P_g$ ) เท่ากับ -798W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 94.135 % กำลัง สูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 56 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 87 W และประสิทธิภาพรวมทั้ง ระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 68.59 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 372 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียน เป็นบล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



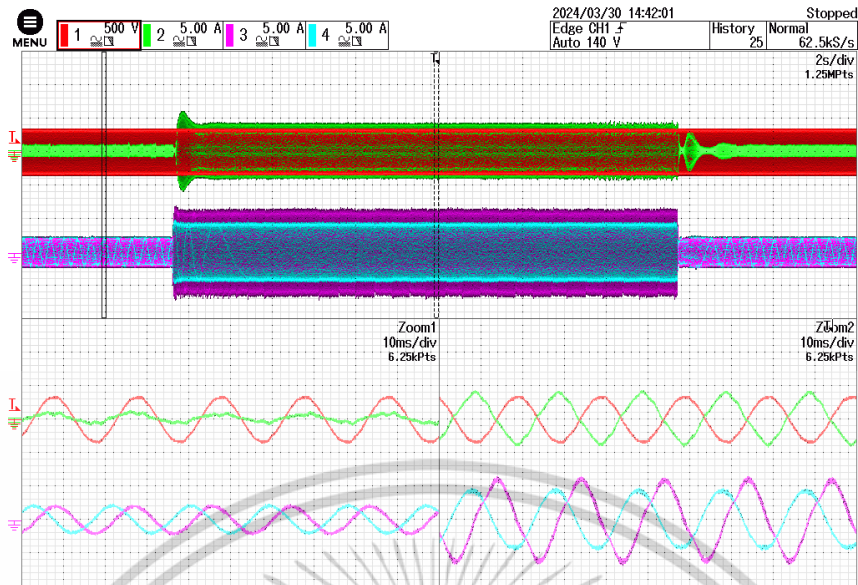
รูปที่ 5.29 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm



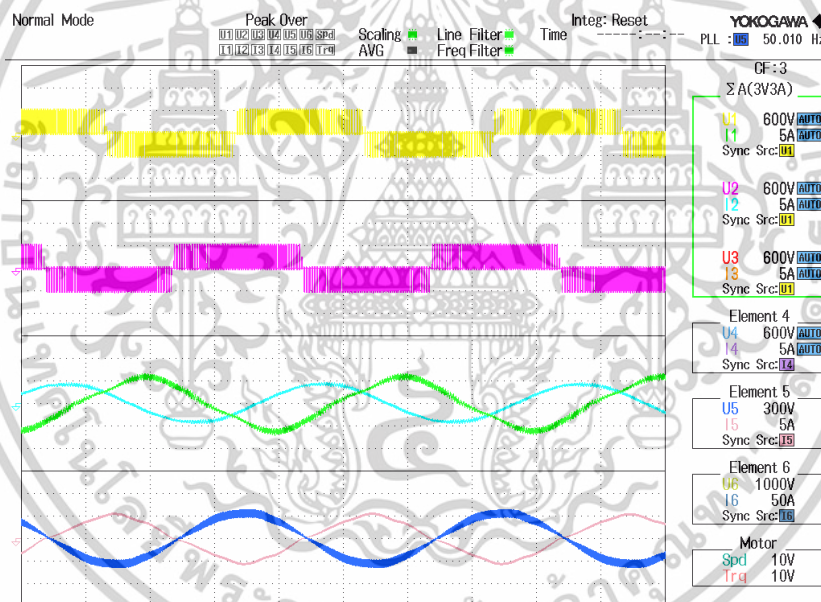
รูปที่ 5.30 บล็อกไดอะแกรมการส่งกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -7Nm

รูปที่ 5.31 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -7 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศา หรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 3.749 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.9326 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



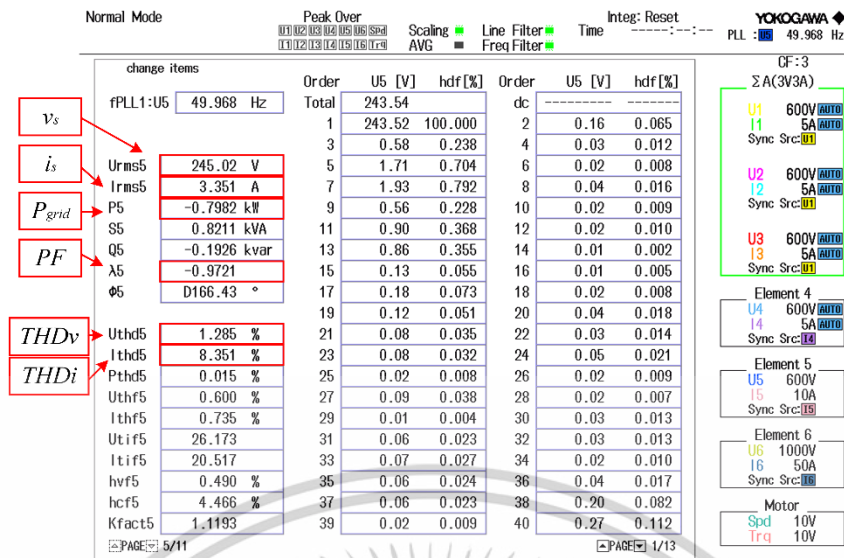
รูปที่ 5.31 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm



รูปที่ 5.32 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.010 Hz

รูปที่ 5.33 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 245.02  $V_{rms}$  กระแสกริด 3.351  $A_{rms}$  มุมต่างเฟส ระหว่างกระแสและแรงดันกริดเท่ากับ 166.43 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9721 นำหน้าเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



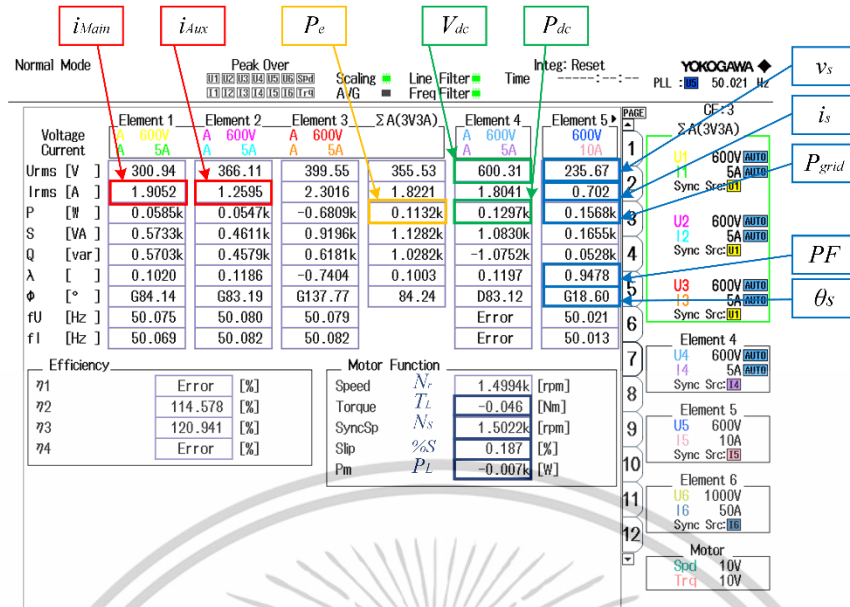
รูปที่ 5.33 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm

## 5.5.2 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU

### 5.5.2.1 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ในสถานะไร้โหลด

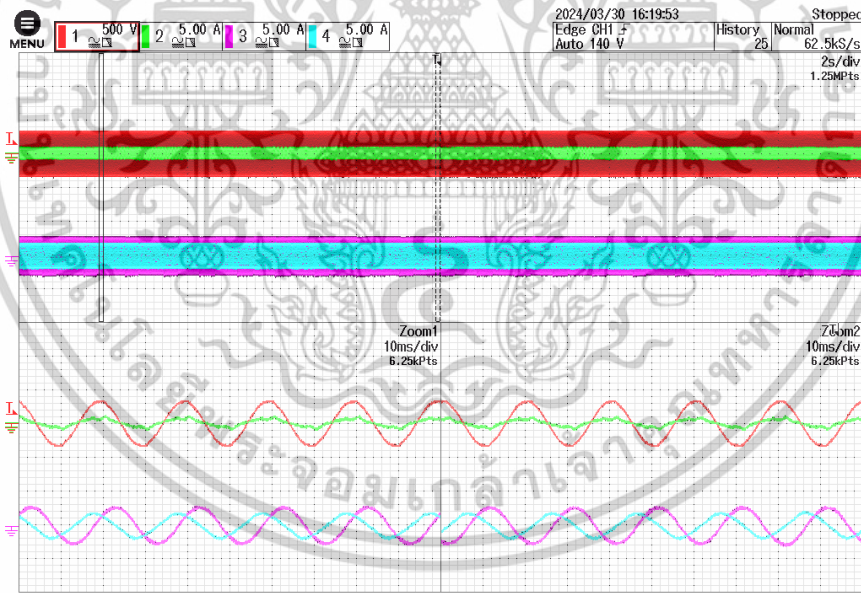
รูปที่ 5.34 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ UB-TPIG อยู่ในสถานะไร้โหลดทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้าจ่าย  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -113 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่า เท่ากับ -0.046 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -7 W (จากช่องแสดงผล Motor Function) เมื่อ TPIG จ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ 130 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ 157 W แรงดันกริด  $v_g$  ที่ 235.67 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  เท่ากับ 0.702 A<sub>rms</sub> ชดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 1.9052 A<sub>rms</sub> และชดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 1.2595 A<sub>rms</sub> โดยกระแสชดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสชดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.34 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด

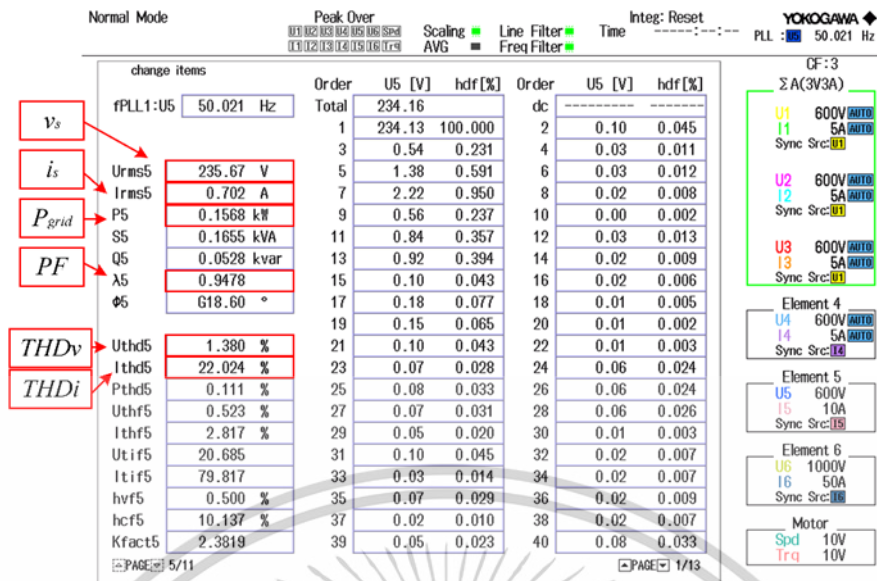
รูปที่ 5.35 จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่าง กับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศาหรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด



รูปที่ 5.35 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ในสภาวะไร้โหลด

รูปที่ 5.36 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 235.67  $V_{rms}$  กระแสกริด  $i_g$  0.702  $A_{rms}$  มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริดเท่ากับ 18.60 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9478 นำหน้าเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

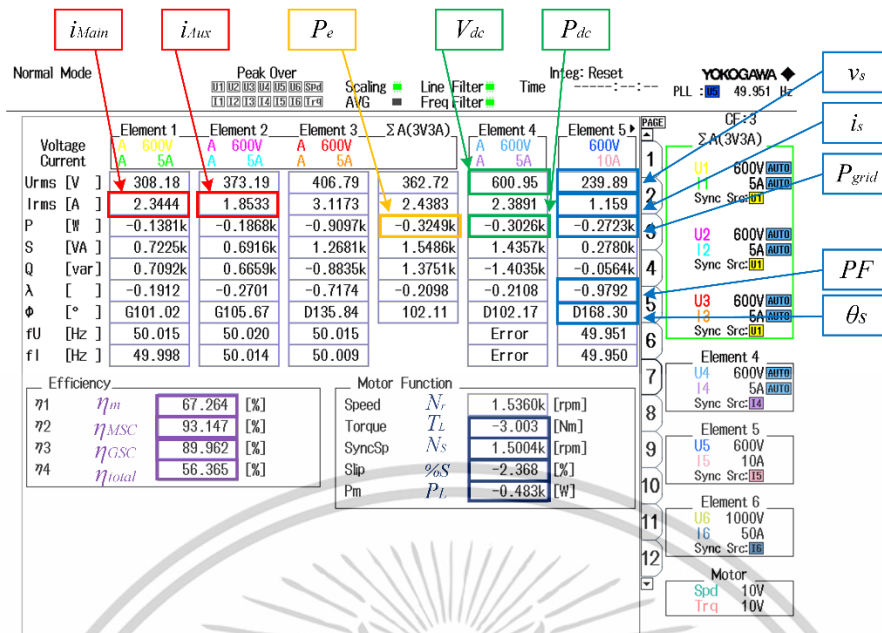


รูปที่ 5.36 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด

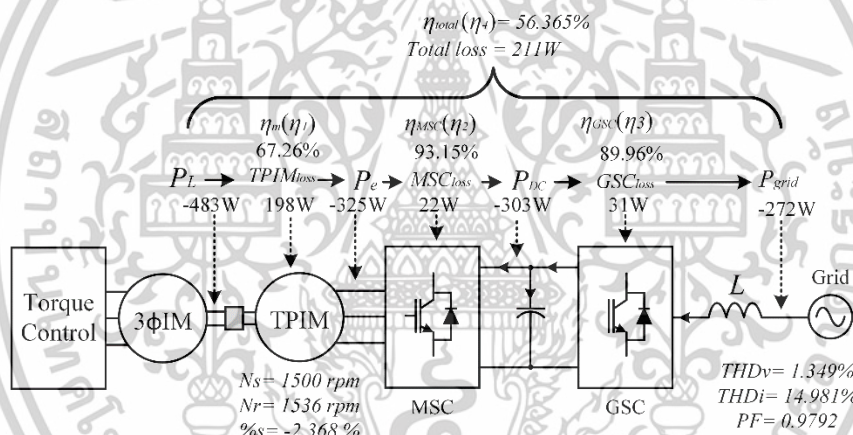
### 5.5.2.2 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยบวกมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ขณะมีโหลด -3 Nm

รูปที่ 5.37 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -325 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่า เท่ากับ -3.00 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -483 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 67.264 % มี กำลังงานสูญเสีย  $Total_{loss}$  เท่ากับ 198 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -303 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 93.146 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 22 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC บ่อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ -272 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 89.962% กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 31 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 50 W และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 56.365 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 211 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการ ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



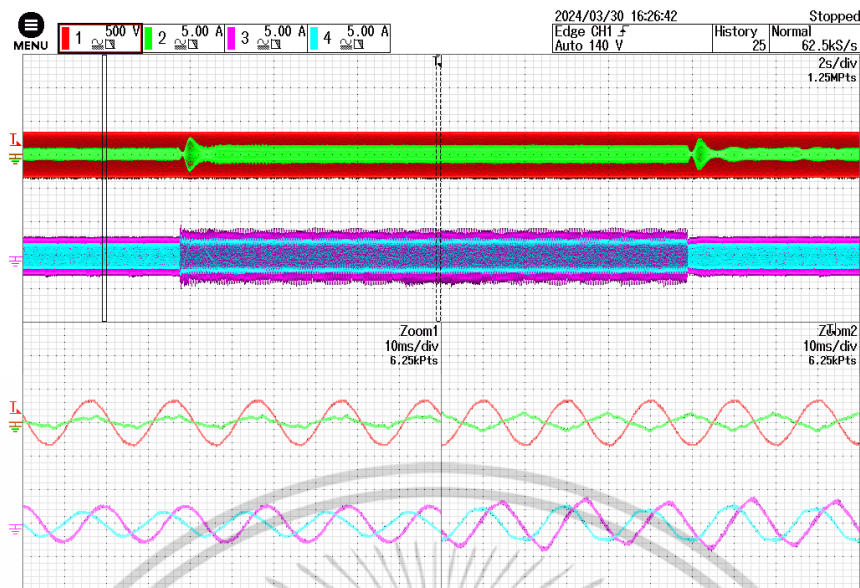
รูปที่ 5.37 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm



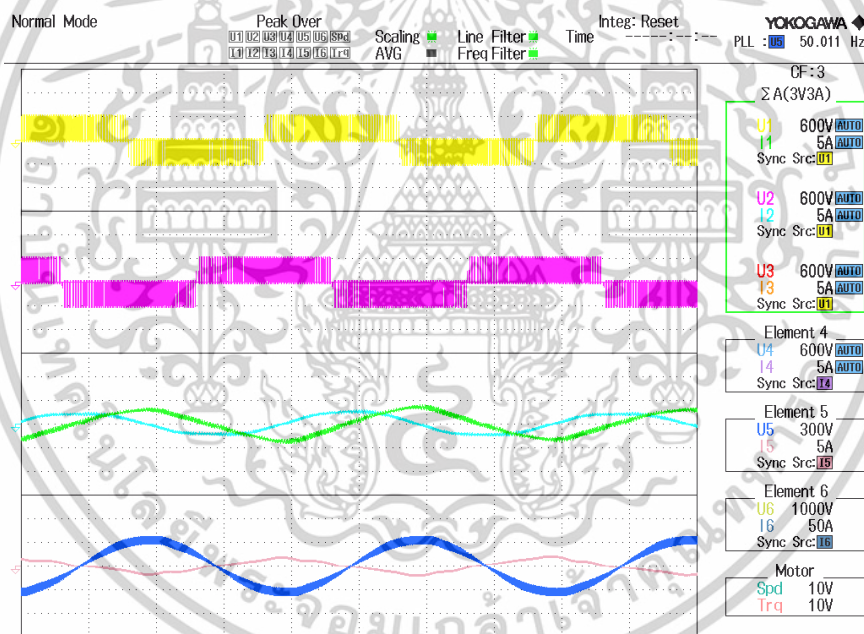
รูปที่ 5.38 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ UB-TPIG มีโหลด -3 Nm

รูปที่ 5.39 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ UB-TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -3 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศาหรือตรงกับแรงดันและในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลบ่อนให้ขดลวดขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 2.34 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 1.85 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



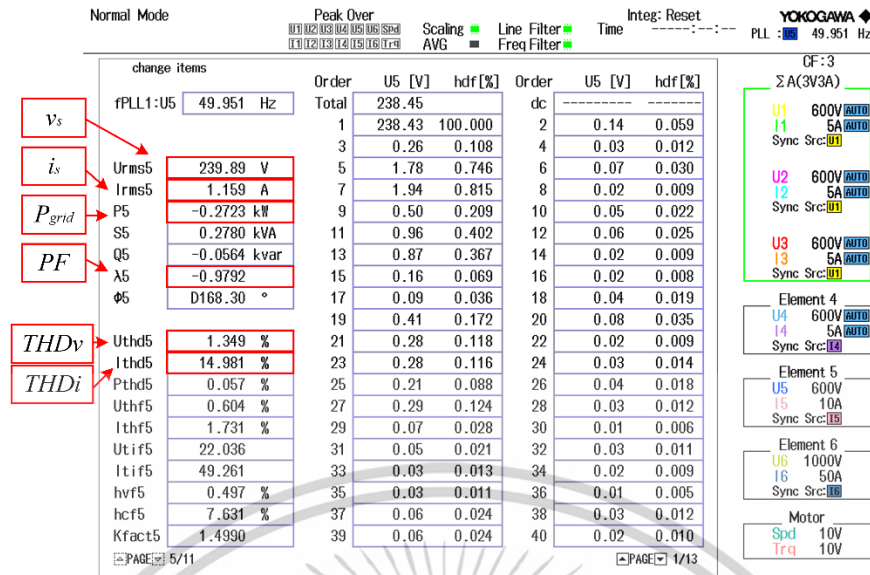
รูปที่ 5.39 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ UB-TPIG มีโหลด -3 Nm



รูปที่ 5.40 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.011 Hz

รูปที่ 5.41 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 239.89 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  1.159 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริดเท่ากับ 168.30 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9792 นำน้อยเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

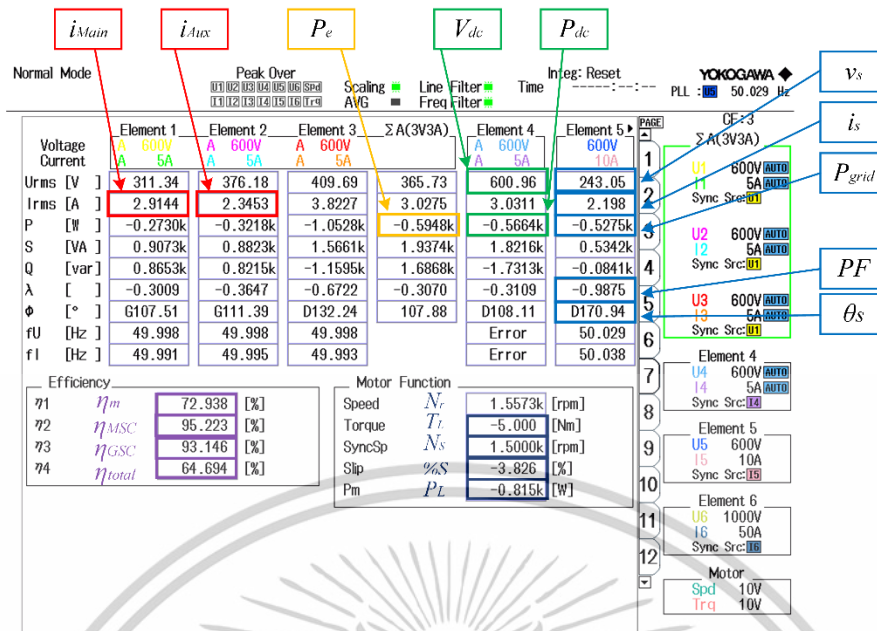


รูปที่ 5.41 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm

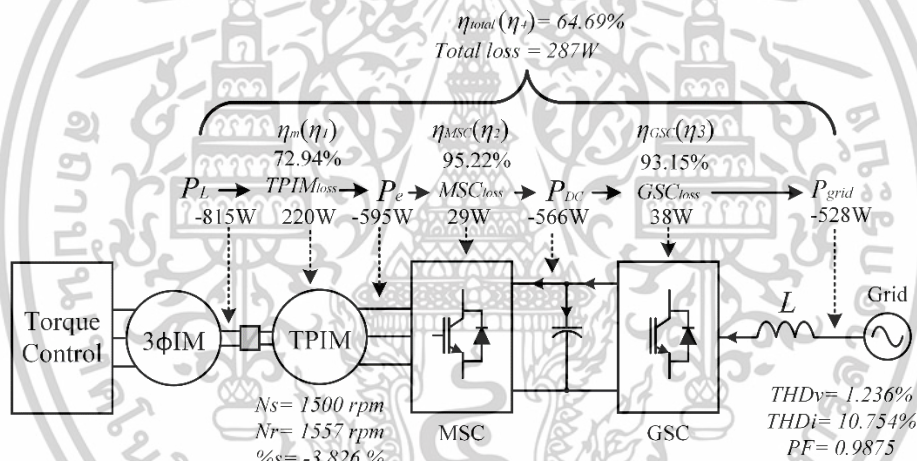
5.5.2.3 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยบวกมุมเลื่อนเฟส  $\delta$  0.8 PU ขณะมีโหลดที่พิกัด -5 Nm

รูปที่ 5.42 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -595 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่า เท่ากับ -5.000 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -815 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 72.938 % มี กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 220 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -566 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 95.223 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 29 W และจาก บัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC บ้อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ -528 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 93.146 % กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 38 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 67 W และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 64.69 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 287 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการ ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



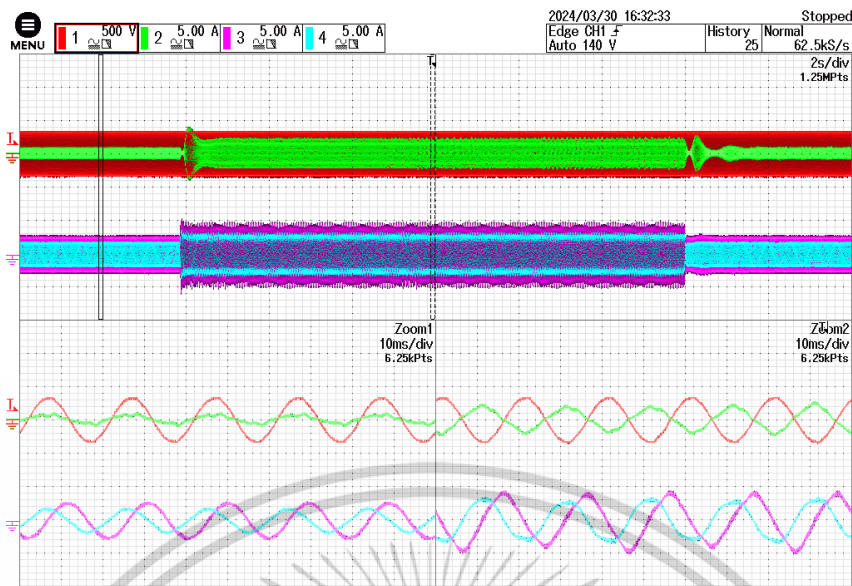
รูปที่ 5.42 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm



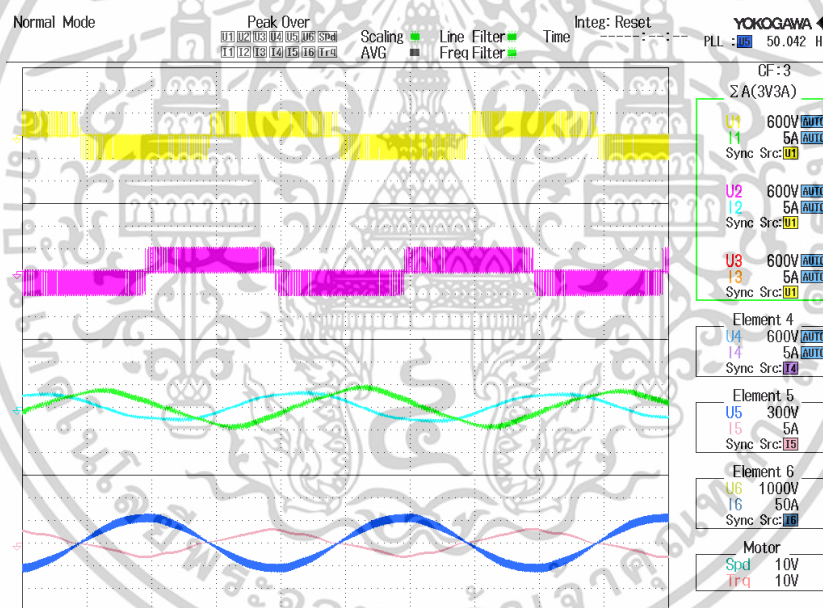
รูปที่ 5.43 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -5m

รูปที่ 5.44 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -5 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณพบว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศาหรือ ตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 2.91 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.34 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



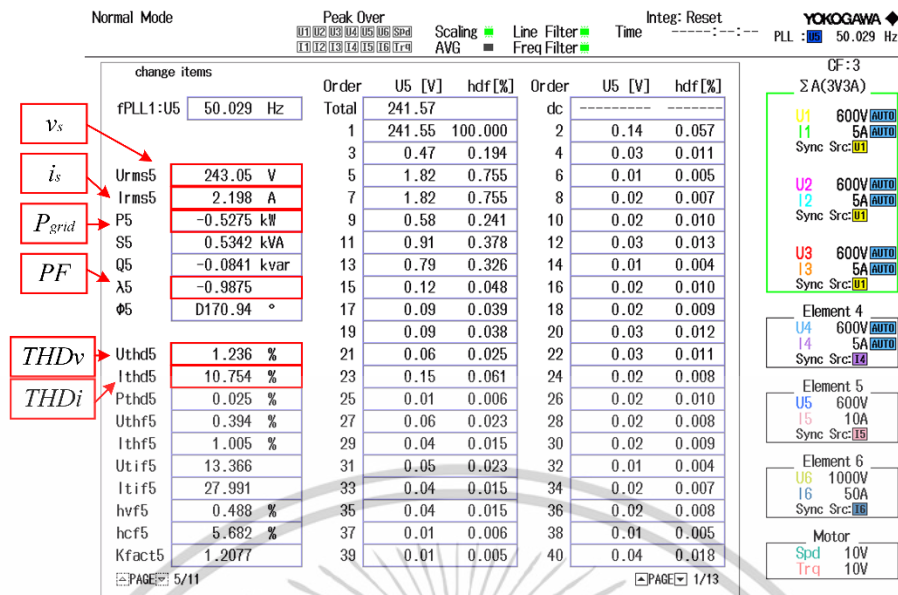
รูปที่ 5.44 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm



รูปที่ 5.45 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.042 Hz

รูปที่ 5.46 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 243.05 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  2.198 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 170.94 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9875 นำหน้าเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

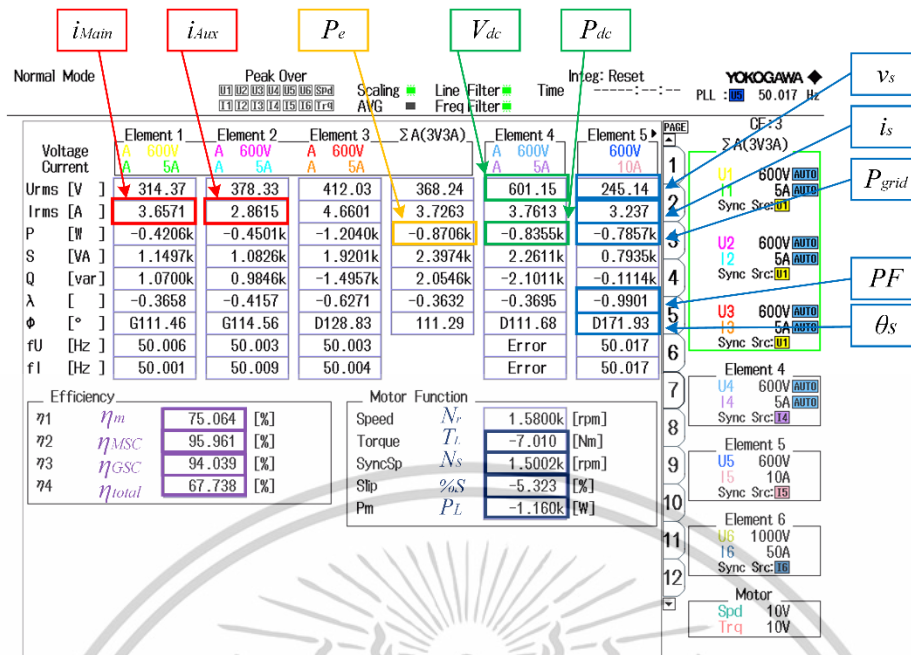


รูปที่ 5.46 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm

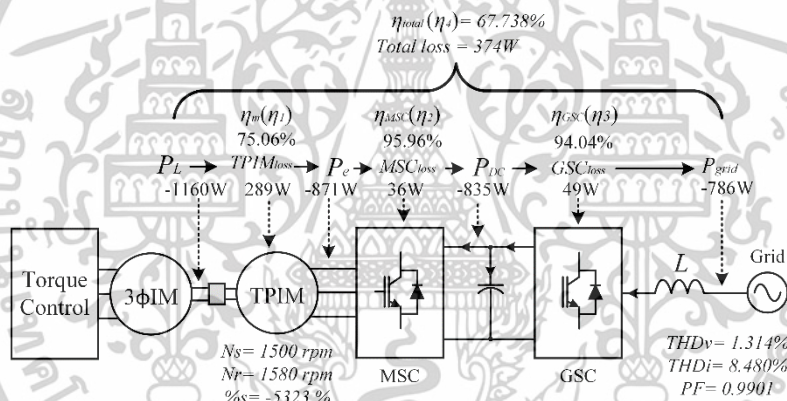
#### 5.5.2.4 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยบวกมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 0.8 PU ขณะมีโหลดที่เกินพิกัด -7Nm

รูปที่ 5.47 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -871 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ -7.01 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -1160W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 75.064% มี กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 289 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -835 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 95.96 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 36 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC บ้อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ -786 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 94.039 % กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 49 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 85 W และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{Total}$  เท่ากับ 67.738 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 374 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการ ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



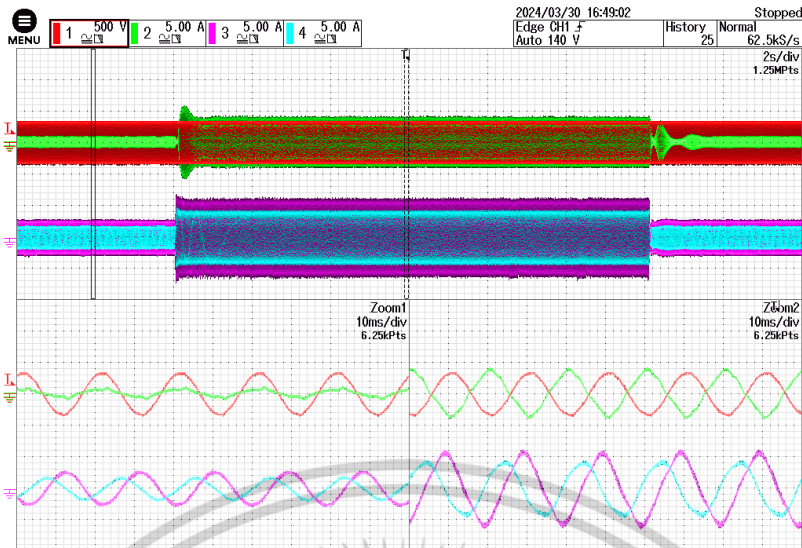
รูปที่ 5.47 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm



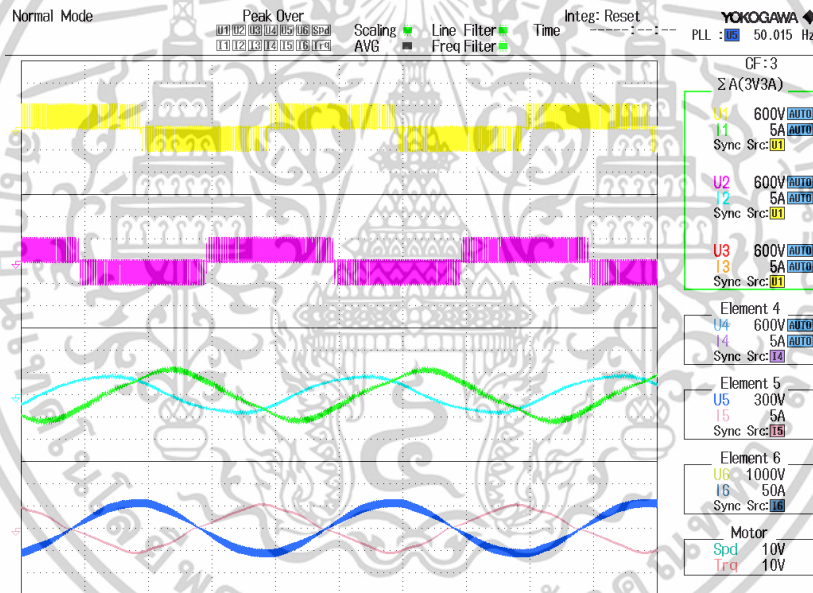
รูปที่ 5.48 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm

รูปที่ 5.49 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -7 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศา หรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 3.6571 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.8615 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



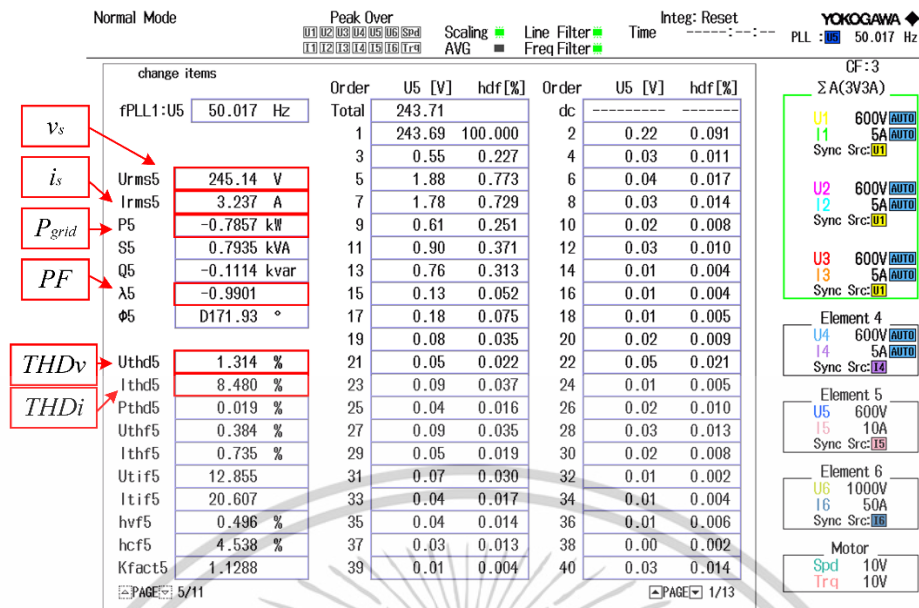
รูปที่ 5.49 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm



รูปที่ 5.50 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.015 Hz

รูปที่ 5.51 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 245.14 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  3.237 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 171.93 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9901 นาน้ำเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



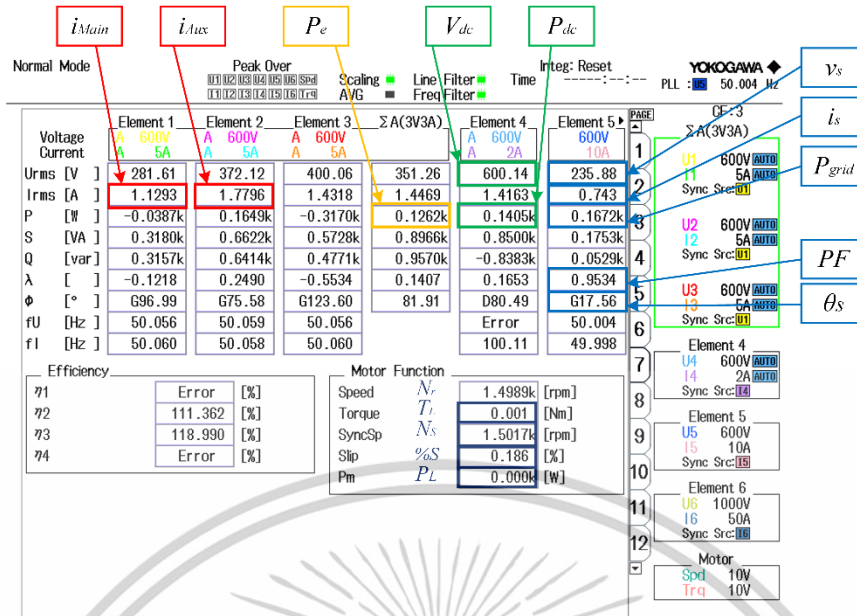
รูปที่ 5.51 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm

### 5.5.3 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU

#### 5.5.3.1 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ในสภาวะไร้โหลด

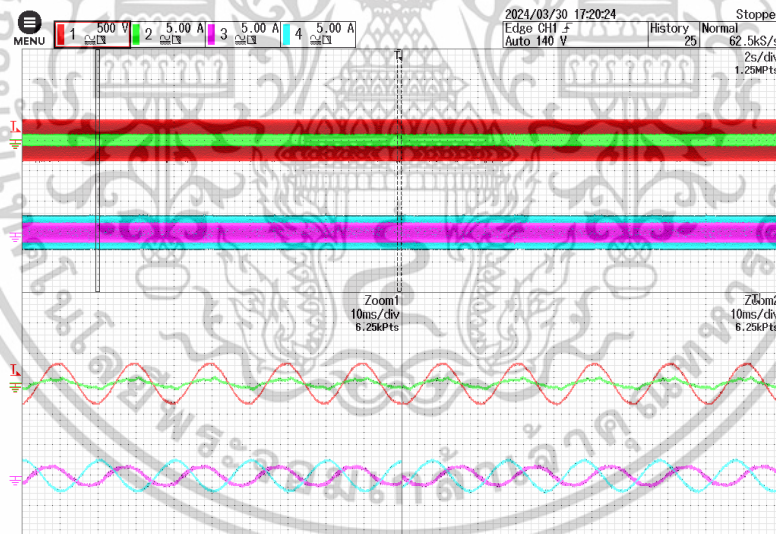
รูปที่ 5.52 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG อยู่ในสภาวะไร้โหลด ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้าจ่าย  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ 126 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ 0.001 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าประมาณ 0 W (จากช่องแสดงผล Motor Function) เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ 140 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด ( $P_g$ ) เท่ากับ 167 W แรงดันกริด  $v_g$  ที่ 235.88 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  เท่ากับ 0.743 A<sub>rms</sub> ชดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 1.1293 A<sub>rms</sub> และชดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 1.7796 A<sub>rms</sub> โดยจะสังเกตเห็นว่า  $i_{Aux}$  มากกว่า  $i_{Main}$  เล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



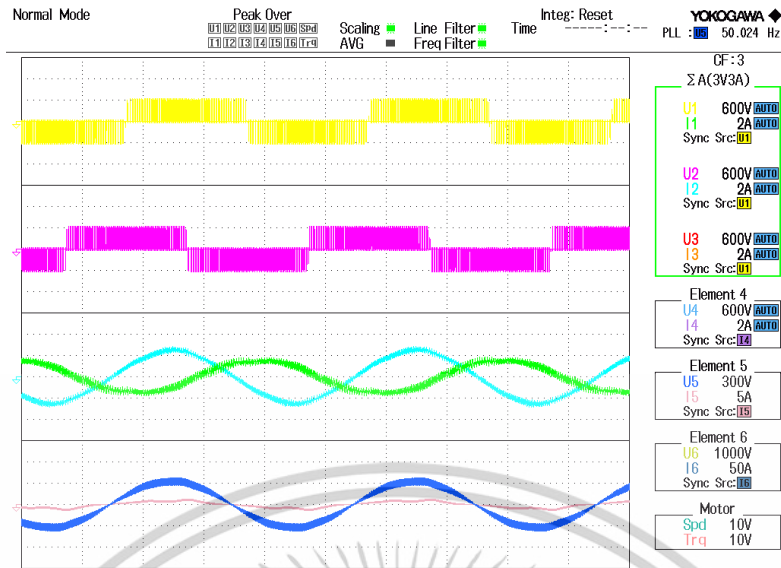
รูปที่ 5.52 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด

รูปที่ 5.53 จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่าง กับแรงดันกริดในทิศทาง 180 องศาหรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด



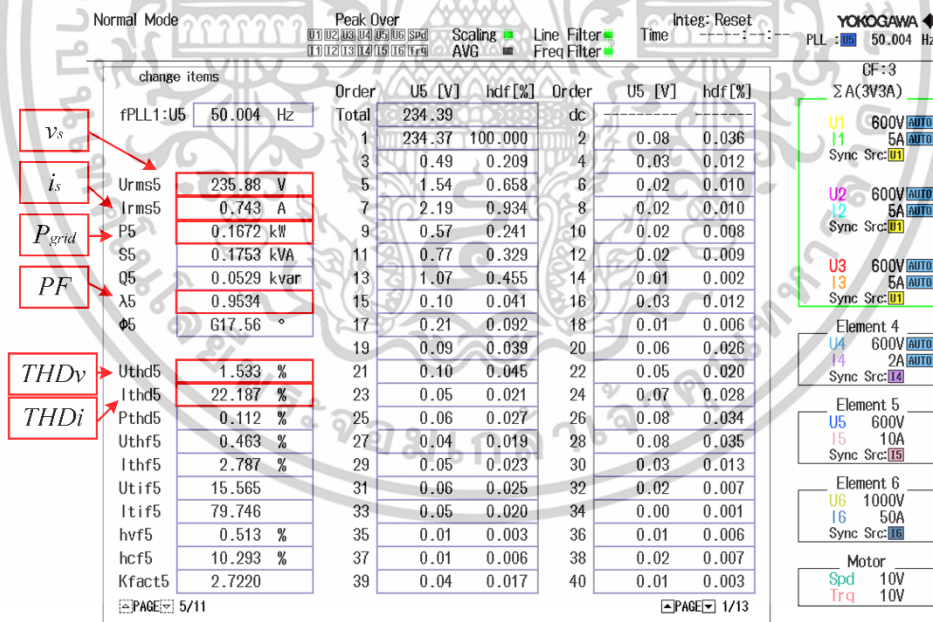
รูปที่ 5.53 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ในสภาวะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.54 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และ กระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.024 Hz

รูปที่ 5.55 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่าน กำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 235.88 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  0.743 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟส ระหว่างกระแสและแรงดันกริดเท่ากับ 17.56 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9534 นำหน้า เล็กน้อย

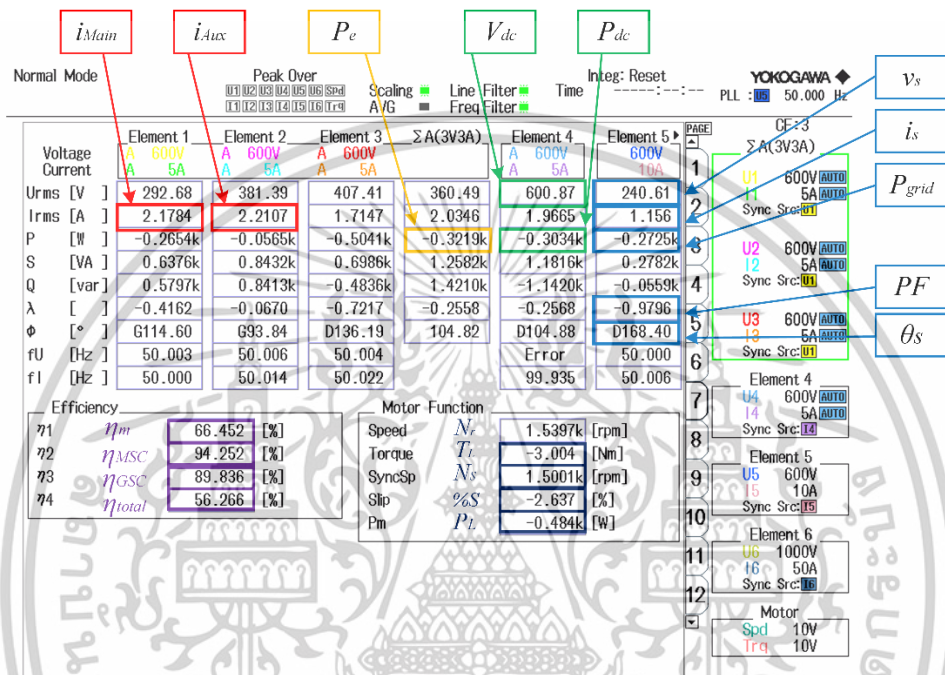


รูปที่ 5.55 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG ในสภาวะไร้โหลด

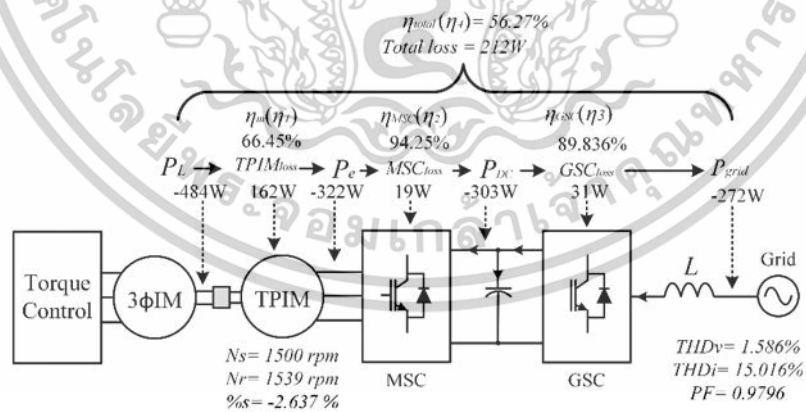
### 5.5.3.2 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยบวกมุมเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ขณะมีโหลด -3 Nm

รูปที่ 5.56 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -322 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -3.004 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -484 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำงานไม่ต่ำกว่าเกณฑ์ที่กำหนดไว้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 66.45 % มี กำลังงานสูญเสีย  $Total_{loss}$  เท่ากับ 162 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -303 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 94.252% กำลังสูญเสีย MSCloss เท่ากับ 19 W และจาก บัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ -272W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 89.836% กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 31 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 50 W และประสิทธิภาพรวมทั้ง ระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 56.266 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 212 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียน เป็นบล็อกไดอะแกรมการ ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.57



รูปที่ 5.56 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm

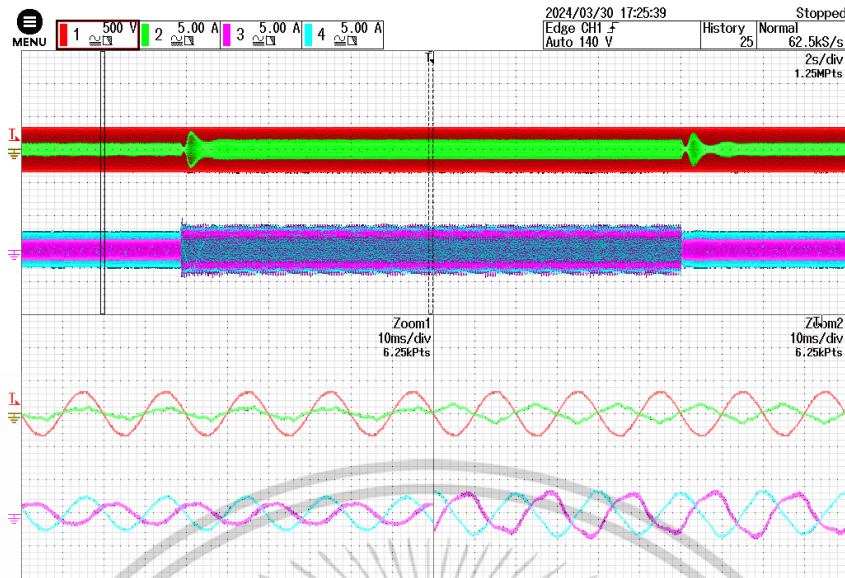


รูปที่ 5.57 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm

รูปที่ 5.58 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -3 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดัน กริดในทิศทาง 180 องศา หรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 2.1784 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.2107 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Aux}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Main}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด

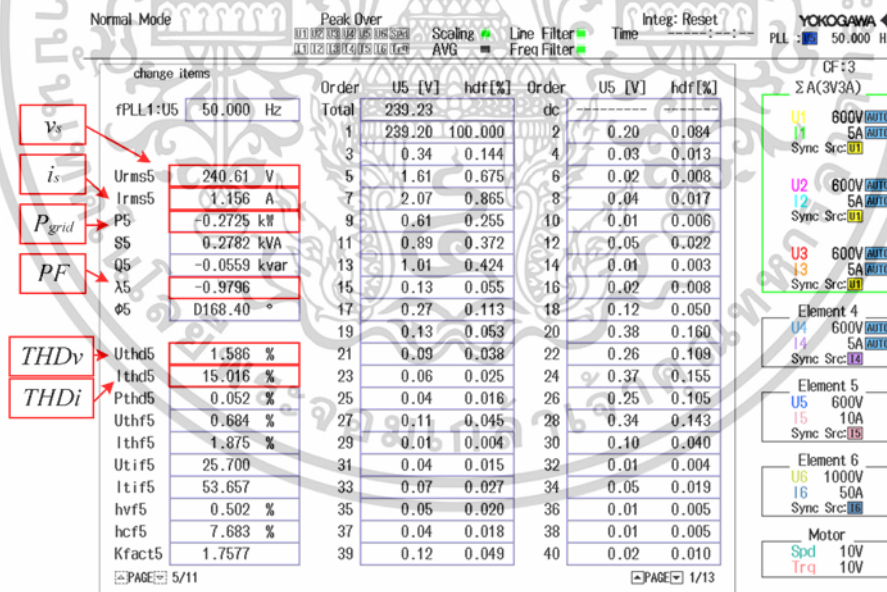
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.58 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm

รูปที่ 5.59 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 240.61 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  1.156 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 168.40 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9796 นำหน้าเล็กน้อย

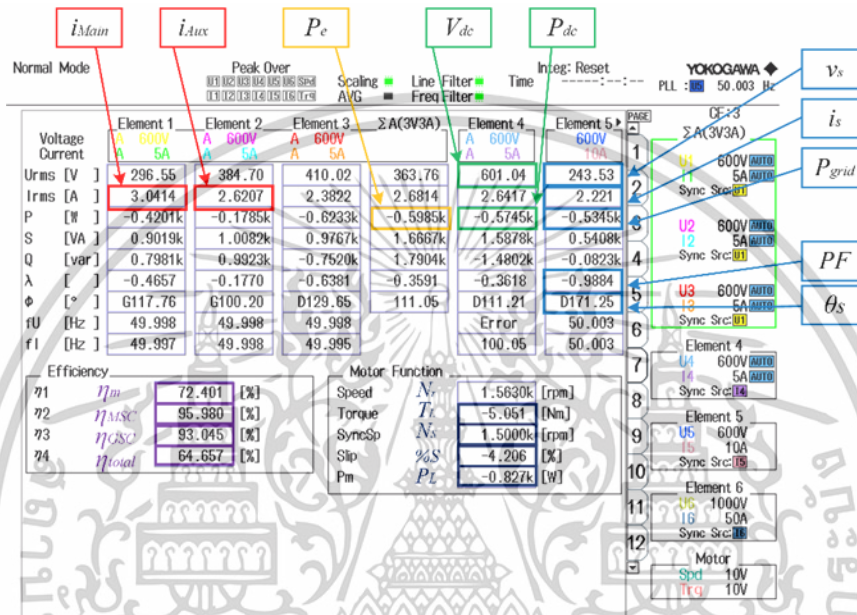


รูปที่ 5.59 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -3 Nm

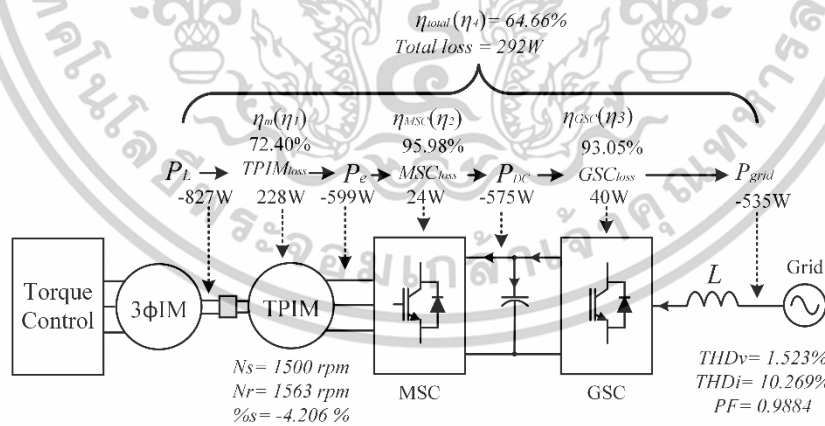
### 5.5.3.3 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยขดลวดม้วนเลื่อนเฟส $\delta$ 1.2 PU ขณะมีโหลดที่พิกัด -5 Nm

รูปที่ 5.60 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -599 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่า เท่ากับ -5.051 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -827 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในทางอื่นไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 72.401 % มี กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 228 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -575 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 95.98 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 24 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ -535 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 93.045 % กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 40 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 64 W และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 64.657 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 292 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการ ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.61



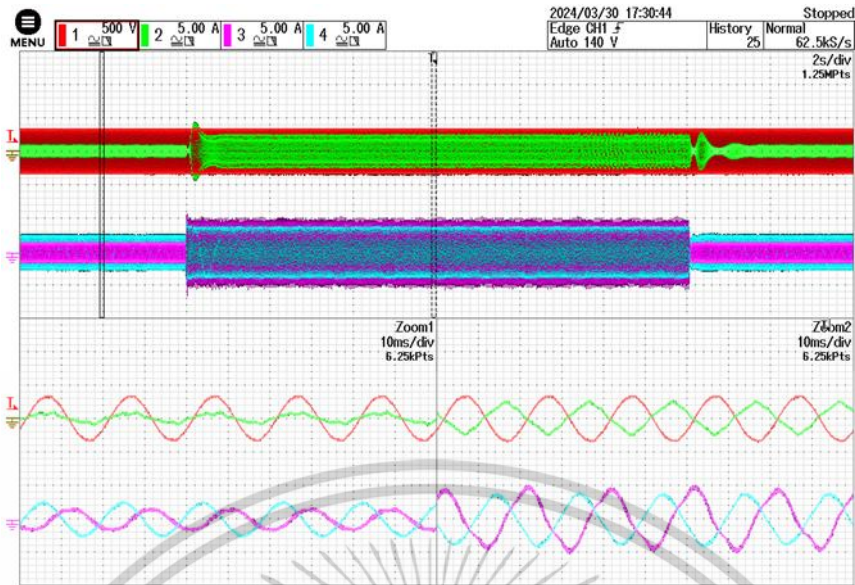
รูปที่ 5.60 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm



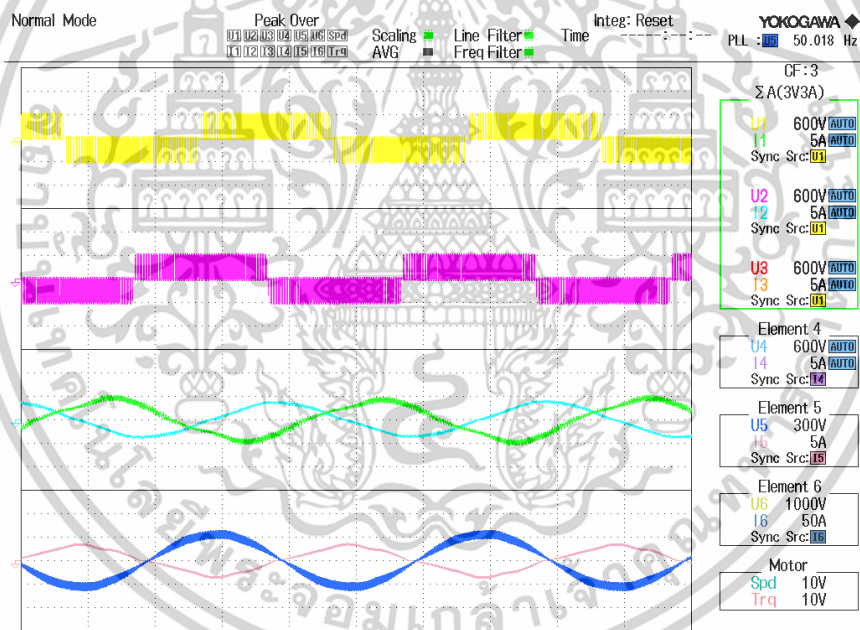
รูปที่ 5.61 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm

รูปที่ 5.62 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -5 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดัน กริดในทิศทาง 180 องศา หรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลป้อนให้ขดลวด ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ 3.0414 A<sub>rms</sub> และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ 2.6207 A<sub>rms</sub> กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



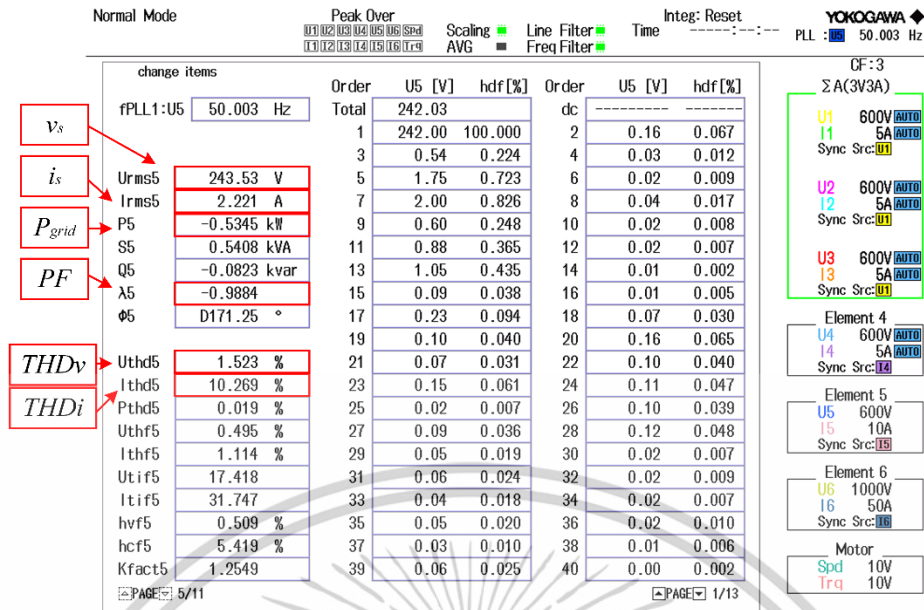
รูปที่ 5.62 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm



รูปที่ 5.63 สัญญาณแรงดันขดลวดหลัก  $PWM_{Main}$  ขดลวดเสริม  $PWM_{Aux}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  แรงดันกริดและกระแสกริดที่ความถี่ 50.018 Hz

รูปที่ 5.64 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 243.53 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  2.221 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 171.25 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.9884 นาน้ำเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

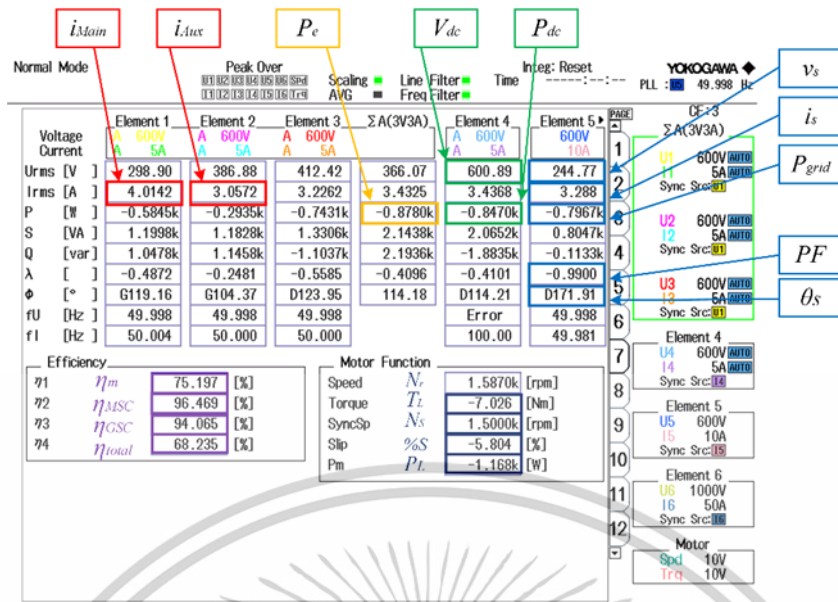


รูปที่ 5.64 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -5 Nm

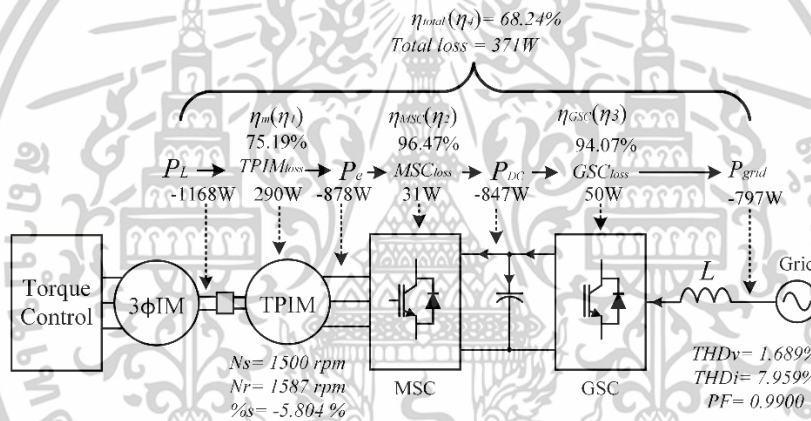
### 5.5.3.4 การทดสอบและผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการชดเชยขบวนการม้วนเฟส $\delta$ 1.2 PU ขณะมีโหลดที่เกินพิกัด -7 Nm

รูปที่ 5.65 เป็นผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้วย PAZ ขณะ TPIG ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC เท่ากับ -878 W พบว่าแรงบิดทางกลที่พิกัดในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ -7.026 Nm หรือ  $P_m$  มีค่าเท่ากับ -1168 W ทำให้ทราบว่าประสิทธิภาพของ TPIG ( $\eta_G$ ) ขณะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 75.197 % มี กำลังงานสูญเสีย  $TPIG_{loss}$  เท่ากับ 290 W เมื่อ TPIG จ่าย กำลังไฟฟ้า  $P_e$  ผ่าน MSC ไปยังบัสไฟตรงเชื่อมโยง จากช่องแสดงผล Element4 อ่านค่า  $P_{dc}$  ได้เท่ากับ -847 W ดังนั้นประสิทธิภาพของ  $\eta_{MSC}$  มีค่าเท่ากับ 96.469 % กำลังสูญเสีย  $MSC_{loss}$  เท่ากับ 31 W และจากบัสไฟตรงเชื่อมโยงผ่าน GSC ป้อนเข้ากริด ( $P_{grid}$ ) เท่ากับ -797 W ประสิทธิภาพ  $\eta_{GSC}$  เท่ากับ 94.065 % กำลังสูญเสีย  $GSC_{loss}$  เท่ากับ 50 W การสูญเสียรวมของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 81 W และประสิทธิภาพรวมทั้งระบบ  $\eta_{total}$  เท่ากับ 68.235 % กำลังสูญเสียทั้งหมด  $Total_{loss}$  เท่ากับ 371 W จากข้อมูลข้างต้นสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการ ส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากต้นกำลังขับ  $P_m$  ไปยังกริด  $P_{grid}$  ได้ดังรูปที่ 5.66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

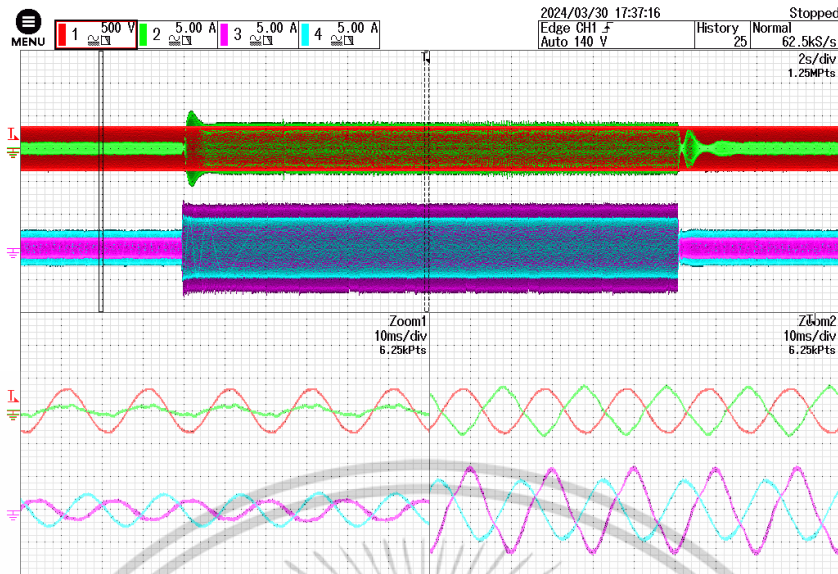


รูปที่ 5.65 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm



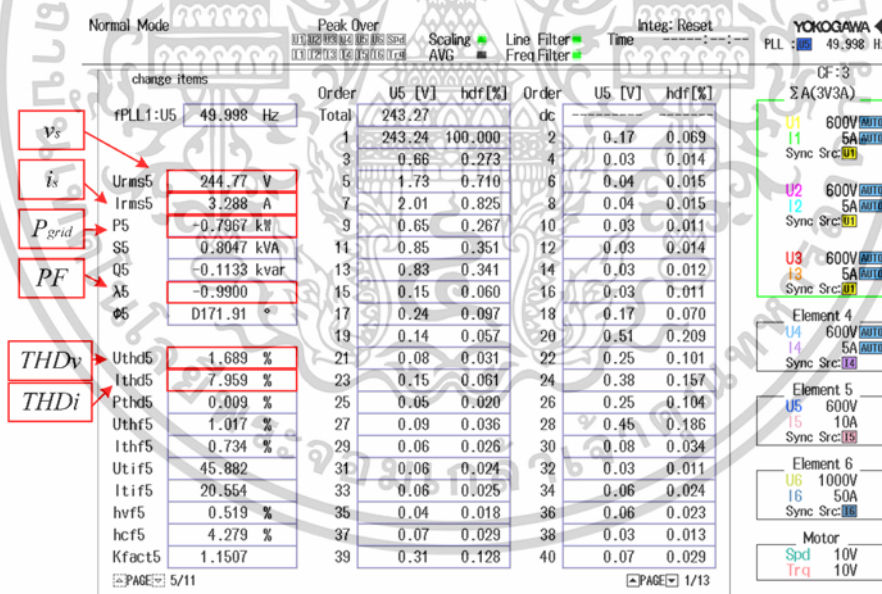
รูปที่ 5.66 บล็อกไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบเข้าสู่กริดขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm

รูปที่ 5.67 เป็นรูปคลื่นสัญญาณขณะ TPIG รับภาระโหลดทางกลที่ -7 Nm จากรูปคลื่นสัญญาณจะเห็นว่า GSC สามารถควบคุมกระแสกริดให้มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เฟสต่างกับแรงดัน กริดในทิศทาง 180 องศา หรือตรงกับแรงดัน และในส่วนของ MSC สามารถสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลบ่อนให้ชัดเจน ขดลวดหลัก  $i_{Main}$  เท่ากับ  $3.797\ A_{rms}$  และขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เท่ากับ  $2.915\ A_{rms}$  กระแสขดลวดหลัก  $i_{Main}$  มากกว่ากระแสขดลวดเสริม  $i_{Aux}$  เล็กน้อยในช่วงที่มีโหลด



รูปที่ 5.67 สัญญาณแรงดันกริด (CH1)  $v_g$  และกระแสกริด (CH2)  $i_g$  กระแสขดลวดหลัก (CH3)  $i_{Main}$  และกระแสขดลวดเสริม (CH4)  $i_{Aux}$  ขณะมอเตอร์ 1500 rpm ขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm

รูปที่ 5.68 เป็นผลการตรวจวัดและวิเคราะห์คุณภาพไฟฟ้าทางด้านกริดพบว่าขณะระบบ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังกริดแรงดันกริด  $v_g$  ที่จุดเชื่อมต่อ 244.77 V<sub>rms</sub> กระแสกริด  $i_g$  3.288 A<sub>rms</sub> มุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันกริด เท่ากับ 171.91 องศา ตัวประกอบกำลัง PF มีค่าเท่ากับ -0.99 นำหน้าเล็กน้อย



รูปที่ 5.68 ผลการวัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบขณะ TPIG มีโหลด -7 Nm

### 5.6 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบระหว่างปริมาณการบวกขดเชยมุมเลื่อนเฟส $\delta$

จากผลการทดสอบของการบวกขดเชยทั้ง 3 ปริมาณในหัวข้อ 5.2 เมื่อนำมาเปรียบเทียบสามารถแยกพิจารณาตามสภาวะโหลดได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.6.1 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่สภาวะไร้โหลด

ผลเปรียบเทียบดังตารางที่ 5.1 พบว่าการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั้งสามปริมาณทำให้กระแสในขดลวดหลักและขดลวดเสริมแตกต่างกัน โดยในสภาวะไร้โหลดการบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 1.0 PU กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมมีปริมาณใกล้เคียงกัน การบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 0.8 PU กระแสขดลวดหลักมากกว่าขดลวดเสริมเล็กน้อยและการบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 1.2 PU กระแสขดลวดเสริมมากกว่าขดลวดหลักเล็กน้อย

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่สภาวะไร้โหลด

พารามิเตอร์	$\delta$ 1.0 PU (=0.4081)	$\delta$ 0.8 PU	$\delta$ 1.2 PU
แรงบิดโหลด $T_L$	0.071 Nm	-0.046 Nm	0.001 Nm
กำลังทางกล $P_m$	11 W	-7 W	0 W
เปอร์เซ็นต์สลลิป % $s$	0.118 %	0.187 %	0.186 %
ความเร็วซิงโครนัส $N_s$	1501 rpm	1502 rpm	1501 rpm
ความเร็วโรเตอร์ $N_r$	1499 rpm	1499 rpm	1498 rpm
กำลังไฟฟ้า $P_e$	114.5 W	113.2 W	126.2 W
กำลังไฟฟ้าบัสไฟตรง $P_{DC}$	130.2 W	129.7 W	140.5 W
กำลังไฟฟ้าที่กริด $P_{grid}$	156.1 W	156.8 W	167.2 W
กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$	1.4683 A <sub>rms</sub>	1.9052 A <sub>rms</sub>	1.1293 A <sub>rms</sub>
กระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$	1.4941 A <sub>rms</sub>	1.2595 A <sub>rms</sub>	1.7796 A <sub>rms</sub>
ตัวประกอบกำลัง $PF$	0.9494	0.9478	0.9534

### 5.6.2 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดในพิกัด -3 Nm

ผลเปรียบเทียบดังตารางที่ 5.2 พบว่าการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั้งสามปริมาณสร้างกำลังต่าง ๆ และกระแสในขดลวดหลักและขดลวดเสริมแตกต่างกัน โดยการทำงานที่โหลด -3 Nm การบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 1.0 PU สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดและกำลังไฟฟ้าที่บัสไฟตรงได้มากที่สุดและมีประสิทธิภาพโดยรวมมากที่สุด กระแสขดลวดหลักและขดลวดเสริมมีปริมาณใกล้เคียงกัน การบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 0.8 PU และการบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 1.2 PU สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดและกำลังไฟฟ้าที่บัสไฟตรงได้ใกล้เคียงกัน ประสิทธิภาพโดยรวมใกล้เคียงกัน กระแสขดลวดหลักของการบวกชดเชยมุมเลื่อนที่ 0.8 PU มากกว่าขดลวดเสริมเล็กน้อยในทางกลับกัน การชดเชยมุมเลื่อนที่ 1.2 PU กระแสขดลวดเสริมมากกว่ากระแสขดลวดหลักเล็กน้อย

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดในพิกัด -3 Nm

พารามิเตอร์ TPIG	$\delta$ 1.0 PU (=0.4081)	$\delta$ 0.8 PU	$\delta$ 1.2PU
แรงบิดโหลด $T_L$	-3.010 Nm	-3.003 Nm	-3.004 Nm
กำลังทางกล $P_m$	-486 W	-483 W	-484 W
เปอร์เซ็นต์สลลิป % $s$	-2.642 %	-2.368 %	-2.637 %
ความเร็วซิงโครนัส $N_s$	1501 rpm	1500 rpm	1500 rpm
ความเร็วโรเตอร์ $N_r$	1540 rpm	1536 rpm	1539 rpm
กำลังไฟฟ้า $P_e$	-342.7 W	-324.9 W	-321.9 W
กำลังไฟฟ้าบัสไฟตรง $P_{DC}$	-321.8 W	-302.6 W	-303.4 W
กำลังไฟฟ้าที่กริด $P_{grid}$	-291.0 W	-272.3 W	-272.5 W
ประสิทธิภาพ $\eta_m$	70.566 %	67.264 %	66.452 %
ประสิทธิภาพ $\eta_{MSC}$	93.893 %	93.147 %	94.252 %
ประสิทธิภาพ $\eta_{GSC}$	90.440 %	89.962 %	89.836 %
ประสิทธิภาพ $\eta_{Total}$	59.922 %	56.365 %	56.266 %
กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$	2.1963 A <sub>rms</sub>	2.3444 A <sub>rms</sub>	2.1784 A <sub>rms</sub>
กระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$	2.0356 A <sub>rms</sub>	1.8533 A <sub>rms</sub>	2.2107 A <sub>rms</sub>
ตัวประกอบกำลัง $PF$	-0.9820	-0.9792	-0.9796

### 5.6.3 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดที่พิกัด -5 Nm

ผลเปรียบเทียบดังตารางที่ 5.3 พบว่าการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั้งสามปริมาณสร้างกำลังไฟฟ้าต่าง ๆ และกระแสในขดลวดหลักและขดลวดเสริมแตกต่างกัน โดยการทำงานที่โหลด -5 Nm การบวกลดเซยมุมเลื่อนที่ 1.0 PU สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดและกำลังไฟฟ้าที่บัสไฟตรงได้มากที่สุดและมีประสิทธิภาพโดยรวมมากที่สุด กระแสขดลวดหลักมากกว่าขดลวดเสริมเล็กน้อย การบวกลดเซยมุมเลื่อนที่ 1.2 PU สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดและกำลังไฟฟ้าที่บัสไฟตรงได้มากกว่าการบวกลดเซยมุมเลื่อนที่ 0.8 PU เล็กน้อย ประสิทธิภาพโดยรวมใกล้เคียงกัน กระแสขดลวดหลัก มากกว่าขดลวดเสริมเล็กน้อย

ตารางที่ 5.3เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดที่พิกัด -5 Nm

พารามิเตอร์ TPIG	$\delta$ 1.0 PU (=0.4081)	$\delta$ 0.8 PU	$\delta$ 1.2 PU
แรงบิดโหลด $T_L$	-5.025 Nm	-5.000 Nm	-5.051 Nm
กำลังทางกล $P_m$	-823 W	-815 W	-827 W
เปอร์เซ็นต์สลลิป % $s$	-4.280 %	-3.826 %	-4.206 %
ความเร็วซิงโครนัส $N_s$	1500 rpm	1500 rpm	1500 rpm
ความเร็วโรเตอร์ $N_r$	1564 rpm	1573 rpm	1563 rpm
กำลังไฟฟ้า $P_e$	-638.6 W	-594.8 W	-598.5 W
กำลังไฟฟ้าบัสไฟตรง $P_{DC}$	-612.2 W	-566.4 W	-574.5 W
กำลังไฟฟ้าที่กริด $P_{grid}$	-571.0 W	-527.5 W	-534.5 W
ประสิทธิภาพ $\eta_m$	77.594 %	72.938 %	72.401 %
ประสิทธิภาพ $\eta_{MSC}$	95.867 %	95.223 %	95.980 %
ประสิทธิภาพ $\eta_{GSC}$	93.262 %	93.146 %	93.045 %
ประสิทธิภาพ $\eta_{Total}$	69.374 %	64.694 %	64.657 %
กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$	3.0172 A <sub>rms</sub>	2.9144 A <sub>rms</sub>	3.0414 A <sub>rms</sub>
กระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$	2.5016 A <sub>rms</sub>	2.3453 A <sub>rms</sub>	2.6207 A <sub>rms</sub>
ตัวประกอบกำลัง $PF$	-0.9884	-0.9875	-0.9884

#### 5.6.4 ผลเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดเกินพิกัด -7 Nm

ผลเปรียบเทียบดังตารางที่ 5.4 พบว่าการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั้งสามปริมาณสร้างกำลังไฟฟ้าต่าง ๆ และกระแสในขดลวดหลักและขดลวดเสริมแตกต่างกัน โดยการทำงานที่โหลด -7 Nm การบวกรวมของมอเตอร์ที่ 1.0 PU สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดและกำลังไฟฟ้าที่บัสไฟตรงได้มากที่สุดและมีประสิทธิภาพโดยรวมมากที่สุด รองลงมาเป็นการบวกรวมของมอเตอร์ที่ 1.2 PU สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดและกำลังไฟฟ้าที่บัสไฟตรงและประสิทธิภาพโดยรวมมากกว่าการบวกรวมของมอเตอร์ที่ 0.8 PU เล็กน้อยและมีกระแสขดลวดหลักมากกว่าขดลวดเสริมเล็กน้อย

ตารางที่ 5.4 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะทำงานที่โหลดเกินพิกัด -7Nm

พารามิเตอร์ TPIG	$\delta$ 1.0 PU (=0.4081)	$\delta$ 0.8 PU	$\delta$ 1.2 PU
แรงบิดโหลด $T_L$	-7.010Nm	-7.010Nm	-7.026Nm
กำลังทางกล $P_m$	-1164W	-1160W	-1168W
เปอร์เซ็นต์สลลิป % $s$	-5.606%	-5.323%	-5.804%
ความเร็วซิงโครนัส $N_s$	1500 rpm	1500 rpm	1500 rpm
ความเร็วโรเตอร์ $N_r$	1585 rpm	1580 rpm	1587 rpm
กำลังไฟฟ้า $P_e$	-879.9W	-870.6W	-878.0W
กำลังไฟฟ้าบัลไฟตรง $P_{DC}$	-847.9W	-835.5W	-847.0W
กำลังไฟฟ้าที่กริด $P_{grid}$	-798.2W	-785.7W	-796.7W
ประสิทธิภาพ $\eta_m$	75.622%	75.064%	75.197%
ประสิทธิภาพ $\eta_{MSC}$	96.358%	95.961%	96.469%
ประสิทธิภาพ $\eta_{GSC}$	94.135%	94.039%	94.065%
ประสิทธิภาพ $\eta_{Total}$	68.595%	67.738%	68.235%
กระแสขดลวดหลัก $i_{Main}$	3.7490Arms	3.6571Arms	4.0142Arms
กระแสขดลวดเสริม $i_{Aux}$	2.9326Arms	2.8615Arms	3.0572Arms
ตัวประกอบกำลัง $PF$	-0.9721	-0.9901	-0.9900

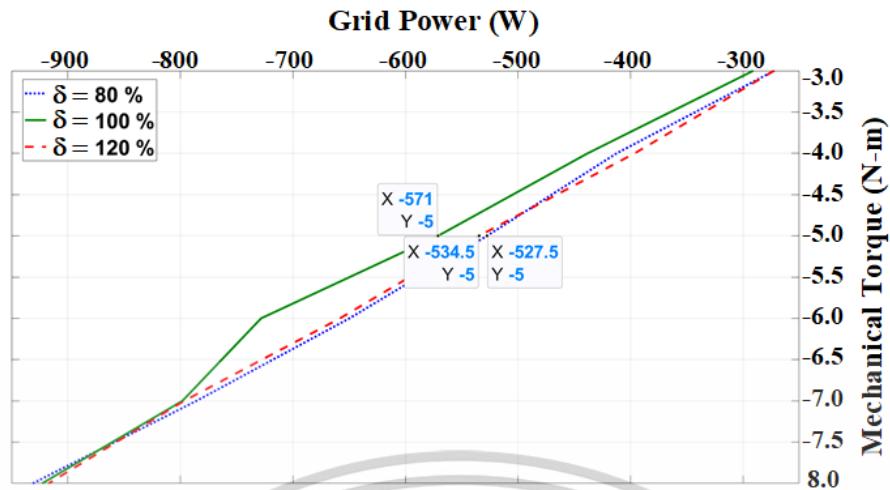
### 5.6.5 ผลเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่กริดต่อโหลดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่บวกชดเชย

ผลเปรียบเทียบดังตารางที่ 5.5 พบว่าการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วซิงโครนัส 1500 rpm ทั้งสามปริมาณการชดเชยสร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดได้แตกต่างกัน โดยที่การบวกชดเชย 100% สร้างกำลังไฟฟ้าที่กริดได้มากที่สุดในทุกโหลดการทำงาน เมื่อนำค่าสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดการทำงานต่อกำลังไฟฟ้าที่กริดได้ดังรูปที่ 5.69

ตารางที่ 5.5 เปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่กริดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่โหลด -3 Nm ถึง -8 Nm

โหลดการทำงาน	$\delta$ 1.0 PU (=0.4081)	$\delta$ 0.8 PU	$\delta$ 1.2 PU
-3 Nm	-291.0 W	-272.3 W	-272.5 W
-4 Nm	-438.1 W	-412.4 W	-396.3 W
-5Nm	-571.0 W	-527.5 W	-534.5 W
-6Nm	-728.3 W	-649.8 W	-658.2 W
-7Nm	-798.2 W	-785.7 W	-796.7 W
-8Nm	-922.9 W	-931.3 W	-917.2 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.69 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าที่กริดต่อโหลดที่ความเร็ว 1500 รอบ

## 5.7 สรุปผลการทดสอบระบบที่นำเสนอ

ตามเงื่อนไขการทดสอบระบบส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร โดยอาศัยการขับด้วยสัญญาณ SVPWM ที่ไม่สมดุลเชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟส ได้แบ่งเป็นประเด็นย่อยการพิจารณาแต่ละส่วนของระบบดังนี้ 1) การทดสอบสมรรถนะช่วงไดนามิกของการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ความเร็วรอบซิงโครนัส 1,500 rpm เพื่อทดสอบการทำงานร่วมกันของคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (MSC) และคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด (GSC) 2) การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดที่สอดคล้องกับระบบควบคุมสนามโรเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วโรเตอร์ 1,500 rpm โดยการเปลี่ยนกำลังอินพุตการกลจาก -7 เป็น -5 และ -3 Nm เพื่อทดสอบระบบควบคุมของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุม 3) การทดสอบการควบคุมแบบวงปิดที่กำลังอินพุตการกลจากค่าที่ -5 Nm โดยการเปลี่ยนความเร็วโรเตอร์จาก 1,500 เป็น 1,200 และ 900 rpm 4) การทดสอบการเปลี่ยนแปลงมุมชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดต่อการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด การทดสอบการทำงานทั้งระบบสามารถตอบสนองการจำลองแรงบิดทางกลได้อย่างมีประสิทธิภาพ พิจารณาจากการเปลี่ยนแปลงแบบไดนามิกส์ของแรงบิดทางกลที่ป้อนให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร และพิจารณาการเปลี่ยนแปลงค่าชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดที่ส่งผลต่อการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดได้อย่างมีนัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาและนำเสนอเทคนิคการเพิ่มประสิทธิภาพสำหรับการชดเชยแรงดันไฟฟ้าในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพและความเสถียรของระบบ งานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่การออกแบบและวิเคราะห์วิธีการชดเชยแรงดันเพื่อจัดการกับผลกระทบของความไม่สมดุลในระบบที่ซับซ้อน การออกแบบและสร้างระบบการผลิตกำลังไฟฟ้าและส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร UB-TPIG ที่ถูกควบคุมด้วยเทคนิคการควบคุมเวกเตอร์ผ่านคอนเวอร์เตอร์ด้านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า MSC และการสร้างแรงดันให้กับขดลวดหลักและขดลวดเสริมได้อย่างเหมาะสมกับค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่สมมาตรเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ระบบถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนย่อยที่ทำงานร่วมกัน

ส่วนที่หนึ่ง การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสองเฟสชนิดไม่สมมาตร (MSC) ที่ได้จากการดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชนิด Capacitor-start capacitor-run motor ด้วยคอนเวอร์เตอร์ (MSC) ชนิดอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งสร้างสัญญาณขับด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาหะให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (Unbalanced Carrier based Space Vector Modulation, UB-SVPWM) การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสองเฟสชนิดไม่สมมาตรถูกออกแบบด้วยหลักการการควบคุม เวกเตอร์สนามแม่เหล็กโรเตอร์โดยอ้อมที่มีการค่าชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดตามอัตราส่วนของขดลวดเสริมต่อขดลวดหลัก การทดลองพบว่าเมื่อทดสอบในการทำงานทั้งระบบที่ความเร็วเชิงโรตอร์ 1500 rpm ทดสอบโดยการกำหนดอินพุตทางกล (0, -5, -3, 0 N-m) ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ส่งผลให้การควบคุมแบบเวกเตอร์สร้างควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  เพื่อสร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าตามแรงบิดอินพุตทางกลและควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $d$  ถูกกำหนดค่าเส้นแรงแม่เหล็กแกน  $d$  คงที่ตามพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ระบบที่นำเสนอสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและส่งผ่านไปเป็นอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ด้านเชื่อมต่อกิตเพื่อส่งกำลังเข้าสู่กิต การทดลองเปลี่ยนค่าชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดตามอัตราส่วนของขดลวดเสริมต่อขดลวดหลักเพื่อพิจารณาความสามารถการผลิตกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยกำหนดค่ามุมเลื่อนเฟสมุม  $\delta = 19.4^\circ$  คิดเป็น 0.8 PU, ชดเชย  $\delta = 24.3^\circ$  คิดเป็น 1.0 PU และ  $\delta = 29.16^\circ$  คิดเป็น 1.2 PU ของมุมเลื่อนเฟส เพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของระบบ การทดสอบที่สภาวะคงตัวที่ความเร็วเชิงโรตอร์ 1500 rpm ขณะ UB-TPIG ไม่มีโหลดจนถึงรับภาระโหลดทางกลเกินพิกัด (Pm) มากกว่า 750 W (>5.0 Nm) การชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมส่งผลโดยตรงกับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

ส่วนที่สอง การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าแบบฟลูบริดจ์ที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ ส่วนนี้มีความซับซ้อนในการออกแบบเนื่องจากการตรวจวัดกระแสกิต แรงดันกิต และแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงจุดสำคัญของระบบนี้อยู่ที่ระบบควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่และและการซิงโครไนซ์ด้วย Phase lock loop, PLL ต้องมีความคลาดเคลื่อนของมุมเฟสน้อยที่สุดและต้องไม่มีผลกระทบใด ๆ จากสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบควบคุมของ PLL หากระบบขาดเสถียรภาพไม่สามารถซิงโครไนซ์กับระบบกิตได้อย่างต่อเนื่องประเด็นพิจารณา การควบคุมคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิต (GSC) ที่ควบคุมเวกเตอร์ของกระแสกิตผ่านควบคุมกระแสองค์ประกอบแกน  $d$  และควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้าผ่านกระแสองค์ประกอบแกน  $q$  ระบบไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมสามารถส่งกำลังไฟฟ้าจริงตามพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกำหนดกระแสแอมแปร์ประกอบแกน  $q$  ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ตามความต้องการการควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่สภาวะกำหนดตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

สรุปภาพรวมผลลัพธ์ของงานวิจัยนี้เป็นการพัฒนาและศึกษาผลการเปลี่ยนค่าชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ของขดลวดตามอัตราส่วนของขดลวดเสริมต่อขดลวดหลัก จากตัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชนิด Capacitor-start capacitor-run motor เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมมาตร และสร้างคอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและสร้างคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด เพื่อทดสอบความสามารถ การผลิตกำลังไฟฟ้าที่มีการปรับเปลี่ยนมุมชดเชยความไม่สมมาตรของขดลวด เทคนิคที่นำเสนอช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรในแง่ของการลดพลังงานที่สูญเสีย (Power Loss) และเพิ่มเสถียรภาพแรงบิด (Torque Stability) และพิจารณาการควบคุมการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบกริดที่สามารถควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ ตามความต้องการของระบบในแต่ละสถานการณ์การส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

1. ควรมีการพัฒนาวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพด้วยอัลกอริทึมที่ทันสมัย เช่น การใช้วิธีการปรับแต่งพารามิเตอร์แบบเรียลไทม์ (Real-time Parameter Optimization) เพื่อปรับปรุงแรงดันไฟฟ้าขาออกในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตร
2. ควรมีการประยุกต์ใช้เทคนิคการควบคุมที่ทันสมัย เช่น การใช้การควบคุมแบบปรับตัว (Adaptive Control) และเทคนิคการเรียนรู้ของเครื่อง (Machine Learning) เพื่อช่วยเพิ่มความแม่นยำในการชดเชยแรงดัน โดยเฉพาะในระบบที่มีโหลดและเงื่อนไขการทำงานที่เปลี่ยนแปลงได้
3. ควรมีการพัฒนาชุดทดลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งที่ค่าความสูญเสียต่ำและทำงานได้ที่ความถี่สูง
4. ควรมีการพัฒนาเทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบอื่น ๆ เช่น การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control), การควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์ (Sensorless Control) เป็นต้น เพื่อเปรียบเทียบผลการปรับเปลี่ยนมุมชดเชยความไม่สมมาตรของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Esch, Prolog to, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies”, **Proceedings of the IEEE**, vol. 103, no. 5, May 2015, pp. 736–739.
- [2] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. A. Kim, and J. Rodriguez, “Power Electronics Technology for Large-Scale Renewable Energy Generation”, **Proceedings of the IEEE**, vol. 111, no. 4, Apr. 2023, pp. 335–355.
- [3] N. Karakasis, E. Tsioumas, N. Jabbour, A. M. Bazzi, and C. Mademlis, “Optimal Efficiency Control in a Wind System with Doubly Fed Induction Generator”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 34, no. 1, Jan. 2019, pp. 356–368.
- [4] M. C. D. Piazza and M. Pucci, “Induction-Machines-Based Wind Generators with Neural Maximum Power Point Tracking and Minimum Losses Techniques”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 63, no. 2, Sep. 2015, pp. 944–955.
- [5] A. Mesemanolis, C. Mademlis, and I. Kioskeridis, “High-Efficiency Control for a Wind Energy Conversion System with Induction Generator”, **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 27, no. 4, Dec. 2012, pp. 958–967.
- [6] S. S. Murthy, B. Singh and V. Sandeep, “A Novel and Comprehensive Performance Analysis of a Single-Phase Two-Winding Self-Excited Induction Generator”, **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 27, no. 1, March 2012, pp. 117–127.
- [7] E.R. Benedict and T.A. Lipo, “Improved PWM Modulation for a Permanent-Split Capacitor Motor”, **IEEE Proceedings, IAS, Conf.**, Vol.3, 2000pp. 2004-2010.
- [8] C. Yuanhai, F. Blaabjerg and G. Andersen, “An asymmetrical space vector method for single phase induction motor”, **IEEE ISIE 2002.**, Vol.4 8-11 July, 2002, pp. 1276-1278.
- [9] S. Sinthusonthichat and V. Kinnares, “A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using a Three-Leg Voltage Source Inverter”, **IEEJ Transactions on Industry Applications**, Vol.125, No.6, 2005, pp. 482-491.
- [10] V. Kinnares and Ch. Charumit, “Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 24, 2009, pp. 1135-1139.
- [11] M. H. Haque, “Steady state characteristics of stand-alone single-phase induction generators”, **2012 22<sup>nd</sup> Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)**, Bali, Indonesia, 2012, pp. 1-6.
- [12] P. Sardyoung and V. Kinnares, “Control of converter system for an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive operating and generating modes”, **Journal of Chinese Institute of Engineers**, Vol. 41, Issue:2, 2018, pp 86-89.
- [13] P. SIRIKAN and Ch. Charumit, “Analytical Performance Investigation of Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor Drives using Indirect RFOC Strategy Under Unbalanced

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Voltage Supply Conditions”, **PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY**, vol. 1, no. 1, Jan 2022, pp. 3–12.
- [14] N. Thodsaporn, V. Kinares and P. Sardyoung, “Grid Connected Unsymmetrical Two-Phase Induction Generator System Using Time-Based Unbalanced Space Vector PWM and Adaptive Hysteresis Band Current Control”, **PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY**, Vol 2021, No 11, 2021, pp. 78-86.
- [15] C. Charumit and V. Kinares, “Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor”, **Electric Power Systems Research**, Vol. 79, No. 7, 2009, pp. 1127-1135.
- [16] C. Charumit and V. Kinares, “Realization of a Carrier-Based Unbalanced Output Space Vector PWM Strategy Using Analogue and Digital Techniques for Three-leg Voltage Source Inverter Fed Two-Phase Induction Motors”, **IEEJ Transactions on Industry Applications Section D**, Vol. 129, No. 6, 2009.
- [17] N. Mohan, **Electric Drives an Integrative Approach**, Mnpreve, 2003.
- [18] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn and V. Kinares, “A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, no. 5, May 2013, pp. 2031-2041.
- [19] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and AC Drives**, Prentice Hall PTR, 2002.
- [20] P. SIRIKAN and C. CHARUMIT, “Analytical Performance Investigation of Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor Drives using Indirect RFOC Strategy Under Unbalanced Voltage Supply Conditions,” **PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY**, vol. 1, no. 1, Jan. 2022, pp.3–12.
- [21] R. Chaiyot and V. Kinares, “Sensorless Speed Vector Control Based on MRAS of Asymmetrical Two-Phase Induction Motor,” **International Review of Electrical Engineering (IREE)**, vol. 15, no. 2, Apr 2020, pp. 134–134.
- [22] จักรพงษ์ จารุมิตรี, “เทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส และ 3 เฟส”, 2558
- [23] R Teodorescu, M Liserre, P Rodriguez, **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**, Wiley-IEEE Press, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

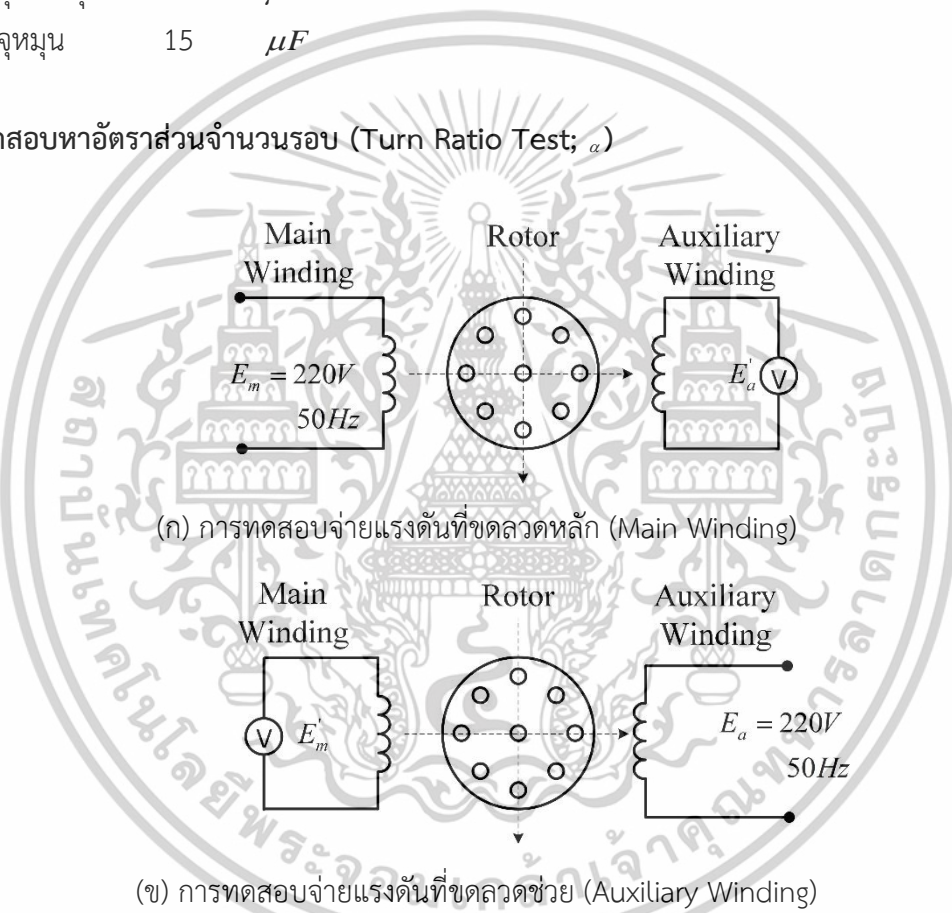


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบ Capacitor Start and Capacitor Run มีพิกัดดังต่อไปนี้

พิกัดกำลังไฟฟ้า	0.75	$kW$
พิกัดแรงดันไฟฟ้า	220	$V_{rms}$
พิกัดความถี่	50	$Hz$
พิกัดกระแส	5.2	$A$
พิกัดความเร็ว	1430	$rpm$
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	4	$Pole$
ตัวเก็บประจุเริ่มหมุน	100	$\mu F$
ตัวเก็บประจุหมุน	15	$\mu F$

#### 1.1 การทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio Test; $\alpha$ )



ภาพที่ ก-1 วงจรทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ

จากภาพที่ ก-1 เป็นการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสซึ่งมีตารางการบันทึกข้อมูลการทดสอบดังตารางที่ ก-1

ตารางที่ ก-1 ข้อมูลของการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio;  $\alpha$ )

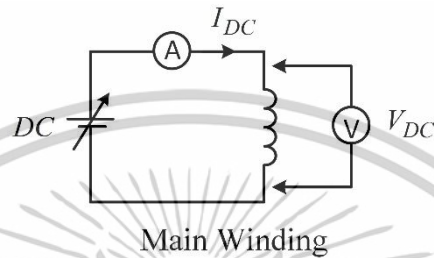
$E_m$ (V)	$E'_a$ (V)	$E_a$ (V)	$E'_m$ (V)
220	271	220	117

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

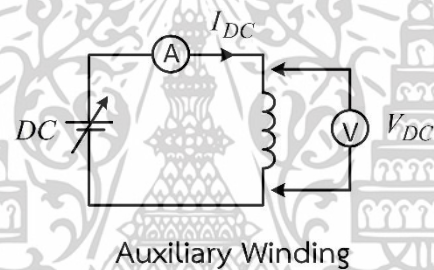
อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก ซึ่งสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ ดังสมการต่อไปนี้

$$\alpha = \sqrt{\frac{E_m E'_a}{E_a E'_m}} = \sqrt{\frac{220 \times 271}{220 \times 117}} = 1.5219$$

## 1.2 การทดสอบหาค่าความต้านทานด้วยวิธี DC Test



(ก) การทดสอบจ่ายแรงดัน DC ที่ขดลวดหลัก (Main Winding)



(ข) การทดสอบจ่ายแรงดัน DC ที่ขดลวดช่วย (Auxiliary Winding)

ภาพที่ ก-2 วงจรทดสอบ DC Test

การทดสอบเพื่อหาค่าความต้านทานในขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่สเตเตอร์ของมอเตอร์ โดยผลทดสอบถูกแสดงในตารางที่ ก-2 และ ตารางที่ ก-3

ตารางที่ ก-2 ผลการทดสอบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ขดลวดหลัก (Main Winding DC Test)

$V_{DC}$ (V)	3.1	6	9.2	12.4	15.7
$I_{DC}$ (A)	1	2	3	4	5
$R_{sm}$ ( $\Omega$ )	3.1	3.0	3.07	3.1	3.14

$$R_{sm} = \frac{(3.1+3.0+3.07+3.1+3.14)}{5} = 3.082\Omega$$

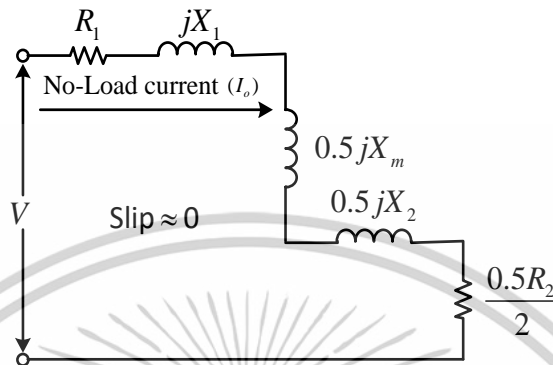
ตารางที่ ก-3 ผลการทดสอบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ขดลวดช่วย (Auxiliary Winding DC Test)

$V_{DC}$ (V)	12.0	23.5	34.8	47.2	62.2
$I_{DC}$ (A)	1	2	3	4	5
$R_{sa}$ ( $\Omega$ )	12	11.75	11.6	11.8	12.44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{sa} = \frac{(12 + 11.75 + 11.6 + 11.8 + 12.44)}{5} = 11.918\Omega$$

### 1.3 การทดสอบสถานะไม่มีโหลดที่ขดลวดหลัก (Main Winding No Load Test : $s \approx 0$ )



ภาพที่ ก-3 No-Load test

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบโดยการขับมอเตอร์ในสถานะที่ไม่มีโหลด ซึ่งในสถานะนี้ขดลวดช่วยจะเปิดถูกเปิดวงจร ได้ผลการทดสอบดังตารางที่ ก-4

ตารางที่ ก-4 ผลการทดสอบสถานะไม่มีโหลดที่ขดลวดหลัก (Main Winding No Load Test)

P(W)	V(Volt)	I(Amp)	$\theta$	PF.	Speed (rpm)
155	220	5.2	-83.68	0.11	1,500

จากตารางที่ ข-4 ผลการทดสอบสถานะไม่มีโหลดที่ขดลวดหลัก (Main Winding No-Load Test)

$$Z = \frac{V}{I \angle \theta} = \frac{220}{5.2 \angle -83.11^\circ} = 4.66 + j42.05$$

ดังนั้น

$$R_{no-load} = 4.66\Omega$$

$$X_{no-load} = j42.05\Omega$$

$$X = X_{sm} + \frac{X_{mn}}{2} + \frac{X'_{rm}}{2}$$

$$X_{mn} = 2X_{nl} - 2X_{sm} - X'_{rm}$$

แทนค่า  $X_{sm} = X'_{rm} = 3.61\Omega$  ลงในสมการ

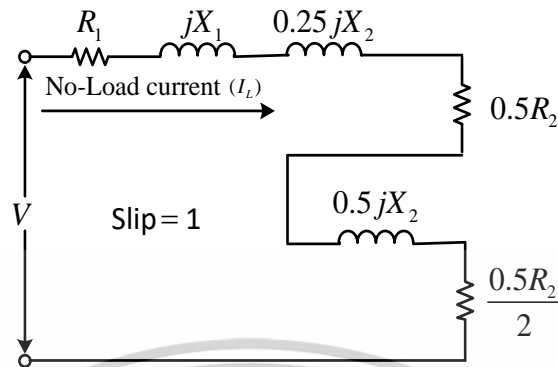
$$X_{mn} = 2(j42.05) - 2(j3.61) - j3.61 = j73.27\Omega$$

$$R'_{rm} = (R_{lm} - R_{sm}) \left( \frac{X_{sm} + X_{mn}}{X_{mn}} \right)^2$$

$$= (6.34 - 3.082) \left( \frac{3.61 + 73.27}{73.27} \right)^2 = 3.59\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 1.4 การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะจับยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่ง (Locked rotor test : S=1)



ภาพที่ ก-4 Locked rotor test

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบโดยการยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่ง โดยจะทำทั้งที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วย ได้ผลการทดสอบดังตารางที่ ก-5 และ ตารางที่ ก-6 ตามลำดับ

ตารางที่ ก-5 ผลการทดสอบขณะจับยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดลวดหลัก

P(W)	V(Volt)	I(Amp)	$\theta$	PF	Speed (rpm)
180	49.95	5.2	-48.7	0.66	0

จากตารางที่ 5 ผลการทดสอบขณะจับยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดลวดหลัก

$$Z_{lm} = \frac{V}{I \angle \theta} = \frac{49.95}{5.2 \angle -48.7^\circ} = 6.34 + j7.22$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } R_L &= 6.34 \Omega \\ X_L &= j7.22 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } X_{sm} &= X'_{rm} \\ X_{sm} = X'_{rm} &= \frac{X_{lm}}{2} = \frac{7.22}{2} = j3.61 \Omega \\ R_{sm} &= 3.082 \Omega \end{aligned}$$

ตารางที่ ก-6 ผลการทดสอบขณะจับยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดลวดช่วย

P(W)	V(Volt)	I(Amp)	$\theta$	PF	Speed (rpm)
520	125.10	5.2	-36.87	0.8	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ ก-6 ผลการทดสอบขณะจับยึดโรเตอร์ให้หยุดหนึ่งที่ขดลวดเสริม

$$Z = \frac{V}{I \angle \theta} = \frac{125.1}{5.2 \angle -36.67^\circ} = 19.25 + j14.43$$

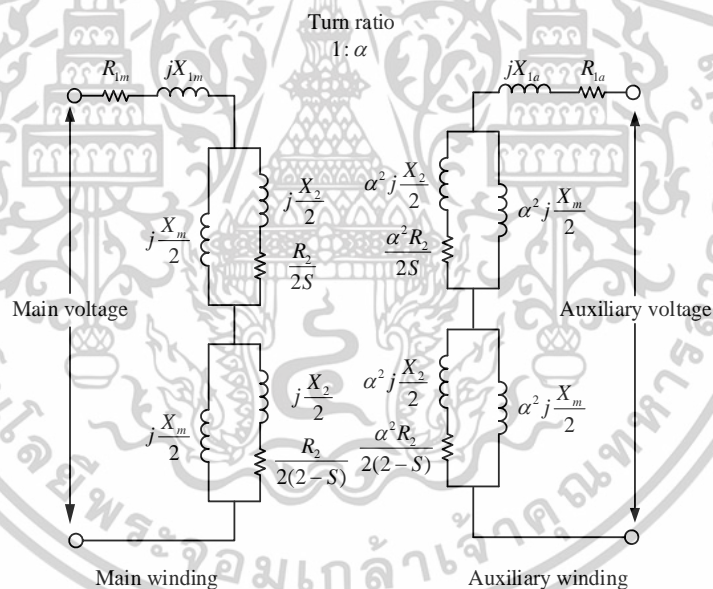
$$\text{ดังนั้น } R_L = 19.25 \Omega$$

$$X_L = j14.43 \Omega$$

$$X_{sa} = \frac{j14.43}{2} = j7.24 \Omega$$

$$R_{sa} = 11.918 \Omega$$

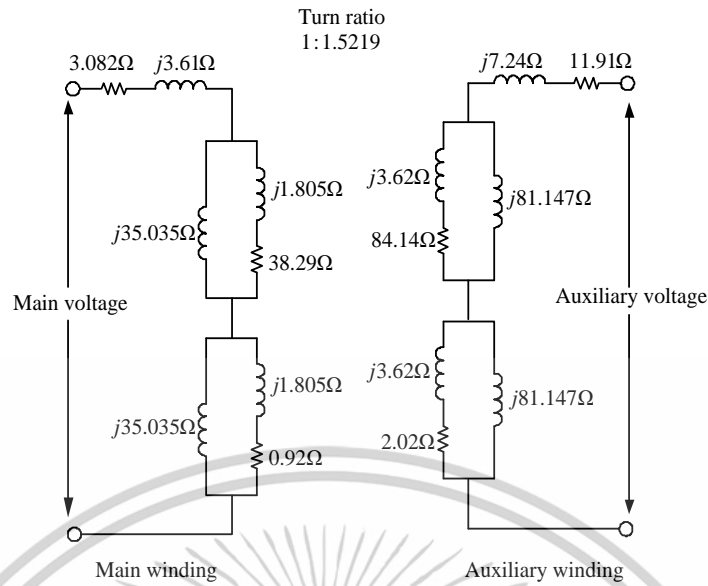
วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส สามารถแสดงได้ตามภาพที่ ก-5



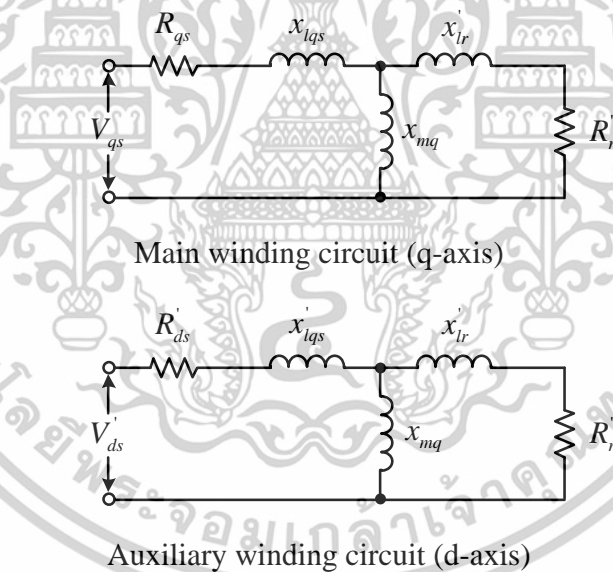
ภาพที่ ก-5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

สามารถแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ทำการหาจากภาพที่ ก-5 ลงในวงจรสมมูล ดังภาพที่ ก-6 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ ก-6 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ผ่านการแทนค่าพารามิเตอร์  
วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง



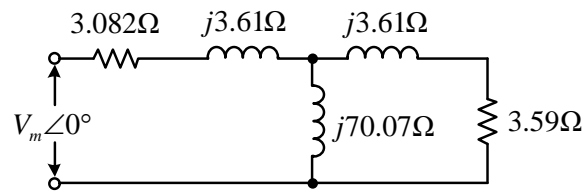
ภาพที่ ก-7 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

สามารถคำนวณหาค่า  $R'_{ds}$  และ  $X'_{lds}$

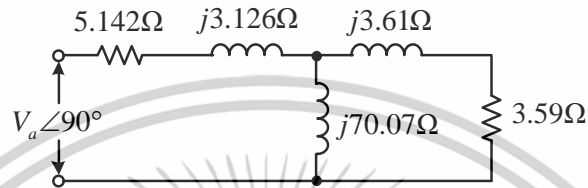
$$R'_{ds} = \left(\frac{1}{a}\right)^2 R_{sa} = \left(\frac{1}{1.5219}\right)^2 (11.918) = 5.14\Omega$$

$$X'_{lds} = \left(\frac{1}{a}\right)^2 X_{sa} = \left(\frac{1}{1.5219}\right)^2 (j7.24) = j3.12\Omega$$

สามารถแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ทำการหาจากภาพที่ ก-7 ลงในวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
สองเฟสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง ดังภาพที่ ก-8 ดังนี้  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Main winding circuit (q-axis)



Auxiliary winding circuit (d-axis)

ภาพที่ ก-8 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งที่ผ่านการแทนค่าพารามิเตอร์

ตารางที่ ก-7 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

รายการพารามิเตอร์	ขดลวดเสริม ( $d$ -axis)		ขดลวดหลัก ( $q$ -axis)	
Stator winding resistance	$R'_{ds}$	5.14 $\Omega$	$R_{qs}$	3.08 $\Omega$
Stator leakage reactance	$X'_{lds}$	j3.12 $\Omega$	$X_{lqs}$	j3.61 $\Omega$
Magnetizing reactance	$X'_{md}$	j73.23 $\Omega$	$X_{mq}$	j73.23 $\Omega$
Rotor leakage reactance	$X'_{lr}$	j3.61 $\Omega$	$X'_{lr}$	j3.61 $\Omega$
Rotor winding resistance	$R_r$	3.59 $\Omega$	$R'_r$	3.59 $\Omega$
Slip	0.0467			
Rotor Inertia	0.02549			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Performance Improvement of Vector Control Based Unsymmetrical Two-Phase Induction Generator with Optimum Voltage Compensation

Chaiwut Choorak<sup>1</sup>, Vijit Kinnares<sup>1</sup>, Chavaporn Bumroongphuck<sup>3</sup>, Nuttapong Prapurt<sup>4</sup>

**Abstract** – This paper presents performance improvement with optimum voltage compensation of a vector control based unsymmetrical Two-Phase squirrel cage Induction Generator (TPIG) with closed loop speed control using carrier-based space vector pulse width modulation. Indirect Field-Oriented Control (IFOC) of the induction generator is used to achieve fast response and good accuracy. The proposed system consists of a two stage AC-DC-AC link equipped with bidirectional power flow between the machine and the single-phase grid. The DC link voltage is kept constant at the reference value by using hysteresis current control of the grid side converter resulting in rectification and inversion modes of operation with high-power factor and nearly sinusoidal current waveform. A Carrier-Based Space Vector Modulation (CBSVPWM) technique is used for controlling a two-phase three-leg voltage source converter providing balanced and unbalanced voltages with an optimum value of voltage compensation. The experimental results show that the system performance for unbalanced supplied voltages with the optimum value of the compensation of the machine is better than that for balanced supplied voltages in terms of power transfer to the grid, electromagnetic torque pulsation and speed ripple. Copyright © 2024 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

**Keywords:** Two-Phase Induction Generator (TPIG), Vector Control, Field Oriented Control (FOC), Unbalanced Voltage Space Vector Pulse Width Modulation (UBSVPWM)

### Nomenclature

		$M_{nd}, M_{nq}$	d-q-axis mutual inductances
		$P$	Pole-pair number
		$R_r$	Rotor resistance
		$R_{sd}, R_{sq}$	d-q-axis stator resistances
		$T_e, T_m$	Electromagnetic and mechanic torques
		$\bar{V}_a, \bar{V}_b, \bar{V}_c$	Phaser voltage references
		$\bar{V}_d, \bar{V}_q$	d-q-axis auxiliary and main winding voltages
		$v_a^*, v_b^*, v_c^*$	Voltage signals of phase a, b and c
		$v_{d1}, v_{q1}$	d-q-axis fundamental voltages
		$V_{dc}$	dc link voltage
		$v_0$	Zero voltage
		$v_{sd}^s, v_{sq}^s$	d-q-axis stator voltages in the stator reference frame
		$v_{sd}, v_{sq}$	d-q-axis stator voltages in the rotating reference frame
		$\alpha$	Ratio of mutual inductances
		$\delta$	Phase shifted angle
		$\theta_e$	Synchronous angular position
		$\lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s$	d-q-axis stator fluxes in the stator reference frame
		$\lambda_{nd}^s, \lambda_{nq}^s$	d-q-axis rotor fluxes in the stator reference frame
		$\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$	d-q-axis rotor fluxes in the rotating reference frame
		$\sigma$	Leakage coefficient
BSVPWM	Balanced Space Vector Pulse Width Modulation		
CBSVPWM	Carrier-Based Space Vector Modulation		
GSC	Grid Side Converter		
IFOC	Indirect Field-Oriented Control		
MSC	Machine Side Converter		
VSI	Voltage Source Inverter		
PLL	Phase Locked Loop		
SCIG	Squirrel Cage Induction Generator		
TPIG	Two-Phase Induction Generator		
UBSVPWM	Unbalanced Space Vector Pulse Width Modulation		
$a$	Turns ratio of stator windings		
$B$	Viscous friction coefficient		
$i_{rd}^s, i_{rq}^s$	d-q-axis rotor currents in the stator reference frame		
$i_{sd}^s, i_{sq}^s$	d-q-axis stator currents in the stator reference frame		
$i_{sd}^r, i_{sq}^r$	d-q-axis stator currents in the rotating reference frame		
$J$	Rotor moment of inertia		
$L_r$	Rotor inductance		
$L_s$	Stator inductance		
$L_{sd}, L_{sq}$	d-q-axis stator self-inductances		
$M$	Modulation index		

$\tau_r$	Rotor time constant
$\omega_s, \omega_r$	Synchronous and rotor angular speeds
$\omega_{sl}$	Slip angular speed

## I. Introduction

Due to increasing energy consumption in all sectors, several attempts to find effective ways to exploit renewable energy resources have been made. Electricity generation using wind energy for both stand alone and grid connected applications has been well recognized because of its cleanness and low environment impact [1]-[3].

Induction generators, encompassing both squirrel cage and doubly fed induction generators, perform an indispensable role in renewable energy systems, particularly in the realm of wind energy. Investigations are concentrated on the advancement of control methodologies, including vector control and model predictive control, aimed at optimizing efficiency and stability amidst fluctuating operational conditions. Fault tolerance and multiphase systems represent burgeoning fields of inquiry, which are critical for maintaining uninterrupted operation in the face of electrical or mechanical malfunctions [4], [5]. For small-scale wind and hydro energy conversion systems, a single-phase SCIG for off-grid applications in rural areas is widely used due to its ruggedness, low cost, minimal maintenance requirement, brushless squirrel cage rotor, manufacturing simplicity and an off-the-shelf range when compared to synchronous and DC generators [6]. For large-scale wind energy conversion systems, a SCIG connected to a grid without using a full-scale converter has become more significant. However, it consumes reactive power thus decreasing the power factor of the utility grid. Behavior of the grid connected SCIG with direct connection in terms of excessive reactive power due to load disturbances across power network has been investigated using simulation [7]. Using a full-scale power electronic converter for interfacing the SCIG with the utility grid offers controlled power transfer, maximum power point tracking and good power quality. The back-to-back converter is used to accomplish such requirements. With this topology, supplying the current harmonics reduction to the utility grid and high efficiency control can be made [8]. Generally, an inverter is used for driving a three-phase induction motor with scalar V/F control with energy efficiency optimization [9]. It acts as a Machine Side Converter (MSC) in a back-to back converter for variable speed drives and wind energy conversion systems. This inverter can act as a rectifier when the machine operates in a generator mode. To allow the generated power converted from mechanical power to feedback to the grid, the Grid Side Converter (GSC) acting as an inverter is needed. This converter is responsible for power quality control. Control implementation of a three-phase SCIG using a back-to-back converter with vector control schemes for a wind energy conversion system was proposed in [10]. However dynamic response was not presented. Large-scale wind energy generation using

power electronics technology in terms of latest statistics, newest development and future research perspectives were presented [11]. Various types of effective power converters were mentioned. For small-scale wind applications, research on a single-phase SCIG has been paid serious attention. The control strategy for improving voltage regulation of a single-phase self-excited induction generator supplying nonlinear loads utilizes a static VAR compensator to maintain voltage regulation in dynamic response [13]. A wide speed range is limited for operation.

Moreover, a three-phase SEIG can be modified to operate in single-phase operation using a SVC for a voltage regulation as presented in [14]. However, the frequency regulation was not presented. According to investigation results, the SEIG has limitations in voltage and frequency regulations. The soft starting of a single-phase induction machine for direct grid connection to reduce inrush current in both motoring and generating modes were proposed in [12]. For a direct grid connection, the speed operation in a steady state condition is considerably constant. However, without the full-scale back-to-back converter, low power factor due to reactive consumption of the generator can be present. An unsymmetrical parameter type TPIG can be achieved by removing the capacitor from an auxiliary winding of an existing single-phase induction motor. Electromagnetic torque ripple in an unsymmetrical two-phase induction machine can be achieved using optimum voltage ratio and phase angle of the auxiliary to main winding voltages [15].

Although capacitors for excitation were not employed, a VSI was introduced using battery without charging as a dc source. In order to operate with a wide range of speed of the two-phase induction machine, it needs power electronic converters such as two-leg, three-leg and four-leg inverters for driving the machine with UBSVPWM to improve the motor performance [16]. With this PWM scheme, an efficient control method in water pump applications was investigated [17]. UBSVPWM for a MSC applied to constant V/F control of a TPIG and adaptive hysteresis current control for a GSC were proposed in [18]. This work lacks investigation of speed control and dynamic response. For low power applications, IFOC of a single-phase induction motor with closed loop speed control was conducted using simulation and experiment [19], [20]. Although vector control strategies for single-phase induction motor drive systems can be found in [19], PWM strategies and performance of the GSC, particularly for a generating mode of operation were not focussed. However, the IFOC of a small-scale grid connected TPIG has not been proposed yet.

Therefore, this paper is focused on the IFOC of the TPIG with closed loop speed control. The contribution of this paper is the implementation of the proposed system and the performance comparison between BSVPWM and UBSVPWM with optimum voltage compensation for the TPIG in terms of power transfer and electromagnetic torque ripple.

The rest of the paper is organized as follows. Section II describes briefly the dc link voltage control with a GSC,

the dynamic model of an unsymmetrical two-phase induction generator and balanced and unbalanced CBSVPWM methods. The vector control of the unsymmetrical TPIG is explained in Section III. The experimental setup and comparative results between balanced voltages and unbalanced voltages with the optimum voltage compensation are explained and discussed in Section IV. Finally, conclusion and further works are given in Section V.

## II. System Descriptions

The proposed system of a single-phase grid connected TPIG is shown in Fig. 1. It is composed of a TPIG coupled with a torque governor, a two stage AC-DC-AC converter system, a line inductor and a single-phase grid. A DC drive with torque control acts as a torque governor to emulate wind turbine characteristics.

The single-phase full bridge switch mode converter including four Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), and four freewheeling diodes is used for a GSC and a three-leg voltage source converter including six IGBTs and six freewheeling diodes is used for a MSC. The GSC is controlled with hysteresis current control to keep DC link voltage constant allowing bidirectional power flow. The speed of the TPIG is kept constant at the desired value using closed loop speed control based on IFOC by the MSC providing balanced and unbalanced supplied voltages using CBSVPWM. Both converters are linked with a large capacitor for energy storage and smoothed dc link voltage.

The proposed system can operate in four quadrants. The rotor reference speed and the DC link reference voltage are required for changing transferred power. Details of the model and its control will be given in the next section.

### II.1. Grid Side Control

The main objective of the grid side controller is to keep the DC-link voltage constant resulting in either rectification or inversion modes of operation depending on the direction of power transfer. As shown in Fig. 2, the error between the desired DC link voltage and the actual DC link voltage is fed to a PI controller. The output of the PI controller is multiplied with the per unit sinusoidal function which is sensed from a zero-crossing unit of the grid voltage for synchronization. When the machine operates in the motoring mode (i.e., during startup) and in the generating mode, the reference current is in-phase and out of phase with respect to the grid voltage, respectively.

With this proposed simple technique of synchronization, Phase Locked Loop (PLL) [18] is not needed. The full bridge IGBT switch mode converter is used and controlled with hysteresis current control. It is responsible for regulating the DC link voltage, power factor correction and sinusoidal current wave shaping. The actual DC link voltage is sensed and controlled to be constant as required (i.e., higher than the peak value of the grid voltage).

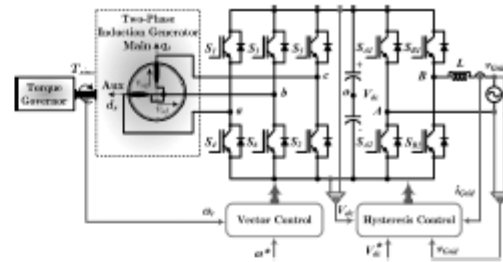


Fig. 1. Proposed system of single-phase grid connected two-phase induction generator

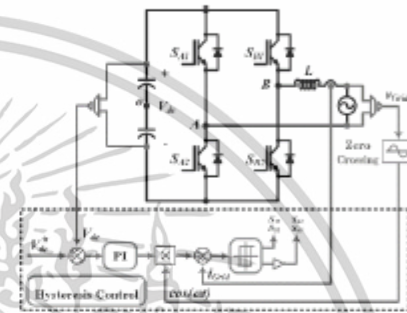


Fig. 2. Block diagram of DC link voltage control for GSC

Consequently, either rectification or inversion modes of operation are present depending on the direction of power flow affecting the actual DC link voltage due to machine operation either in motoring or generating modes, respectively.

### II.2. Dynamic Model of Unsymmetrical Two-Phase Induction Generator

The two-phase induction machine modified from an existing single-phase induction motor is composed of a squirrel-cage rotor and two stator windings displaced 90 electrical degrees in space with different number of turns, known as main and auxiliary windings with the absence of a starting capacitor. Thus, windings have different impedances. The equivalent circuits representing the unsymmetrical TPIG in a stationary reference frame are shown in Figs. 3. The dynamic model equations of the unsymmetrical TPIM can be expressed as follows [19], [20]:

$$v_{sd}^s = R_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \quad (1)$$

$$v_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{rd}^s + \frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{rq}^s \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{rd}^s \quad (4)$$

$$\lambda_{sd}^s = L_{sd}i_{sd}^s + M_{srd}i_{rd}^s \quad (5)$$

$$\lambda_{sq}^s = L_{sq}i_{sq}^s + M_{srq}i_{rq}^s \quad (6)$$

$$\lambda_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{srd}i_{sd}^s \quad (7)$$

$$\lambda_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{srq}i_{sq}^s \quad (8)$$

$$T_e = P(i_{sq}^s i_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s M_{srd}) \quad (9)$$

$$P(T_m - T_e) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (10)$$

Equations (1)-(8) are the general dynamic equations for a symmetrical two-phase induction generator which  $L_{sd}=L_{sq}$ ,  $M_{srd}=M_{srq}$  and  $R_{sd}=R_{sq}$ . In case of the asymmetry of the machine parameters where  $L_{sd} \neq L_{sq}$ ,  $M_{srd} \neq M_{srq}$  and  $R_{sd} \neq R_{sq}$ , the electromagnetic torque ripple occurs from supplying balanced voltages to both windings. The method eliminating the torque ripple by controlling the stator currents is applied. Equations (1)-(8) are treated in terms of the rotor mutual flux. Therefore, the electromagnetic torque is rearranged as:

$$T_e = P \left[ i_{sq}^s \left( \frac{\lambda_{rd}^s - M_{srd}i_{sd}^s}{L_r} \right) M_{msq} + -i_{sd}^s \left( \frac{\lambda_{rq}^s - M_{srq}i_{sq}^s}{L_r} \right) M_{msd} \right] = \frac{P}{L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd}) \quad (11)$$

where  $i_{rd}^s = \frac{\lambda_{rd}^s - M_{srd}i_{sd}^s}{L_r}$  and  $i_{rq}^s = \frac{\lambda_{rq}^s - M_{srq}i_{sq}^s}{L_r}$

$$T_e = \frac{P}{L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd}) \quad (12)$$

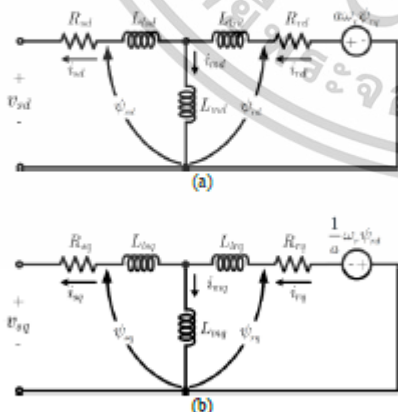


Fig. 3. Dynamic d-q equivalent circuits of machine (a) d-axis circuit, (b) q-axis circuit

Then, the improved stator currents can be given as:

$$i_{sd}^s = i_{sd}^s \quad (13)$$

$$i_{sq}^s = \alpha i_{sq}^s \quad (14)$$

with  $\alpha = M_{srq} / M_{srd}$  and substituting the variables  $i_{sd}^s$  and  $i_{sq}^s$  by  $i_{sd}^s$  and  $i_{sq}^s$  respectively into (12) yields:

$$T_e = \frac{P}{L_r} \left( \frac{i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq}}{\alpha} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd} \right) = \frac{P}{L_r} \left( \frac{M_{srd} i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq}}{M_{srq}} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd} \right) \quad (15)$$

$$T_e = \frac{PM_{srd}}{L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s)$$

The Equation (15) is identical to the symmetric machine which eliminates the oscillating term in the steady state. It means that the magnitude of  $i_{sd}^s$  is equal to that of  $i_{sq}^s$ . The relation of the supplied voltages for both windings is approximately as:

$$V_d = \alpha V_q \quad (16)$$

Note that  $V_d$  is normally greater than  $V_q$  [17].

### III.3. Balanced and Unbalanced Space Vector PWM

Fig. 4 shows a phasor diagram of three-phase voltages providing orthogonal balanced and unbalanced two-phase voltages for the unsymmetrical two-phase machine. By using phase b as common reference,  $\tilde{V}_q$  which is the main winding voltage is obtained from the voltage difference between phase a and phase b (i.e.,  $\tilde{V}_a - \tilde{V}_b$ ) and  $\tilde{V}_d$  which is the auxiliary winding voltage is obtained from the voltage difference between phase c and phase b (i.e.,  $\tilde{V}_c - \tilde{V}_b$ ). When a balanced voltage angle  $\delta=0$ , both magnitudes of winding voltages are equal called balanced voltages (i.e.,  $V_d=V_q$ ) whilst when  $\delta > 0$ ,  $V_d$  is greater than  $V_q$  called unbalanced voltages.

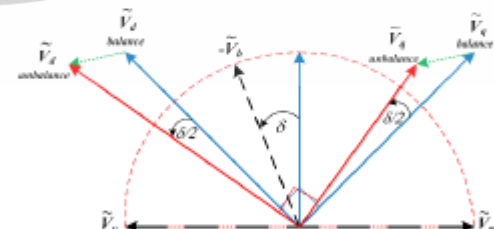


Fig. 4. Phasor diagram of three phase voltages generating orthogonal balanced and unbalanced two-phase voltages

Both machine winding voltages are adjusted with the relationship as in (16) by shifting the proper  $\delta$  for the optimum voltage compensation. The phase difference is still 90 degrees. The objective of this relationship is to force both currents to be equal, which is the characteristic of a symmetric machine.

Therefore, the torque ripple problem is solved. Note that the asymmetry of both windings causes current imbalance for balanced voltages. In accordance with the phasor diagram of Fig. 4, required instantaneous three-phase sinusoidal reference voltages for generating balanced two-phase outputs are as follows:

$$v_a^* = V_m \sin(\omega t) \quad (17)$$

$$v_b^* = V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (18)$$

$$v_c^* = V_m \sin(\omega t - \pi) \quad (19)$$

The development of space vector PWM to reduce harmonic currents was presented in several papers by adding zero voltage, as shown in (20), to the fundamental voltage as shown in (21)-(24):

$$v_o = -\frac{\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)}{2} \quad (20)$$

For balanced voltages, phase leg reference voltages are as follows:

$$\frac{V_{ao}}{V_{dc}/2} = M \sin(\omega t) + v_o \quad (21)$$

$$\frac{V_{bo}}{V_{dc}/2} = M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + v_o \quad (22)$$

$$\frac{V_{co}}{V_{dc}/2} = M \sin(\omega t - \pi) + v_o \quad (23)$$

where  $M = \frac{V_m}{V_{dc}/2}$  is the modulation index. For unbalanced two-phase voltages, only phase leg reference voltage of phase b is changed to:

$$\frac{V_{bo}}{V_{dc}/2} = M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) + v_o \quad (24)$$

Figs. 5 show a comparison between these phase leg reference voltages and a common triangular carrier to generate SVPWM signals for the three-leg MSC, and two-phase PWM voltages for balanced and unbalanced voltages. The corresponding fundamental voltages for

both motor windings can be expressed as follows:

$$v_{q1} = \overbrace{MV_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (25)$$

$$v_{d1} = \overbrace{MV_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (26)$$

Note that for balanced voltages,  $\delta=0$ . For unbalanced voltages with an optimum value,  $\delta$  can be determined by [16]:

$$\delta = 2 \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2} \quad (27)$$

where  $a$  is a turns ratio of the auxiliary winding to the main winding.

### III. Vector Control of the Unsymmetrical Two-Phase Induction Generator

The vector control classified as an Indirect Field-Oriented Control (IFOC) approach with a q-d frame rotating at synchronous speed was applied [19], [21]-[23].

According to the dynamic equations in (9)-(16), the stator voltages, rotor flux linkages and slip frequency are expressed as follows:

$$v_{sd} = R_{sd} i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M_{sd}}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (28)$$

$$v_{sq} = R_{sq} i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M_{sq}}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (29)$$

$$\frac{L_r}{R_{rd}} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} + \lambda_{rd} = M_{rd} i_{sd} \quad (30)$$

$$\omega_{sl} = \frac{M_{sd} R_r}{L_r \lambda_{rd}} i_{sq} \quad (31)$$

Since for decoupling control, the d-axis of the rotor flux-oriented reference frame is aligned on the d\* axis as shown in Fig. 6,  $\lambda_{rq}=0$  and  $\lambda_{rd}$  is a dc value leading to the stator voltage equations as:

$$v_{sd} = R_{sd} i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (32)$$

$$v_{sq} = R_{sq} i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (33)$$



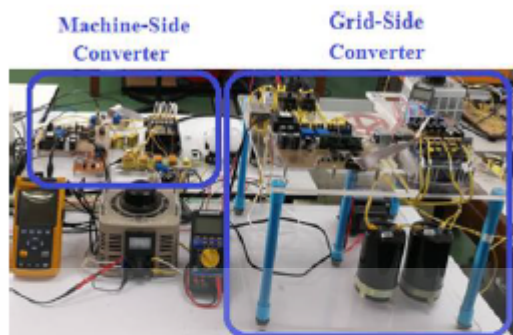


Fig. 8. Experimental setup of power converters and a control unit for both sides

Tests under various conditions were conducted for the comparison between BSVPWM and UBSVPWM with optimum voltage compensation. From Figs. 9 and 10, obviously, the electromagnetic torque and currents of the machine for USVPWM with the optimum value of the voltage compensation has lower ripple than those for BSVPWM during startup and steady state conditions. The machine operates in the motoring mode in this event. This means that USVPWM with the optimum voltage compensation offers better performance. This is the fact that the unbalanced supplied voltages with the optimum value can reduce flux linkage ripple and enable both winding currents to be equal. The main winding current for BSVPWM provides both higher ripple and amplitude than that for UBSVPWM although the main winding voltages are equal for both techniques. This implies that the increased auxiliary winding voltage affects the lower winding current of the main winding. The responses of the machine for both cases are in the same manner. According to Figs. 11 and 12, apparently the rotor speed for UBSVPWM has lower ripple than that for BSVPWM during startup and particularly steady state conditions.

This results from the lower ripple of the electromagnetic torque as can be seen in Figs. 9 and 10. With the increase in auxiliary winding voltage for UBSVPWM, the auxiliary winding current is higher than that for BSVPWM. When comparing winding currents for BSVPWM and USVPWM from Figs. 13 and 14, respectively the difference in both winding currents is insignificant particularly at steady state for USVPWM.

The significant difference in both winding currents exists for BSVPWM. As a result, the electromagnetic torque for BSVPWM contains higher ripple due to the asymmetry of the magnetomotive force associated with imbalance of both winding currents. Figs. 15 and 16 illustrate the comparison of winding currents of the proposed generator with 3 Nm input mechanical torque under a steady state condition. Much difference between amplitudes of main and auxiliary winding currents for BSVPWM is present. As shown in Figs. 17 and 18, when the same mechanical torque of 3 Nm is applied, the grid voltage and current waveforms are in phase (i.e., rectification mode) and out of phase (i.e., inversion mode) for BSVPWM and UBSVPWM, respectively.

It means that with this value of the mechanical torque, the machine operates as a motor and a generator for BSVPWM and UBSVPWM, respectively. Clearly, for BSVPWM, the machine draws electrical power from the grid (i.e., motoring mode) whilst for USVPWM, the machine delivers electrical power to the grid (i.e., generating mode). This event shows the capability of the UBSVPWM with the optimum voltage compensation technique over the BSVPWM technique in power transfer with the same mechanical input power.

The grid current waveform for UBSVPWM is slightly better. With the same mechanical torque of 4 Nm, Figs. 19 and 20 show main and auxiliary winding currents for BSVPWM and UBSVPWM, respectively. At this level of the mechanical torque, for both BSVPWM and UBSVPWM, the machine operates as a generator. As shown in Figs. 21 and 22, the amplitude of the grid current for UBSVPWM is higher than that for BSVPWM. It means that the higher amount of the transferred power of the generator for UBSVPWM is present at the same input power.

Again, for UBSVPWM, the generator has higher capability in electricity production supplying to the grid than that for BSVPWM. Fig. 23 shows the dynamic response of the electromagnetic torque and auxiliary winding current of the machine operating in the generating mode of operation. The proposed system offers a quick response due to IFOC. When the electromagnetic torque increases, the auxiliary winding current increases too.

Note that the electromagnetic torque has negative values since the direction of the electromagnetic torque is opposite to that of the rotor speed. Figs. 24 and 25 illustrate the comparison of PWM voltages and currents between BSVPWM and UBSVPWM. Clearly, PWM voltages for both cases are similar which the PWM voltage of the auxiliary winding leads that of the main winding by 90 degrees.

Unlike BSVPWM, both amplitudes of the currents for USVPWM are slightly different and the auxiliary winding current leads the main winding current by almost 90 degrees. This implies that the USVPWM with the optimum voltage compensation offers better flux linkages leading to lower electromagnetic torque ripple which are in good agreement with [19].

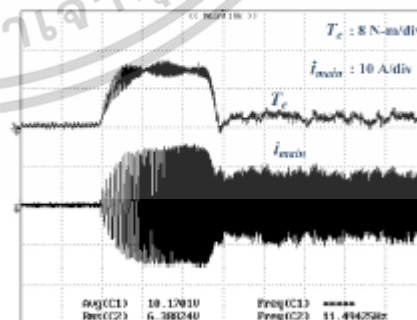


Fig. 9. Electromagnetic torque and main winding current of the two-phase induction generator for BSVPWM during startup

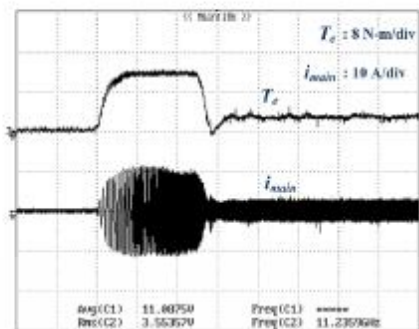


Fig. 10. Electromagnetic torque and main winding current for UBSVPWM during startup

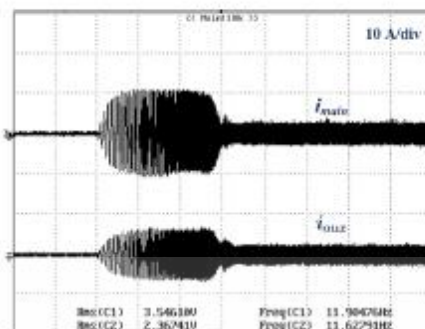


Fig. 14. Main winding and auxiliary winding currents for UBSVPWM during start-up

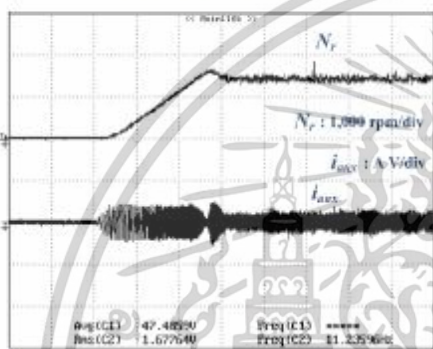


Fig. 11. Speed and auxiliary current for BSVPWM during startup

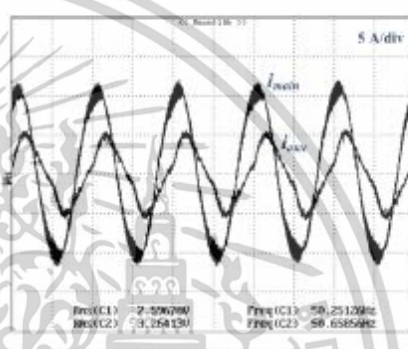


Fig. 15. Main winding and auxiliary winding currents for BSVPWM with 3 N-m input torque

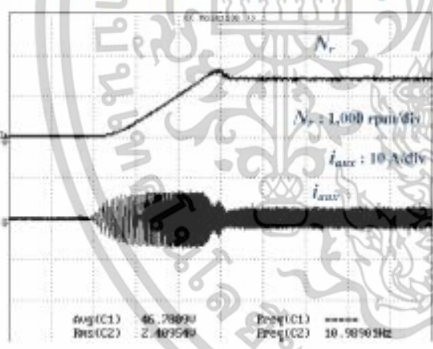


Fig. 12. Speed and auxiliary winding current for UBSVPWM

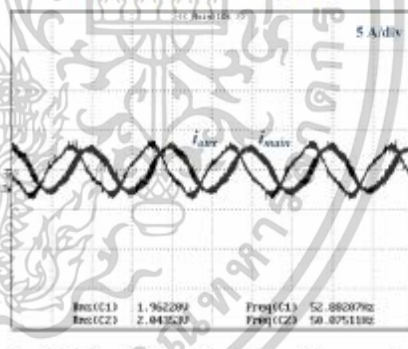


Fig. 16. Main winding and auxiliary winding currents for UBSVPWM with 3 N-m input torque

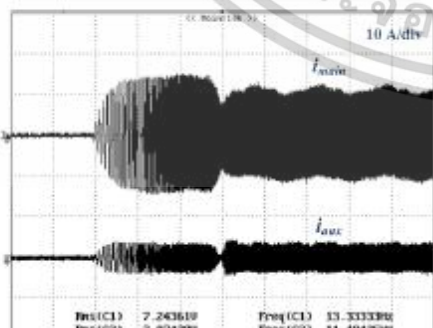


Fig. 13. Main winding and auxiliary currents for BSVPWM during startup

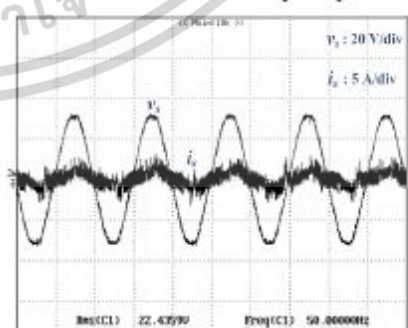


Fig. 17. Grid voltage and current waveforms for BSVPWM with 3 N-m input torque

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

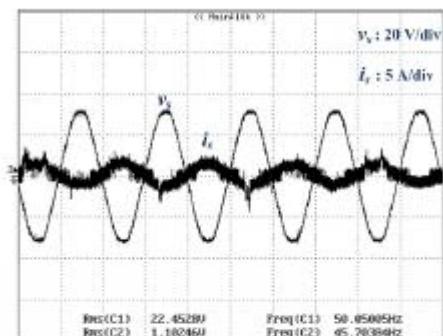


Fig. 18. Grid voltage and current waveforms for UBSVPWM with 3 N-m input torque

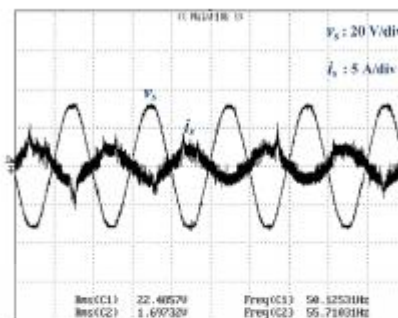


Fig. 22. Grid voltage and current waveforms for UBSVPWM with 4 N-m input torque

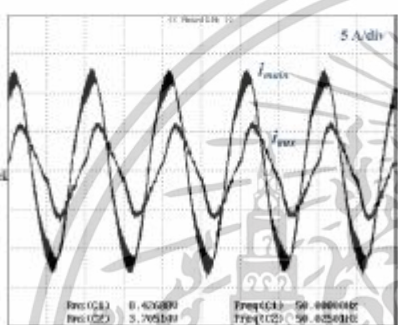


Fig. 19. Main winding and auxiliary winding currents for BSVPWM with 4Nm input torque

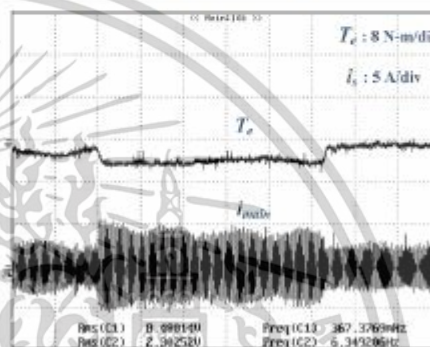


Fig. 23. Electromagnetic torque and main winding current for UBSVPWM during step changes of input torque from 2 to 4 Nm and release to 2 Nm

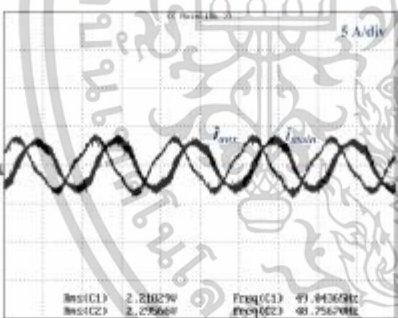


Fig. 20. Main winding and auxiliary winding currents for UBSVPWM with 4 Nm input torque

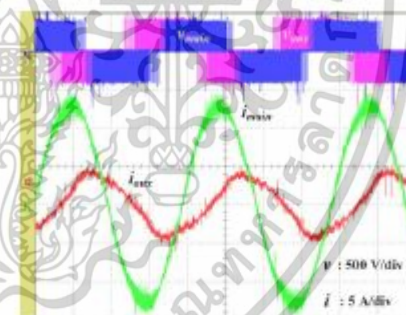


Fig. 24. PWM voltages and currents of motor windings for BSVPWM

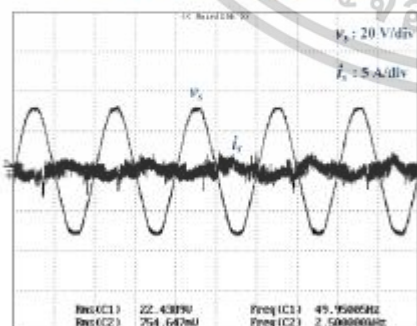


Fig. 21. Grid voltage and current waveforms for BSVPWM with 4 N-m input torque

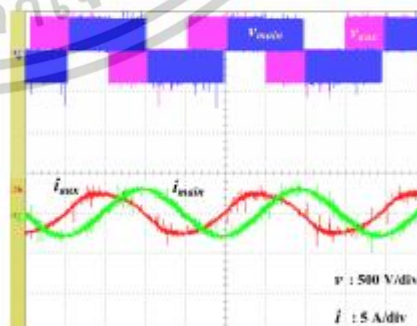


Fig. 25. PWM voltages and currents of motor windings for USVPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

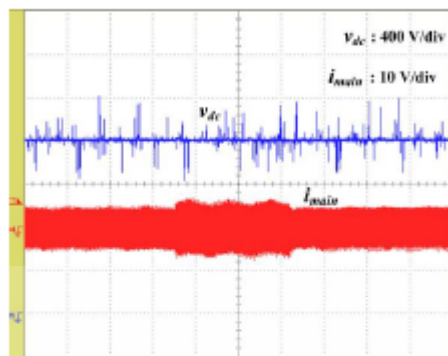


Fig. 26. DC link voltage and main winding current during step changes in mechanical input torque

As shown in Fig. 26, during step changes in the mechanical input torque, the DC link voltage is kept constant at the reference value of 400 V during disturbances. This result confirms the effectiveness of the closed loop controller of the GSC in DC link voltage control.

## V. Conclusion

This paper has dealt with a performance comparison between BSVPWM and USVPWM with the optimum voltage compensation for speed control of an unsymmetrical two-phase induction generator based on IFOC. The modulation method is a carrier-based SVPWM technique providing balanced and unbalanced two-phase output voltages. The optimum voltage compensation for machine voltages with USVPWM related to a turns ratio value of windings has been made. During startup and steady state conditions, the machine operates as a motor with better performance in terms of ripples of electromagnetic torque and speed for USVPWM. As the machine operates as a generator, better performance in terms of higher transferred power with the same input torque for USVPWM is achieved. Under steady condition, with the optimum voltages by an increase of the auxiliary winding voltage, the winding currents are almost equal resulting in improved electromagnetic hence reducing speed ripple. The grid current for USVPWM is more nearly sinusoidal than that for BSVPWM. The further works will implement a vector control scheme for the GSC with independent control of real power and reactive power of the single-phase grid to improve the grid current waveform and reactive power compensation for other loads. Moreover, the effect of phase shifted angle  $\delta$  for voltage compensation on the amount of transferred power will be investigated.

## Acknowledgements

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the financial support in terms of a scholarship for Mr. Chaiwut Choorak.

## References

- [1] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. A. Kim and J. Rodriguez, Power Electronics Technology for Large-Scale Renewable Energy Generation, in *Proceedings of the IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 335-355, April 2023. doi: 10.1109/JPROC.2023.3253165
- [2] P. D. Singh and S. Gao, Clean and sustainable micro hydro power generation using variable asynchronous generator controlled by AC-DC-AC converter and fuzzy PSO-PI D-STATCOM for standalone and grid, *Energy Systems*, Jul. 2022. doi: 10.1007/s12667-022-00527-2
- [3] P. Meesuk and V. Kinnaree, Mathematical Model of Wind Turbine Simulator Based Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Generator with Nonlinear Loads and Harmonic Analysis, *Advances in Science Technology and Engineering Systems Journal*, vol. 9, pp. 165-174, Feb. 2024. doi: 10.25046/aj090116
- [4] M. A. Khilifi and M. BenSlimene, Efficiency of a Six-Phase Induction Generator Employing a Static Excitation Controller to Generate AC Power for Wind Energy, *IEEE Access*, vol. 11, pp. 28791-28799, Jan. 2023. doi: 10.1109/access.2023.3260775
- [5] G. Yang, S. Li, H. Hussain, J. Zhang and J. Yang, A Novel SVPWM Fault-Tolerant Strategy for Torque Ripple Reduction of Seven-Phase Induction Machines Under Single-Phase Open-Circuit Fault, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 4, pp. 5217-5229, April 2023. doi: 10.1109/TPEL.2022.3232122
- [6] Z. Alnasir and M. Kazerani, Performance comparison of standalone SCIG and PMSG-based wind energy conversion systems, *2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Toronto, ON, Canada, 2014, pp. 1-8. doi: 10.1109/CCECE.2014.6900923
- [7] M. Pal and K. S. Sandhu, Behavior of grid connected induction generator due to load disturbances across power network, *2014 Students Conference on Engineering and Systems*, Allahabad, India, 2014, pp. 1-4. doi: 10.1109/SCES.2014.6880049
- [8] M. Car, V. Lesic, and M. Vask, Cascaded Control of Back-to-Back Converter DC Link Voltage Robust to Grid Parameters Variation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp. 1994-2004, Mar. 2021. doi: 10.1109/tie.2020.2972467
- [9] C. L. Graciola, A. Goedtel, B. A. Angelico, M. F. Castoldi, and B. L. G. Costa, Energy Efficiency Optimization Strategy for Scalar Control of Three-Phase Induction Motors, *Journal of Control Automation and Electrical Systems*, vol. 33, no. 3, pp. 1032-1043, Jan. 2022. doi: 10.1007/s40313-021-00876-w
- [10] D. P. Aguiar, R. G. Agbokpanzo, F. Dubas, A. Vianou, D. Chamagne, and C. Espanet, Analysis on the topology and control of power electronics converters for wind energy conversion systems, *International Journal of Research and Review*, Vol.8; Issue: 8; August 2021, 127-137. doi: doi.org/10.52403/ijr.20210819
- [11] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. A. Kim, and J. Rodriguez, Power Electronics Technology for Large-Scale Renewable Energy Generation, *Proceedings of the IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 335-355, Apr. 2023.
- [12] N. Prapurt, V. Kinnaree, and S. Boontua, Soft Starting Comparison of Single-Phase Capacitor Start Capacitor Run Induction Machine between Motoring and Generating Operation using Asynchronous PWM AC Chopper, *the 2024 IEEE IAS Industrial and Commercial Power System Asia, IEEE I&CPS Asia*, 2024.
- [13] N. Prapurt and V. Kinnaree, Voltage Control of Single-Phase Self Excited Induction Generator Supplying Nonlinear Loads using Static VAR Compensator, *2023 IEEE PES 15th Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Chiang Mai, Thailand, 2023, pp. 1-6. doi: 10.1109/APPEEC.57400.2023.10561949.
- [14] S. Yukhalang, T. Sopapirm and V. Kinnaree, Three-phase Self-Excited Induction Generator Operating as Single-phase Induction Generator using Static VAR Compensator, *2023 20th International*

- Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Nakhon Phanom, Thailand, 2023, pp. 1-7.  
doi: 10.1109/ECTI-CON58255.2023.10153314
- [15] P. N. Gangadhar, D. K. Banchhor, and A. Dhabale, Torque Ripple Reduction in Unsymmetrical Two Phase Induction Motor, *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Dec. 2018.
- [16] Y. Kumsuwan, S. Premrudeeprachacham and V. Kinnaree, A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2031-2041, May 2013.  
doi: 10.1109/TIE.2012.2228138
- [17] Hayakwong, E., Kinnaree, V., Efficient Two-Phase Induction Motor Driven Water Pumping System Using Modified V/F Control, (2019) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 14 (5), pp. 328-338.  
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v14i5.16610>
- [18] N. Thodsaporn, Grid Connected Unsymmetrical Two-Phase Induction Generator System Using Time-Based Unbalanced Space Vector PWM and Adaptive Hysteresis Band Current Control, *Przebieg Elektrotechniczny*, vol. 1, no. 11, pp. 80-88, Nov. 2021.  
doi: 10.15199/48.2021.11.14
- [19] P. Sirikan and C. Charumit, Analytical Performance Investigation of Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor Drives using Indirect RFOC Strategy Under Unbalanced Voltage Supply Conditions, *Przebieg Elektrotechniczny*, vol. 1, no. 1, pp. 3-12, Jan. 2022.
- [20] Chaiyot, R., Kinnaree, V., Sensorless Speed Vector Control Based on MRAS of Asymmetrical Two-Phase Induction Motor, (2020) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 15 (2), pp. 134-146.  
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v15i2.17278>
- [21] Jaber, A., Kaitan, A., Abdulwahhab, M., Samokhvalov, D., Efficiency Improvement of PM Synchronous Wind Generator Using Field Oriented Control with Model-Based Current Observer, (2024) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 19 (1), pp. 22-30.  
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v19i1.14028>
- [22] El Haissouf, M., El Haroussi, M., Ba-razzouk, A., Processor in the Loop Comparative Study of Indirect Rotor Field Oriented Control, Direct Self Control, Direct Torque Control and Space Vector Modulation Based Direct Torque Control for Induction Motor Drives, (2021) *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, 14 (6), pp. 451-465.  
doi: <https://doi.org/10.15866/iremos.v14i6.20997>
- [23] Murali, N., Mini, V., Ushakumari, S., Modified V-Shaped Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for Electric Vehicle, (2021) *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, 14 (6), pp. 439-450.  
doi: <https://doi.org/10.15866/iremos.v14i6.20884>

### Authors' information

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering, School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10530, Thailand.

<sup>2</sup>Division of Agricultural Engineering and Technology, Faculty of Agriculture and Natural Resources, Rajamangala University of Technology Tawan-ok, Bang Phra, Si Racha, Chonburi, 20110, Thailand.

<sup>3</sup>Division of Electrical Engineering, School of Electrical and Electronic Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok, 10530, Thailand.



**Chaiwut Choorak** received the B.Eng. degree in electrical engineering from Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand and M.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His research interests include renewable energy systems, energy conversion, power electronics, and drives.



**Vijit Kinnaree** (Member, IEEE) received the B.Eng. and M.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, and received a Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nottingham, England. Currently, he is a Professor at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.

His research interests include renewable energy systems, power electronics, and drives.



**Chavaporn Bumroongphuck** received M.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 2006. He is currently pursuing his D. Eng. degree at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand since 2012. His research interests include power electronics, electrical machines

and electric drives.



**Nuttapon Prapurt** received the B.Eng. and M.Eng. degree in electrical engineering from Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand. His research interests include renewable energy systems, electrical machines, energy conversion, power electronics, and drives.

Access provided by:  
Silpakorn University provided by  
UniNet  
Sign Out

Browse

My Settings

Get Help

Browse Conferences &gt; 2016 19th International Confer ...

## 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)

13-16 Nov. 2016

### Filter Results

Search within results:

---

**AUTHOR**

Narongchai Thodsaporn (1)  
 Vijit Kinnares (1)

---

**AFFILIATION**

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand (1)

---

**CONFERENCE LOCATION**

Chiba (1)

---

**Previous Titles**

- 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)
- 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)
- 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)
- 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)
- 2013 International Conference on Electrical Machines

### Assessment of vector controlled asymmetrical two-phase induction generator driven by wind turbine simulator

Chaiwut Choorak ; Narongchai Thodsaporn ; Vijit Kinnares  
 Publication Year: 2016, Page(s):1 - 5

[Abstract](#) | [PDF \(525 KB\)](#) | [HTML](#)

### Proceedings Available

The proceedings of this conference will be available for purchase through Curran Associates.

### Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016 19th International Conference on

Print Purchase at Partner

### Quick Links

- [» Search for Upcoming Conferences](#)
- [» IEEE Publication Recommender](#)
- [» IEEE Author Center](#)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Assessment of Vector Controlled Asymmetrical Two-Phase Induction Generator Driven by Wind Turbine Simulator

Chaiwut Choorak, Narongchai Thodsaporn and Vijit Kinnares

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

**Abstract**– This paper presents the assessment of the vector control for a two-phase induction generator (TPIG) driven by a wind turbine simulator. The structure of this system consists of two sections. The first section is a wind turbine simulator using a dc motor drive performed by a torque control for providing mechanical power to TPIG. The second section is the three-leg voltage source inverter connected TPIG which is governed by the indirect vector control. This strategy is to separate the controls between flux and torque of TPIG and its improved performance by compensated stator currents. Matlab/Simulink software is applied to the proposed system under various conditions. The simulation results of dynamic response for the proposed vector control are commanded by the wind turbine simulator providing the torque-speed characteristics of a small wind turbine and conclude that TPIG can be used for wind energy applications.

**Index Terms**–vector control, two-phase induction generator (TPIG), wind turbine simulator, wind energy applications

## I. INTRODUCTION

Due to the increment of energy usage in all industrial segments, several researchers have attempted to invent acquiring renewable energies. An interesting category of renewable energies is a wind energy conversion system (WECS). According to a benefit of the wind energy such as friendly environments, the installation of wind power generation capacity in the world has been escalating over the past decade. The investigation involving WECS in laboratory, it is difficult to operate with real situations at various wind speeds. This reason causes to establish the wind turbine simulator for an emulation to connect with generators to enhance the efficiency of WECS. The wind turbine simulator creates wind turbine behaviors in a controlled environment without dependence on actual wind resources and wind turbines.

Induction generators have benefits of the bearableness and low cost less than other categories. A single-phase induction generator is suitable for the small-scale systems owing to be worthwhile of a dealing power; however, the electromagnetic ripple torque can appear. To solve this problem, many researches adapt single-phase induction generators becoming a two-phase induction generator and

supplied with a three-leg voltage source inverter [1]-[2]. Furthermore, the indirect vector control technique was applied to the two-phase induction generator for its higher performance [3].

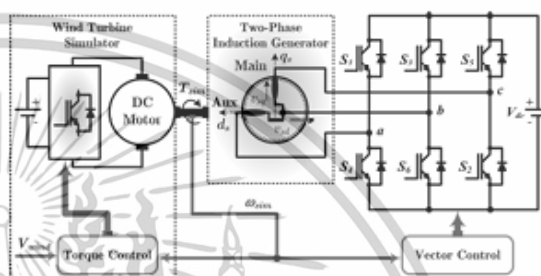


Fig. 1. The system of the two-phase induction generator driven by wind turbine simulator.

## II. SYSTEM DESCRIPTION

The system of the two-phase induction generator driven by wind turbine simulator, as displayed in Fig.1, consisted of the wind turbine simulator and TPIG. The first part was directed by the characteristic of the wind turbine using DC motor in the torque control mode. The second part was TPIG connected the three-leg voltage source inverter commanded by the indirect vector control.

### A. Basic Characteristics of Wind Turbine

The wind turbine is a power extraction apparatus. The turbine power is the direct result of the behaviors of aerodynamics which can be expressed as follows [4]-[8].

$$P_{WT} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v_{wind}^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1)$$

where  $\rho$  is the air density ( $1.25 \text{ kg/m}^3$ ),  $R$  is the turbine radius ( $m$ ),  $v_{wind}$  is the wind velocity ( $m/s$ ),  $C_p$  is the power coefficient,  $\lambda$  is the tip speed ratio, and  $\beta$  is the pitch angle (degree). The power coefficient is given by:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda}} + c_6 \lambda \quad (2)$$

with

This work was supported by the Ministry of Science and Technology, Thailand.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3)$$

TABLE I  
THE COEFFICIENT VALUES

$c_1 = 0.5176$	$c_4 = 5$
$c_2 = 116$	$c_5 = 21$
$c_3 = 0.4$	$c_6 = 0.0068$

The tip speed ratio is given by:

$$\lambda = \frac{\omega_{WT} R}{v_{wind}} \quad (4)$$

where  $\omega_{WT}$  is the turbine angular speed (rad/s). The developed torque of wind turbine is expressed by

$$T_{WT} = \frac{P_{WT}}{\omega_{WT}} = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^2 v_{wind}^3 C_p(\lambda, \beta)}{\omega_{WT}} \quad (5)$$

As shown in Fig. 2, the wind turbine model was created from the mathematical equations using in (1)-(5).

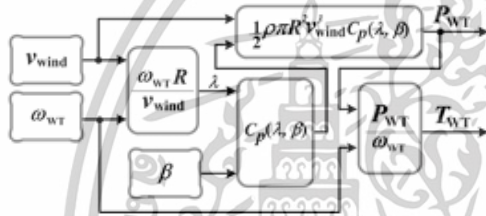


Fig. 2. Block diagram of wind turbine model.

### B. Wind Turbine Built form DC Motor

This paper, the separately excited dc motor was directed as the wind turbine simulator; consequently, the dc motor torque was controlled along the character of wind turbine. The motor torque  $T_{dc}$  is the ratio of the armature current as shown in (6).

$$T_{dc} = K_T I_a \quad (6)$$

$$K_T = L_{af} I_f \quad (7)$$

where  $K_T$  is the torque constant,  $L_{af}$  is the field-armature mutual inductance and  $I_f$  is the field current.

The simulated torque  $T_{sim}$  of wind turbine simulator can be calculated from the torque equation of dc motor as shown in

$$T_{sim} = T_{WT} = T_{dc} = K_T I_a \quad (8)$$

Accordingly, the reference armature current  $I_{arf}$  is expressed by

$$I_{arf} = \frac{T_{WT}}{K_T} = \frac{P_{WT}}{K_T \omega_{WT}} \quad (9)$$

The block diagram of the wind turbine simulator was composed of the one quadrant chopper connected a separately excited DC motor as displayed in Fig. 3. Furthermore, the strategy of the torque control was founded on the wind turbine model along the command of the wind velocity, and the armature current was computed and compared with the feedback armature current using PI controller for the simulated torque.

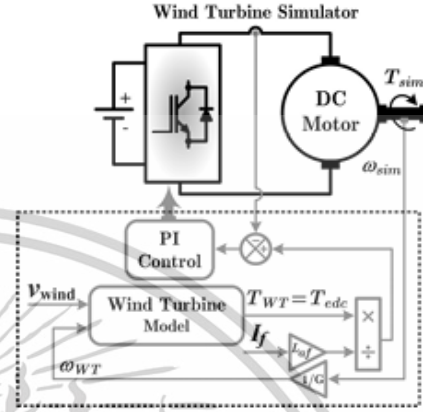


Fig. 3. Block diagram of wind turbine simulator.

### C. Dynamic Model of Asymmetrical Parameter Two-Phase Induction Generator

The two-phase induction generator is built by a squirrel-cage rotor and two stator windings displaced  $90^\circ$  in space, known as main and auxiliary windings. Moreover, the impedances of each winding have different magnitudes. The equivalent circuits represented the asymmetrical TPIG in stationary reference frame are shown in Fig. 4. The dynamic model equation of asymmetrical TPIG can be expressed as follows [9]-[11].

$$v_{sd}^s = R_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \quad (9)$$

$$v_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \quad (10)$$

$$0 = R_{rd}^s i_{rd}^s + \frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{rq}^s \quad (11)$$

$$0 = R_{rq}^s i_{rq}^s + \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{rd}^s \quad (12)$$

$$\lambda_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + M_{sd} i_{rd}^s \quad (13)$$

$$\lambda_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + M_{sq} i_{rq}^s \quad (14)$$

$$\lambda_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{rd} i_{sd}^s \quad (15)$$

$$\lambda_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{rq} i_{sq}^s \quad (16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Where  $v_{sd}^s, v_{sq}^s, i_{sd}^s, i_{sq}^s, i_{rd}^s, i_{rq}^s, \lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s, \lambda_{rd}^s, \lambda_{rq}^s$  are d-q axis voltages, currents and flux of stator and rotor in the stator reference frame.  $R_{sd}, R_{sq}, R_r$  are the stator and rotor resistances.  $L_{sd}, L_{sq}, L_r, M_{srd}, M_{srq}$  are the stator and the rotor self and mutual inductances.  $\omega_r$  is the rotor speed in rad/s.

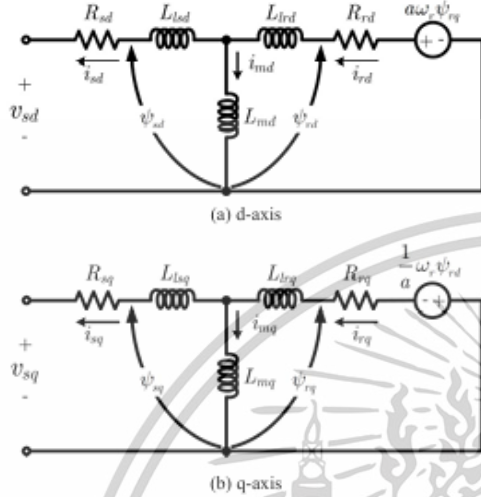


Fig. 4. Dynamic d-q equivalent circuits of machine.

$$T_e = P \left( i_{sq}^s i_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s M_{srd} \right) \quad (17)$$

$$P(T_e - T_L) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (18)$$

where  $P, J$  and  $B$  are the machine pole pairs, inertia and viscous friction coefficient, respectively. The general dynamic equations for symmetrical two-phase induction generator can be expressed in (9)-(16) with  $L_{sd} = L_{sq}, M_{srd} = M_{srq}$  and  $R_{sd} = R_{sq}$ . In case of the asymmetry of the machine parameters where  $L_{sd} \neq L_{sq}, M_{srd} \neq M_{srq}$  and  $R_{sd} \neq R_{sq}$ , electromagnetic torque ripple occurs from supplying balanced voltages to both coils. The strategy of elimination the torque ripple by controlling the stator currents is applied in (9)-(16) are developed in terms of the rotor mutual flux.

$$T_e = P \left( i_{sq}^s \left( \frac{\lambda_{rd}^s - M_{srd} i_{sd}^s}{L_r} \right) M_{srq} - i_{sd}^s \left( \frac{\lambda_{rq}^s - M_{srq} i_{sq}^s}{L_r} \right) M_{srd} \right) \\ = \frac{P}{L_r} \left( i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd} \right) \quad (19)$$

$$\text{where } i_{rd}^s = \frac{\lambda_{rd}^s - M_{srd} i_{sd}^s}{L_r} \text{ and } i_{rq}^s = \frac{\lambda_{rq}^s - M_{srq} i_{sq}^s}{L_r}$$

$$T_e = \frac{P}{L_r} \left( i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd} \right) \quad (20)$$

Then, the improved stator currents can be given as:

$$i_{sd}^s = i_{sd}^s \quad (21)$$

$$i_{sq}^s = a i_{sq}^s \quad (22)$$

with  $a = M_{srq} / M_{srd}$  and substituting the variables  $i_{sd}^s$  and  $i_{sq}^s$  by  $i_{sd}^s$  and  $i_{sq}^s$  respectively into (12), to remodel the torque as

$$T_e = \frac{P}{L_r} \left( \frac{i_{sq}^s}{a} \lambda_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd} \right) \\ = \frac{P}{L_r} \left( \frac{M_{srd}}{M_{srq}} i_{sq}^s \lambda_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s M_{srd} \right) \\ T_e = \frac{PM_{srd}}{L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd}^s \lambda_{rq}^s) \quad (23)$$

### III. VECTOR CONTROL OF TWO-PHASE INDUCTION GENERATOR

The vector control classified as an indirect field oriented control (IFOC) approach with a q-d frame rotating at synchronous speed was applied [3]. According to the dynamic equations in (9)-(16), the stator voltage equations are expressed as

$$v_{sd} = R_{sd} i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{M_{sd}}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (24)$$

$$v_{sq} = R_{sq} i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \frac{M_{sq}}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (25)$$

$$\frac{L_r}{R_{sd}} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} + \lambda_{rd} = M_{srd} i_{sd} \quad (26)$$

$$\omega_{sl} = \frac{M_{srd} R_r}{L_r \lambda_{rd}} i_{sq} \quad (27)$$

Due to the d-axis of the rotor flux oriented reference frame is along the rotor flux vector,  $\lambda_{rq} = 0$  and  $\lambda_{rd}$  as constant value, that leads to the stator voltage equations as

$$v_{sd} = R_{sd} i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \quad (28)$$

$$v_{sq} = R_{sq} i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} \quad (29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_{sd} = M_{sd} i_{sd} \tag{30}$$

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{sd}} \tag{31}$$

$$T_e = \frac{PM_{sd}}{L_r} (i_{sq} \lambda_{sd}) \tag{32}$$

The invention system for the vector control of an asymmetrical two-phase induction generator (TPIG) using space vector PWM voltage source inverter was illustrated in Fig.5 [12].

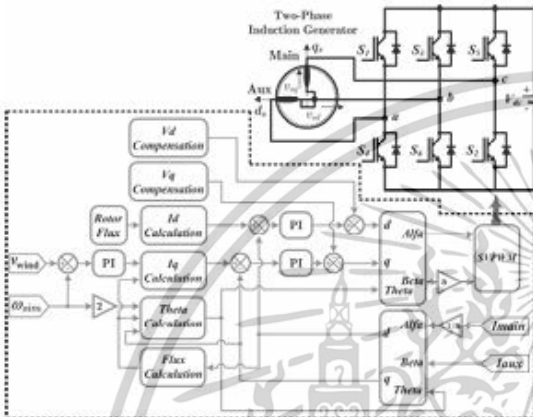


Fig. 5. Block diagram of vector-controlled induction generator.

IV. SIMULATION RESULTS

The overall system was simulated by Matlab/Simulink software. In accordance with Fig. 1, the configuration of the presented system was comprised of the wind turbine simulator and the three-leg voltage source inverter connected TPIG.

The first section, the wind turbine was created based on the mathematical model in (1)-(5) at rated power of 1.5 kW, blade length of 1.75 m, gear ratio of 1:4.26, rated wind speed of 8 m/s. The simulation of the wind profiles used in this study were appointed between 5-8 m/s as shown in Fig. 6 and the step changes of the wind velocities along time were depicted in Fig 7.

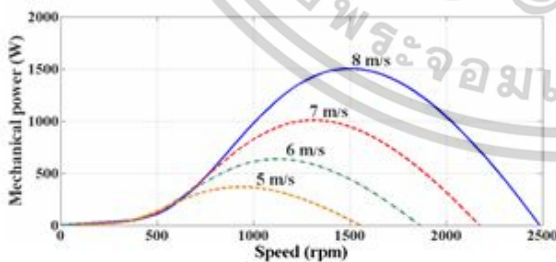


Fig. 6. The simulation of the wind profile.

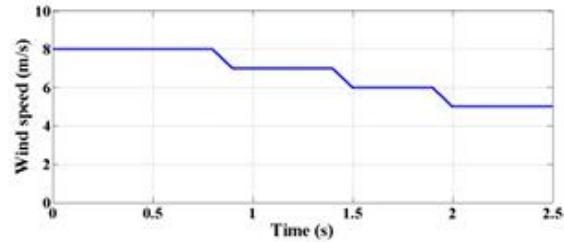


Fig. 7. The step changes of the wind velocities.

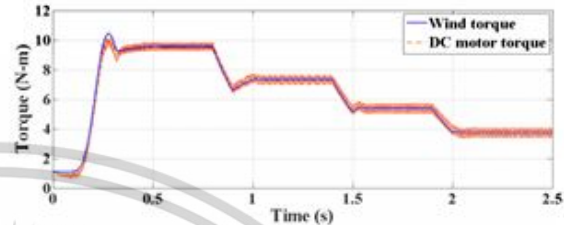


Fig. 8. The wind and dc motor torques.

Regarding wind turbine model in Fig.2, the wind torque acquired from (5) was the command for the torque control of dc motor acted as the wind turbine simulator. The responses of both wind and dc motor torques commanded from wind velocities are shown in Fig.8.

The final section of this system, the asymmetrical two-phase induction generator (TPIG) sized of 1.5 kW, 220 V, 10.4 A, 50 Hz, 1,450 rpm, 4 poles, inertia J = 0.025 kg/m<sup>2</sup> and was connected the three-leg VSI using the unbalanced SVPWM. To assess the vector control of two phase generator, its responses were considerably investigated. After the beginning, the rotor speed of TPIG is greater than the synchronous speed followed the wind velocities as displayed in Fig.8. Moreover, the main current lagged the auxiliary current by 90 electrical degrees and the magnitude of the main current is higher than the auxiliary current according to the turn ratio of windings displayed in Fig. 10:

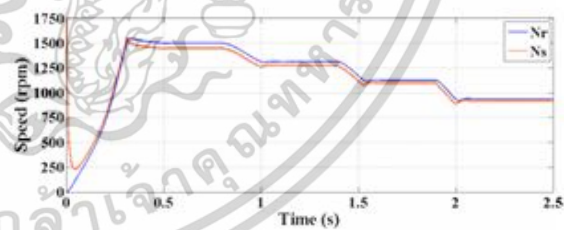


Fig. 9. The rotor and synchronous speeds

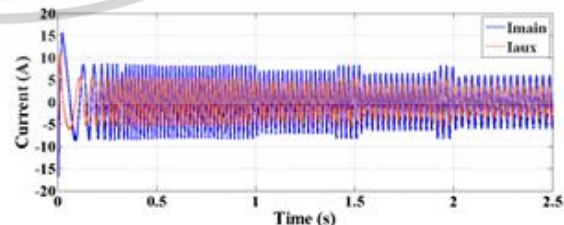


Fig. 10. The main and auxiliary winding currents of TPIG.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

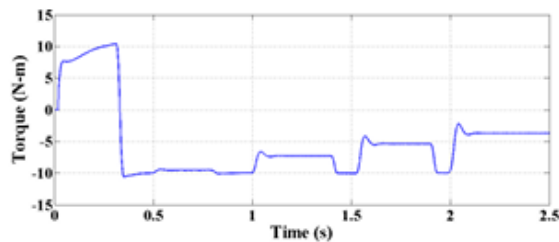


Fig. 11. The torque of TPIG.

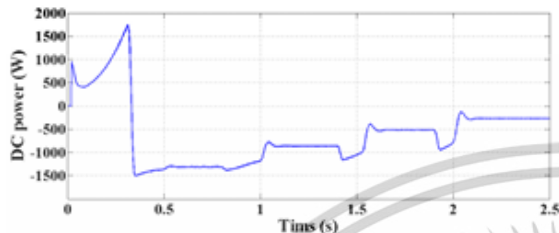


Fig. 12. Dc power.

The electromagnetic torque depicted in Fig.11 and dc power illustrated in Fig.12 of TPIG performed from the speed command which meant the wind velocities at 8, 7, 6 and 5 m/s respectively. The results were able to express the favorable performances of this system.

#### V. CONCLUSIONS

The proposed system was the simulation of cooperation between the wind turbine simulator and TPIG driven by the vector-controlled technique to study behavior of the system. Consequently, the simulation results displayed that the variation of wind speeds affected to the power transmission properly; besides, revealed that TPIG was able to perform acceptably for wind energy application. This has led to the developing wind turbine in small sizes.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the financial support in terms of a scholarship for Mr. Chaiwut Choorak.

#### REFERENCES

- [1] M. B. de R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and E.R.C da Silva, "A Speed Control for Variable-Speed Single-Phase Induction Motor Drives" IEEE, pp.1458-1463, 2001.
- [2] D.G. Holmes and A. Kotsopoulos, "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter", IEEE Proc. IAS-93. Conf., Vol. 1, pp. 613-620, 1993.
- [3] T. Ahmed, K. Nishida and M. Nakaoka, "Advanced voltage control of induction generator using rotor field-oriented control", IAS pp.2835-2842, 2005
- [4] Hossein Madadi Kojabadi, Liuchen Chang, "Development of a Novel Wind Turbine Simulator for Wind Energy Conversion Systems Using an Inverter-Controlled Induction Motor", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Vol. 19, Issue:3, pp. 547- 552, 2004.
- [5] Liu Guangchen, Wang Shengtie, Zhang Jike, "Design and Realization of DC Motor and Drives Based Simulator for Small Wind Turbine" Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific , pp.1 - 4 ,28-31 March 2010
- [6] W.Hu, Y.Wang, X.Song, Z.Wang, "Development of wind turbine simulator for wind energy conversion systems based on permanent magnet synchronous motor", International Conference of Electrical Machines and Systems, 2008, pp. 2322-2326.
- [7] S. Kouadria, S. Belfedhal, E.M. Berkouk, Y. Meslem, "Development of real time Wind Turbine Emulator based on DC Motor Controlled by PI regulator" Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013, pp 1-5.
- [8] N. Thodsaporn, Chaiwut Choorak and V. Kinnares, "Wind Turbine Simulator Based on Grid Connected Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Generator", ICEMS 2015.
- [9] M. B. de R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and E.R.C da Silva, "A Speed Control for Variable-Speed Single-Phase Induction Motor Drives" IEEE, pp.1458-1463, 2001.
- [10] D.G. Holmes and A. Kotsopoulos, "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter", IEEE Proc. IAS-93. Conf., Vol. 1, pp. 613-620, 1993.
- [11] C.M. Young, C.C. Liu and C.H. Liu, "New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives", IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, pp. 458-466, 1996.
- [12] Ch. Charumit and V. Kinnares, "Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives", Electric Power Systems Research, Vol. 79, No.7, pp. 1127-1135, 2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Access provided by:  
Silpakorn University provided by  
UniNet  
Sign Out

Browse

My Settings

Get Help

Browse Conferences > 2016 13th International Confer ...

# 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)

28 June-1 July 2016

Filter Results
Search

Search within results:

**Performance evaluation of vector controlled asymmetrical two-phase induction generator using three-leg voltage source inverter**

Chaiwit Chobrak ; Vijit Kinnaras  
Publication Year: 2016; Page(s):1 - 5

[Abstract](#) | [PDF \(910 KB\)](#) | [HTML](#)

**Proceedings Available**

The proceedings of this conference will be available for purchase through Curran Associates.

**Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2016 13th International Conference on**

Print Purchase at Partner

**Quick Links**

- » Search for Upcoming Conferences
- » IEEE Publication Recommender
- » IEEE Author Center

**Previous Titles**

- 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)
- 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)
- 2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Performance Evaluation of Vector Controlled Asymmetrical Two-Phase Induction Generator Using Three-Leg Voltage Source Inverter

Chaiwut Choorak  
Department of Electrical Engineering, Faculty of  
Engineering, King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang,  
Bangkok, Thailand  
[chaiwut\\_su@hotmail.com](mailto:chaiwut_su@hotmail.com)

Vijit Kinnarees  
Department of Electrical Engineering, Faculty of  
Engineering, King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang,  
Bangkok, Thailand  
[kkwijit@kmitl.ac.th](mailto:kkwijit@kmitl.ac.th)

**Abstract**—The objective of this paper is to evaluate the performance of a vector controlled asymmetrical two-phase induction generator (TPIG) using a three-leg voltage source inverter. The proposed method is a decoupling scheme by controlling flux and torque separately. Improved performance is achieved by compensated stator currents. Matlab/Simulink software is applied to the presented system under various conditions. The simulation results of dynamic response for the proposed vector control are compared to those for scalar control with slip frequency regulation leading to conclude that TPIG can be used for wind energy applications.

**Keywords**—an asymmetrical two-phase induction generator.

## I. INTRODUCTION

The demand of energy usage worldwide has risen continuously. This issue becomes a critical keystone for nations to develop the renewable-energy utilization, especially the use of wind energy which can transform to be electrical energy. One of the systems which perform the wind conversion as electricity is a wind energy conversion system (WECS). WECS has continually been investigated by many researchers, specially small-scale and low wind speed systems to improve their most efficiency.

Induction generators as a main part of WECS are often chosen to use for wind energy applications with both constant and variable wind speeds in an electrical generation. Commonly, three-phase induction generators have the advantages of the durability in all operating conditions, less maintenance than other generators and high reliability which are suitable for the large-scale systems for appropriately manipulating the energy consumption and costs. While, the small-scale wind turbines are fit for single-phase induction generators and their benefits are similar to three-phase induction generators. To use single phase, the electromagnetic ripple torque can occur. Many research groups are interested in solving such problem [1]-[2]. Consequently, two-phase induction generators can be modified from single-phase induction generators and supplied with a three-leg voltage source inverter in order to improve performance. However, one drawback of an asymmetrical two-phase induction

generator is a winding asymmetry caused the speed and torque pulsation [3]-[5].

The study involving the efficiency of the two-phase induction generator can be found in [6]. An asymmetrical parameter type two-phase induction motor (TPIM) is accommodated from a capacitor induction motor by removing a capacitor from the auxiliary winding and separating main and auxiliary windings. This modified two-phase induction motor can be controlled by using a three-leg inverter with difference voltages of each windings as presented in fig.1. Furthermore, some research groups have attempted to prove a proper inverter type for an asymmetrical parameter type two-phase induction motor [7]. Besides, the methodology of the pulse width modulation driving the inverter to obtain the desirable performance of two-phase induction motor was proposed in [8]. Significantly, the indirect vector control technique is utilized for the two-phase induction generator improved by compensated asymmetry of two windings [9]. As a result, this method is adopted to operate the two-phase induction generator driven by wind power.

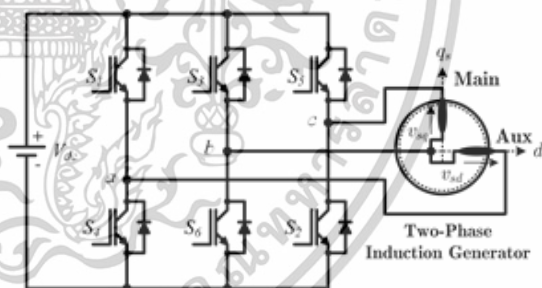


Fig. 1. Voltage source inverter for operation of two-phase induction generator

This paper describes the vector control of the asymmetrical two-phase induction generator using three-leg VSI, as shown in Fig. 1. It is organized as follows. section II provides the dynamic model of the asymmetrical parameter TPIG. In section III, the vector control of ATPIG is presented. The

simulation results is given in section IV. Finally, the conclusions are given in section V.

## II. DYNAMIC MODEL OF ASYMMETRICAL PARAMETER TWO-PHASE INDUCTION MACHINE

The two-phase induction machine is basically constituted by a squirrel-cage rotor and two stator windings displaced  $90^\circ$  in space, known as main and auxiliary windings. In general, these windings have different impedances. The equivalent circuits representing the asymmetrical TPIM in stationary reference frame are shown in Fig. 2. The dynamic model equation of asymmetrical TPIM can be expressed as follows [4] and [8].

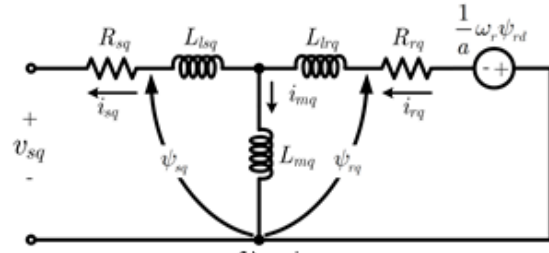


Fig. 2. Dynamic d-q equivalent circuits of machine

$$T_e = P \left( i_{sq}^2 i_{rd}^2 M_{\sigma q} - i_{sd}^2 i_{rq}^2 M_{\sigma d} \right) \quad (9)$$

$$P(T_e - T_l) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (10)$$

$$v_{sd}^s = R_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\psi_{sd}^s}{dt} \quad (1)$$

$$v_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\psi_{sq}^s}{dt} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{rd}^s + \frac{d\psi_{rd}^s}{dt} + \omega_r \psi_{rq}^s \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + \frac{d\psi_{rq}^s}{dt} - \omega_r \psi_{rd}^s \quad (4)$$

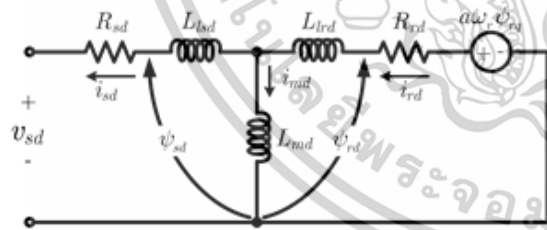
$$\dot{\psi}_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + M_{\sigma d} i_{rd}^s \quad (5)$$

$$\dot{\psi}_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + M_{\sigma q} i_{rq}^s \quad (6)$$

$$\dot{\psi}_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{\sigma d} i_{sd}^s \quad (7)$$

$$\dot{\psi}_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{\sigma q} i_{sq}^s \quad (8)$$

Where  $v_{sd}^s, v_{sq}^s, \dot{\psi}_{sd}^s, \dot{\psi}_{sq}^s, \dot{\psi}_{rd}^s, \dot{\psi}_{rq}^s, \dot{\psi}_{sd}^s, \dot{\psi}_{sq}^s, \dot{\psi}_{rd}^s, \dot{\psi}_{rq}^s$  are d-q axis voltages, currents and flux of stator and rotor in the stator reference frame.  $R_{sd}, R_{sq}, R_r$  are the stator and rotor resistances.  $L_{sd}, L_{sq}, L_r, M_{\sigma d}, M_{\sigma q}$  are the stator and the rotor self and mutual inductances.  $\omega_r$  is the rotor speed in rad/s.



(a) d-axis

where  $P, J$  and  $B$  are the machine pole pairs, inertia and viscous friction coefficient, respectively. (1)-(8) are the general dynamic equations for symmetrical two-phase induction generator which  $L_{sd} = L_{sq}, M_{\sigma d} = M_{\sigma q}$  and

$R_{sd} = R_{sq}$ . In case of the asymmetry of the machine parameters where  $L_{sd} \neq L_{sq}, M_{\sigma d} \neq M_{\sigma q}$  and  $R_{sd} \neq R_{sq}$ , electromagnetic torque ripple occurs from supplying balanced voltages to both coils. The method eliminating the torque ripple by controlling the stator currents is applied. (1)-(8) are treated in terms of the rotor mutual flux.

$$T_e = P \left( i_{sq}^s \left( \frac{\dot{\psi}_{rd}^s - M_{\sigma d} i_{sd}^s}{L_r} \right) M_{\sigma q} - i_{sd}^s \left( \frac{\dot{\psi}_{rq}^s - M_{\sigma q} i_{sq}^s}{L_r} \right) M_{\sigma d} \right) = \frac{P}{L_r} \left( i_{sq}^s \dot{\psi}_{rd}^s M_{\sigma q} - i_{sd}^s \dot{\psi}_{rq}^s M_{\sigma d} \right) \quad (11)$$

where  $i_{rd}^s = \frac{\dot{\psi}_{rd}^s - M_{\sigma d} i_{sd}^s}{L_r}$  and  $i_{rq}^s = \frac{\dot{\psi}_{rq}^s - M_{\sigma q} i_{sq}^s}{L_r}$

$$T_e = \frac{P}{L_r} \left( i_{sq}^s \dot{\psi}_{rd}^s M_{\sigma q} - i_{sd}^s \dot{\psi}_{rq}^s M_{\sigma d} \right) \quad (12)$$

Then, the improved stator currents can be given as:

$$i_{sd}^s = i_{sd}^s \quad (13)$$

$$i_{sq}^s = a i_{sq}^s \quad (14)$$

with  $a = \frac{M_{\sigma q}}{M_{\sigma d}}$  and substituting the variables  $i_{sd}^s$  and  $i_{sq}^s$

by  $i_{sd}^s$  and  $i_{sq}^s$  respectively into (12), to remodel the torque as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



#### IV. SIMULATION RESULTS

The Matlab/Simulink software is used to simulate the asymmetrical two-phase induction generator (TPIG) driven by the three-leg VSI using the unbalanced SVPWM. The ratings of the used machine are 1.5 kW, 220 V, 10.4 A, 50 Hz, 1,450 rpm, 4 poles, inertia  $J = 0.025 \text{ kg/m}^2$ . To evaluate the performance of vector control of two phase generator, the simulation results of the vector control are compared with those of the scalar control. The simulation conditions are commanded with the variable input torques of a wind turbine, which is proportional to squared rotor speed, at speed command  $N_r^*$  of 1,500, 1,000 and 500 rpm respectively.

At the beginning, the starting interval of the vector control for TPIG with rated torque of 10 N-m at 1,500 rpm, during 0-0.3 second approximately, is shown in fig. 4 (a) whilst the starting interval of the scalar control takes time of 0.5 second roughly as shown in fig. 4 (b). Note that during the startup, the machine operates as a motor. Besides, the auxiliary current leads the main current by 90 electrical degrees and the amplitude of the auxiliary current is lower than the main current in accordance with the turn ratio of windings. In addition, the rotor speed is higher than the synchronous speed as displayed in fig.5 which unlike for the scalar control the synchronous speed is significantly higher than the rotor speed for the proposed vector control resulting in faster response at start up (i.e motoring operation). At low speed for generating operation, the rotor speed and synchronous speed seems unstable for the scalar control with slip frequency regulation. Afterwards, the DC power of both cases is shown in fig.7 which points out that the power is depended on the speed command.

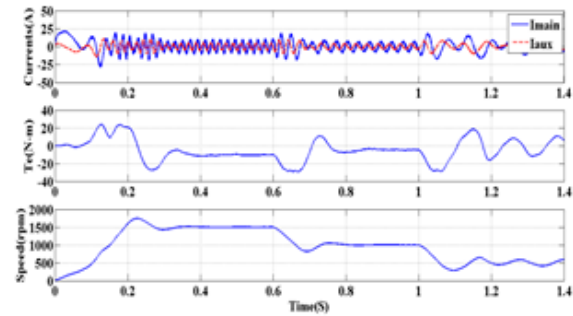
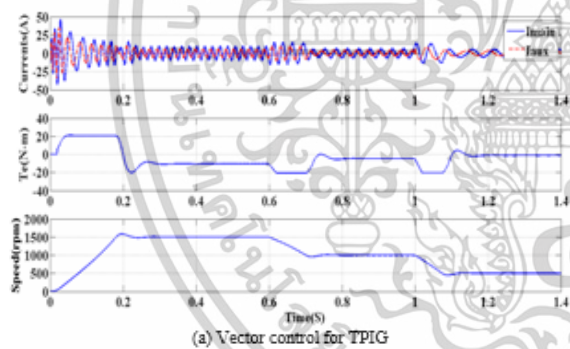


Fig.4. Main and auxiliary winding currents, electromagnetic torque and rotor speed

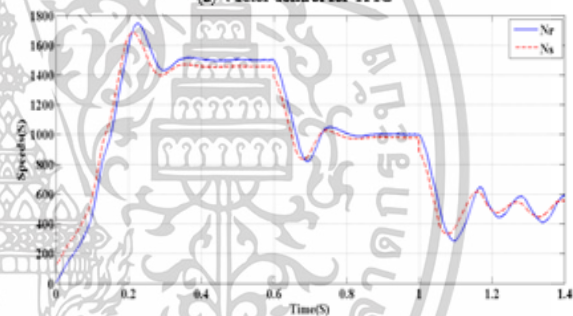
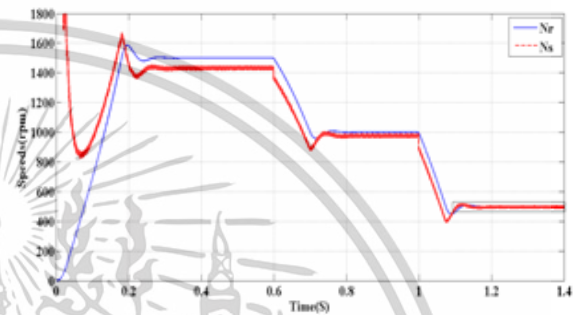


Fig. 5. the rotor and synchronous speeds

In the interval between 0.6-1.0 second in fig.4-5, the generator is commanded to reduce speed from 1,500 to 1,000 rpm. It is observed that the proposed method can provide the good performance in case of the speed control. Furthermore, the electromagnetic torque in condition of the variable input torque is decreased followed in the speed command as shown in fig.4 (a).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

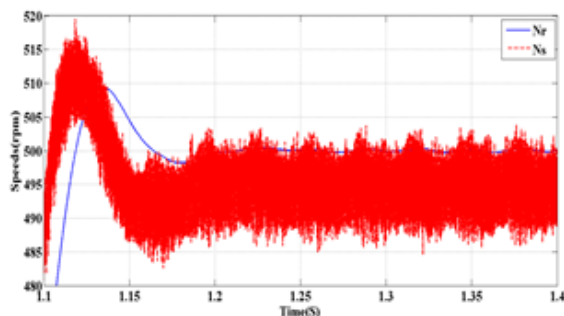


Fig.6. zoom of the rotor and synchronous speeds

Similarly, the interval between 1.0-1.4 second in fig.4-5, the generator is commanded to reduce speed from 1,000 to 500 rpm. Furthermore; to reconsider in small scale as shown in fig.6, the synchronous speed is also less than the rotor speed. It can be seen that the proposed system is able to operate efficiently even a low speed condition. Conversely, to assess the scalar control, the speed of the generator is unstable in this circumstance.

The dc power side in fig.7 illustrates the response of the output power of the system. It can be seen that the negative power is transferred from TPIG to dc source and the vector control can steadily operate in case of the low speed commands whilst the scalar control is inconsistent especially at speed command of 500 rpm as shown in fig.8.

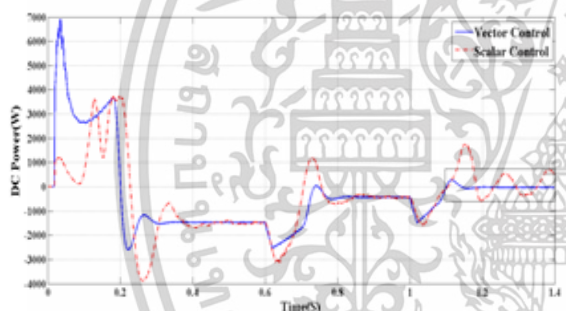


Fig.7. dc power

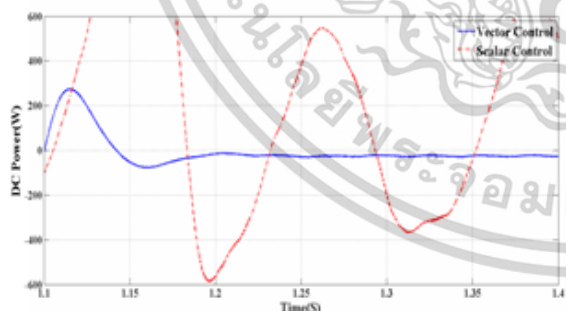


Fig.8. zoom of dc power

## V. CONCLUSION

In this paper, the vector control has been applied to an asymmetrical two-phase induction generator using a three-leg space vector PWM voltage source. The proposed method can provide the unbalanced stator currents in according with the turn ratio between the auxiliary and main windings with the displacement of 90 electrical degrees to reduce the torque pulsation. The simulation results illustrate that the performances of the TPIG with the proposed vector control are better than those with scalar control. It is found that in case of variable input torque proportional to squared rotor speed, the proposed vector control allow efficiently power flow to the dc source in spite of low speed command.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the financial support in terms of a scholarship for Mr. Chaiwut Choorak.

## REFERENCES

- [1] M. B. de R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and E.R.C da Silva, "A Speed Control for Variable-Speed Single-Phase Induction Motor Drives" IEEE, pp.1458-1463, 2001.
- [2] D.G. Holmes and A. Kotsopoulos, "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter", IEEE Proc. IAS-93. Conf., Vol. 1, pp. 613-620, 1993
- [3] C.M. Young, C.C. Liu and C.H. Liu, "New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives", IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, pp. 458-466, 1996.
- [4] C. Choorak and V. Kinnaree, "Speed Control of Asymmetrical Two-Phase Induction Machine Using Three-Lag Space Vector PWM Voltage Source Inverter", PEMC, pp.345-350, 2014.
- [5] M. A. Jabbar, A. M. Khambedkone and Z. Yanfeng, "Space Vector Modulation in Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 51, No.5, pp. 1081-1088, 2004.
- [6] M. Faisal Khan and M. Rizwan Khan, "Voltage Control of Single-Phase Two Windign Self Excited Induction Generator for Isolated Load" ICAECT, pp.209-214, 2014.
- [7] C.M. Young, C.C. Liu and C.H. Liu, "New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives", IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, pp. 458-466, 1996.
- [8] Ch. Charumit and V. Kinnaree, "Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives", Electric Power Systems Research, Vol. 79, No.7, pp. 1127-1135, 2009
- [9] T. Ahmed, K. Nishida and M. Nakaoka, "Advanced voltage control of induction generator using rotor field-oriented control", IAS pp.2835-2842, 2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน



ชื่อ-นามสกุล ชัยวุฒ ชูรักษ์  
 วัน เดือน ปีเกิด 22 กุมภาพันธ์ 2522  
 ที่อยู่ 103/20 ม.มณทิศา ม.4  
 ตำบล ลำพญา อำเภอ เมือง  
 จังหวัด นครปฐม  
 73000

### ประวัติการศึกษา

พ.ศ. 2549 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

### ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2549-ปัจจุบัน อาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี  
 อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร วิทยาเขตพระราชวังสนามจันทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้