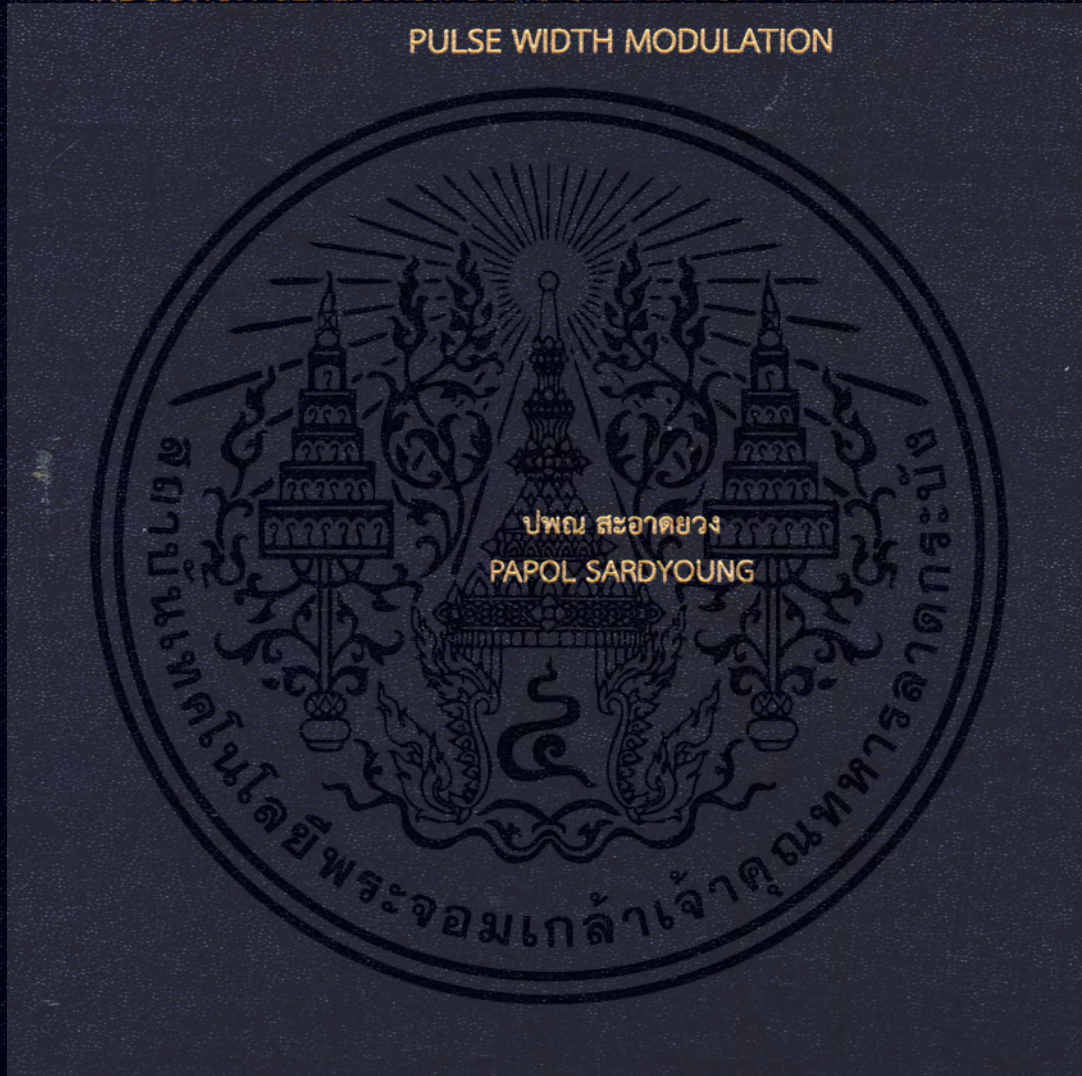


เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส 3 กิ่งควบคุมด้วยวิธีการมอดูเลต
สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันไม่สมดุลเชื่อมต่อกับโครงข่าย
ไฟฟ้าหนึ่งเฟส

SINGLE-PHASE GRID CONNECTED TWO-PHASE THREE-LEG VSI FED
INDUCTION GENERATOR USING UNBALANCED VOLTAGE SPACE VECTOR
PULSE WIDTH MODULATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2561
KMITL-2018-EN-D-018-014

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส 3 กิ่งควบคุมด้วยวิธีการมอดูเลต
สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันไม่สมดุลเชื่อมต่อกับโครงข่าย
ไฟฟ้าหนึ่งเฟส

SINGLE-PHASE GRID CONNECTED TWO-PHASE THREE-LEG VSI FED
INDUCTION GENERATOR USING UNBALANCED VOLTAGE SPACE VECTOR
PULSE WIDTH MODULATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-D-018-014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SINGLE-PHASE GRID CONNECTED TWO-PHASE THREE-LEG VSI FED
INDUCTION GENERATOR USING UNBALANCED VOLTAGE SPACE VECTOR
PULSE WIDTH MODULATION



PAPOL SARDYOUNG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018

KMITL-2018-EN-D-018-014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส 3 กิ่งควบคุมด้วยวิธีการมอดูเลตสเปซเวกเตอร์พัลส์
วิตมอดูเลชันแบบแรงดันไม่สมดุลเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส
Thesis Title Single-Phase Grid Connectd Two-Phase Three-Leg VSI Fed Induction
Generator Using Unbalanced Voltage Space Vector Pulse width Modulation
นักศึกษา นายปพน สะอาดยวง
รหัสประจำตัว 53610120
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-014

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.เวคิน	ปิยรัตน์	
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
ดร.ภพ	จันทร์เจริญสุข	
ผศ.ดร.นิรุช	จิรสุวรรณกุล	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 22 มีนาคม พ.ศ. 2561 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 3 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ณ บดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 22 มีนาคม พ.ศ. 2561

หัวข้อวิทยานิพนธ์

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส 3 กิ่งควบคุมด้วยวิธีการ
มอดูเลตสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันไม่สมดุล
เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส

นักศึกษา

นายปพน สะอาดวง

รหัสประจำตัว

53610120

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2561

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวิธีการควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส
ชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วยสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดใช้คลื่นพาร์ทที่ให้แรงดันเฟสไม่
สมดุล เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยระบบประกอบด้วย 2 ส่วนหลักกล่าวคือด้านหน้าและ
ด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้า สำหรับส่วนด้านหน้าใช้สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่มีการควบคุม
แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ ทำให้มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางกล่าวคือทำงานในโหมดเรียง
กระแสและอินเวอร์ตติ้ง มีการควบคุมกระแสที่มีปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ทำให้กระแสโครงข่ายหนึ่ง
เฟสเข้าใกล้คลื่นรูปไซน์และตัวประกอบกำลังสูง ส่วนด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าใช้อินเวอร์เตอร์สามกึ่ง
ชนิดจ่ายแรงดันไฟฟ้า ควบคุมโดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์ชนิดใช้คลื่นพาร์ทแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล
ด้วยเทคนิค V/Hz คงที่ ได้มีการเปรียบเทียบสมรรถนะกับเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบให้แรงดันเฟส
สมดุลในแง่ของการกระเพื่อมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า, การกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์, การกระเพื่อม
ของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (Dc-Voltage) การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า ที่ความถี่ และแรงบิดอินพุตทาง
กลที่ค่าต่างๆ ในสภาวะคงตัวและการทดสอบสภาวะการตอบสนองไดนามิกส์ช่วงจากเปลี่ยนการ
ทำงานเป็นมอเตอร์ไปสู่เครื่องกำเนิด นอกจากนี้ได้มีการจำลองของระบบด้วย Matlab/SIMULINK
เพื่อตรวจสอบความถูกต้อง ผลการจำลองและทดลองให้ผลสอดคล้องกันดี จากผลที่ได้พบว่าเทคนิค
ที่นำเสนอให้สมรรถนะดีกว่าแรงดันเฟสสมดุล โดยเฉพาะอย่างยิ่งการส่งกำลังไฟฟ้าคืนสู่กริดได้
มากกว่าเมื่อแรงบิดอินพุตทางกลเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Single-Phase Grid Connected Two-Phase Three-Leg VSI Fed Induction Generator Using Unbalanced Voltage Space Vector Pulse Width Modulation
Student	Mr.Papol Sardyoung
Student ID.	53610120
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes control of a single-phase grid connected three-leg voltage source inverter fed asymmetrical parameter type two-phase induction generator with carrier-based unbalanced phase voltage space vector modulation. The proposed system consists of two main parts namely a front end and a machine end. For the front end, a half bridge switch mode converter with constant voltage control resulting in bidirectional power flow namely rectification and inversion modes. An adaptive hysteresis current control is used. As a result, grid current waveform is nearly sinusoidal and power factor is high. For the machine end a two-phase three-leg voltage source inverter is used which is controlled by a carrier-based unbalanced phase voltage space vector modulation technique with constant V/Hz control. Comparative performance with a carrier-based balanced phase voltage space vector modulation technique is given in terms of electromagnetic torque ripple, DC link voltage ripple, power transfer at various frequencies and mechanical input torque values under steady state. Also testing under dynamic response during a transition from motor to generator operation is given. In addition, simulation of the proposed system using Matlab/SIMULINK is included to verify the correctness. Simulation and experimental results are in good agreement. From obtained results, it is found that the proposed technique gives better performance over the balanced supplied voltage technique particularly, higher grid transferred power with the same mechanical input torque.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ควบคุมวิทยานิพนธ์ โดยข้าพเจ้ามีความซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และการให้คำแนะนำต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิจัย ตลอดจนการเอาใจใส่ดูแลและห่วงใยในทุก ๆ ด้าน ไม่เพียงแต่ทางด้านการเรียนและการทำวิจัย อีกทั้งยังสนับสนุนและส่งเสริมให้ศิษย์ที่มีความเจริญก้าวหน้าอยู่เสมอตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา และขอกล่าวได้เพียงว่าขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูงกับความสำเร็จครั้งนี้

อีกผู้หนึ่งที่ข้าพเจ้าต้องกล่าวถึงในที่นี้คือ รศ.ดร.พานิช อินต๊ะ กลุ่มทีมวิจัย RUEE มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา ดอยสะเก็ดและ Dr. Rainer Zawadzki อาจารย์พิเศษที่คอยให้คำปรึกษาแนะนำ จนทำให้บทความวิจัยนี้ได้รับการตีพิมพ์สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณทุกกำลังใจและความช่วยเหลือ ตลอดจนให้คำแนะนำต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับการทำวิจัยรุ่นน้องและเพื่อน ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ได้รับจาก คุณวัชรินทร์ พรหมคุณ (น้องตัน) ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ ตลอดจนคำแนะนำในช่วงระยะเวลาของการทำวิจัยเสมอมา

ขอขอบคุณคณะกรรมการอุดมศึกษาหรือ สกอ. ที่ให้โอกาสและสนับสนุนทุนการศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกของข้าพเจ้าในครั้งนี้

ท้ายที่สุดนี้ความดีและประโยชน์อันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบให้แต่ คุณพ่อบุญเลิศ คุณแม่หวาน สะอาดยวง และครอบครัวสะอาดยวง ที่เป็นแหล่งทุนสำคัญของข้าพเจ้า

ปพน สะอาดยวง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	1
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	5
1.3 สมมติฐานการศึกษา.....	6
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	6
1.4.1 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียจากการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางเลือก.....	8
1.4.2 การเปรียบเทียบชนิดเครื่องกำเนิดที่มีการใช้งานปัจจุบัน.....	11
1.4.3 การแบ่งชนิดเครื่องกำเนิดโดยแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง.....	12
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	14
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	17
บทที่ 2 ทฤษฎีเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	19
2.1 บทนำ.....	19
2.2 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....	19
2.3 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร.....	24
2.4 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร.....	27
2.5 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร.....	30
2.6 การทำงานเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่มีค่าพารามิเตอร์ ไม่สมมาตรในโหมดมอเตอร์.....	33
2.7 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....	35
2.8 คุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส.....	39
2.9 สรุป.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ IV ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ระบบขับเคลื่อนที่นำเสนอ.....	41
3.1 บทนำ.....	41
3.2 ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คั้งที่.....	42
3.3 การคำนวณออกแบบการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คั้งที่.....	44
3.4 ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คั้งที่.....	49
3.5 ระบบควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คั้งที่.....	52
3.6 การคำนวณออกแบบระบบควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คั้งที่.....	53
3.7 หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกั้ง.....	58
3.7.1 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบสมดุลแบบใช้คั้งนพาค์ สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส.....	58
3.7.2 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบไม่สมดุลแบบใช้คั้งนพาค์สำหรับ อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส.....	60
3.7.3 การมอดูเลทความกว้างพัลส์สเปซเวกเตอร์สามกั้งจ่ายแรงดันเฟสสมดุล.....	63
3.7.4 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบจ่ายแรงดันเอาต์พุตไม่สมดุล.....	67
3.8 หลักการควบคุมแบบสเกลลาร์.....	69
3.9 โครงสร้างของสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320C2000.....	70
3.10 สรุป.....	71
บทที่ 4 การจำลองและผลการจำลอง.....	73
4.1 บทนำ.....	73
4.2 การจำลองและผลการจำลองเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์ รีซีซชนิดแบนด์ไม่คั้งที่.....	74
4.3 การจำลองและการทดสอบระบบควบคุมพีไอ.....	78
4.4 การจำลองสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกั้ง จ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM).....	79
4.5 การจำลองการเชื่อมต่อกับชุดควบคุมแรงบิดทางกล ในโหมดมอเตอร์ เหนี่ยวนำไฟฟ้า	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ V ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.6 ผลการจำลองการทำงานทั้งระบบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	83
4.7 เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	85
4.8 เปรียบเทียบผลการจำลองการตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	89
4.9 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	90
4.10 เปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องกำเนิด เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	94
4.11 เปรียบเทียบผลการจำลองความเร็วโรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส.....	95
4.12 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของ เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	96
4.13 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงดันและกระแสของ เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	97
4.14 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงบิดสูงสุด-ความเร็วโรเตอร์ของ เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	99
4.15 เปรียบเทียบผลการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดกับเปอร์เซ็นต์แรงบิด ทางกลด้านอินพุตที่ความถี่ต่าง ๆ ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	100
4.16 เปรียบเทียบผลการจำลองการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าคืนสู่กริดของเครื่อง กำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	101
4.17 เปรียบเทียบผลการจำลองหาประสิทธิภาพการจ่ายโหลดของเครื่องกำเนิด เหนี่ยวนำไฟฟ้ากับเปอร์เซ็นต์แรงบิดโหลดทางกล.....	103
4.18 สรุป.....	104
บทที่ 5 การออกแบบวงจรและการสร้างฮาร์ดแวร์.....	106
5.1 บทนำ.....	106
5.2 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันและกระแส.....	107
5.3 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน วงจรประวิงเวลา และการต่อขาสัญญาณของไมโคร คอนโทรลเลอร์.....	109

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 การออกแบบควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์อินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งแรงดัน เอาต์พุตสองเฟสสำหรับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	112
5.5 สรุป.....	115
บทที่ 6 ผลการวิจัย.....	116
6.1 บทนำ.....	116
6.2 ผลการทดสอบ.....	118
6.2.1 เปรียบเทียบผลของกระแสกริดจากโหมตเร็กตีไฟ์เลอร์ที่โหลด 2 N.m ไป ยังโหมตอินเวอร์เตอร์ที่โหลดเต็มพิกัดแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข.....	118
6.2.1.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมตเร็กตีไฟ์เลอร์ 2 N.m, โหมตอินเวอร์เตอร์ 9 N.m.....	118
6.2.1.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมตเร็กตีไฟ์เลอร์ 2 N.m, โหมตอินเวอร์เตอร์ 9 N.m.....	119
6.3 เปรียบเทียบผลของกระแสกริดจากโหมตเร็กตีไฟ์เลอร์ที่โหลดเต็มพิกัดไป ยังโหมตอินเวอร์เตอร์ที่โหลดเต็มพิกัด แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข.....	120
6.3.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมตเร็กตีไฟ์เลอร์ 9 N.m, โหมตอินเวอร์เตอร์ 9 N.m.....	121
6.3.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมตเร็กตีไฟ์เลอร์ 9 N.m, โหมตอินเวอร์เตอร์ 9 N.m.....	122
6.4 เปรียบเทียบผลการตอบสนองของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข.....	123
6.4.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	123
6.4.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	124
6.5 เปรียบเทียบความเร็วโรเตอร์และผลของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง เปรียบเทียบ 2 เงื่อนไขคือ.....	126
6.5.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต., โหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	126
6.5.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	127

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.6	เปรียบเทียบแรงดันที่ดับปลิวเอ็มมขัดลดหลักและขัดลดช่วย, กระแสไฟฟ้า ขัดลดหลักและขัดลดช่วย แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ.....	129
6.6.1	ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	129
6.6.2	ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	130
6.7	เปรียบเทียบแรงดันที่ดับปลิวเอ็มมขัดลดหลักและขัดลดช่วย กระแสไฟฟ้าขัดลดหลักและขัดลดช่วย แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ.....	132
6.7.1	ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	132
6.7.2	ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m.....	133
6.8	เปรียบเทียบผลการทดสอบในสภาวะคงที่.....	134
6.8.1.1	ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ตที่ 9 N.m.....	134
6.8.1.2	ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m.....	136
6.8.2	เปรียบเทียบผลการตอบสนองแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงใน 4 เงื่อนไข.....	137
6.8.2.1	ในโหมดเรกติไฟเออร์ ความถี่ 30 เฮิร์ต, ที่ 2 N.m.....	137
6.8.2.2	ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ความถี่ 30 เฮิร์ต, ที่ 9 N.m.....	138
6.8.2.3	ในโหมดเรกติไฟเออร์ ความถี่ 50 เฮิร์ต, ที่ 2 N.m.....	139
6.8.2.4	ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ความถี่ 50 เฮิร์ต, ที่ 9 N.m.....	140
6.8.3	เปรียบเทียบผลในส่วนของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าใน 2 เงื่อนไข.....	141
6.8.3.1	การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	141
6.8.3.2	ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	142
6.8.4	เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข.....	143
6.8.4.1	ที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	143
6.8.4.2	ที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	144

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.9 เปรียบเทียบผลการทดลองแรงบิดทางกลสูงสุดกับความเร็วโรเตอร์ ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	145
6.10 สรุป.....	147
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	148
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	148
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	149
เอกสารอ้างอิง.....	150
ภาคผนวก ก. การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	157
ภาคผนวก ข. พารามิเตอร์คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต.....	165
ภาคผนวก ค. ชุดการทดลองและอุปกรณ์.....	167
ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	169
ประวัติผู้เขียน.....	194

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ IX ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	วงจรรินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....7
1.2	วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเลอร์และวงจรรีบอินเวอร์เตอร์ 4 กิ่ง.....8
1.3	วงจรรคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์.....14
1.4	คุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วรอบ.....15
1.5	วงจรรคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์.....15
1.6	คุณลักษณะแรงบิดคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์.....16
2.1	โครงสร้างของ UB-TPIM ในแนวแกนดีและแกนควมบกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....19
2.2	การกระจายของคลื่น MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....20
2.3	ทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMFS สำหรับมอเตอร์หนึ่งเฟส.....22
2.4	วงจรมุมลขณะที่มีมอเตอร์อยู่กับที่.....23
2.5	วงจรมุมลขณะที่มีมอเตอร์ถูกทำให้หมุน.....24
2.6	มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส.....24
2.7	ทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMF _s สำหรับมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร.....26
2.8	วงจรมุมลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....27
2.9	โครงสร้างของ UB-TPIM ในแนวแกนดีและแกนควมบกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....31
2.10	ทิศทางของโรเตอร์กับทิศทางของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ขณะทำงานในโหมด มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า.....34
2.11	ทิศทางของโรเตอร์กับทิศทางของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ขณะทำงานในโหมด เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....36
2.12	วงจรมุมลอ้างอิงในแกนดี (d-axis) แทนขดขดลวดหลัก.....37
2.13	วงจรมุมลอ้างอิงในแกนคว (q-axis) แทนขดขดลวดช่วย.....37
2.14	กราฟแรงบิด-ความเร็วของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส.....40
3.1	ระบบควบคุมการทำงานทั้งระบบ.....42
3.2	ขอบเขตกระแสติดตามฮีสเตอร์รีชีชนิดขอบเขตคงที่.....42
3.3	รูปคลื่นของกระแสกริดที่ภาระโหลด 5 N.m.....43
3.4	รูปคลื่นของกระแสกริดที่ภาระโหลด 7 N.m.....43
3.5	รูปคลื่นของกระแสกริดที่ภาระโหลด 9 N.m.....44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6	หลักการกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีชนิดความแบนด์ความถี่สวิทซ์คงที่.....45
3.7	หลักการกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีชนิดความแบนด์ความถี่สวิทซ์ไม่คงที่.....49
3.8	สัญญาณอ้างอิงฮีสเตอร์รีซีแบนด์ชนิดความถี่การสวิทซ์ไม่คงที่.....55
3.9	วงจรกึ่งบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเชื่อมต่อบริดจ์กริดไฟฟ้า 1 เฟส.....53
3.10	บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมแรงดันไฟตรงที่ใช้ในการออกแบบ.....54
3.11	บล็อกไดอะแกรมของการออกแบบตัวควบคุม PI ในการควบคุมควบคุมแรงดันไฟตรง.....55
3.12	ผลตอบสนองวงรอบเปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรงที่ไม่รวมกับตัวควบคุม PI.....55
3.13	ผลตอบสนองวงรอบปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรงที่มีกับตัวควบคุม PI.....56
3.14	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟตรงโดยตัวควบคุม PI.....56
3.15	บล็อกไดอะแกรมการทดสอบสัญญาณรบกวนที่ 0.5 pu. ของการควบคุมแรงดันไฟตรง ที่มีกับตัวควบคุม PI.....57
3.16	ทางเดินรากของการควบคุมแรงดันไฟฟ้กระแสตรงเชื่อมโยง.....57
3.17	ผลตอบสนองของสัญญาณขั้นบันไดในการทดสอบสัญญาณรบกวน 0.5 pu.....57
3.18	อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสให้สัญญาณเอาต์พุตสองเฟส.....58
3.19	สัญญาณอ้างอิงอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสการมอดูเลตสัญญาณขับสเปซเวกเตอร์แบบสมดุ (BSVPWM).....59
3.20	เฟสเซอร์แรงดันเอาต์พุต 3-leg VSI ขณะจ่ายแรงดันสมดุ (BSVPWM).....60
3.21	สัญญาณอ้างอิง 3-leg VSI และการมอดูเลตสัญญาณขับสเปซเวกเตอร์แบบไม่สมดุ (UBSVPWM).....63
3.22	ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ แบบแรงดันเฟสสมดุ.....64
3.23	รูปแบบพัลส์ของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์.....67
3.24	เฟสเซอร์แรงดันสำหรับกำหนดแพคเตอร์แรงดัน.....68
3.25	ตำแหน่งการวางแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ทั้ง 8 และเวกเตอร์แรงดัน.....69
3.26	คุณลักษณะแรงดันต่อความถี่ของการควบคุมแบบสเกลลาร์.....70
3.27	โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000.....71
4.1	การจำลองทั้งระบบด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK.....73
4.2	การจำลองชุดคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้าใน Matlab/SIMULINK.....74
4.3	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอและการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซี ชนิดแบนด์คงที่ใน Matlab/SIMULINK.....74
4.4	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซี ชนิดแบนด์ไม่คงที่ใน Matlab/SIMULINK.....75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ XI ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5	สัญญาณควบคุมตัวควบคุมพีไอขณะทำงานในโหมดเร็กติไฟ์เลอร์.....76
4.6	สัญญาณควบคุมตัวควบคุมพีไอขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์.....76
4.7	การเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการควบคุมการติดตามกระแสฮีสเตอร์รีซีซชนิด แบนด์คงที่และชนิดขอบเขตไม่คงที่หรือปรับแบนด์ได้.....77
4.8	การตอบสนองของค่า K_p และ K_i ในการทดสอบการตอบสนองฟังก์ชัน ขั้นบันได.....78
4.9	บล็อกไดอะแกรมการทดสอบผลของตัวการควบคุมแบบอินทริกัล ($K_i = 0.5 \text{ pu}$) ของระบบควบคุมแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง.....78
4.10	บล็อกไดอะแกรมการทดสอบตอบสนองค่า $K_i = 0.5 \text{ pu}$ ของการรักษาระดับ แรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงใน Matlab/SIMULINK.....79
4.11	ผลการตอบสนองการทดสอบฟังก์ชันขั้นบันไดของการรักษาระดับแรงดัน ที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง.....79
4.12	สัญญาณเฟสแรงดันอ้างอิงและแรงดันเอาต์พุตแบบสมดุลง (BSVPWM).....80
4.13	สัญญาณเฟสแรงดันอ้างอิงและแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM)80
4.14	การจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสให้สัญญาณเอาต์พุต สองเฟสใน Matlab/SIMULINK.....80
4.15	บล็อกสเปซเวกเตอร์พัลวิตส์มอดูเลชันควบคุมการทำงานของ อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสใน Matlab/SIMULINK.....81
4.16	แสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ที่ความถี่คงที่ 50 เฮิร์ต ใน Matlab/SIMULINK.....81
4.17	แสดงทิศทางการกำลังงานทางกลและกำลังงานทางไฟฟ้าของการทำงานในโหมดมอเตอร์.....82
4.18	แสดงทิศทางการกำลังงานทางกลและกำลังงานทางไฟฟ้าของการทำงานใน โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....82
4.19	บล็อกไดอะแกรมจำลองการสเปียนโพลตทางกลที่พิกัดที่ 2 N.m ไปเป็น -9 N.m.....83
4.20	ผลการตอบสนองของการควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส แบบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลง (BSVPWM).....84
4.21	ผลการตอบสนองของการควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส แบบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM).....84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.22	เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส...	85
4.23	เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	86
4.24	เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	87
4.25	เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและฮาร์มอนิกส์สเปกตรัมกระแสกริด (THD _{i,s}) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต 9 N.m.....	88
4.26	เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและฮาร์มอนิกส์สเปกตรัมของกระแสกริด (THD _{i,s}) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 9 N.m.....	89
4.27	เปรียบเทียบการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเลอร์ (t ₁) และโหมดอินเวอร์เตอร์ (t ₂).....	90
4.28	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเลอร์ 2 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	91
4.29	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเลอร์ 2 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	92
4.30	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	93
4.31	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	94
4.32	การเปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	95
4.33	เปรียบเทียบสมรรถนะของความเร็วโรเตอร์ที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m.....	96
4.34	เปรียบเทียบแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	97
4.35	การจำลองแรงดันและกระแสที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	98
4.36	การจำลองแรงดันและกระแสที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	99
4.37	ผลการจำลองแรงบิดทางกลสูงสุด-ความเร็วโรเตอร์ระหว่างการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุล(BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM).....	100
4.38	เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดทางกลที่ป้อนของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสในการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM).....	101
4.39	เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าคืนสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า	

สองเฟสที่โหลด 9 N.m, ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	102
---	-----

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
4.40	เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าคืนสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า สองเฟสที่โหลด 9 N.m, ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	102
4.41	กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการจ่ายโหลดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า กับเปอร์เซ็นต์แรงบิดโหลดทางกล.....	104
5.1	วงจรตรวจจับสัญญาณคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้ากับบอร์ด C2000.....	106
5.2	การเชื่อมต่อสัญญาณเข้าและออกของไมโครคอนโทรลเลอร์ของคอนเวอร์เตอร์ กึ่งบริดจ์ด้านหน้า.....	107
5.3	วงจรตรวจจับกระแสโดยใช้ Current Transducer แบบ Hall effect.....	107
5.4	วงจรตรวจจับแรงดันไฟสลับโดยใช้ Isolate Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณ ควบคุมและวงจรกำลัง.....	108
5.5	วงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมและวงจรกำลัง.....	109
5.6	วงจรขั้วเบสที่สามารถส่งใช้งานและหยุดใช้งานสัญญาณขั้วเบสได้.....	110
5.7	วงจรประวิงเวลา (Dead time).....	111
5.8	บอร์ด C2000 ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแรงดันเอาต์พุต สองเฟสสำหรับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....	112
5.9	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมโดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบ การจ่ายแรงดันแบบสมดุค (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	113
5.10	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมโดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบ การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุค (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	113
5.11	ระบบควบคุมการทำงานทั้งระบบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	114
5.12	การทดลองจริงทั้งระบบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส.....	115
6.1	ผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสกริดที่ 5 N.m และกระแสฮาร์มอนิกส์กริด.....	117
6.2	ผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสกริดที่ 7 N.m และกระแสฮาร์มอนิกส์กริด.....	117
6.3	ผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสกริดที่ 9 N.m และกระแสฮาร์มอนิกส์กริด.....	118
6.4	ผลการทดลองกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟ์เออร์ 2 N.m เปลี่ยนไปยังโหมด อินเวอร์ตติง 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	119
6.5	ผลการทดลองกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟ์เออร์ 2 N.m เปลี่ยนไปยังโหมด	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.6 ผลการทดลองกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเลอร์ 2 N.m เปลี่ยนไปยัง โหมดอินเวอร์เตอร์ 2 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	121
6.7 เปรียบเทียบคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โหมดเรกติไฟเลอร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์ตติ้ง 9 N.m, ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	122
6.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r) โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	124
6.9 เปรียบเทียบผลตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r) โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	125
6.10 เปรียบเทียบผลตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r) โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	127
6.11 เปรียบเทียบผลตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r) โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	128
6.12 เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	130
6.13 เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดช่วย (V_a), กระแสขดเมน (i_m), และขดช่วย (i_a) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	131
6.14 เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดช่วย (i_a) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	133
6.15 เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	134
6.16 เปรียบเทียบผลการทดลองกระแสกริด (i_s) และสเปคตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s)	

ที่ 9 N.m 30 เฮิร์ต.....	135
--------------------------	-----

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
6.17	เปรียบเทียบผลการทดลองกระแสกริด (i_s) และสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์กระแส (THD i_s) ที่ 9 N.m 50 เฮิร์ต.....	136
6.18	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	138
6.19	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต.....	139
6.20	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	140
6.21	เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต.....	141
6.22	ผลการทดลองแรงดันพีคดับลิวเอ็มชดลวดหลัก (V_m), และชดลวดช่วย (V_a), และกระแสชดลวดหลัก (i_m), และชดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต 9 N.m.....	142
6.23	ผลการทดลองแรงดันพีคดับลิวเอ็มชดลวดหลัก (V_m), และชดลวดช่วย (V_a), และกระแสชดลวดหลัก (i_m), และชดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 9 N.m.....	143
6.24	เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสุกรีระหว่างการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m.....	144
6.25	เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสุกรีระหว่างการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m.....	145
6.26	ผลการทดลองแรงบิดทางกลสูงสุดกับความเร็วโรเตอร์ระหว่างการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM).....	146

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	ตารางเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแหล่งพลังงานทดแทนแต่ละชนิด.....9
1.2	ชนิดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบ่งตามลักษณะการติดตั้ง.....11
1.3	ชนิดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง.....12
3.1	รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ $d-q$64
3.2	การกำหนดเวกเตอร์ \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับ BSVPM.....65
ก.1	ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....159
ก-2	ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดหลัก (Main Winding DC Test).....159
ก-3	ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดช่วย (Auxiliary Winding DC Test).....160
ก-4	ผลการทดสอบขณะยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดลวดหลัก.....160
ก-5	ผลการทดสอบขณะยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดลวดช่วย.....160
ก-6	ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดหลัก.....161
ก-7	ข้อมูลจากมอเตอร์ที่ทำการทดสอบ.....164

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

พลังงานไฟฟ้ามีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการดำรงชีวิตประจำวัน และการพัฒนาระบบเศรษฐกิจของประเทศรวมถึงในทุก ๆ ภาคส่วนต่าง ๆ ในปัจจุบันความต้องการการใช้พลังงานสูงขึ้นทุก ๆ ปีโดยเฉพาะอย่างยิ่งในภาคอุตสาหกรรมต่าง ๆ ดังนั้นพลังงานทดแทนหรือพลังงานทางเลือกในการผลิตกระแสไฟฟ้าได้แก่ พลังงานลม พลังงานแสงอาทิตย์ เป็นต้น ได้มีการงานวิจัย โดยไม่ก็ปีมานี้ได้มีการศึกษา บทความวิจัยในเรื่องการทดสอบและการวิเคราะห์เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสโดยได้คำนวณค่าตัวเก็บประจุ [1,2,3] สำหรับกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อการรักษาระดับแรงดันที่ขั้วให้คงที่ ในการสร้างแรงดันเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดหลักกับขดลวดช่วยให้เท่ากัน โดยจะสัมพันธ์กับค่าของตัวเก็บประจุในการกระตุ้นการเหนี่ยวนำขดลวดทั้งสองชุด ค่าของตัวเก็บประจุจะมีความสัมพันธ์ในสภาวะที่มีโหลดและไม่มีโหลด ในการวิเคราะห์วงจรสมมูลหรือวงจรเทียบเคียงในสภาวะคงตัว จากการศึกษาในการเลือกค่าตัวเก็บประจุมีขนาดที่เหมาะสม สำหรับกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟส [1,4] และการรักษาระดับแรงดันที่ขั้วให้คงที่นั้น จะขึ้นอยู่กับค่าตัวเก็บประจุทั้งที่ต่อแบบขนานและแบบอนุกรมที่ขดลวดหลักกับขดลวดช่วย ผลของความถี่และผลของแรงดันเอาต์พุตที่ขั้วนั้น โดยการเปลี่ยนแปลงจะขึ้นอยู่กับแรงดันเอาต์พุตที่ผลิตขึ้นมาและผลของพิกัดความถี่ที่ผลิตขึ้นมา โครงสร้างหลักของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟส จะประกอบด้วยชุดขั้ว ชุดเกียร์สำหรับทดรอบ ชุดตัวเก็บประจุสำหรับการต่อแบบขนานและแบบอนุกรม ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสโดยต่อกับชุดโหลด ในการต่อร่วมกับชุดควบคุมความเร็วรอบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสชนิดโรเตอร์กรงกระลอก ที่ประกอบด้วยขดลวดหลักและขดลวดช่วย โดยมีมุมเฟสของแรงดันระหว่างขดลวดทั้งสองชุดห่างกัน 90 องศา

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยทำการต่อตัวเก็บประจุที่ขั้วของขดลวดทั้งสองชุด เพื่อต้องการให้เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดแบบเดียวในการประยุกต์ใช้ในระบบพลังงานทดแทน จากคุณสมบัติข้อดีหลาย ๆ ประการของ มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าได้แก่ ราคาไม่แพง ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ แข็งแรงทนทาน โดยโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้านั้นเป็นชนิดกรงกระลอก โดยได้ผ่านการทดสอบจากโรงงานที่ผลิตมาแล้ว โดยข้อดีของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส คือการควบคุมระดับแรงดันและความถี่ให้คงที่ของการเชื่อมต่อกริด สามารถวิเคราะห์สภาวะการทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยวิเคราะห์วงจรสมมูลขณะสภาวะคงตัวได้ทั้งโหมดการทำงานในโหมดเป็นมอเตอร์และเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า องค์ประกอบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟส โดยทั่วไปจะต่อร่วมกับชุดขั้ว (Prime mover) และทำการต่อตัวเก็บประจุเข้ากับขดลวดหลักโดยต่อแบบอนุกรมกับเก็บประจุเข้ากับขดลวดช่วยโดยต่อแบบขนานเข้ากับขดลวด โดยทำการคำนวณหาตัวเก็บประจุที่เหมาะสม เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่

ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน จะมีการใช้กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟเพื่อสร้างสนามแม่เหล็กให้กับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟส ในการสร้างแรงดันเหนี่ยวนำไฟฟ้าขึ้นที่ขดลวดช่วยและขดลวดหลัก โดยพิกัดแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดทั้งสองชุด จะมีความสัมพันธ์กันกับอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวด (Turn Ratio; a) เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสสำหรับใช้กับพลังงานลมติดตั้งแบบเดี่ยว (Stand Alone) [4] และเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสใช้กับระบบผลิตไฟฟ้าจากพลังงานน้ำ การวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูลในรูปแบบคณิตศาสตร์ โดยวิเคราะห์ด้วยวิธีการโนดแอดมิตแตนซ์ ในสถานะเข้าสู่ภาวะคงตัว การวิเคราะห์สมรรถนะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ประกอบด้วยขดลวดจำนวนสองชุด ในขณะที่กระตุ้นการเหนี่ยวนำทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า มีการควบคุมพิกซ์คงที่ ส่งผลให้แรงดันที่ขั้วคงที่ โดยสามารถนำหลักการไปออกแบบกับขนาดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่พิกซ์อื่น ๆ ได้ และนำหลักการไปออกแบบวงจรรักษาแรงดันที่ขั้วให้คงที่ได้ ในการประมาณค่าของตัวเก็บประจุในการกระตุ้นการเหนี่ยวนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหนึ่งเฟสหรือสามเฟส ในสถานะเริ่มต้นของการสร้างแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นมา จนถึงขณะมีการรักษาแรงดันที่ขั้วให้คงที่และในขณะที่จ่ายโหลด [5,6] ได้นำหลักการทางคณิตศาสตร์มาคำนวณหาค่าความต้องการค่าอาร์ในการของตัวเก็บประจุในการกระตุ้นการเหนี่ยวนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยใช้วิธีเงินนิติกออลกอริทึมในการประมาณค่าตัวเก็บประจุ วิธีของนิวตันราฟสัน ในการสร้างจาโคเบียนเมทริกซ์ เข้ามาช่วยในการหาตัวแปรแก้สมการอนุพันธ์กรณีมีหลาย ๆ ตัวแปร

การติดตั้งใช้งานเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟส ชนิดติดตั้งใช้งานแบบอิสระ (Stand Alone) โดยขนาดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่นิยมใช้งานกันทั่วไปมีพิกัดต่ำกว่า 10 กิโลวัตต์ สำหรับจ่ายโหลดชนิดหนึ่งเฟส ชุดกระตุ้นการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าแบบสแตติควาร์ ชุดการชดเชยแบบสแตติควาร์ เพื่อทำการรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ โดยจะสัมพันธ์กับผลของการเปลี่ยนความเร็วรอบของโรเตอร์ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงมาจากโหลด โดยใช้ระบบควบคุมชนิดลูปปิดแบบพีไอ สำหรับการรักษาแรงดันที่ขั้วให้คงที่ ในระบบกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดชนิดหนึ่งเฟสนี้ โดยต้นกำลังมาจากพลังงานลม ขณะชดเชยแรงดันโดยทำการต่อตัวเก็บประจุไว้ที่ขั้วตลอด และทำการต่อชุดไทรสเตอร์แบบขนานสำหรับตัดต่อชุดรีแอคเตอร์ เพื่อรักษาแรงดันที่ขั้วให้คงที่ แล้วทำการวิเคราะห์โดยการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับ ผลการทำงานจริง เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟสชนิดติดตั้งใช้งานแบบอิสระนี้ สามารถนำไปติดตั้งใช้งานในพื้นที่ชนบทห่างไกลได้ สำหรับระบบเชื่อมต่อกริดกั้นหันทลม ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสที่มีขนาดใหญ่กว่า 800 กิโลวัตต์ โดยต้องใช้วงจรสตาร์ทแบบนิ่มนวล (Soft Start) เพื่อป้องกันกระแสกระชากขณะไหลเข้าขณะเชื่อมต่อเข้ากริด และขณะปลดออกจากระบบ ในการลดความเสียหายกับอุปกรณ์ชุดเกียร์บลิค ชุดเบร้งและชุดคัปปลิง จากการทบทวนวรรณกรรมที่ผ่านมาของการสตาร์ทแบบนิ่มนวล โดยอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งภายในโดยใช้ไทรสเตอร์, ไตรแอก, ไอจีบีที และตัวต้านทานกำลัง จากวรรณกรรมการใช้อุปกรณ์กึ่งตัวนำดังกล่าวมานี้ อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งจริงกำลังใช้สำหรับควบคุมการตัดต่อมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสขนาดใหญ่ และมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสในงานวิจัยนี้เป็นการเชื่อมต่อกริดขนาดเล็ก ในการกระตุ้นการเหนี่ยวนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุม

Tarek Ahmed, Katsumi Nishida and Mutsuo Nutsuo Nakaoka (ค.ศ.2004) ได้นำเสนอผลการจำลองแบบการวิเคราะห์ห้วงจรแบบทูลโนดแอดมิตแตนซ์ ในการประมาณค่าสลิปความถี่ต่อหน่วย ใน

การวิเคราะห์ตัวแปรในขณะสภาวะคงตัวในการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ โดยผลที่ได้สามารถช่วยในการวิเคราะห์ ในระบบจำลองการกระตุ้นการเหนี่ยวนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหนึ่งเฟสเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขนาดเล็กแบบเดี่ยว การคำนวณหาค่าการชดเชยค่าอาร์ เพื่อต้องการในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ชั่วให้คงที่ ระบบควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอชนิดลูปปิด ในขณะที่เพลาโรเตอร์มีการขับโหลดทางกลอยู่ โดยเปรียบเสมือนในขณะมีการกระตุ้นการเหนี่ยวนำในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสถูกขับด้วยพลังงานลม และในทางปฏิบัติจริงได้ทำการต่อตัวเก็บประจุเข้าที่ขดลวดทั้งสองขดไว้ตลอด โดยต่อขนานกับขดไทรสเตอร์ตัดต่อชุดรีแอคแตนซ์ และชุดไทรสเตอร์ตัดต่อชุดตัวเก็บ [7,8,9]

Garlapati Satish Kumar and Avinash Kishore (ค.ศ.2006) ได้ทำการวิจัยในสถานะ ทรานเซียนต์ในขณะกระตุ้นการเหนี่ยวนำมอเตอร์ในขณะเริ่มหมุน โดยขนาดตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีขนาดเพียงพอต่อการชาร์จเก็บประจุไฟฟ้า และเพียงพอต่อการเริ่มการจ่ายกระแสกระตุ้นการเหนี่ยวนำไฟฟ้า (SEIG) การวิเคราะห์ในสถานะเริ่มต้นหรือสถานะทรานเซียนต์ (dynamic modelling) จะประกอบด้วยค่าความเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า (magnetizing inductance) เป็นองค์ประกอบหลักในการสร้างแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า และผลแรงดันตกกลางในขณะจ่ายโหลด วงจรกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า (SEIG) มีประโยชน์ในการวิเคราะห์คุณลักษณะในสถานะไม่คงที่ (dynamic modelling) สำหรับการวิเคราะห์การกระตุ้นการเหนี่ยวนำไฟฟ้า (SEIG) 3 เฟส โดยใช้วงจรสมมูล d-q ประกอบการวิเคราะห์ด้วยตัวเหนี่ยวนำ โดยการประมาณการโดยใช้ state space analysis ในการวิเคราะห์ผลจากฟลักซ์ที่ตัวโรเตอร์ (Residual magnetism) และการวิเคราะห์ผลของค่าตัวเก็บประจุจะต้องมีขนาดที่เหมาะสม [10]

S. N. Mahato Alternate Hydro, M. P. Sharma Alternate Hydro, S. P. Singh (ค.ศ. 2006) ได้ทำการศึกษาวิจัยถึงวิธีการหาขนาดตัวเก็บประจุมีค่าต่ำสุดและสูงสุด [8,9,10,11,12] สำหรับการกระตุ้นการเหนี่ยวนำสำหรับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดสามเฟส ประกอบด้วยขดลวดจำนวนสามขด ต่อแบบสตาร์ทำการต่อตัวเก็บประจุนุกรมและขนาน กับโหลดชนิดตัวต้านทานหนึ่งเฟส โดยผลจากการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจะน้อยมาก จากการต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรม การคำนวณหาตัวเก็บประจุที่ผ่านมาโดยใช้วิธีทางคณิตศาสตร์ โดยการแก้สมการโพลีโนเมียลที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งมีเลขชี้กำลังสูง ในการแก้สมการจากวงจรสมมูลต่อเฟส ในการแก้ปัญหาและลดความยุ่งยากและซับซ้อน โดยจะไม่คิดในสถานะไดนามิกหรือขณะไม่คงที่ ในสถานะที่มีการเปลี่ยนแปลงหรือไดนามิกของการกระตุ้นการเหนี่ยวนำของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส การพิจารณาโดยใช้ทฤษฎีกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง และขนาดของความต้องการ และตัวเก็บประจุกระตุ้นการเหนี่ยวนำโดยใช้โมเดลสามเฟส โดยการกำหนดให้ชุดควบคุมความเร็วรอบคงที่

G. V. Jayaramaiah, B. G. Fernandes (ค.ศ.2006) ได้นำเสนอหลักการออกแบบการใช้ดีไอเอชพีควบคุมระบบเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟส การรักษาระดับแรงดันและความถี่ให้คงที่ และสามารถนำไปใช้งานกับการกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสแบบเดี่ยวสามารถนำไปใช้กับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าจากพลังน้ำได้ การควบคุมการกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟส โดยต่อกับตัวเก็บประจุไฟฟ้าให้สามารถรักษาระดับแรงดันและความถี่ที่ชั่วให้คงที่ในขณะจ่ายโหลดได้ โดยสามารถนำไปออกแบบสร้างเป็นเครื่องต้นแบบได้ การพัฒนา

เครื่องต้นแบบให้มีประสิทธิภาพมีความความน่าเชื่อถือ การพัฒนาบอร์ดดีเอชพีควบคุมให้ทำงานมีเสถียรภาพ ในขณะที่จ่ายโหลดชนิดตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยสามารถแสดงให้เห็นได้ว่าระบบควบคุมสามารถทำงานได้ [13]

Kinares V. and Charumit C. (ค.ศ.2009) ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลทความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งป้อนให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดไม่สมดุล ซึ่งการจ่ายแรงดันเฟสไม่สมดุลสามารถเพิ่มสมรรถนะให้กับมอเตอร์ได้ โดยการใช้การควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เบอร์ dSPACE DS1104 [14]

M.H. Haque (ค.ศ.2012) ได้ทำการศึกษาวิจัยการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟสขนาด 1 แรงม้า 220 โวลต์ ชนิดติดตั้งใช้งานแบบอิสระ ได้ทำการศึกษาวิจัยคุณลักษณะของ เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าภายใต้การทำงานสภาวะต่าง ๆ และทำการวิเคราะห์จากวงจรสมมูลในขณะที่เข้าสู่สภาวะคงตัวของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสามารถ ออกแบบควบคุมการทำงานโดยแบ่งโหมดการทำงานออกเป็น 2 โหมดด้วยกันคือ โหมดการทำงานแบบอิสระ (Stand Alone) และ โหมดการทำงานเชื่อมต่อกกริด (Grid Connected) โดยเครื่องกำเนิดได้รับการกระตุ้นการเหนี่ยวนำหรือกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟจากแหล่งจ่ายจากกริด การวิเคราะห์วงจรในสภาวะของการรักษาแรงดันและความถี่ของเครื่องกำเนิดให้มีค่าคงที่นั้น ทำให้สะดวกและง่ายขึ้น อย่างไรก็ตามแหล่งพลังงานทดแทนได้แก่จากพลังงานลม จากพลังน้ำขนาดเล็ก การใช้งานโดยการติดตั้งใช้งานอยู่ในพื้นที่ห่างไกล เราเรียกว่าโหมดการทำงานแบบอิสระ กรณีดังกล่าวการกระตุ้นการเหนี่ยวนำโดยการต่อตัวเก็บประจุขนาดที่เหมาะสมที่ขั้ว สำหรับจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟสำหรับกระตุ้นการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (SEIG) และถ้าผลของแรงดันและความถี่ไม่คงที่โดยมีสาเหตุจากหลาย ๆ ปัจจัยได้แก่ความเร็วโรเตอร์, โหลด, ตัวเก็บประจุกระตุ้นการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า, พารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิด เป็นต้น สำหรับแนวทางการวิเคราะห์การกระตุ้นการเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดในขณะที่เชื่อมต่อกกริด จะไม่สามารถใช้แหล่งจ่ายวงจรกำลังในพื้นที่ห่างไกลได้ขณะการทำงานในโหมดสำรองได้ กล่าวคือพลังงานทดแทนเป็นพลังงานสำรองที่มีความสำคัญกับพื้นที่ในเมืองมาก [15]

Dong Quang Dang, Hga Thi-Thuy Vu, Han Ho Choi and Jin-Woo Jung (ค.ศ.2012) ได้เสนอการประยุกต์ใช้บอร์ดดีเอชพี TMS320F28335 ในการควบคุมวงรอบการควบคุมความเร็วมอเตอร์นำไปใช้งานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดขั้วแม่เหล็กถาวร (PMSM) วัตถุประสงค์ของการควบคุมในรูปแบบพารามิเตอร์และแรงบิดที่โหลด ผลที่ได้จากการควบคุมแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดี ในการตอบสนองอย่างรวดเร็วในสภาวะทรานเซียนต์ โดยการควบคุมสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน ของการทำงานในระบบการสร้างอัลกอริทึมระบบการควบคุมโดยใช้บอร์ดดีเอชพี TMS320F28335 และเปรียบเทียบผลระหว่างการทดลองการจำลอง มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดขั้วแม่เหล็กถาวร มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในโรงงานอุตสาหกรรม โดยเฉพาะอย่างยิ่งงานทางด้านระบบความเร็วรอบโรเตอร์ที่แม่นยำ หรือการควบคุมตำแหน่งการเคลื่อนที่ที่แม่นยำ เป็นเหตุผลที่ต้องใช้งานมอเตอร์ชนิดดังกล่าว ผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ ในอนาคตจากคุณลักษณะโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีความหนาแน่นฟลักซ์ของช่องอากาศที่สูง และความหนาแน่นของฟลักซ์สูง ส่งผลให้คุณสมบัติแรงบิดสูงด้วยเป็นอัตราส่วนกับ

กระแสโดยตรง กับประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสูงตามไปด้วย กรณีไม่คิดค่าความสูญเสียที่โรเตอร์และกระแสขณะไร้อโหลดมีค่าต่ำกว่า ที่ความเร็วพิกัด [16]

เวคิน ปิยรัตน์ (พ.ศ.2553) ได้นำเสนอ การควบคุมแรงบิดโดยตรงด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร ซึ่งได้อธิบายการควบคุมแรงบิดโดยตรงตามหลักการสเปซเวกเตอร์ที่ให้แรงดันไม่สมดุล เพื่อแก้ปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์ที่ลดลง ทั้งยังนำเสนอการควบคุมการป้อนกลับเส้นแรงแม่เหล็กและแรงบิดที่อิสระต่อกัน [17]

Refdinal Nazir (ค.ศ.2014) ได้มีการประยุกต์การใช้งานเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าขนาดเล็ก (Small-scale power plants) เชื่อมต่อกับโครงข่ายการไฟฟ้า และการใช้เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานคลื่นยักษ์ (Tidalwave) และเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าขนาดเล็กกับระบบผลิตไฟฟ้าชีวมวล(Biomass) ฯลฯ ปัจจุบันได้มีแนวโน้มการใช้งานกันมากขึ้นในการใช้งานระบบผลิตไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จากข้อดีที่ว่า มรราค่าถูกไม่แพง(Low cost), มีเสถียรภาพสูง(High reliability), การบำรุงรักษาต่ำ, การทำงานเรียบง่ายไม่ซับซ้อน, มีชุดการป้องกันอยู่ภายในเครื่องจักรกลไฟฟ้า (Self protection), ลดปัญหาจากสาเหตุการเกิดฟอลต์ และปัญหาจากการจ่ายโหลดเกินพิกัด (Over load), การประยุกต์การใช้งานเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าในทางการค้า(Commercial) ได้แก่ การนำวงจรกำลังมาใช้งานระบบผลิตไฟฟ้าก๊าซชีวภาพ (Biogas) เป็นผลสำเร็จ [18]

จักรพงษ์ จารุมิษฐ์ (พ.ศ. 2552) ได้ทำการวิจัยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลด้วยวิธีคลื่นพาห์สำหรับหลักการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ไม่ได้ทำการสำรวจในเรื่องเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดสองเฟส และอีกประการหนึ่งคือไม่ได้ทำการสำรวจในเรื่องการควบคุมเครื่องกำเนิดทั้ง 2 ด้าน (Front end converter) และในการเชื่อมต่องรีดหรือโครงข่ายการไฟฟ้าในระบบ 1 เฟส โดยใช้วงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสแบบกึ่งบริดจ์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการปรับปรุงสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วยเทคนิค การควบคุมแรงบิดโดยตรงด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (DTC-USVPWM) เพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง โดยหลักการแรงดันเฟสไม่สมดุล โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อแก้ปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์ที่ลดลง โดยปัญหาเกิดจากค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นไม่สมมาตรกัน

สำหรับในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการใหม่ คือการควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยควบคุมด้วยวิธีการมอดูเลตสเปซเวกเตอร์ที่ดับบลิวเอ็ม เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยออกแบบชุดควบคุมการทำงานของชุดคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ด้านให้อิสระกันคือ ชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าแบบกึ่งบริดจ์ (Half bridge converter) สามารถควบคุมการทำงานให้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง (Bi-directional power flows) โดย

การออกแบบชุดควบคุมพีไอ (PI-controller) ในการรักษาแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ (Dc link voltage kept constant) ในรูปนอกร และรูปในโดยเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ (Adaptive band Current Control) เพื่อลดค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ด้านกริด (THD_{is}) และชุดควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านหลังเป็นชนิดสามเฟส โดยการควบคุมโดยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) เปรียบเทียบกับหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) กับขดลวดหลัก (V_d) และขดลวดช่วย (V_q) และทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องกำเนิดทั้งสองแบบ [19,20,21]

1.3 สมมติฐานการศึกษา

จากข้อมูลงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่ไม่สมมูลของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยเทคนิคการควบคุมแบบจ่ายแรงดันสมมูล (BSVPWM) และแบบจ่ายแรงดันไม่สมมูล (UBSVPWM) โดยผลการพิสูจน์แล้วว่าเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) นั้นสามารถลดการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์, การกระเพื่อมของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าได้ โดยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิจัยการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างเทคนิคการควบคุมแบบจ่ายแรงดันสมมูล (BSVPWM) และแบบจ่ายแรงดันไม่สมมูล (UBSVPWM) โดยได้เพิ่มชุดคอนเวอร์เตอร์ซิงเกิ้ลบรีดจ์ด้านกริด และระบบควบคุมให้กำลังงานไฟฟ้าส่งผ่านได้ทั้งสองทิศทางและปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในระบบให้มากกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ และใช้เทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดปรับแบนด์ได้ (Adaptive band Current Control) ในการควบคุมการทำงานชุดคอนเวอร์เตอร์ซิงเกิ้ลบรีดจ์ด้านกริด โดยได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

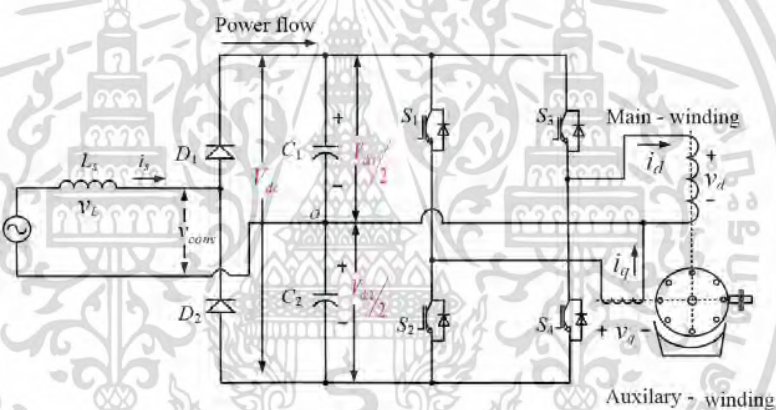
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการศึกษาข้อมูลที่ผ่านมาเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส โดยเป็นที่ทราบกันดีว่าค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างขดลวดช่วยหรือขดสตาร์ท (Z_{aux}) กับขดลวดหลักนั้นมีค่าไม่เท่ากัน โดยขดลวดช่วยนั้นขนาดลวดทองแดงขนาดเล็กกว่าทำให้มีค่าอินดักซ์แทนซ์สูงกว่าขดลวดหลัก (Z_{main}) ที่มีขนาดลวดทองแดงขนาดใหญ่กว่า และจำนวนรอบไม่เท่ากัน และทางกายภาพขดลวดหลักจะวางขดลวดอยู่ในร่องสเตเตอร์อยู่ด้านล่าง และขดลวดช่วยจะพันอยู่ด้านบนโดยให้ทำมุมกันเท่ากับ 90 องศาทางไฟฟ้า และจากเหตุผลดังกล่าว ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดช่วยสูงกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดหลักมาก ($R_{aux}/X_{aux} \gg R_{main}/X_{main}$) หรือ ($Z_{aux} \gg Z_{main}$)

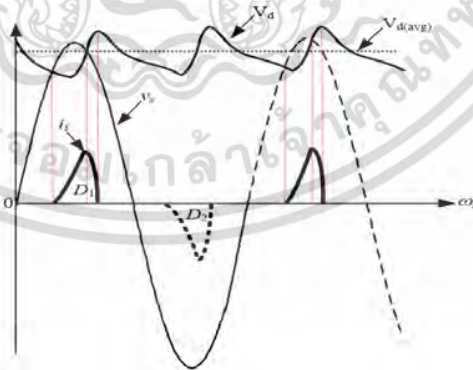
จากการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่ผ่านมา ถึงเทคนิคการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมมูลกันของขดลวดทั้งสองชุด จึงได้แนวคิดในการศึกษาวิจัยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะประกอบด้วยสองส่วนหลักด้วยกัน คือการศึกษาออกแบบระบบควบคุมการทำงานชุดคอนเวอร์เตอร์

ด้านหน้าชนิดฟูลบริดจ์ โดยใช้ตัวควบคุมชนิด PI-controller ในการรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่โดยการควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง (Bi-directional Power Flows) และออกแบบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ชุดหลังเป็นแบบ 3 กิ่ง โดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันที่ขดลวดหลักและขดช่วยสมดุลทั้ง 2 ชุด (Balance Voltage Space Vector Pulse-Width Modulation; BSVPWM) และเทคนิคเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันที่ขดลวดหลักและขดช่วยไม่สมดุลกันทั้ง 2 ชุด (Unbalance Voltage Space Vector Pulse-Width Modulation; UBSVPWM)

จากวงจรรูปที่ 1.1(ก) เป็นวงจรไดโอดเรกติไฟเลอร์อินเวอร์ชันกึ่งบริดจ์ โดยต่อแบบวงจรที่แรงดันคือจะได้แรงดันเอาต์พุตไฟตรงเป็น 2 เท่า ($2V_{dc}$) ซึ่งเป็นแรงดันอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์ชนิด 2 กิ่ง ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส โดยการต่อขดลวดหลักและขดลวดช่วยอิสระกันจากกัน ปลายของขดลวดทั้ง 2 ชุดจะต่อที่จุดกึ่งกลางของตัวเก็บประจุ (Middle point) โดยข้อดีของการต่อวงจรลักษณะดังกล่าวคือ จะได้ผลของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงสูงเป็น 2 เท่าของแรงดันด้านกริด แต่ข้อจำกัดคือ การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าได้เพียงทิศทางเดียว



(ก)



(ข)

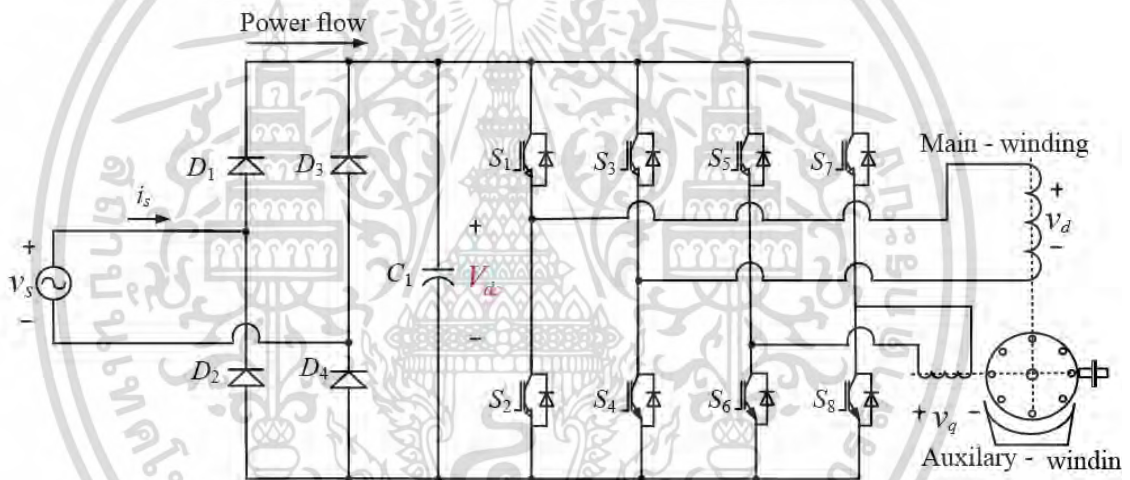
รูปที่ 1.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

(ก) วงจรกึ่งบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเลอร์และวงจรขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์ 2 กิ่ง

(ข) รูปคลื่นของแรงดันแหล่งจ่าย (v_s), กระแสไดโอด (i_s), แรงดันรีปเปล (V_{dc})

จากวงจรรูปที่ 1.1(ก) เป็นวงจรกึ่งบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์เออร์ เป็นวงจรกำลังสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสโดยวงจรกำลังประกอบด้วย ด้านหน้าเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟ์เออร์ และด้านหลังโดยใช้ Intelligent Power Modules (IPM) โดยเลือกใช้สวิตช์ 4 ตัวหรือ 2 กิ่งใช้เป็นอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส โดยจุดศูนย์กลาง (Center-point potential) ต่อร่วมระหว่างแหล่งจ่ายกับจุดร่วมระหว่างขดลวดหลัก (V_m^+) และขดลวดช่วย (V_a^+) การต่อวงจรดังรูปที่ 1.1(ข) นี้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวเท่ากับ $\frac{1}{2} V_{dc}$ การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้เพียงทิศทางเดียว โดยรูปคลื่นของแรงดันอินพุต (V_s) และแรงดันไฟตรง (Dc voltage; V_d) และกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และไดโอด D_2 แสดงดังรูปที่ 1.1(ข)

จากวงจรรูปที่ 1.2 เป็นวงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์เออร์ (ร่วมกับวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส อินเวอร์เตอร์ชนิด 4 กิ่ง โดยข้อดีคือสามารถควบคุมการทำงานได้อิสระต่อกัน และข้อเสียคือต้องใช้โมดูลจำนวน 2 ชุดทำให้สิ้นเปลือง, ผลของกระแสฮาร์โมนิกส์สูง (THD_i) ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตต่ำ



รูปที่ 1.2 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟ์เออร์และวงจรขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์ 4 กิ่ง

1.4.1 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียจากการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางเลือก

ปัจจุบันประเทศไทยโดยหน่วยงานที่รับผิดชอบด้านพลังงานของประเทศ ได้แก่กระทรวงพลังงาน สำนักคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ ได้กำหนดนโยบายด้านการใช้พลังงานต่าง ๆ ในการผลิตกระแสไฟฟ้า เพื่อลดการนำเข้าจากต่างประเทศ โดยแบ่งตามชนิดวัตถุดิบ โดยพลังงานที่เราใช้อยู่ในปัจจุบัน อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ พลังงานสิ้นเปลือง และพลังงานหมุนเวียน โดยพลังงานสิ้นเปลือง คือ พลังงานที่ใช้แล้วหมดไป ซึ่งรวมถึงถ่านหิน หินน้ำมัน ทราายน้ำมัน น้ำมันดิบ น้ำมันเชื้อเพลิง และก๊าซธรรมชาติ ส่วนพลังงานหมุนเวียน หมายความว่ารวมถึง พลังงานที่ได้จากไม้ ฟืน แกลบ กากอ้อย ชีวมวล น้ำ แสงอาทิตย์ ลม และคลื่น สามารถสรุปข้อดีข้อเสียของแหล่งพลังงานดังตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 ตารางเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแหล่งพลังงานทดแทนแต่ละชนิด

แหล่งพลังงาน	ข้อดี	ข้อเสีย
1.ถ่านหิน	<ol style="list-style-type: none"> 1.ราคาไม่แพง 2.เหมาะสมที่จะใช้ในปริมาณมากๆ 3.มีการจ้างงานเป็นจำนวนมาก 4.มีอยู่พร้อมแล้ว และไม่มีปัญหาเรื่องการขนส่ง โดยเฉพาะในบางประเทศ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ทำให้เกิดมลภาวะในอากาศ เนื่องจากควันที่ถูกปล่อยจากปล่องประกอบด้วย ก๊าซ CO₂ SO₂ และ NO_x 2. ทำให้เกิดปัญหากับสุขภาพของ ชุมชนแบบเรื้อรัง 3. กากของแข็งที่เหลือจากการเผาไหม้จะเป็น “เถ้า” และมีปริมาณมาก
2.ก๊าซธรรมชาติ	<ol style="list-style-type: none"> 1.มีความเหมาะสมที่จะใช้ในปริมาณมากๆ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ทำให้เกิดมลภาวะในอากาศ เช่นเดียวกับถ่านหิน คือ จะมีก๊าซ CO₂ SO₂ และ NO_x ถูกปล่อยออกมา 2. เป็นวัตถุดิบที่มีค่าในอุตสาหกรรม 3. เหมาะที่จะใช้ในการให้ความร้อนต่อบ้านพักอาศัยและอาคารพาณิชย์
3.ความร้อนใต้พิภพ	<ol style="list-style-type: none"> 1.เป็นแหล่งที่เชื่อถือได้และมีจำนวนคงที่ 2.ในระยะยาวสามารถนำกลับมาใช้ใหม่ได้ 3. ราคาไม่แพง 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ได้เฉพาะในท้องถิ่นที่มีแหล่งความร้อนใต้พิภพอยู่เท่านั้น 2. ทำให้เกิดกลิ่นเหม็นเนื่องจากก๊าซ 3. มีส่วนประกอบที่เป็นก๊าซพิษ และก๊าซกัดกร่อน เช่น ก๊าซไข่เน่า (H₂S) ก๊าซแอมโมเนีย (NH₃)
4. พลังน้ำ	<ol style="list-style-type: none"> 1.นำกลับมาใช้ใหม่ได้ 2.ไม่ทำให้เกิดมลภาวะ 3.เป็นแหล่งพลังงานที่เชื่อถือได้ และมีอย่างต่อเนื่อง 	<ol style="list-style-type: none"> 1. การใช้พลังน้ำจะถูกจำกัดด้วยสถานที่คือจะผลิตได้แต่เฉพาะที่มี แหล่งน้ำขนาดใหญ่เท่านั้น 2. อาจก่อให้เกิดมหันตภัยขึ้นได้ในกรณีการพังทลายของเขื่อนกั้นน้ำ 3.เป็นการทำลายสิ่งแวดล้อมอย่างมหันต์ 4.ต้องใช้เงินลงทุนในการก่อสร้างสูง
5.นิวเคลียร์	<ol style="list-style-type: none"> 1.ราคาไม่แพง ถ้ามีการใช้มาก 2.เกือบจะเป็นทรัพยากรที่ไม่จำกัดจำนวน ถ้าใช้วิธี Reprocess แ่่งเชื้อเพลิงนิวเคลียร์ใช้แล้ว 3.ไม่ก่อให้เกิดปฏิกิริยาเรือนกระจก (greenhouse effect) 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ต้องหาที่เก็บและจัดการกับแท่งเชื้อเพลิงที่ใช้แล้ว 2. มีค่าใช้จ่ายในการปลดระวางหลังเลิกใช้ 3. นำกลับมาใช้ใหม่ไม่ได้ 4.เสี่ยงต่อการเกิดอุบัติเหตุ 5.ต้องใช้เงินลงทุนในการก่อสร้างสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.น้ำมัน	<ol style="list-style-type: none"> 1.เหมาะที่จะใช้ในปริมาณมาก 2.มีแหล่งผลิตอยู่แล้วในบางประเทศ 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ทำให้เกิดมลภาวะในอากาศ เนื่องจากควันที่ถูกปล่อยจากปล่องประกอบด้วย CO₂ SO₂ และ NOx 2.ทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับสุขภาพของ ชุมชนแบบเรื้อรัง 3.ทรัพยากรมีจำนวนจำกัด 4.มีประโยชน์กว่าถ้านำไปใช้ในการผลิตพลาสติกเกษตรกรรม การขนส่ง และการให้ความร้อนต่อที่อยู่อาศัยและอาคารพาณิชย์ 5.ไม่สามารถนำกลับมาใช้ใหม่ได้ 6.ราคาแพง 7.แหล่งผลิตส่วนใหญ่จะอยู่แถบตะวันออกเฉียงกลาง ซึ่งยังมีปัญหาเรื่องการเมืองเป็นอย่างมาก
7.แสงอาทิตย์	<ol style="list-style-type: none"> 1.เป็นแหล่งพลังงานที่มีอย่างต่อเนื่อง 2.ไม่ก่อให้เกิดมลภาวะ 3.มีความเหมาะสมในการผลิตไฟฟ้าขนาดเล็ก และในการพัฒนาเทคโนโลยีต่างๆ ที่ต้องการใช้พลังงานจากแสงอาทิตย์ เช่น ดาวเทียม 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ต้องการเนื้อที่ในการวางแผงรับแสงอาทิตย์ 2.การให้ความร้อนหรือพลังงานมีเวลาจำกัด 3.ต้องมีแหล่งเก็บสะสมพลังงาน 4. ยังมีราคาแพงมากในปัจจุบัน
8.คลื่น	<ol style="list-style-type: none"> 1.นำกลับมาใช้ใหม่ได้ 2.ไม่มีมลภาวะ 	<ol style="list-style-type: none"> 1.สามารถใช้ได้ในบริเวณชายฝั่งทะเลเท่านั้น 2.ยังมีราคาแพงในปัจจุบัน
9.ลม	<ol style="list-style-type: none"> 1.ราคาถูก 2.นำกลับมาใช้ใหม่ได้ 3.ไม่มีมลภาวะ 4.เหมาะสำหรับการผลิตไฟฟ้าขนาดเล็ก โดยเฉพาะที่มีลมแรงตลอดเวลา (Wind farm) 	<ol style="list-style-type: none"> 1.สามารถใช้ได้ในบางพื้นที่เท่านั้น 2.ความเร็วลมต้องมากกว่า 21 กิโลเมตรต่อชั่วโมง 3.มีความจำเป็นต้องจัดหาระบบสำรองไว้ด้วย 4.ทำให้เกิดการรบกวนในการส่งสัญญาณโทรทัศน์และไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.2 การเปรียบเทียบชนิดเครื่องกำเนิดที่มีการใช้งานปัจจุบัน

พลังงานลมเป็นพลังงานตามธรรมชาติที่เกิดจากความแตกต่างของอุณหภูมิ ความกดดันของบรรยากาศและแรงจากการหมุนของโลก ซึ่งเป็นปัจจัยที่ก่อให้เกิดความเร็วลมและกำลังลม ในปัจจุบันมนุษย์จึงได้ให้ความสำคัญและนำมาใช้ประโยชน์มากขึ้น โดยการนำมาใช้ผลิตกระแสไฟฟ้า เนื่องจากพลังงานลมมีอยู่โดยทั่วไป ไม่ต้องซื้อ เป็นพลังงานสะอาด ไม่ก่อให้เกิดอันตรายต่อสภาพแวดล้อม และสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้อย่างไม่รู้จกหมดสิ้น

กระแสลมทำให้เกิดพลังงานจลน์และเปลี่ยนให้เป็นให้เป็นพลังงานกล จากนั้นจึงนำพลังงานกลมาใช้ประโยชน์ เมื่อกระแสลมพัดผ่านใบกังหัน ทำให้เกิดการถ่ายทอดพลังงานจลน์ไปสู่ใบกังหัน ทำให้กังหันหมุน โดยตัวโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่เชื่อมต่ออยู่กับแกนหมุนของกังหันลม โดยจ่ายกระแสไฟฟ้าผ่านวงจรควบคุมอิเล็กทรอนิกส์กำลังเข้าสู่ระบบกริด โดยปริมาณไฟฟ้าที่ผลิตได้จะขึ้นอยู่กับความเร็วลม ความยาวของใบพัด และสถานที่ติดตั้งกังหันลม

ปัจจุบันกังหันลมผลิตกระแสไฟฟ้าขนาดใหญ่ที่สุดในประเทศไทยติดตั้งที่ อำเภอหัวไทร จังหวัดนครศรีธรรมราช ขนาดกำลังผลิตกระแสไฟฟ้า 1.5 เมกกะวัตต์ สามารถผลิตกระแสไฟฟ้าได้ปีละ 1.8 ล้านหน่วย คิดเป็นค่ากระแสไฟฟ้า 10 ล้านบาทต่อปี เราสามารถจำแนกของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าได้ดังตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 ชนิดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบ่งตามลักษณะการติดตั้ง

ชนิดเครื่องกำเนิด	คุณลักษณะ	การใช้งาน
1.แบบเดี่ยว (Stand Alone)	ติดตั้งแบบเดี่ยว	-เป็นกังหันลมที่มีขนาดเล็ก -โดยปริมาณไฟฟ้าที่ผลิตได้จะขึ้นอยู่กับความเร็วของลม ความยาวของใบพัด และสถานที่ติดตั้งกังหันลม -ตัวกักเก็บพลังงานมีอยู่หลายชนิด ส่วนมากขึ้นอยู่กับงานที่จะใช้ เช่น ถ้าเป็นกังหันเพื่อผลิตไฟฟ้าขนาดเล็กมักนิยมใช้แบตเตอรี่เป็นตัวกักเก็บพลังงาน -ความเร็วลมต่ำเฉลี่ย 3-5 m/s
2.แบบเชื่อมต่อกับโครงข่ายการไฟฟ้า (Grid Connected System)	ติดตั้งเป็นจำนวนมาก	- เป็นกังหันลมที่มีขนาดใหญ่ ความเร็วลมเฉลี่ย 4-6 m/s ติดตั้งเป็นจำนวนมากตามภูเขา และลมจากทะเล -ผลิตไฟฟ้าที่ได้โดยต่อกับโครงข่ายการไฟฟ้า โดยปกติกังหันลมจะทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้ตลอดเวลาที่มีความเร็วลมเพียงพอ หากความเร็วลมต่ำหรือลมสงบ ระบบผลิตไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานชนิดอื่นจะทำหน้าที่จ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ระบบไฮบริด	-ระบบผลิตไฟฟ้าแบบผสม	<p>- เป็นระบบผลิตไฟฟ้ารวม 2 ระบบเข้าด้วยกัน ได้แก่ ระบบกังหันลมผลิตไฟฟ้าและระบบผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ โดยระบบนี้ นิยมเก็บสะสมพลังงานไว้ในแบตเตอรี่ นิยมใช้งานในรีสอร์ท</p> <p>- การใช้ร่วมกับแหล่งพลังงานอื่น ได้แก่ เครื่องจักรดีเซล หรือพลังงานน้ำจากเขื่อน ฯลฯ ระบบนี้ปกติจะมีแหล่งพลังงานชนิดอื่นจ่ายพลังงานอยู่ก่อนแล้ว กังหันลมจะช่วยจ่ายพลังงานเมื่อมีความเร็วลมเพียงพอ ซึ่งในขณะเดียวกันก็จะลดการจ่ายพลังงานจากแหล่งพลังงานอื่น เช่น ลดการใช้น้ำมันดีเซลของเครื่องยนต์ดีเซล (ระบบนี้ แหล่งพลังงานอื่นจ่ายพลังงานเป็นหลัก ส่วนกังหันลมทำหน้าที่คอยเสริมพลังงานจากต้นพลังงานหลัก)</p>
---------------	----------------------	--

1.4.3 การแบ่งชนิดเครื่องกำเนิดโดยแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง

เครื่องกำเนิดมีหน้าที่เปลี่ยนจากพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า โดยวงจรควบคุมและวงจรกำลังโดยอุปกรณ์ดังกล่าว จะควบคุมการไหลของกระแสไฟฟ้าให้ไหลผ่านไปยังโหลดภายนอก โดยแหล่งที่มาของพลังงานกล ได้แก่ แร่น้ำตกไปขับเคลื่อนโปรเตอร์ในเขื่อนผลิตกระแสไฟฟ้า, กังหันลมผลิตไฟฟ้า หรือแหล่งพลังงานกลอื่น ๆ โดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะจ่ายพลังงานไฟฟ้าเกือบทั้งหมดให้กับโครงข่ายการไฟฟ้าสามารถจำแนกชนิดของเครื่องกำเนิด ดังตารางที่ 1.3

ตารางที่ 1.3 ชนิดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง

ชนิดเครื่องกำเนิด	คุณลักษณะโครงสร้าง	การทำงาน
1.PMSG	สเตเตอร์จะฝังขดลวดอาร์เมเจอร์ที่จ่ายไฟฟ้า กระแสสลับให้กับโหลด โดยขดลวดสนามหรือตัวโรเตอร์มีหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสตรงในการสร้างสนามไฟฟ้า	การป้อนกระแสสนาม โดยการป้อนกระแสตรงผ่านแหวนลื่น (slip ring) และแปรงถ่าน (brush) สำหรับการสร้างกระแสตรงด้วยอุปกรณ์ที่ติดตั้งบนเพลลาของตัวเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซิงโครนัส (Brushless

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

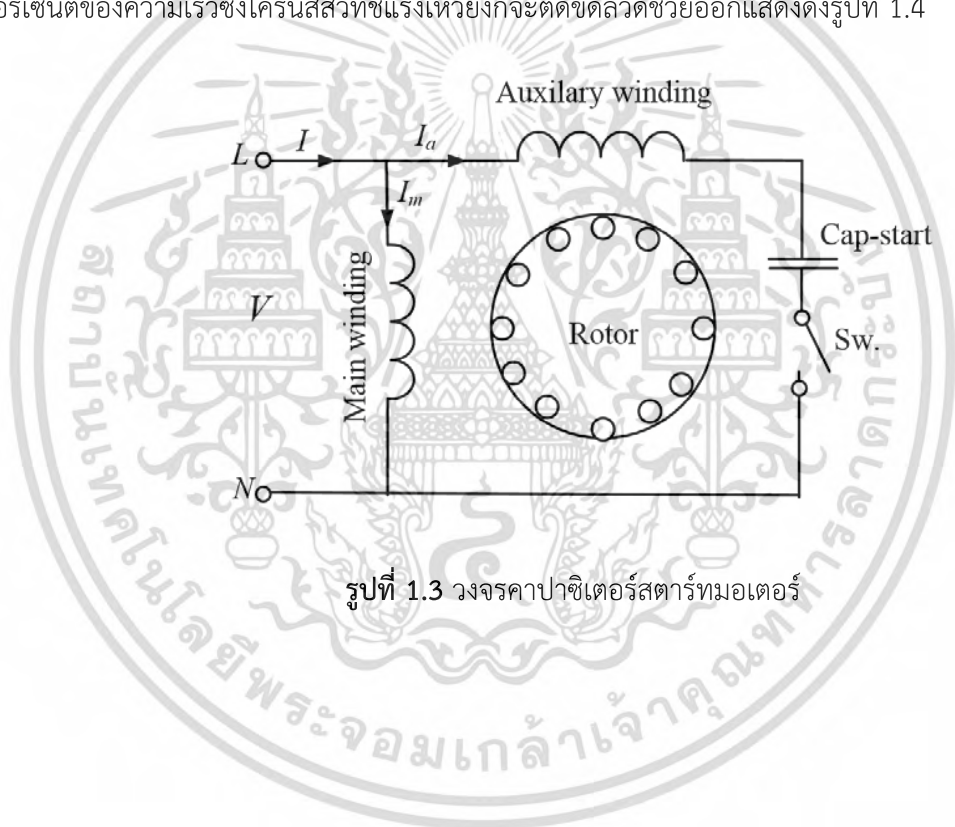
		exciter)
2. Wound rotor	<p>วาวด์โรเตอร์โครงสร้างจะแตกต่างกับโรเตอร์แบบกรงกระลอก โดยมอเตอร์แบบวาวด์โรเตอร์สามารถควบคุมแรงบิดในขณะช่วงเวลาการสตาร์ทได้ โดยการต่อตัวต้านทานภายนอก เข้าไปในขดลวดทุติยภูมิ (Secondary Winding) ของมอเตอร์ผ่านทางสลีป-ริง ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดขณะสตาร์ท ให้เหมาะสมกับมอเตอร์ได้</p>	<p>วิธีการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าคืบสู่แหล่งจ่ายระบบสามเฟสของวาล์วโรเตอร์เริ่มจากการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าสลีปจากวงจรโรเตอร์จะถูกเปลี่ยนให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงผ่านวงจรเชื่อมโยงดีซีโดยวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์สามเฟส และส่งผ่านชุดอินเวอร์เตอร์ผ่านหม้อแปลงกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายระบบสามเฟส</p>
3. Axial Flux	<p>เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแม่เหล็กถาวรชนิดเส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตามแนวแกนเพลลาเข้ากับระบบโครงข่ายไฟฟ้า โครงสร้างไม่ซับซ้อนจึงสร้างได้ง่าย</p>	<p>ในการจัดการพลังงานจะขึ้นอยู่กับ การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โดยขึ้นอยู่กับค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่โหลดด้วย</p>
4. เครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า	<p>ติดตั้งใช้งานในโรงงานไฟฟ้าพลังน้ำขนาดเล็ก, กังหันลมผลิตไฟฟ้าขนาดเล็ก สำหรับพื้นที่ ๆ ลมความเร็ว 3-4 m/s.</p>	<p>ใช้หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำในการผลิตพลังงานไฟฟ้า หรือทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำการทำงานโดยการหมุนโรเตอร์ด้วยแรงกลให้เร็วกว่าความเร็วซิงโครนัสทำให้เกิด slip ในติดลบ</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

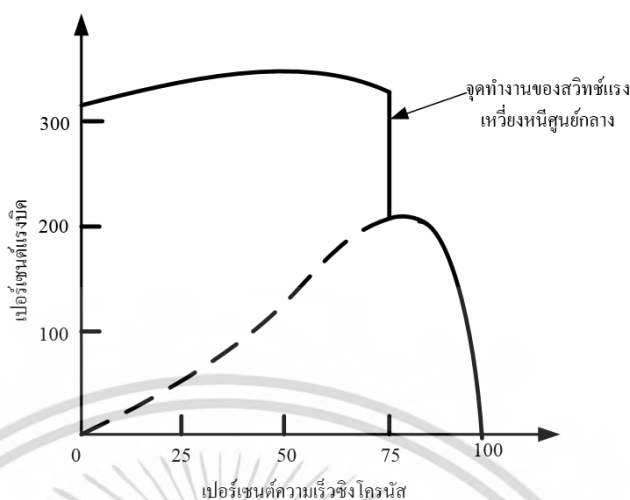
1.5 ขอบเขตการวิจัย

จากข้อมูลงานวิจัยที่ผ่านมาที่มีอยู่แล้ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟส เป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ถูกใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยทั่วไปแล้วมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟสสามารถจำแนกเป็นออกเป็นชนิดต่างๆได้ดังนี้

1.5.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดเริ่มต้นหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor Start Induction Motor) มีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์แบบแยกเฟส ซึ่งจะใช้ขดลวดช่วยและคาปาซิเตอร์ช่วยสตาร์ท โดยคาปาซิเตอร์จะต่ออนุกรมกับขดลวดช่วย แสดงดังรูปที่ 1.3 โดยทั่วไปคาปาซิเตอร์ที่ต่ออนุกรมจะเป็นแบบ electrolytic มีค่าความจุมาก โดยผลจากการต่อคาปาซิเตอร์ช่วยสตาร์ท ทำให้กระแสในขดลวดหลักกับขดช่วยมีมุมต่างกันเกือบจะ 90 องศาทางไฟฟ้าในขณะสตาร์ท มอเตอร์ชนิดนี้ให้แรงบิดเริ่มต้นหมุนที่สูง เนื่องจากการต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมเข้ากับขดลวดช่วย และเมื่อเริ่มหมุนด้วยความเร็วประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วซิงโครนัสสวิทช์แรงเหวี่ยงก็จะตัดขดลวดช่วยออกแสดงดังรูปที่ 1.4

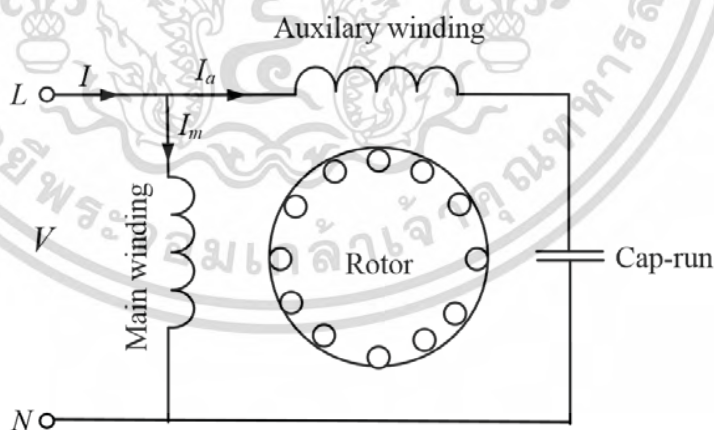


รูปที่ 1.3 วงจรคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์



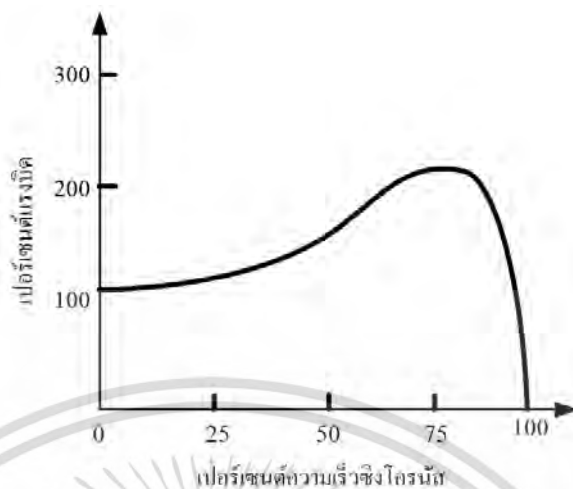
รูปที่ 1.4 คุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วรอบ

1.5.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor Run Induction Motor) เป็นมอเตอร์ที่ไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง โดยจะมีคาปาซิเตอร์ต่อกับขดลวดช่วยสำหรับสตาร์ทและเริ่มหมุนและขณะเดินเครื่องใช้งาน โดยชนิดคาปาซิเตอร์เป็นแบบ Oil-filled ที่มีค่าต่ำ โดยโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 1.5 จากลักษณะโครงสร้างดังกล่าวนี้มีข้อดีคือไม่จำเป็นต้องใช้สวิตช์แรงเหวี่ยง และข้อดีเป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ลดการสั่นและประสิทธิภาพของมอเตอร์ดีขึ้น เนื่องจากมอเตอร์ทำงานขณะหมุนเป็นแบบมอเตอร์สองเฟสทำให้มอเตอร์หมุนได้เร็วขึ้น โดยคุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วรอบแสดงดังรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.5 วงจรคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.6 คุณลักษณะแรงบิดคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์

ในส่วนของการปรับปรุงสมรรถนะของมอเตอร์ให้สูงขึ้น โดยการควบคุมแรงบิดโดยตรงด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันไม่สมดุลสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตรทางค่าพารามิเตอร์ และงานวิจัยโดยนำเสนอหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลด้วยวิธีคลื่นพาห์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมดุล พิกัด 1.5 kW, 4 โพล 1500 rpm, 50 Hz. โดยการมาดัดแปลงโครงสร้างของมอเตอร์ชนิดหนึ่งเฟสที่ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์สตาร์ท (Capacitor start) ที่ต่ออนุกรมกับขดลวดช่วยหมุน (Auxiliary winding) และคาปาซิเตอร์รัน (Capacitor run) ที่ต่ออนุกรมกับขดลวดหลัก (Main winding) ในการควบคุมในการจ่ายแรงดันขดลวดทั้ง 2 ชุด ให้เป็นอิสระจากกัน หรือเป็นแบบการควบคุมด้วยวิธีอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ (Scalar Controller) จึงกำหนดขอบเขตของการวิจัยในแนวทางดังต่อไปนี้

-การเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส โดยการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันด้านหลัง 3 กิ่ง ด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) เปรียบเทียบกับหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยใช้บอร์ด TMS320C2000 F28335 ในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงาน

-ทำการทดสอบระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิด โดยการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า โดยเปรียบเทียบผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ด้านกริดระหว่างควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control) กับเทคนิคควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ (Adaptive band Adaptive Current Control)

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

สำหรับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้โดยเริ่มจากการศึกษาข้อมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าเฟสเดียว โดยเป็นมอเตอร์ที่มีพิกัดขนาดเล็ก ส่วนใหญ่เป็นส่วนประกอบในอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในบ้าน และได้ศึกษาหาข้อมูลจากงานวิจัยในประเทศและจากต่างประเทศ รวมถึงศึกษาเทคนิคการควบคุมแบบต่าง ๆ โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าเฟสเดียว และได้ศึกษาเทคนิคต่างๆ ในการปรับปรุงสมรรถนะ รวมทั้งเทคนิคต่าง ๆ ที่ได้แก่วิธีการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสม ที่นำมาใช้ในการกระตุ้นการเหนี่ยวนำขดลวดในขณะที่ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แบ่งเนื้อหาในแต่ละบทออกเป็น 7 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา และวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ได้เปรียบเทียบคุณลักษณะข้อดีและข้อด้อย ระหว่างวงจรที่ 1. วงจรกึ่งบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเลอร์และวงจรซบอินเวอร์เตอร์ 2 กิ่ง และวงจรที่ 2. วงจรพูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเลอร์และวงจรซบอินเวอร์เตอร์ 4 กิ่ง ได้ทำการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียจากการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางเลือกในประเทศ และทำการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียจากการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางเลือกของแหล่งพลังงานทดแทนแต่ละชนิด

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมดุลง การพิจารณาขณะทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลอ้างอิงในแกนดี (d-axis) และในแกนคว (q-axis)

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีการคำนวณออกแบบระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส การจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คั้งที่ กับระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คั้งที่ การคำนวณออกแบบระบบควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คั้งที่ ทฤษฎีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบสมดุลง และไม่สมดุลงสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส (3-leg VSI)

บทที่ 4 กล่าวถึงการจำลองและผลการจำลองทั้งระบบ โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ 1. คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเป็นชนิดหนึ่งกิ่งหรือชนิดกั้งบริดจ์, ตัวควบคุมพีไอ, ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คั้งที่ที่ลดผลของฮาร์โมนิกส์กระแส และในส่วนที่ 2. เป็นระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส โดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบสมดุลง (BSVPWM) และไม่สมดุลง (UBSVPWM) สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจ่ายให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วย ที่ไม่สมดุลงกันทางค่าพารามิเตอร์หรือตามอัตราส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ขดลวด การจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด และเปรียบเทียบผลของแรงบิดทางกล (Torque Load; T_L) กับแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic torque; T_e)

บทที่ 5 กล่าวถึงการออกแบบวงจรและการสร้างฮาร์ดแวร์ วงจรกำลัง การสร้างฮาร์ดแวร์ การตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส การออกแบบวงจรซบเกต วงจรประวิงเวลา และการต่อขาสัญญาณ

ของไมโครคอนโทรลเลอร์ โครงสร้างของชุดควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสด้านหลัง ชุดควบคุมแรงบิดทางกล โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดสอบการเปรียบเทียบสมรรถนะผลของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส โดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบสมดุค (BSVPWM) และแบบไม่สมดุค (UBSVPWM) รวมถึงการปรับปรุงคุณภาพระบบ โดยการเปรียบเทียบผลของการปรับผลของฮาร์มอนิกส์กระแสกริด (*i_s*) ระหว่างผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK กับผลการทดลองระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสทีเรซิสชนิดแบนด์คงที่ และระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสทีเรซิสชนิดแบนด์ไม่คงที่

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

ภาคผนวก ข. พารามิเตอร์คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด

ภาคผนวก ค. ชุดการทดลองและอุปกรณ์

ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทที่ 2

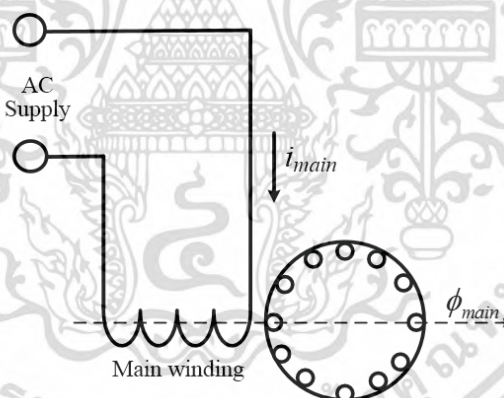
ทฤษฎีเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

2.1 บทนำ

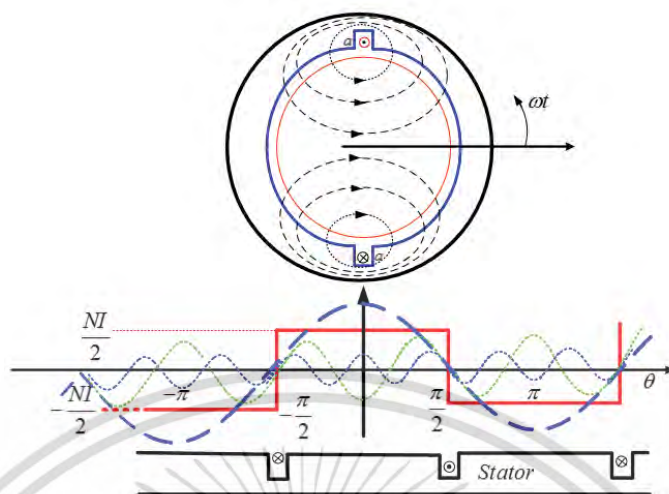
ในเนื้อหาบทที่ 2 นี้ กล่าวถึงทฤษฎีการสร้างสนามแม่เหล็กหมุนคู่ (Double Revolving Field Theory) เพื่อวิเคราะห์การทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่ไม่สมมาตรทางค่าพารามิเตอร์ ประกอบด้วย การเกิดสนามแม่เหล็กหมุน กำลังไฟฟ้าในส่วนต่างๆ แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า และการกระเพื่อมของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นต้น

2.2 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก โดยมีตำแหน่งการวางขดลวดหลัก ดังรูปที่ 2.1 เมื่อจ่ายแรงดันเข้าที่ขดลวดหลัก มีการกระจายของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก ดังรูปที่ 2.1 โดยพิจารณาจากขดลวดเพียง 1 รอบ โดยผลของสัญญาณแรงเคลื่อนแม่เหล็กมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เนื่องจากการพันขดลวดในลักษณะแบบกระจุก [72]



รูปที่ 2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส



รูปที่ 2.2 การกระจายของคลื่น MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

สมการของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก Magnetomotive force (MMF) ในช่องอากาศมีรูปคลื่นกระจายลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยม โดยอาศัยอนุกรมฟูเรียร์รูปสัญญานมีค่าเท่ากับ

$$MMF(\mathfrak{F}_\theta) = \frac{\pi NI}{4} \left[\cos \theta_1 - \frac{1}{3} \cos \theta_3 + \frac{1}{5} \cos \theta_5 + \dots \right] \quad (2.1)$$

โดยที่

- I ค่ายอดของกระแสที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงดังรูปที่ 2.2
- θ มุมของแกนแม่เหล็กของขดลวดที่สเตเตอร์
- N จำนวนรอบของขดลวด

MMF ในเทอมของความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ

$$\mathfrak{F}_{\text{main},1} = \frac{4 NI}{\pi} \cos \theta_1 \quad (2.2)$$

ดังนั้น

$$F_{1,\text{peak}} = \frac{4 NI}{\pi} \quad (2.3)$$

เมื่อพิจารณาผลกระทบของการพันขดลวดแบบกระจายในหลาย ๆ สล็อต พบว่าการกระจายของคลื่น MMF มีลักษณะเป็นแบบขั้นบันไดดังรูปที่ 2.2 ซึ่งประมาณได้ว่ารูปคลื่น MMF เข้าใกล้รูปสัญญานไซน์ โดยคลื่น MMF ที่ความถี่มูลฐานของการพันขดลวดแบบกระจาย (Distributed winding) น้อยกว่าผลรวมขององค์ประกอบ MMF ในขดลวดแต่ละชุด (Individual coil) ซึ่งเป็นผลทำให้รูปคลื่น MMF ที่เกิดขึ้นในขดลวดแต่ละชุดมีลักษณะไม่เป็นเส้นตรง จากสมการที่ (2.4) สามารถดัดแปลงการพัน

ขดลวดต่อขั้วแม่เหล็กให้สัมพันธ์กันกับจำนวนรอบขดลวดที่ต่ออนุกรมต่อเฟส (N_{ph}) และผลของตัวประกอบขดลวดที่ต่ออนุกรมกันต่อเฟส (k_w)

$$\mathfrak{I}_{\min,1} = \frac{4}{\pi} k_w \frac{NI}{P} i \cos \theta_1 \quad (2.4)$$

เมื่อกำหนดให้กระแสที่ไหลในขดลวด i มีค่าเท่ากับ

$$i = I_{\max} \cos \omega t \quad (2.5)$$

แทนค่ากระแสสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.4)

$$\mathfrak{I}_{\min,1} = \frac{4}{\pi} k_w \frac{N_{ph}}{P} I_{\max} \cos \omega t \cos \theta_1 \quad (2.6)$$

จะได้ว่า

$$F_{\max} = \left(\frac{4}{\pi} k_w \frac{N_{ph}}{P} I_{\max} \right) \quad (2.7)$$

$$F_{\text{main}} = (F_{\max} \cos \theta) \cos \omega t \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) อ้างถึงสูตรตรีโกณมิติ $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\mathfrak{I}_{\min,1} = \frac{1}{2} F_{\max} [\cos(\theta - \omega t) + \cos(\theta + \omega t)] \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) สามารถอธิบายได้ว่า MMF เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักมีองค์ประกอบอยู่สองส่วนคือ

$$\mathfrak{I}_{\text{main},1} = \mathfrak{I}_{\text{main},1}^+ + \mathfrak{I}_{\text{main},1}^- \quad (2.10)$$

ส่วนที่หนึ่ง $\mathfrak{I}_{\text{main},1}^+$ มีการเคลื่อนที่ในทิศทางบวก (Positive traveling wave; Forward field MMF_F)

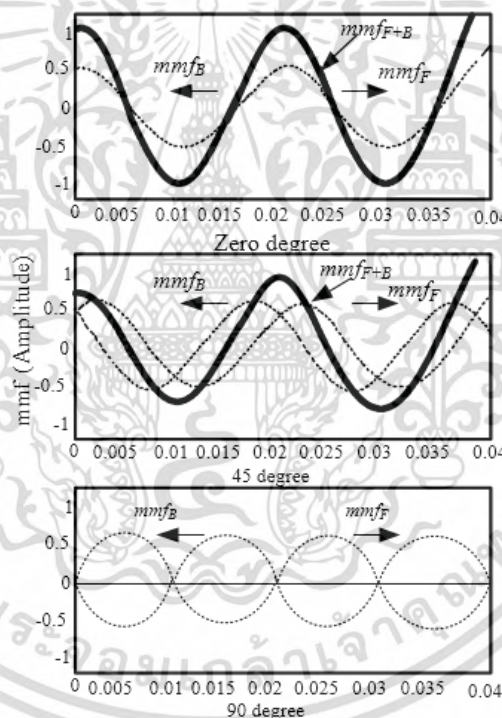
$$\mathfrak{I}_{\text{main},1}^+ = \frac{1}{2} F_{\max} \cos(\theta - \omega t) \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่สอง $\mathcal{F}_{\text{main},1}^-$ มีการเคลื่อนที่ในทิศทางลบ (Negative traveling wave; Forward field MMF_B)

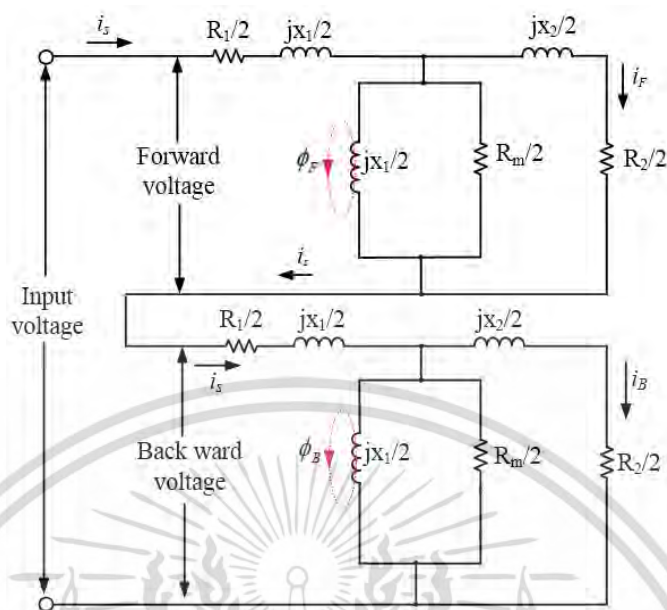
$$\mathcal{F}_{\text{main},1}^- = \frac{1}{2} F_{\text{max}} \cos(\theta + \omega t) \quad (2.12)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.11) และ (2.12) มาพล็อตรูปสัญญาณการเคลื่อนที่ของ MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสพบว่า มีขนาดสูงสุดเมื่อมุม θ มีค่าเท่ากับศูนย์และลดต่ำลงเมื่อมุม θ มีค่าเพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากผลของสนามแม่เหล็กหมุนในทิศทางไปข้างหน้า (MMF_F) และสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง (MMF_B) มีทิศทางการเคลื่อนที่ตรงข้ามกัน ดังได้แสดงตามรูปสัญญาณที่ได้จากการคำนวณในรูปที่ 2.3 โดยผลรวมของ MMF ที่ได้ มีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของ MMF ตลอดเวลาแต่ไม่มีการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กทำให้มอเตอร์ไม่สามารถหมุนได้ เนื่องจากผลรวมของแรงบิดมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 2.3 ทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMF_S สำหรับมอเตอร์หนึ่งเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลขณะที่มีมอเตอร์อยู่กับที่

จากผลการวิเคราะห์ที่ได้นำมาเขียนวงจรสมมูลขณะที่มีมอเตอร์อยู่ในสภาวะหยุดนิ่ง แสดงดังรูปที่ 2.4 ซึ่งถูกแบ่งพารามิเตอร์ออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและหมุนถอยหลัง โดยที่ผลของการเกิด $\phi_F = \phi_B$ จากนั้นหากมีแรงจากภายนอกกระทำทำให้มอเตอร์หมุนไปได้ มอเตอร์ก็จะสามารถเริ่มหมุนได้ด้วยตัวของมันเอง และเมื่อพิจารณาผลของสลิปในพื้นฐานของสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งยวนาหนึ่งเฟสนี้ สามารถจำแนกออกได้เป็นสลิปมอเตอร์ที่เกิดขึ้นในขณะที่สนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้ามีค่าเท่ากับ

$$S_F = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.13)$$

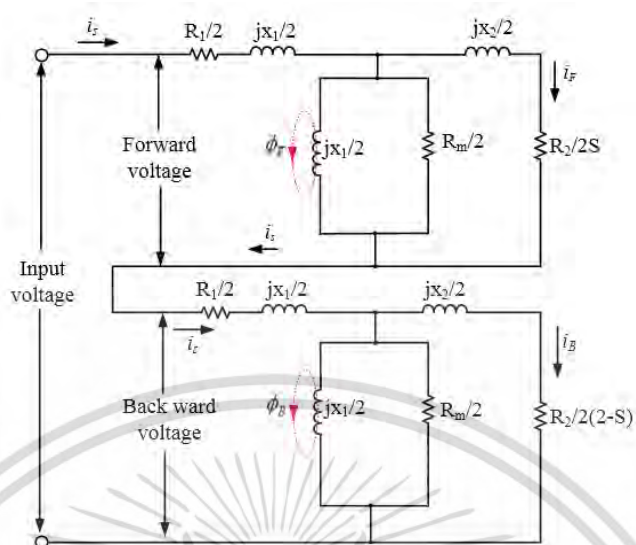
และสลิปมอเตอร์ที่เกิดขึ้นในขณะที่สนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง ($-n_r$) มีค่าเท่ากับ

$$S_B = \frac{2n_s - (n_s - n_r)}{n_s} = (2 - s) \quad (2.14)$$

เมื่อ

- S_F คือ ค่าสลิปที่เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า
- S_B คือ ค่าสลิปที่เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง
- S คือ ค่าสลิปมอเตอร์มีค่าเท่ากับ S_F
- n_s คือ ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (Synchronous speed)
- n_r คือ ความเร็วที่โรเตอร์หมุน (Rotor speed)

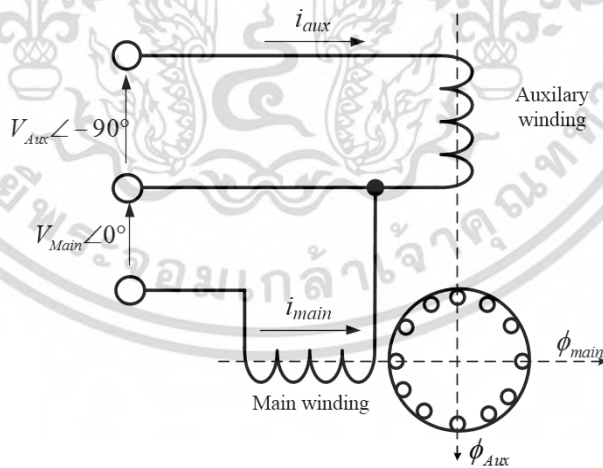
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลขณะที่ยังมอเตอร์ถูกทำให้หมุน

ดังนั้นจึงเขียนรูปวงจรสมมูลมอเตอร์ขณะหมุนได้ดังรูปที่ 2.5 ในขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วพิกัดพบค่าสลิป (s) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์เมื่อพิจารณาจากรูปวงจรสมมูลจะเห็นว่าผลของความต้านทานที่โรเตอร์มีค่าไม่เท่ากันสรุปได้ว่ากระแส $i_b > i_f$ เป็นผลทำให้ MMF_F ดังนั้นมอเตอร์จึงเกิดแรงบิดส่วนใหญ่มีทิศทางไปข้างหน้า แต่ในขณะเดียวกันก็จะเกิดแรงบิดส่วนน้อยที่มีทิศทางตรงกันข้าม

2.3 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร



รูปที่ 2.6 มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

ในการศึกษาส่วนของสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ดังรูปที่ 2.6 โดยสมมติให้ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองมีค่าเท่ากัน และกระแสไหลเข้าขดลวดทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$i_{main} = I_{max} \cos \omega t \quad (2.15)$$

$$i_{aux} = I_{max} \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (2.16)$$

โดยที่กระแสไหลในขดลวดหลัก (i_{main}) และกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย (i_{aux}) มีขนาดค่ายอดกระแสสูงสุด I_{max} เท่ากันและทำมุมห่างกัน 90° องศาทางไฟฟ้า เมื่อแยกการพิจารณาในแต่ละขดลวด โดยเริ่มจากขดลวดหลักซึ่งเมื่อเริ่มทำการวิเคราะห์สมการการเคลื่อนที่ของ MMF พบว่ามีองค์ประกอบสองส่วนเช่นเดียวกับสมการที่ (2.9) ซึ่งแบ่งออกเป็น MMF ในทิศทางบวกและทิศทางลบเช่นเดียวกับสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.12) ตามลำดับและเมื่อพิจารณาในส่วนของขดลวดช่วยดังรูปที่ 2.x แสดงการคำนวณได้ดังนี้

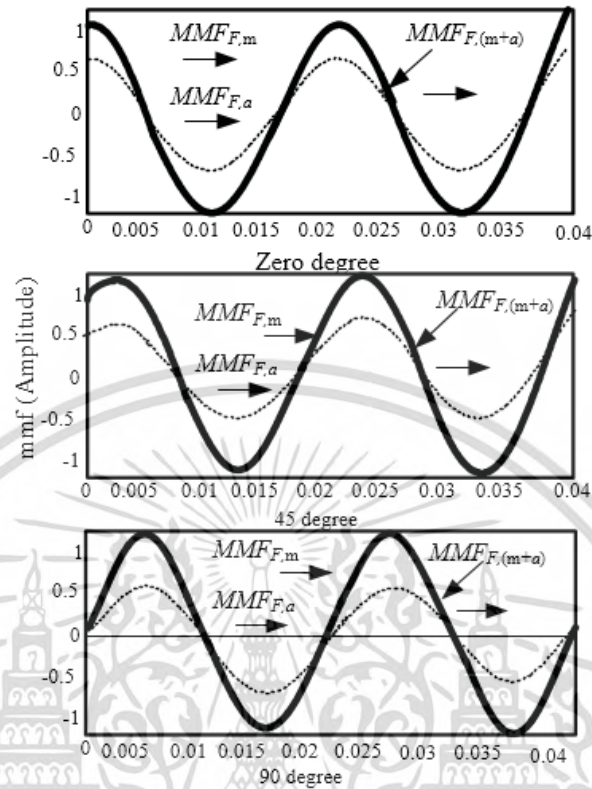
$$\mathfrak{F}_{aux,1} = F_{max} \cos(\theta - 90^\circ) + \cos(\theta - 90^\circ) \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) อธิบายได้ว่า MMF ที่เกิดขึ้นมีองค์ประกอบอยู่สองส่วนเช่นเดียวกับสมการที่ (2.18) โดยอ้างถึงสูตรตรีโกณมิติ $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ จัดรูปสมการใหม่สำหรับการเคลื่อนที่ MMF ในทิศทางบวก ($\mathfrak{F}_{aux,1}^+$) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}_{aux,1}^+ &= \frac{1}{2} F_{max} \cos[(\theta - 90^\circ) - (\omega t - 90^\circ)] \\ &= \frac{1}{2} F_{max} \cos[\theta - \omega t] \end{aligned} \quad (2.18)$$

และ $\mathfrak{F}_{aux,1}^-$ ในการเคลื่อนที่ในทิศทางลบ

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}_{aux,1}^- &= \frac{1}{2} F_{max} \cos[(\theta - 90^\circ) + (\omega t - 90^\circ)] \\ &= \frac{1}{2} F_{max} \cos[\theta + \omega t - 180^\circ] \end{aligned} \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.7 ทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMF_s สำหรับมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร

นำสมการที่ (2.11) และ (2.18) ที่เป็นสมการการเคลื่อนที่ในทิศทางบวกของขดลวดทั้งสองรวมกันได้

$$\mathfrak{F}_{main,1}^+ + \mathfrak{F}_{aux,1}^+ = F_{max} \cos[\theta - \omega t] \tag{2.20}$$

และนำสมการที่ (2.12) และ (2.19) ที่เป็นสมการการเคลื่อนที่ในทิศทางลบรวมกันได้

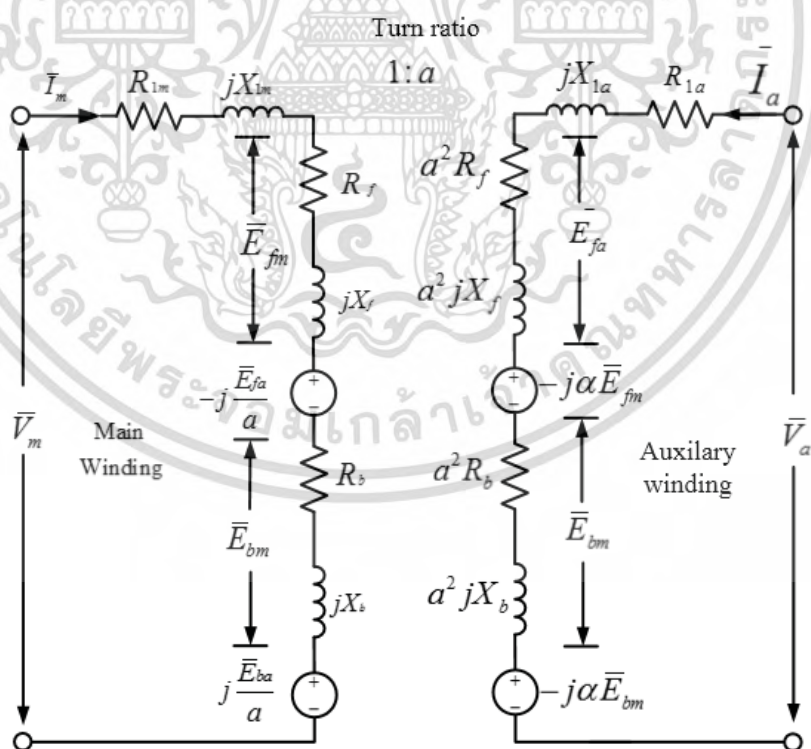
$$\mathfrak{F}_{main,1}^- + \mathfrak{F}_{aux,1}^- = 0 \tag{2.21}$$

ซึ่งตามสมการที่ (2.21) แสดงให้เห็นว่าไม่มีการเคลื่อนที่ของ Backward field ดังนั้นทิศทางเคลื่อนที่ของ MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรทางอิมพีแดนซ์ จึงมีการเคลื่อนที่ในทิศทางบวกตามสมการที่ (2.21) เท่านั้น และเมื่อนำสมการ (2.11) และ (2.18) มาคำนวณลักษณะการเคลื่อนที่ของผลลัพธ์การเคลื่อนที่ของ MMF สามารถพล็อตรูปสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.7

2.4 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตรนี้ มีหลักการในการพิจารณาคือค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน ดังนั้นกระแสที่ไหลเข้าขดลวดย่อมมีขนาดที่แตกต่างกัน โดยทางกายภาพแล้วขดลวดช่วยมีค่าความต้านทานสูงกว่าขดลวดหลัก เนื่องจากมีขนาดเล็กและจำนวนรอบมากกว่า เมื่อพิจารณาตามหัวข้อที่ 2.1 ในสมการที่ (2.7) ซึ่งเป็นค่าของ F_{max} ที่มีผลโดยตรงกับจำนวนรอบของขดลวดและกระแสที่ไหลเข้าไปในแต่ละขดลวด เนื่องจากกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองมีขนาดไม่เท่ากันดังนั้น F_{max} ที่เกิดจากขดลวดทั้งสองจึงไม่เท่ากันทำให้ผลรวมของ MMF ในการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุน ส่วนใหญ่มีทิศทางหมุนไปข้างหน้าแต่ในขณะเดียวกันผลรวมของทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหลังมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ ผลที่ตามมาคือการเกิดแรงบิดที่มีทิศทางตรงกันข้าม อันเนื่องมาจากผลรวมของ Backward torque มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ นั่นก็คือสาเหตุการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดและแรงบิดเริ่มต้นลดต่ำลง

ในการพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร แสดงวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.8 ซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดสองชุดคือ ขดลวดหลักและขดลวดช่วย ซึ่งมีความแตกต่างทางค่าอิมพีแดนซ์และจำนวนรอบขดลวด โดยไม่คิดกำลังสูญเสียจากแกนเหล็กและในแต่ละขดลวด ถูกแบ่งออกสองส่วนคืออิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง และแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดหลักและขดลวดช่วย



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

- \bar{V}_m คือ แรงดันที่ขดลวดหลัก
 \bar{V}_a คือ แรงดันที่ขดลวดช่วย
 \bar{I}_m คือ กระแสที่ขดลวดหลัก
 \bar{I}_a คือ กระแสที่ขดลวดช่วย
 \bar{E}_{fm} คือ แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า
 \bar{E}_{bm} คือ แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง
 \bar{E}_{ba} คือ แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง
 α คือ อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก
 ω_s คือ ความเร็วเชิงมุมเชิงครอนส์ทางไฟฟ้า (rad/sec)
 T_e คือ แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าเฉลี่ย (Average electromagnetic torque)
 R_{lm}, X_{lm} คือ ความต้านทานและรีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ขดลวดหลัก
 R_{la}, X_{la} คือ ความต้านทานและรีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ขดลวดช่วย
 R_f, X_f คือ ความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า
 R_b, X_b คือ ความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

อิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังคำนวณได้จากรูปที่ 2.8 ได้ดังนี้

$$R_f = \frac{R_2 X_m^2}{2S} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.22)$$

$$X_f = \frac{X_m}{2} \cdot \frac{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + X_2(X_2 + X_m)}{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.23)$$

$$R_b = \frac{R_2 X_m^2}{2(2-S)} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_2}{(2-S)}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.24)$$

$$X_b = \frac{X_m}{2} \cdot \frac{\left(\frac{R_2}{(2-S)}\right)^2 + X_2(X_2 + X_m)}{\left(\frac{R_2}{(2-S)}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้

R_2 คือ ค่าความต้านทานโรเตอร์

X_2 คือ รีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ย้ายข้างไปที่ขดลวดหลัก

X_m คือ รีแอกแตนซ์เหนี่ยวนำร่วม

โดยที่ขดลวดหลักมีกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศเท่ากับ

$$P_{gf} = I_m^2 R_f - j \frac{E_{fa}}{\alpha} I_m^* \quad (2.26)$$

$$P_{gb} = I_m^2 R_b - j \frac{E_{ba}}{\alpha} I_m^* \quad (2.27)$$

ที่ขดลวดช่วยมีกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศเท่ากับ

$$P_{gf} = I_a^2 \alpha^2 R_f - j \alpha E_{fm} I_a^* \quad (2.28)$$

$$P_{gb} = I_a^2 \alpha^2 R_b - j \alpha E_{bm} I_a^* \quad (2.29)$$

กำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศ $P_g = P_{gf} - P_{gb}$ มีค่าเท่ากับ

$$P_g = (R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) - (jE_{fa} + jE_{ba}) \frac{I_m^*}{\alpha} + (jE_{fm} + jE_{bm}) \alpha I_a^* \quad (2.30)$$

โดยที่

$$E_{fa} = \alpha^2 I_a (R_f + jX_f)$$

$$E_{ba} = \alpha^2 I_a (R_b + jX_b)$$

$$E_{fm} = I_m (R_f + jX_f)$$

$$E_{bm} = I_m (R_b + jX_b)$$

$$P_g = \left((R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) + (R_f + R_b) 2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) + j(X_f - X_b) 2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \quad (2.31)$$

แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าคิดเฉพาะเทอมของส่วนจริงผลลัพธ์ที่ได้ตามสมการที่ (2.32)

$$T_e = T_f - T_b = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_e = \frac{1}{\omega_{syn}} \left((R_f - R_b)(I_m^2 + (aI_a)^2) + (R_f + R_b)2aI_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.33) แรงบิดเฉลี่ยมีค่ามากที่สุดเมื่อมีมุมเฟสระหว่างขดลวดหลักและขดลวดช่วย $(\theta_a - \theta_m)$ มีค่าเท่ากับ 90 องศา และกำหนดสมการแรงบิดกระแสเพื่อมได้ดังสมการ (2.34)

$$T_{pluse} = \frac{1}{\omega_{syn}} \left(\frac{(I_m^4 + (aI_a)^4 + 2(aI_m I_a)^2 \cos(\theta_a - \theta_m))}{((R_f - R_b)^2 + (X_f - X_b)^2)} \right) \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.34) แรงบิดกระแสเพื่อมมีค่าเป็นศูนย์ที่สลิป (s) ไต ๆ จะเกิดขึ้น เมื่อกำหนดให้

$$(I_m^4 + (aI_a)^4) + 2(aI_m I_a)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m) = 0 \quad (2.35)$$

$$\theta_a - \theta_m = 90^\circ$$

$$\cos 2(\theta_a - \theta_m) = -\frac{I_m^4 + (aI_a)^4}{2(aI_m I_a)^2} = -1; \text{ ที่มุม } \theta_a - \theta_m = 90^\circ \quad (2.36)$$

จะได้

$$\left(\frac{I_m}{aI_a} \right)^2 + \left(\frac{aI_a}{I_m} \right)^2 = 2$$

$$\text{ดังนั้น} \quad I_{main} = aI_{aux} \quad (2.37)$$

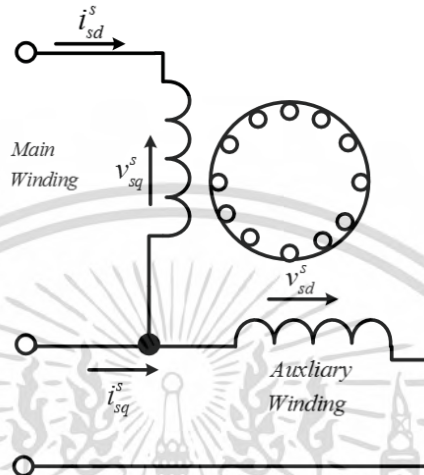
$$V_{aux} = aV_{main} \quad (2.38)$$

ดังนั้นในการลดผลของแรงบิดกระแสเพื่อม จะต้องจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยสูงกว่าแรงดันที่ขดลวดหลักเป็นจำนวนเท่าของจำนวนรอบ (2.38) ซึ่งในงานวิจัยนี้ มีอัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 1.556 ตามข้อมูลการทดสอบมอเตอร์ในภาคผนวก (ก) โดยกำหนดให้ขนาดแรงดันที่ขดลวดหลัก (V_m) คือแรงดัน V_d และขนาดแรงดันที่ขดลวดช่วย (V_a) คือแรงดัน V_q ในระนาบเชิงซ้อน ซึ่งถูกใช้ในการกำหนดตัวแปรแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

2.5 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตร (UB-TPIM) สามารถวิเคราะห์พฤติกรรมทางพลวัตที่อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ SPIM และกำหนดให้ความสัมพันธ์ในส่วนต่างๆของขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนในเทอมของแบบจำลองตามแกนดี

และคิว (d-q model) ดังรูปที่ 2.1 ดังนั้นเมื่อพิจารณาบนแกนอ้างอิงนิ่ง (Stationary Reference Frame) แล้วนั้นสมการแรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์เส้นแรงเชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังต่อไปนี้คือ [22,23] คือ



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของ UB-TPIM ในแนวแกนดีและแกนคิวบนกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

สมการแรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์ กำหนดเป็นสมการความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ (2.39) ถึง (2.42) คือ

$$V_{sd}^s = R_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \quad (2.39)$$

$$V_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \quad (2.40)$$

$$0 = R_r i_{sd}^s + \frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{rq}^s \quad (2.41)$$

$$0 = R_r i_{sq}^s + \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{rd}^s \quad (2.42)$$

และสมการเส้นแรงเชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ แสดงได้ตามสมการที่ (2.43) ถึง (2.46) คือ

$$\lambda_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + M_{srd} i_{rd}^s \quad (2.43)$$

$$\lambda_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + M_{srq} i_{rq}^s \quad (2.44)$$

$$\lambda_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{srd} i_{sd}^s \quad (2.45)$$

$$\lambda_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{srq} i_{sq}^s \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้ากำหนดเป็นสมการความสัมพันธ์ในทอมปริมาณทางไฟฟ้าและทางกลได้ตามสมการที่ (2.47) และสมการ (2.48)

$$T_e = P(i_{sq}^s i_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s M_{srd}) \quad (2.47)$$

$$T_e = \left(\frac{J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r}{P} \right) + T_L \quad (2.48)$$

โดยที่

V_{sd}^s, V_{sq}^s	คือ แรงดันสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
I_{sd}^s, I_{sq}^s	คือ กระแสสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
$\lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s$	คือ เส้นแรงสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
R_{ds}, R_{qs}	คือ ความต้านทานสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
R_r	คือ ความต้านทานโรเตอร์
L_{rd}, L_{sq}	คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองที่สเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
L_r	คือ ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองที่โรเตอร์
M_{srd}, M_{srq}	คือค่าความเหนี่ยวนำร่วม
ω_r, T_e, T_L	คือ ความเร็วมอเตอร์ แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า และแรงบิดทางกล
P, J, B	คือ คู่ขั้วแม่เหล็ก ความเฉื่อยและสัมประสิทธิ์แรงหนืด และสัญลักษณ์ s บนค่าพารามิเตอร์ต่างๆหมายถึงกรอบอ้างอิงบนแกนนิ่ง

สมการทางพลวัตข้างต้นนั้นเรียกว่าเป็นสมการทั่วไปสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ในกรณีของ B-TPIM ถูกออกแบบให้มีขนาดและจำนวนรอบทั้งขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนเท่ากัน นั่นคือ $L_{sd} = L_{sq}$, $M_{srd} = M_{srq}$ และ $R_{sd} = R_{sq}$ โดยที่ขดลวดทั้งสองชุดมีมุมต่างเฟสกัน 90° ทางไฟฟ้า แต่ในกรณีของ UB-TPIM ดังกล่าวในหัวข้อนี้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ $L_{sd} \neq L_{sq}$, $M_{srd} \neq M_{srq}$ และ $R_{sd} \neq R_{sq}$ จะส่งผลทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดถ้าจ่ายกระแสสมดุล $i_{sd}^s = i_{sq}^s$ ให้กับขดลวดทั้งสองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ [23]

2.6 การทำงานเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตรในโหมตมอเตอร์

การทำงานของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบสองเฟสที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตรในโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเริ่มจากการทำงานในโหมตมอเตอร์ ในขณะที่เริ่มจ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์นั้นจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ และเกิดการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าโดยผ่านช่องว่างอากาศ (air gap) ระหว่างขดลวดสเตเตอร์มาที่โรเตอร์ ที่ความถี่มูลฐาน ทำให้เกิดความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วซิงโครนัส ตามสมการที่ (2.49)

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (2.49)$$

n_s คือ ความเร็วซิงโครนัส (รอบต่อนาที)
 f คือ ความถี่ของแหล่งจ่าย เฮิร์ต
 p คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์ ขั้ว

การทำงานของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบสองเฟสที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตรในโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนหรือที่ความเร็วซิงโครนัส (n_s) โดยจะมีความเร็วมากกว่าความเร็วของโรเตอร์ (n_r) ค่าสลิปมีค่าเป็นบวก (slip; +s) โดยหมุนไปในทิศทางเดียวกัน และเมื่อทำการป้อนโหลดทางกลตามปกติ จะส่งผลให้ความเร็วโรเตอร์ลดลง เนื่องจากผลของการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์สูงขึ้น ความแตกต่างระหว่างความเร็วโรเตอร์ (rotor speed ; n_r) กับความเร็วซิงโครนัสเรียกว่า ความเร็วสลิป (slip speed ; n_{slip}) ตามสมการที่ (2.50) และอัตราส่วนระหว่าง n_{slip} ต่อความเร็วซิงโครนัส (n_s) เรียกว่าสลิป (slip; s) สามารถคำนวณเปอร์เซ็นต์สลิปขณะทำงานในโหมตมอเตอร์ ตามสมการที่ (2.53) และ (2.54) ขณะที่โรเตอร์หมุน ฟลักซ์แม่เหล็กจากสเตเตอร์ที่กวาดผ่านตัวนำจะช้าลง ส่งผลให้ค่าสลิปนั้นลดลง ส่งผลให้แรงดันเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่โรเตอร์ลดลงและเป็นสัดส่วนกับค่าสลิป ในทำนองเดียวกันขณะเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้า ขณะทำงานในโหมตมอเตอร์จะมีค่าเป็นบวก โดยมีค่าระหว่างศูนย์ถึงหนึ่ง $n_s(s+; 0 \leq s \leq 1)$ สมการการหาค่าความเร็วสลิปจะมีค่าเป็นบวกแสดงดังสมการ

$$n_{slip} = n_s - n_r \quad (2.50)$$

สมการความเร็วเชิงมุมของสนามแม่เหล็กหมุน (ω_s) และความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r) ดังสมการที่ (2.51) และ (2.52)

$$\omega_s > \omega_r \quad (2.51)$$

จะได้

$$\frac{2\pi n_s}{60} > \frac{2\omega_e}{p} \quad (2.52)$$

การหาเปอร์เซ็นต์สลิปการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า

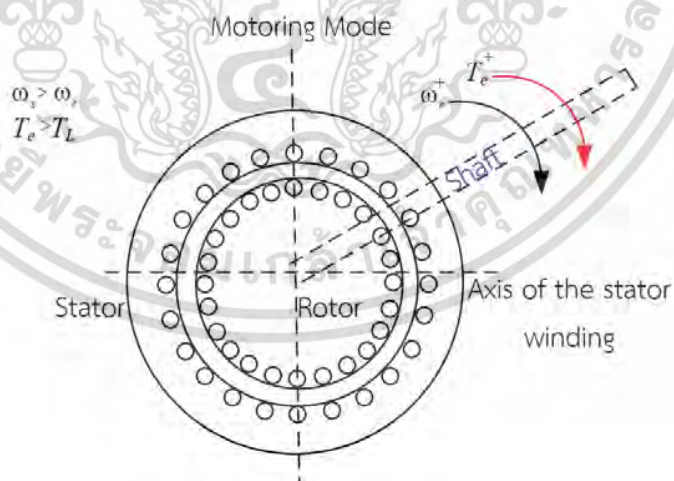
$$\%s = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \times 100\%$$

หรือ

$$\%s = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s} \times 100\% \quad (2.53)$$

n_r	คือ ความเร็วโรเตอร์	rpm.
n_{slip}	คือ ส่วนต่างระหว่างความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนกับความเร็วโรเตอร์	rpm.
ω_s	คือ ความเร็วเชิงมุมของความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน	rad/sec.
ω_r	คือ ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์	rad/sec.

การพิจารณาทิศทางการหมุนของโรเตอร์ (ω_r) ให้มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา และทิศทางเดียวกับของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Torques; T_e) ในขณะที่การป้อนแรงบิดทางกล (Load Torques; T_L) โดยจะมีทิศทางเดียวกัน แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ทิศทางของโรเตอร์กับทิศทางของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ขณะทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีค่าสูงกว่าแรงบิดทางกล (Load Torques; T_L) ทำให้ผลของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า มีค่าเป็นบวก (T_e^+) หรือ ($T_e > T_L$) แสดงความสัมพันธ์ ได้ดังสมการที่ (2.54)

$$T_e - T_L = \frac{Jd\omega_r / dt + B\omega_r}{p}$$

$$T_e = \frac{Jd\omega_r / dt + B\omega_r}{p} + T_L \quad (2.54)$$

2.7 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ในขณะที่ป้อนโหลดทางกลให้มีค่าเป็นลบหรือมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางการหมุนของโรเตอร์โดยใช้ชุด Simoreg DC Master SIEMENS เป็นชุดสร้างทอร์กทางกล (Torque Load) ทำให้ความเร็วของโรเตอร์สูงกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน ($n_s < n_r$) ความเร็วสลลิป (n_s ;-) ส่งผลให้ค่าสลลิปเป็นลบ แสดงดังสมการที่ (2.55)

$$n_{slip} = n_r - n_s \quad (2.55)$$

เขียนในรูปความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเชิงมุมของสนามแม่เหล็กหมุน (ω_s) กับความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r) จะได้ดังสมการที่ (2.56) และสมการที่ (2.57)

$$\omega_s < \omega_r \quad (2.56)$$

จะได้

$$\frac{2\pi n_s}{60} < \frac{2\omega_r}{p} \quad (2.57)$$

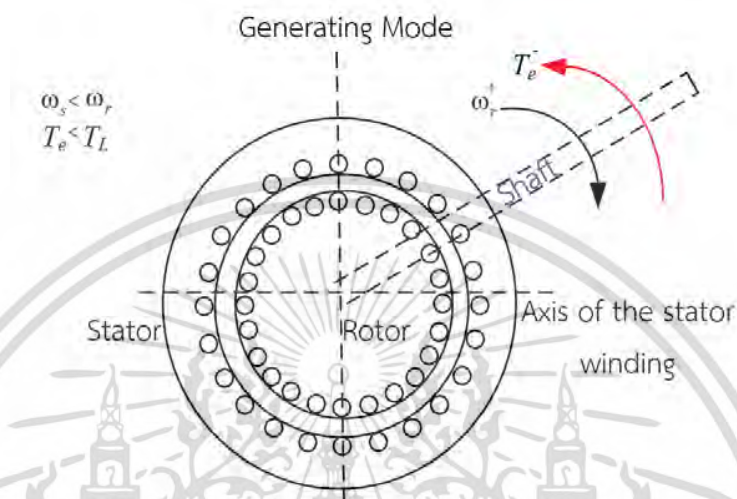
การหาเปอร์เซ็นต์สลลิปการทำงานของโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

$$s = \frac{(n_r - n_s)}{n_s} \times 100\%$$

หรือ

$$s = \frac{(\omega_r - \omega_s)}{\omega_s} \times 100\% \quad (2.53)$$

การพิจารณาทิศทางการหมุนของโรเตอร์ (ω_r) ให้มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา ในขณะที่มีการป้อนแรงบิดทางกล (Load Torques; T_L) โดยจะมีทิศทางเดียวกัน แต่ทิศทางของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Torques; T_e) จะมีทิศทางตรงกันข้าม แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ทิศทางของโรเตอร์กับทิศทางของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ขณะทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

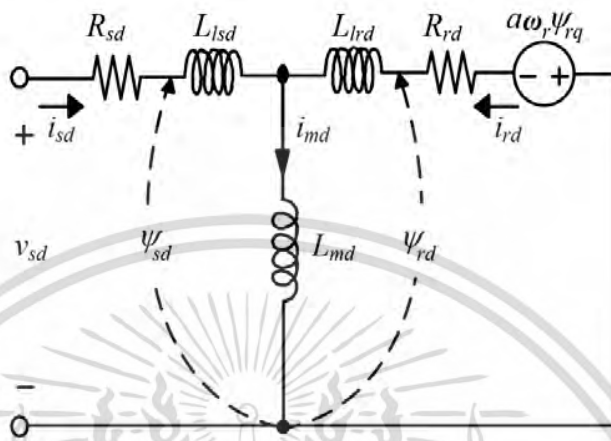
การทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า หรือการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ คือ ในขณะที่ป้อนโหลดทางกลให้มีทิศทางตรงข้ามกับความเร็วรอบโรเตอร์ ส่งผลให้แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีค่าต่ำกว่าแรงบิดทางกล (Load Torques; T_L) หรือผลของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าเป็นลบ (T_e) หรือ ($T_e < T_L$) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าและแรงบิดทางกล ดังสมการที่ (2.58) จะส่งผลให้แรงดันที่ไฟตรงเชื่อมโยง (Dc-link Voltage) สูงขึ้นอย่างรวดเร็ว ($V_{dc} > v_s$) ทำให้กำลังไฟฟ้าส่งมาด้านกริดหรือโครงข่ายในระบบหนึ่งเฟส

$$T_L - T_e = \frac{Jd\omega_r/dt + B\omega_r}{p}$$

$$T_L = \frac{Jd\omega_r/dt + B\omega_r}{p} + T_e \quad (2.58)$$

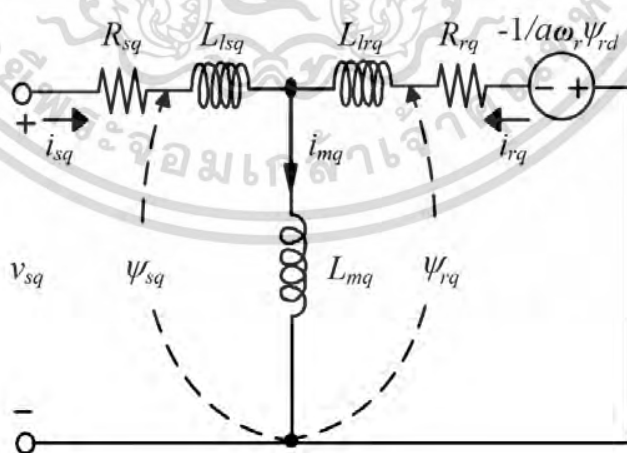
การวิเคราะห์โดยใช้วงจรมุมของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส (Two-Phase Induction Generator; TPIG) ที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตร การสร้างแบบจำลองกระแสไหลที่ขดลวดหลัก การพิจารณาโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้แกนอ้างอิงหรือแกนดี (d-axis) แทนขดลวดลวดหลัก แสดงวงจรมุมดังรูปที่ 2.12 โดยกำหนดให้มีทิศทางกระแสไหล ($-i'_{sd}$) เข้าขั้วของขดลวด

ลวดหลัก โดยที่แรงดันที่ขั้ว (v_{sd}) การพิจารณาองค์ประกอบทางเวกเตอร์ของกระแสไหลที่ขดลวดหลัก จะประกอบไปด้วยองค์ประกอบของฟลักซ์แม่เหล็กเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างสเตเตอร์กับตัวนำโรเตอร์ผ่านช่องอากาศ



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลอ้างอิงในแกนดี (d-axis) แทนขดลวดลวดหลัก

ในทำนองเดียวกันการพิจารณากระแสไหลในขดลวดช่วยทิศทางกระแสไหล ($-i'_{sq}$) และแรงดันที่ขั้วของขดลวดช่วย (v_{sq}) การพิจารณาองค์ประกอบทางเวกเตอร์ของกระแสไหลที่ขดลวดช่วย โดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้แกนอ้างอิงหรือแกนคว (q-axis) โดยกำหนดให้มีทิศทางกระแสไหล ($-i'_{sq}$) เข้าขั้วของขดลวดช่วย แรงดันที่ขั้ว (v_{sq}) การพิจารณาองค์ประกอบทางเวกเตอร์ของกระแสไหลที่ขดลวดช่วย จะประกอบไปด้วยองค์ประกอบของฟลักซ์แม่เหล็กเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างสเตเตอร์กับตัวนำโรเตอร์ผ่านช่องอากาศ แสดงวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลอ้างอิงในแกนคว (q-axis) แทนขดลวดช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปวงจรสมมูลรูปที่ 2.13 และรูปที่ 2.14 ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส (Two-Phase Induction Generator; TPIG) การพิจารณาโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้แกนอ้างอิงดีคิว (d-q axis) แทนขดลวดหลักและขดลวดช่วยในกรอบแกนนิ่ง โดยเขียนสมการแรงดันที่ขั้วขดลวดหลัก (v_{sd}) และที่ขั้วขดลวดช่วย (v_{sq}) ในรูปสมการเมทริกซ์ได้ดังสมการ (2.59)

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i'_{sd} \\ -i'_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & a\omega_r \\ 0 & 0 & 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

การพิสูจน์

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-i'_{sd}R_{sd}) + 0 + 0 + 0 \\ 0 + (-i'_{sq}R_{sq}) + 0 + 0 \\ 0 + 0 + (i_{rd}R_{rd}) + 0 \\ 0 + 0 + 0 + (i_{rq}R_{rq}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\psi_{sd} + 0 + 0 + 0 \\ 0 + p\psi_{sq} + 0 + 0 \\ 0 + 0 + p\psi_{rd} + a\omega_r\psi_{rq} \\ 0 + 0 + (-\frac{1}{a}\omega_r)\psi_{rd} + p\psi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-i'_{sd}R_{sd}) \\ (-i'_{sq}R_{sq}) \\ (i_{rd}R_{rd}) \\ (i_{rq}R_{rq}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\psi_{sd} \\ p\psi_{sq} \\ p\psi_{rd} + a\omega_r\psi_{rq} \\ (-\frac{1}{a}\omega_r)\psi_{rd} + p\psi_{rq} \end{bmatrix}$$

จะได้สมการแรงดันที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสตามสมการเมทริกซ์ที่ (2.60)

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p\psi_{sd} - i'_{sd}R_{sd} \\ p\psi_{sq} - i'_{sq}R_{sq} \\ i_{rd}R_{rd} + p\psi_{rd} + a\omega_r\psi_{rq} \\ i_{rq}R_{rq} + (-\frac{1}{a}\omega_r)\psi_{rd} + p\psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

หรือเขียนในรูปสมการแรงดันที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสตามสมการที่ (2.61)

$$v_{sd} = p\psi_{sd} - i'_{sd}R_{sd}$$

$$v_{sq} = p\psi_{sq} - i'_{sq}R_{sq}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = i_{rd}R_{rd} + p\psi_{rd} + a\omega\psi_{rq} \quad (2.61)$$

$$0 = i_{rq}R_{rq} - \frac{1}{a}\omega\psi_{rd} + p\psi_{rq}$$

v_{sd}, v_{sq}	แรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์	
i_{sd}, i_{sq}	กระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์	
i_{rd}, i_{rq}	กระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์	
R_{sd}, R_{sq}	ความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์	
ψ_{sd}, ψ_{sq}	ฟลักแม่เหล็กไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์	
ψ_{rd}, ψ_{rq}	ฟลักแม่เหล็กไฟฟ้าที่โรเตอร์	
ω_r	ความเร็วเชิงมุมโรเตอร์	rad/sec.
p	ค่าความแตกต่างโอเปอเรเตอร์ (differential operator)	
a	ค่าอัตราส่วนของขดลวด	
d, q	สคริปย่อยของขดลวดหลักและขดลวดช่วย	

2.8 คุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส

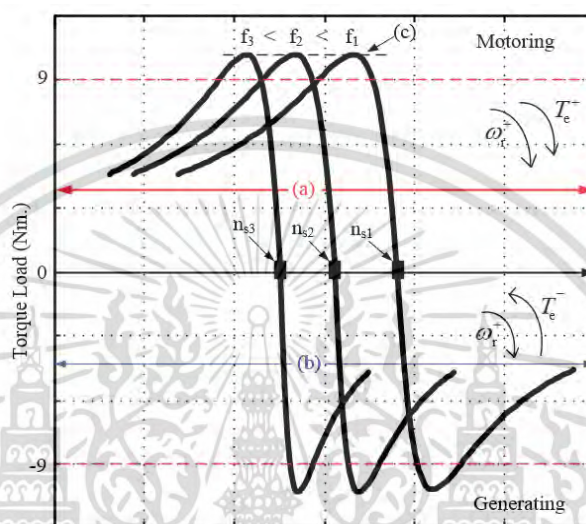
จากรูปที่ 2.14 แสดงลักษณะสมบัติการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า (a) และในโหมดของเครื่องกำเนิด (b) ในย่านความถี่ต่าง ๆ ประกอบด้วยที่ความถี่ 50 Hz. (f_1), ความถี่ 40 Hz. (f_2), และที่ความถี่ 30 Hz. (f_3) โดยป้อนโวลตทางกลที่เต็มพิกัด (T_{max}) หรือที่ 9 N.m และคงที่ตลอดย่านความถี่ จะเห็นว่าแรงบิดทางกลที่เต็มพิกัด (T_{max}) หรือที่ 9 N.m ที่ป้อนนี้จะป้อนเป็นส่วนโดยตรงระหว่างแรงดันต่อความถี่อินพุตกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยจะส่งผลให้ฟลักเหนี่ยวนำระหว่างสเตเตอร์กับตัวโรเตอร์นั้นคงที่ โดยเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (2.62)

$$T_{max} \propto k \cdot \phi \cdot \alpha \cdot V / F \quad (2.62)$$

T_{max}	แรงบิดทางกลสูงสุด	N.m
ϕ	เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์	
V	แรงดันไฟฟ้าที่ป้อนกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส	โวลต์
F	ความถี่ที่ป้อนกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส	เฮิร์ต

จากรูปที่ 2.14 โดยการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น โดยทิศทางของความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r^+) จะมีทิศทางเดียวกันกับแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e^+) และในทำนองเดียวกันการ

ทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยป้อนแรงบิดทางกลที่เต็มพิกัด (T_{max}) หรือที่ -9 N.m และคงที่ตลอดย่านความถี่ จะทำให้เกิดแรงต้านขึ้นที่ตัวโรเตอร์ ส่งผลให้ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r^+) มีความเร็วสูงกว่าแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e^-) และความเร็วโรเตอร์สูงกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (Synchronous speed)



รูปที่ 2.14 กราฟแรงบิด-ความเร็วของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส, $f_1 = 50$ Hz., $f_2 = 40$ Hz. และ $f_3 = 30$ Hz., $n_{s1} = 1500$ rpm., $n_{s2} = 1200$ rpm., $n_{s3} = 900$ rpm. (a) โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า, (b) โหมดเครื่องกำเนิด, (c) แรงบิดสูงสุดที่ความถี่ต่าง ๆ

2.9 สรุป

จากทฤษฎีที่กล่าวในข้างต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จะเห็นได้ว่าการใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำเป็นต้องพิจารณาถึงข้อเสีย คือ เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง อย่างไรก็ตาม สามารถแก้ไขข้อเสียตรงจุดนี้ได้โดยการดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสให้เป็นสองเฟส โดยแยกการควบคุมแรงดันของขดลวดช่วยและขดลวดหลัก โดยจ่ายแรงดันให้ขดลวดช่วยเป็นอัตราส่วนเท่ากับอัตราส่วนจำนวนขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก (a) [19,26] ก็จะสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดทางได้แม่เหล็กไฟฟ้า โดยวิธีการจ่ายแรงดันขดลวดหลักต่อขดลวดช่วยให้มีค่าเท่ากับ (a) ได้นำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่งได้ถือว่าเป็นวิธีการที่เหมาะสมกับการขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส ที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

บทที่ 3

ระบบขับเคลื่อนที่นำเสนอ

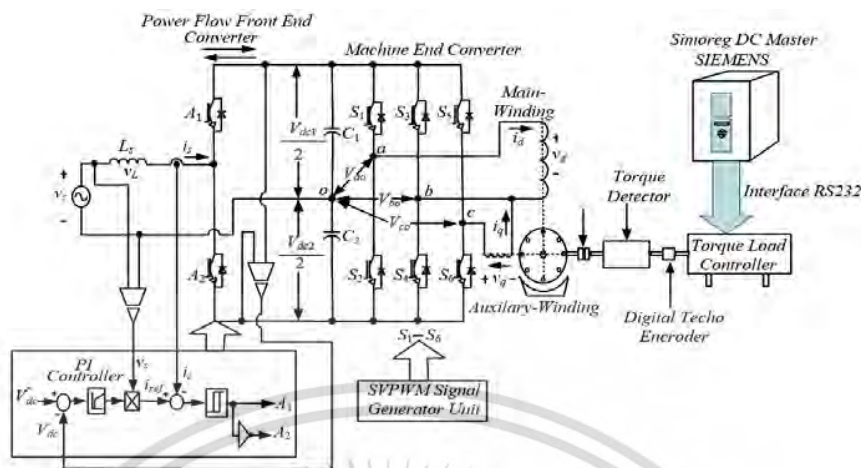
3.1 บทนำ

ในบทที่ 3 นี้ ได้กล่าวถึงการทำงานและวิธีการคำนวณออกแบบทั้งระบบโดยแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเป็นชนิดหนึ่งกึ่งหรือกึ่งบริดจ์, การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (Dc Link Voltage) ให้คงที่ โดยใช้การควบคุมแบบลูปปิด (Closed loop control) ที่มีการควบคุมแบบ PI-controller ในการรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ (Kept constant dc link voltage) และด้านหลังอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันชนิด 3 กิ่ง (3-Leg VSI) เพื่อต้องการควบคุมการจ่ายแรงดันที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยให้อิสระต่อกัน โดยการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 2 โหมด คือโหมดการทำงานเป็นมอเตอร์ (Motoring mode) และโหมดการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า (Generating mode) โดยแสดงระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าทั้งระบบดังรูปที่ 3.1 โดยรายละเอียดในแต่ละส่วนจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป ในงานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นการควบคุมการทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า และเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานระหว่างเทคนิคการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) กับเทคนิคการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. ส่วนระบบควบคุมชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเป็นแบบกึ่งบริดจ์ โดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control) กับเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ (Variable band Adaptive Current Control) โดยวิเคราะห์ผลของค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกกระแสแอสกริด

2. เปรียบเทียบสมรรถนะที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง การกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ โดยเปรียบเทียบระหว่างการเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) และแบบไม่สมดุ (UBSVPWM)

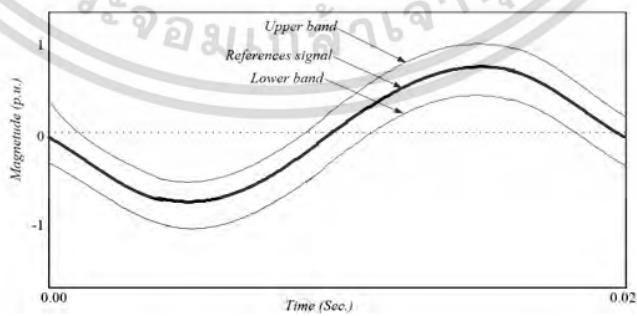
3. เปรียบเทียบสมรรถนะในทางด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้า ได้แก่การเปรียบเทียบเกิดการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์, การเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า, สมรรถนะของแรงบิดการทำงานในโหมดมอเตอร์และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยการควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้านหลังเป็นแบบแบบสเกลลาร์หรือการจ่ายแรงดันเป็นสัดส่วนต่อความถี่ (V/F) โดยการจำลองการทำงานของระบบ โดยใช้โปรแกรม Matlab/SIMULINK เปรียบเทียบกับผลการทดลองแสดงในบทที่ 6 และแสดงโครงสร้างระบบทั้งหมดดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ระบบควบคุมการทำงานทั้งระบบ

3.2 ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control)

การควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีซชนิดแบนด์คงที่ ของชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า เป็นชนิดหนึ่งกึ่งหรือแบบกึ่งบริดจ์ ที่เชื่อมต่อกิตโดยใช้ไอจีบีที โดยจากข้อดีคือสามารถควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางร่วมกับใช้ตัวควบคุมพีไอในการรักษาแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่, ลดจำนวนสวิตซ์ลงและการรักษาค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าใกล้กับหนึ่ง (Unity power factor) เทคนิคระบบการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีชีซชนิดแบนด์คงที่แสดงดังรูปที่ 3.2 ในการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้า ให้สามารถทำงานได้ทั้ง 2 โหมดได้แก่โหมดเรกติไฟเลอร์ (Rectifier mode) คือกระแสจากแหล่งจ่ายจากโครงข่ายการไฟฟ้าจะไหลเข้าคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า และโหมดอินเวอร์เตอร์ (Inverter mode) คุณสมบัติ $(v_s < \sqrt{2}v_{dc})$ กำลังไฟฟ้าจะส่งผ่านสู่ด้านกริดเป็นหลักการเบื้องต้นในการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง (Bi-Directional Power Flows) โดยรายละเอียดของระบบควบคุมจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

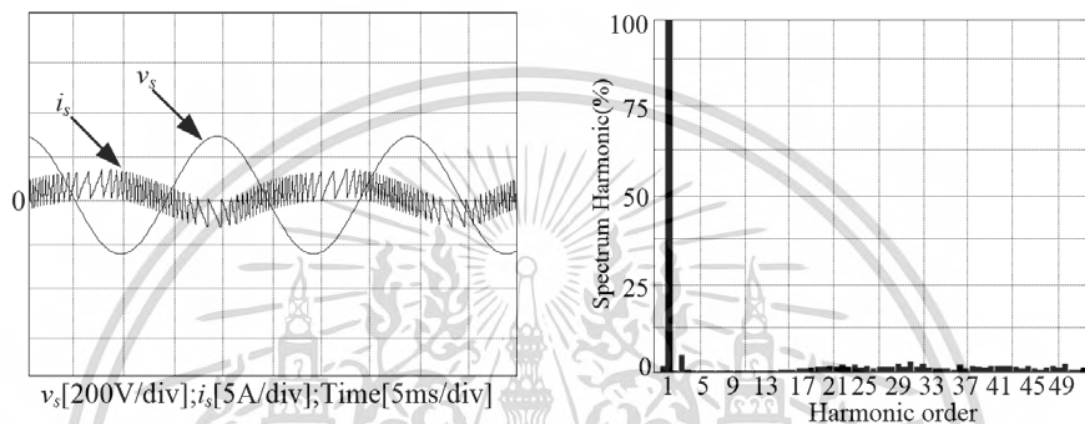


รูปที่ 3.2 ขอบเขตกระแสติดตามฮีสเตอร์รีชีซชนิดขอบเขตคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.3 แสดงผลการจำลองด้วย Simulink/MATLAB เป็นรูปคลื่นสัญญาณกระแสแบบ ขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control) ขณะทำงานในโหมด อินเวอร์เตอร์ รับภาระโหลดทางกล 5 Nm. (ประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด) โดยผลการ จำลองกระแสกริด (i_s) เท่ากับ 0.73 Arms และผลการจำลองฮามอนิกส์กระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 44.48 เปอร์เซ็นต์ โดยการทำงานของ 3-leg VSI ด้านหลังที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

Fixed-band 5 Nm.



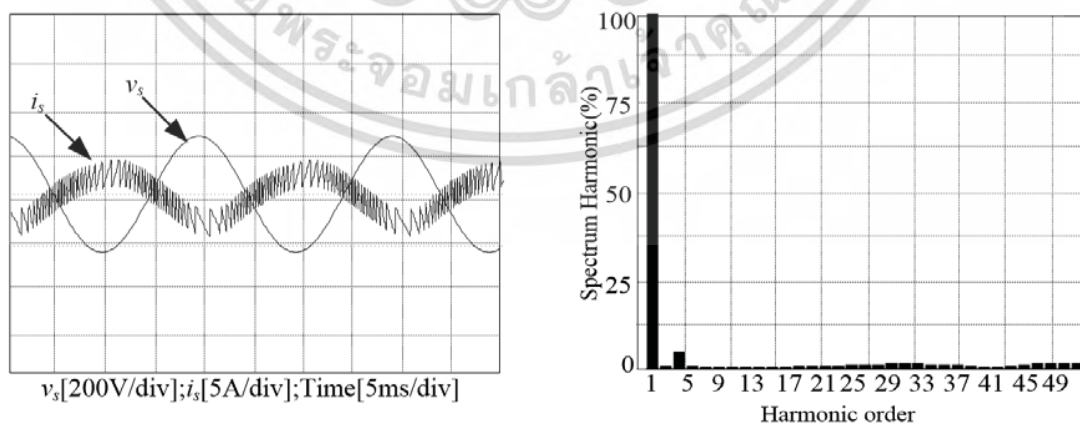
(a₁) i_s เท่ากับ 0.73 Arms.

(a₂) THD i_s เท่ากับ 48.48 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 3.3 รูปคลื่นของกระแสกริดที่ภาระโหลด 5 Nm.

จากรูปที่ 3.4 แสดงผลการจำลองด้วย Simulink/MATLAB เป็นรูปคลื่นสัญญาณกระแสแบบ ขอบเขตฮีดเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control) ขณะทำงานในโหมด อินเวอร์เตอร์ รับภาระโหลดทางกล 7 Nm. (ประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด) โดยผลการ จำลองกระแสกริด (i_s) เท่ากับ 1.73 Arms และผลการจำลองฮามอนิกส์กระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 16.54 เปอร์เซ็นต์ โดยการทำงานของ 3-leg VSI ด้านหลังที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

Fixed-band 7 Nm.



(a₁) i_s เท่ากับ 1.73 Arms.

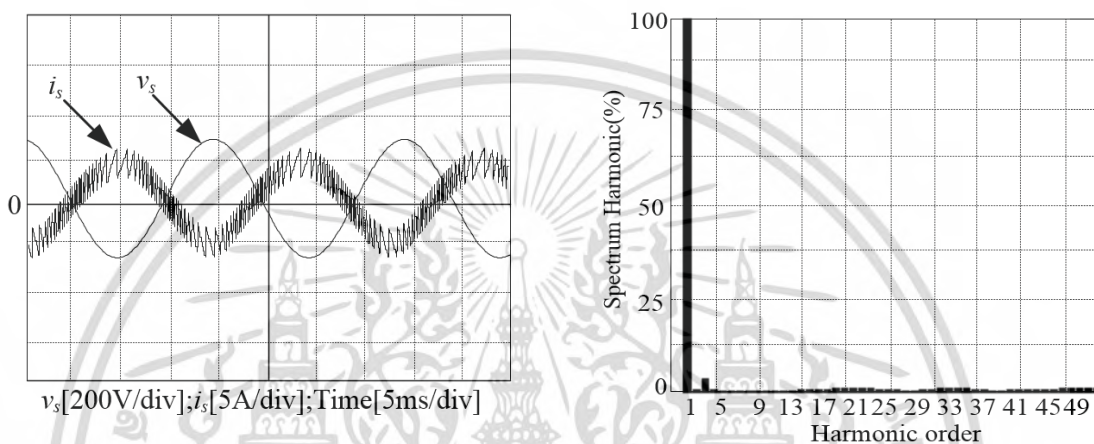
(a₂) THD i_s เท่ากับ 16.54 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 3.4 รูปคลื่นของกระแสกริดที่ภาระโหลด 7 Nm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.5 แสดงผลการจำลองด้วย Simulink/MATLAB เป็นรูปคลื่นสัญญาณกระแสแบบ ขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control) ขณะทำงานในโหมด อินเวอร์เตอร์ รับภาระโหลดทางกล 9 Nm. (ประมาณ 100 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด) โดยผลการ จำลองกระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.74 Arms และผลการจำลองฮาร์โมนิกส์กระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 11.24 เปอร์เซ็นต์ โดยการทำงานของ 3-leg VSI ด้านหลังที่ความถี่ 50 เฮิรต์

Fixed-band 9 Nm.



(a₁) i_s เท่ากับ 2.74 Arms.

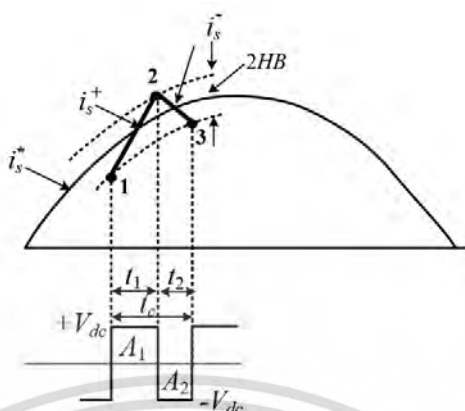
(a₂) THD i_s เท่ากับ 12.24 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 3.5 รูปคลื่นของกระแสกริดที่ภาระโหลด 9 Nm.

จากผลการจำลองการเปรียบเทียบผลการจำลองการจ่ายโหลด ที่ 5Nm., 7 Nm. และ 9 Nm. โดยเทคนิคการควบคุมเทคนิคการติดตามกระแสขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ พบว่าที่ภาระโหลด 5 Nm. ผลของกระแสยังไม่ถึงที่พิกัดทำให้ผลของฮาร์โมนิกส์กระแสกริด (THD i_s) จะสูงกว่าที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 Nm.

3.3 การคำนวณออกแบบการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band Adaptive Current Control)

จากรูปที่ 3.6 แสดงหลักการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดความถี่สวิตซ์คงที่ หลักการวิเคราะห์การทำงานอยู่ 2 สถานะ เมื่อกระแสจริงของแหล่งจ่ายไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_s^+) เดินทางจากจุดที่ 1 ไปยังจุดที่ 2 โดยกระแสจริงเคลื่อนที่จากขอบเขตล่างไปยังขอบเขตบน ทำให้ความชันของกระแสเพิ่มขึ้น และเคลื่อนที่จากจุดที่ 2 ไปยังจุดที่ 3 กระแสจริงจะเคลื่อนที่จากขอบเขตบนมายังขอบเขตล่าง (i_s^-) ทำให้ความชันของกระแสจริงลดลง ดังนั้นในการวิเคราะห์จากรูปที่ 3.6 สามารถเขียนสมการที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_1 และ t_2 ที่สวิตซ์ทำงานและหยุดทำงานตามลำดับ



รูปที่ 3.6 หลักการกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดความแบนด์ความถี่การสวิตซ์คงที่

ดังนั้นในการวิเคราะห์จากรูปที่ 3.6 สามารถเขียนสมการที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_1 และ t_2 ที่ สวิตซ์ทำงานและหยุดทำงานตามลำดับ เมื่อ A_1 นำกระแส และ A_2 ไม่นำกระแส ที่เวลา t_1

$$-V_{dc} + V_{L2} + v_s = 0 \quad (3.1)$$

$$V_{L2} = V_{dc} - v_s \quad (3.2)$$

$$L_2 \frac{di_s^+}{dt} = V_{dc} - v_s \quad (3.3)$$

เมื่อ A_2 นำกระแส และ A_1 ไม่นำกระแส ที่เวลา t_2

$$L_2 \frac{di_s^-}{dt} = -V_{dc} + v_s \quad (3.4)$$

เมื่อนำช่วงเวลา $t_1 + t_2$ จะได้ว่า

$$\frac{di_s^+}{dt} + \frac{di_s^-}{dt} = 0 \quad (3.5)$$

เมื่อตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_2 คือตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่ระหว่างแรงดันกริด (v_s) กับคอนเวอร์เตอร์ กึ่งบริดจ์ด้านหน้า โดยแรงดันที่ตกคร่อม (v_{conv}) โดยที่เวลา t ใดๆ ค่าความชันของกระแสอ้างอิง (i_s^*) นั้นมีค่าน้อยมาก โดยมีค่าเข้าใกล้ศูนย์เมื่อเปรียบเทียบกับความชันของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำคินสู่ ระบบกริด 1 เฟสซึ่งมีความชันมากกว่า และจากหลักตรีโกณมิติในรูปที่ 3.6 สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (3.6) ถึง (3.9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_s^+}{dt}t_1 - \frac{di_s^*}{dt}t_1 = 2HB \quad (3.6)$$

$$\frac{di_s^-}{dt}t_2 - \frac{di_s^*}{dt}t_2 = -2HB \quad (3.7)$$

$$t_1 + t_2 = T_C = \frac{1}{f_c} \quad (3.8)$$

ดังนั้นค่าความถี่ของการสวิตช์ตามสมการที่ (3.9)

$$t_1 + t_2 = T_C = \frac{1}{f_c} \quad (3.9)$$

เมื่อ

t_1 และ t_2 คือ ช่วงเวลาในการสวิตช์ของไอจีบีทีในช่วงนำกระแส และหยุดนำกระแสตามลำดับ
 f_c คือ ความถี่ที่ได้จากการมอดดูเลชั่น
 T_C คือ ช่วงเวลารวมระหว่างไอจีบีทีในช่วงนำกระแส t_1 มีสถานะ on และหยุดนำกระแสตาม t_2 มีสถานะ off ลำดับ

เมื่อสมการที่ (3.6) และสมการที่ (3.7) มาบวกกันและแทนลงในสมการที่ (3.9) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \frac{di_s^-}{dt} - \frac{di_s^*}{dt}(t_1 + t_2) = 0 \quad (3.10)$$

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \frac{di_s^-}{dt} - \frac{1}{f_c} \frac{di_s^+}{dt} = 0 \quad (3.11)$$

และนำสมการที่ (3.10) ลบสมการที่ (3.11) จะได้สมการที่ (3.12)

$$4HB = t_1 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \frac{di_s^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_s^*}{dt} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้

$$4HB = (t_1 + t_2) \frac{di_s^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_s^*}{dt} \quad (3.13)$$

$$= \frac{1}{f_c} \frac{di_s^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_s^*}{dt} \quad (3.14)$$

ดังนั้นจะได้

$$t_1 - t_2 = \left(\frac{di_s^*}{dt} \right) / f_c \left(\frac{di_s^+}{dt} \right) \quad (3.15)$$

และนำสมการที่ (3.14) แทนในสมการที่ (3.12) จะได้

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{di_s^+}{dt} - \frac{\left(\frac{di_s^*}{dt} \right)^2}{\frac{di_s^+}{dt}} \right] \quad (3.16)$$

จากนั้นจึงนำสมการที่ (3.3) แทนในสมการที่ (3.16) จะได้

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{V_{dc} - v_s}{L} - \frac{\left(\frac{di_s^*}{dt} \right)^2}{\frac{V_{dc} - v_s}{L}} \right] \quad (3.17)$$

เมื่อให้ $m = \frac{di_s^*}{dt}$ คือ ความชันของกระแสอ้างอิง แทนเข้าไปในสมการที่ (3.17) จะได้

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{V_{dc} - v_s}{L} - \frac{m^2}{\frac{V_{dc} - v_s}{L}} \right] \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$4HB = \frac{V_{dc} - v_s}{Lf_c} \left[1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (3.19)$$

$$HB = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{Lf_c} \left[1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (3.20)$$

$$f_c = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{(HB)L} \left[1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) ความถี่สวิตช์ f_c ขึ้นอยู่กับขนาดแรงดันไฟตรงเข้าอินเวอร์เตอร์ แรงดันไฟฟ้าที่กริด ขนาดตัวเหนี่ยวนำ ความกว้างขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส และความชันของกระแสอ้างอิง (m) ซึ่งหาความถี่ของการสวิตช์สูงสุด โดยที่ $i_s = I_s^* \sin(\omega t)$

$$m^2 = \left[\frac{d}{dt} I_m^* \sin(\omega t) \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^{*2} (1 + \cos(2\omega t)) \quad (3.22)$$

ที่ $\omega t = 0, \pi$ จะได้ค่าความถี่สวิตช์ต่ำสุด

$$f_{c(\min)} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4\omega^2 I_m^{*2} L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (3.23)$$

และค่าความถี่สวิตช์สูงสุด ตามสมการที่ (3.24) ที่ตำแหน่ง $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ จะได้

$$f_{c(\max)} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \quad (3.24)$$

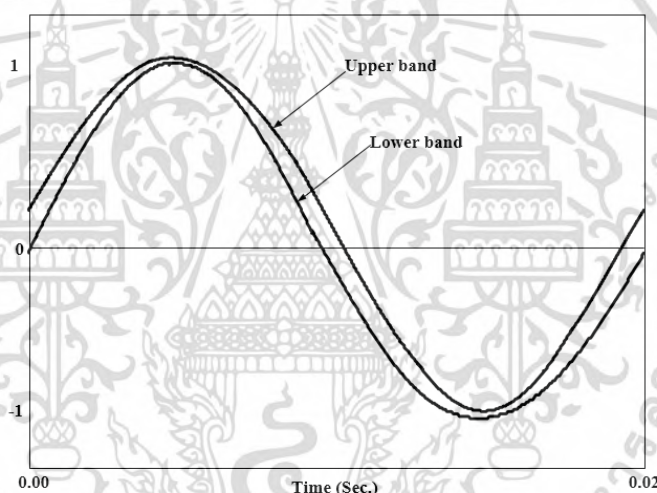
เมื่อ

$f_{c(\max)}$ คือ ความถี่สวิตช์สูงสุด

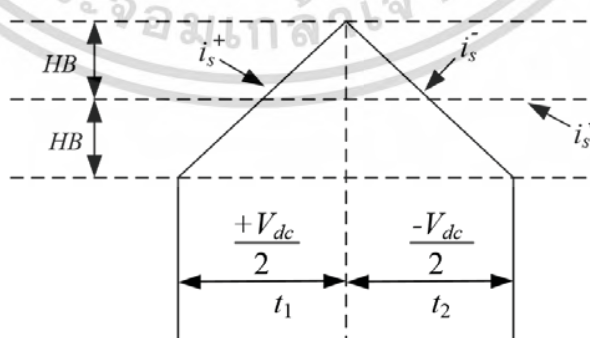
$f_{c(\min)}$ คือ ความถี่สวิตช์ต่ำสุด

3.4 ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ (Variable band Adaptive Current Control)

ระบบควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ (Variable band Adaptive Current Control) โดยการลดผลของค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกส์ จากผลของความถี่สวิตช์ เป็นวิธีการปรับปรุงจากเทคนิคเดิมหรือแบบ การควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่นั้น ที่ตำแหน่ง $\frac{\pi}{2}$ และที่ $\frac{3\pi}{2}$ นั้นระยะระหว่างขอบเขตล่าง (Lower band) และขอบเขตบน (Upper band) นั้นค่อนข้างกว้างทำให้เกิดความถี่ของการสวิตช์ที่ต่ำ ส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของกระแสด้านกริดสูง (THD_{i_s}) วิธีการปรับปรุงโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ เพื่อไปลดหรือปรับแบนด์ระหว่างขอบเขตล่างและขอบเขตบนที่ตำแหน่ง $\frac{\pi}{2}$ และที่ $\frac{3\pi}{2}$ ให้แคบลง โดยสัญญาณอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 สัญญาณอ้างอิงกระแสติดตามขอบเขตอีตเตอร์รีซีซชนิดความถี่สวิตช์ไม่คงที่



รูปที่ 3.8 สัญญาณอ้างอิงอีตเตอร์รีซีซแบนด์ชนิดความถี่สวิตช์ไม่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8 การทำงานในช่วงเวลา t_1 การเคลื่อนที่จากขอบเขตล่าง (lower band) ไปยังขอบเขตบน (upper band) ไอจีบีที A_1 ทำงาน ("on") และไอจีบีที A_2 ไม่ทำงาน ("off") จะได้แรงดันเอาต์พุต $v_{dc}/2$ การทำงานในช่วงเวลา t_2 โดยการเคลื่อนที่จากขอบเขตบน (upper band) ไปยังขอบเขตล่าง (lower band) ไอจีบีที A_2 ทำงาน ("on") และไอจีบีที A_1 ไม่ทำงาน ("off") จะได้แรงดันเอาต์พุต $-v_{dc}/2$ การคำนวณหาค่าความถี่การสวิตช์สูงสุด (Maximum Half-Bridge Converters Switching Frequency; MSF) ของคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านกริด [8] หาได้จากสมการที่ (3.25) และจากข้อดีของเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสชนิดความแบนด์ความถี่การสวิตช์ไม่คงที่นั้นจะให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในระบบสูงกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ [9] หรือมุมเฟสของกระแสกับแรงดันด้านกริด (v_s) มีมุมเฟสเข้าใกล้ศูนย์

$$MSF = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad (3.25)$$

$$t_1 = \frac{2h}{2\pi f_m M + m} \quad (3.26)$$

m	ค่าความชันของสัญญาณกระแสอ้างอิง (di/dt), +/- ของฮีสเตอร์รีซิสแบนด์	
f_m	ค่าความถี่ของสัญญาณกระแสอ้างอิง	
M	ค่าแรงดันไซด์อ้างอิงสูงสุด	
MSF	ค่าความถี่การสวิตช์สูงสุด	
t_1	ตำแหน่งการเคลื่อนที่จากขอบเขตล่าง ไปยังขอบเขตบน	วินาที
t_2	ตำแหน่งการเคลื่อนที่จากขอบเขตบน ไปยังขอบเขตล่าง	วินาที
h	ความกว้างของขอบเขตแบนด์ฮีสเตอร์รีซิส	

ถ้ากำหนดให้เวลา $t_1 = t_2$ จะได้ค่าความถี่การสวิตช์สูงสุด ตามสมการที่ (3.27)

$$MSF = \frac{1}{t_1 + t_2} \approx \frac{2\pi f_m M + m}{2h} \quad (3.27)$$

จากรูปที่ 3.8 การพิจารณาเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสชนิดแบนด์ไม่คงที่ โดยพิจารณากระแสผ่านอินดักเตอร์ด้านกริด (v_s) กับแรงดันที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (v_{conv}) โดยพิจารณาจากกฎของ KVL's ได้ดังสมการที่ (3.28)

$$\frac{di_s^+(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_s} v_{con} - v_s(t) \right) \quad (3.28)$$

จะได้แรงดันด้านไฟตรงเชื่อมโยง (Dc-link voltage) ดังสมการที่ (3.29)

$$v_{con} \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{สวิตช์ด้านบน on} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{สวิตช์ด้านล่าง on} \end{cases} \quad (3.29)$$

จากรูปที่ 3.8 การทำงานในช่วงเวลา t_1 การเคลื่อนที่ของกระแสอ้างอิง $i_s^+(t)$ เคลื่อนที่จากขอบเขตล่าง (lower band) ไปยังขอบเขตบน (upper band) ไอจีบีที A_1 ทำงาน ("on") จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านกริด (v_s) กับแรงดันที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (v_{conv}) ดังสมการที่ (3.30) และในการทำงานเดียวกันการทำงานในช่วงเวลา t_2 การเคลื่อนที่ของกระแสอ้างอิง $i_s^-(t)$ เคลื่อนที่จากขอบเขตบน (upper band) ไปยังขอบเขตล่าง (lower band) ไอจีบีที A_2 ทำงาน ("on") จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านกริด (v_s) กับแรงดันที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (v_{con}) ดังสมการที่ (3.31)

$$\frac{di_s^+(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{con} - v_s(t)) \quad (3.30)$$

$$\frac{di_s^-(t)}{dt} = -\frac{1}{L_s} (v_{con} + v_s(t)) \quad (3.31)$$

จากรูปที่ 3.8 การทำงานของโหมดสวิตช์ในช่วงเวลา t_1 คือการเคลื่อนที่ของกระแสอ้างอิง $i_s^+(t)$ และการทำงานในช่วงเวลา t_2 คือการเคลื่อนที่ของกระแสอ้างอิง $i_s^-(t)$ จะได้ขอบเขตของแบนด์วีลด์สแตรรี่ชีส เมื่อพิจารณาขอบขาขึ้นได้ดังสมการที่ (3.32) และเมื่อพิจารณาขอบขาลงได้ดังสมการที่ (3.33)

$$\frac{di_s^+(t)}{dt} \times t_1 - \frac{di_s^*(t)}{dt} \times t_1 = 2HB \quad (3.32)$$

$$\frac{di_s^-(t)}{dt} \times t_2 - \frac{di_s^*(t)}{dt} \times t_2 = -2HB \quad (3.33)$$

และค่าความถี่ของการสวิตช์ (f) หาได้จากสมการที่ (3.34) หรือ (3.35)

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad (3.34)$$

หรือ

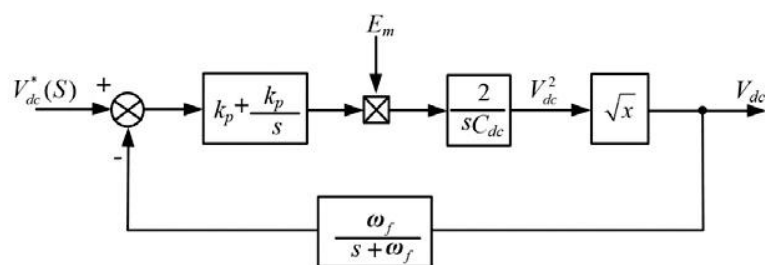
$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 \quad (3.35)$$

และจากสมการที่ (3.27) ถึงสมการที่ (3.36) จะได้ขอบเขตของการควบคุมติดตามกระแสฮีสเตอร์รีซิส ชนิดแบนด์ไม่คงที่ (Adaptive Current Control) ตามสมการที่ (3.36)

$$HB = \frac{V_{dc}}{8fL_s} - \frac{L_2}{2fV_{dc}} \left(\frac{v_s(t)}{L_s} + \frac{di_s^*(t)}{dt} \right)^2 \quad (3.36)$$

3.5 ระบบควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ (Dc Link Voltage)

จากทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าทั้งสองโหมดคือ โหมดที่ 1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ (Rectifier mode) เป็นการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ไปสู่แรงดันไฟฟ้า กระแสตรงตรงเชื่อมโยง (Dc Link Voltage) การทำงานในโหมดนี้มีการควบคุมกระแสทางด้านอินพุต i_s ให้มีเฟสตรงกัน (in phase) กับแรงดันแหล่งจ่ายด้านกริด (v_s) ทำให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียงกับหนึ่ง ในขณะที่เดียวกันกำลังงานไฟฟ้าจะส่งผ่านจากกริดเข้าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้า ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (v_{dc}) (Dc Link Voltage) สูงขึ้นอย่างรวดเร็วแต่ถ้าไม่นำพลังงานนี้ไปใช้งานจะทำให้แรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (Dc Link Voltage) สูงขึ้นอย่างรวดเร็วทำให้เกิดความเสียหายได้ จากรูปที่ 3.9 สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมชนิดพีโอ ได้ดังรูปที่ 3.10 ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ V_{dc} (Dc Link Voltage) ให้คงที่ โดยใช้การควบคุม PI-controller ชนิดลูปปิด (Closed loop Control) โดยใช้แรงดันอ้างอิงที่ 700 โวลต์ (v_{ref}) หลักการทำงานคือ ในขณะที่มีการป้อนโหลดทางกล (T_L^+) ให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้า จะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงลดลง เป็นผลทำให้สัญญาณที่ตรวจจับนั้นลดลงตามไปด้วย แล้วนำสัญญาณที่ตรวจจับได้มาเปรียบเทียบกับแรงดันกระแสตรงอ้างอิง (v_{ref}) จะได้สัญญาณเออเรอร์ e เป็นบวก และเมื่อนำสัญญาณดังกล่าวมาคูณกับสัญญาณแรงดันกริด (v_s) เป็นเปอร์ยูนิต ที่ตรวจจับมาจากแรงดันด้านกริด หรือแหล่งจ่ายไฟสลับ ได้เป็นสัญญาณกระแสอ้างอิง i_{ref} ที่มีเฟสตรงกับแรงดัน v_s ทำให้คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ (rectifier) การทำงานในโหมดที่ 2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (Inverter mode) ในขณะที่ป้อนโหลดแรงบิดทางกลโดยใช้ DC Drives Simoreg รุ่น 6RA70, SIEMENS ในการสร้างแรงบิดทางกล (Torque load; T_L) ให้มีทิศทางตรงข้ามกับทอร์กทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ทำให้ความเร็วที่ตัวโรเตอร์สูงขึ้นและมากกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน ($n_s < n_r$) ทำให้เครื่องจักรไฟฟ้ามีสถานะเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยจะส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าผ่านคอนเวอร์เตอร์สามเฟสชุดหลังมายังตัวเก็บประจุไฟตรงเชื่อมโยงขนาด 10000 ไมโครฟารัด จำนวน 2 ชุดต่ออนุกรมกัน เพื่อต้องการให้ได้ที่ดีซีบัสไฟตรงทนแรงดันได้ 900 โวลต์ โดยแรงดันที่ดีซีบัสไฟตรงจะสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงจะมากกว่าแรงดันไฟตรงอ้างอิงที่กำหนดค่าไว้ที่ 700 โวลต์ และสูงกว่าแรงดันด้านกริด



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมแรงดันไฟตรงที่ใช้ในการออกแบบ

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.10 ในการออกแบบตัวควบคุม PI ในการรักษาแรงดันไฟตรง เชื่อมโยงให้คงที่ ในส่วนของรากที่ 2 ที่เป็นส่วนไม่เป็นเชิงเส้นจะมีความยุ่งยากในการคำนวณออกแบบ จึงใช้วิธีการประมาณในรูปแบบที่เป็นเชิงเส้น ของในช่วงการทำงานที่แคบ ๆ โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ที่ค่าแรงดันอ้างอิง $\sqrt{x} = V_{dc(ref)} = 700V$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f(x) &= \sqrt{x} \\ &= \sqrt{x_0 + Dx} \\ &\approx \sqrt{x_0} + \frac{d}{dt} \sqrt{x} \Big|_{x=x_0} Dx \\ &\approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x}} \Big|_{x=x_0} Dx \\ &\approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x_0}} (x - x_0) \end{aligned}$$

เมื่อแทนค่า $\sqrt{x} = 700V$ ลงในสมการที่ (3.38)

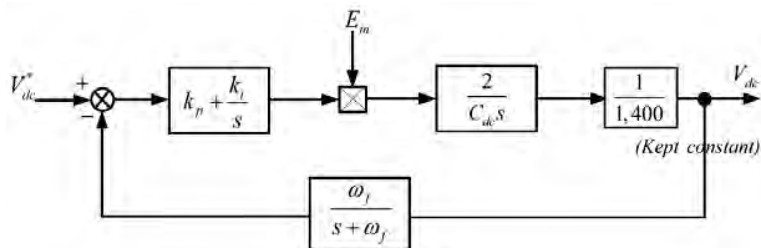
$$f(x) \approx 700 + \frac{1}{1400} (x - 700^2) \quad (3.38)$$

$$f(x) \approx 350 + \frac{1}{1700} (x)$$

จะได้สมการที่ 3.39 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมโดยการประมาณให้อยู่ในรูปแบบเชิงเส้น ได้ดังรูปที่ 3.11 และเขียนฟังก์ชันการถ่ายโอนในรูปวงเปิดได้รูปที่ 3.11

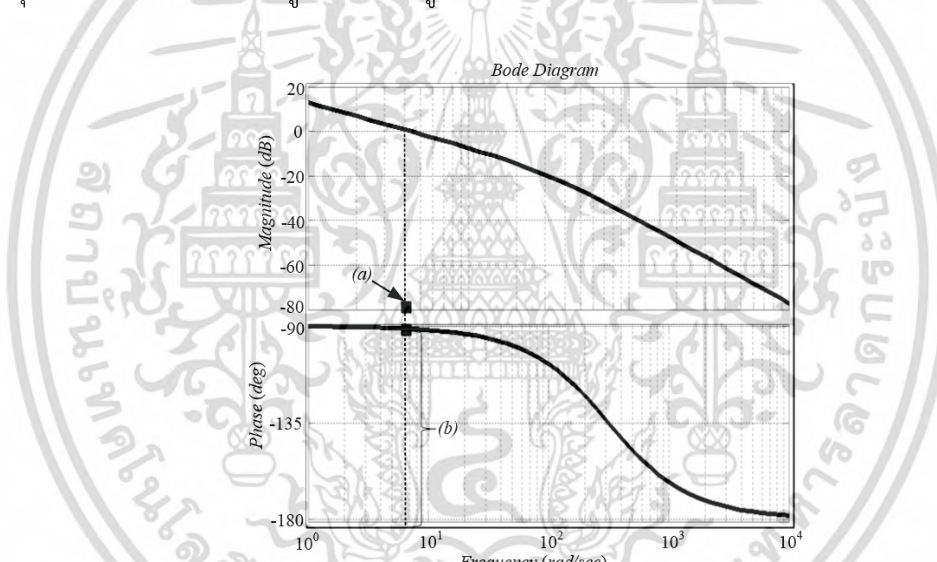
$$Y_o(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \times \tilde{V}_g \times \left(\frac{\omega_f}{s + \omega_f} \right) \times \left(\frac{1}{700 \cdot sC_{dc}} \right) \quad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของการออกแบบตัวควบคุม PI ในการควบคุมความดันไฟตรง

การรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ (kept dc link voltage) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบมีดังนี้ C_1 และ C_2 เท่ากับ 10000 ไมโครฟารัด V_g เท่ากับ 220 Vrms., ค่าความเร็วเชิงมุม (ω_f) เท่ากับ 314 rad/sec. ฟังก์ชันการถ่ายโอนวงรอบเปิดของระบบในขณะที่ยังไม่รวมส่วนตัวควบคุมพีไอสามารถเขียนแผนภูมิโบเดได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรงที่ไม่รวมกับตัวควบคุม PI (a) ความถี่ เท่ากับ 31.3, 0 dB, (b) มุมเฟส 84.3 ดีกรี

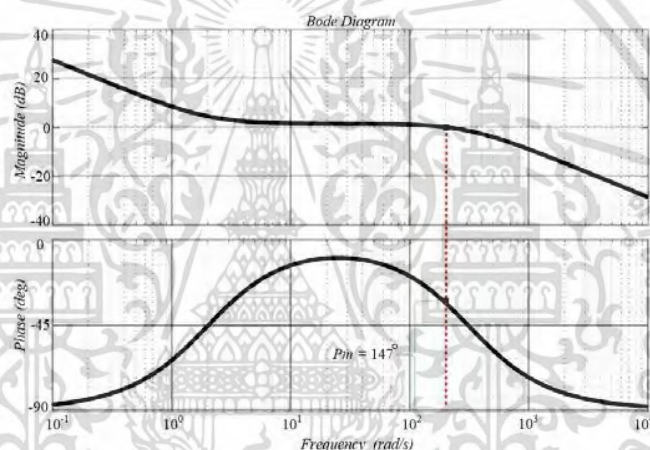
การออกแบบตัวควบคุมพีไอในการรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ เมื่อเราพิจารณาความเร็วในการตอบสนองของระบบ โดยเลือกความเร็วในการตอบสนองไว้ที่ประมาณ 2 วินาที ความถี่ตัดข้าม ω_0 เท่ากับ 12 rad/sec. ความถี่หักมุม (cutoff frequency เท่ากับ k_p/k_i) ที่ ω_c เท่ากับ 2 rad/sec. โดยฟังก์ชันการถ่ายโอนย้ายวงรอบปิดที่มีตัวควบคุมพีไอ ดังสมการ (3.40)

$$G_o(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \times \left(\frac{11513.33}{s(s+314)} \right) \tag{3.40}$$

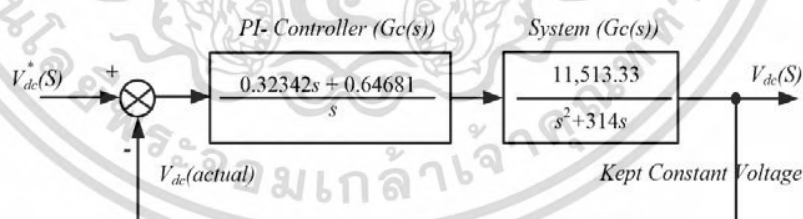
ในการหาค่า k_p โดยการแทนค่า $s = j\omega_0 = j12$ ที่ค่าอัตราขยายเท่ากับ 1 เขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$|G_o(s)| = \left| \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \times \left(\frac{11513.33}{s(s+314)} \right) \right| = 1 \quad (3.41)$$

จะได้ $k_p = 0.32342$, k_i เท่ากับ 0.32342 และ k_i เท่ากับ $2k_p$ เท่ากับ 0.6468 เมื่อทำการเขียนแผนภาพโบเดพล็อตจะไดดังรูปที่ 3.13 และพบว่าระบบมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบ (phase margin) มีค่าเท่ากับ 147° โดยเขียนในรูปของบล็อกไดอะแกรมการควบคุมประกอบด้วยพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอและแพลนของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงดังรูปที่ 3.14 และเมื่อยุบบล็อกจะได้ดังรูปที่ 3.15 และรูปที่ 3.16 แสดงแผนภาพรูทโพลัสหรือทางเดินรากของการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (v_{dc})



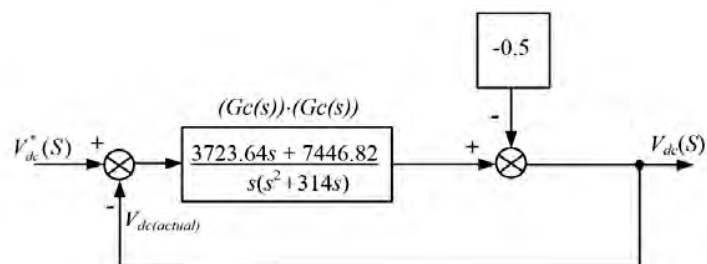
รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองวงรอบปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรงที่มีกับตัวควบคุม PI



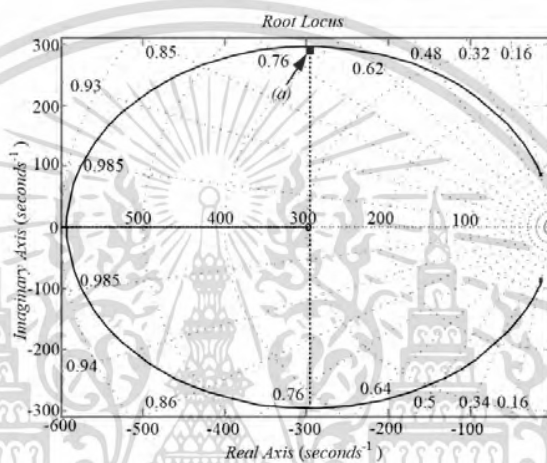
รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟตรงโดยตัวควบคุม PI

เมื่อทำการรวมค่า k_p และ k_i จากบล็อกไดอะแกรมจากรูปที่ 3.17 รวมกับค่าพารามิเตอร์ในระบบการควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง และทดสอบสัญญาณรบกวน เท่ากับ -0.5 ใน ทดสอบใน Simulink/MATLAB แสดงผลดังรูปที่ 3.13 คือระบบสามารถกลับสู่สภาวะคงตัวได้

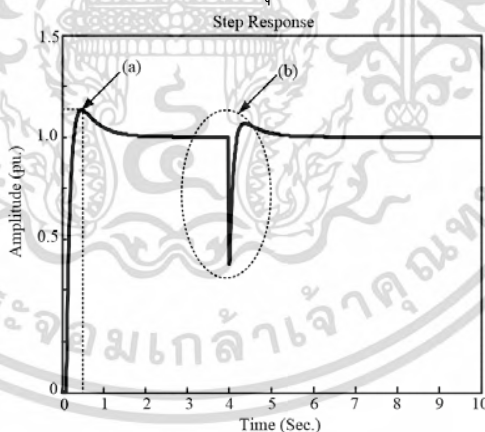
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบสัญญาณรบกวนที่ 0.5 pu. ของการควบคุมแรงดันไฟตรงที่มีกับตัวควบคุม PI



รูปที่ 3.16 ทางเดินรากของการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง



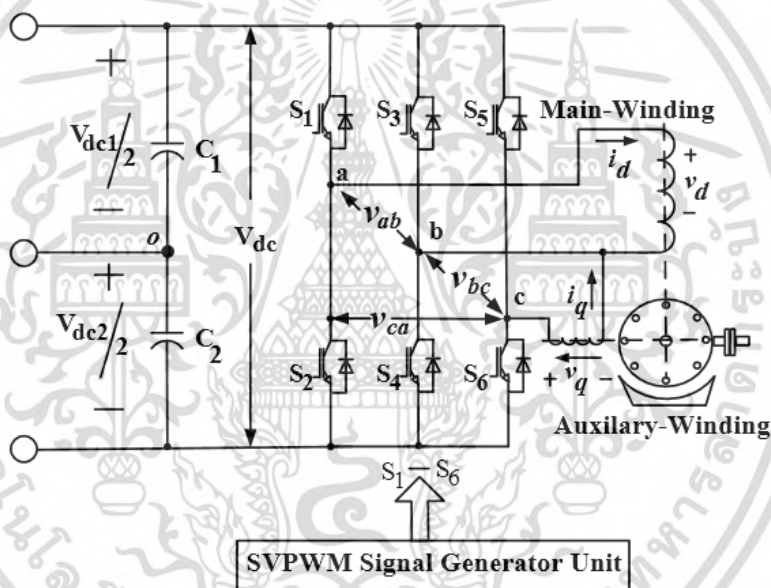
รูปที่ 3.17 ผลตอบสนองของสัญญาณขั้นบันไดของการควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง, (a) ค่าแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 1.105 pu., ค่าอัตราการพุ่งเกิน 9.34 เปอร์เซ็นต์ ที่เวลา 0.426 sec., (b) การทดสอบสัญญาณรบกวน 0.5 pu.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง สำหรับควบคุมทางด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส โดยได้นำเสนอหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสมดุล (Balanced output voltage space vector pulse width modulation: BSVPWM) และสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตไม่สมดุล (Unbalanced output voltage space vector pulse width modulation: UBSVPWM) แบบใช้คลื่นพาห์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส (Carrier based Balance and Unbalance SVPWM for two-phase Three-Leg VSI)

3.7.1 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบสมดุลแบบใช้คลื่นพาห์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส (Carrier based Balance SVPWM for two-phase Three-Leg VSI) [24,57]



รูปที่ 3.18 อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสให้สัญญาณเอาต์พุตสองเฟส

หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) โดยพิจารณาจากโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์จากรูปที่ 3.18 ซึ่งสถานการณ์สวิตช์ในส่วนของขดอินเวอร์เตอร์มีสวิตช์ 3 ตัวบน (Upper switches) คือ S_1 , S_3 และ S_5 และ สวิตช์ 3 ตัวล่าง (Lower switches) คือ S_2 , S_4 และ S_6 มีสถานะตรงกันข้ามกับสวิตช์สามตัวบนในกึ่งเดียวกันซึ่งแรงดันตกคร่อมขดลวดเมน (V_d) มีค่าเท่ากับแรงดันระหว่างไลน์ a, b (v_{ab}) และแรงดันตกคร่อมขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน (V_q) มีค่าเท่ากับแรงดันระหว่างไลน์ c, b (v_{cb}) และกึ่ง B ของอินเวอร์เตอร์เป็นจุดต่อร่วม (common) โดยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันสมดุล (BSVPWM) กล่าวคือแรงดันที่ตกคร่อมขดเมนและขดลวดช่วยเท่ากันคือที่ $220 V_{rms}$ ($311 V_p$) มีมุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 90 องศาทางไฟฟ้า (มุม $\delta = 0^\circ$) โดยแสดงเฟส

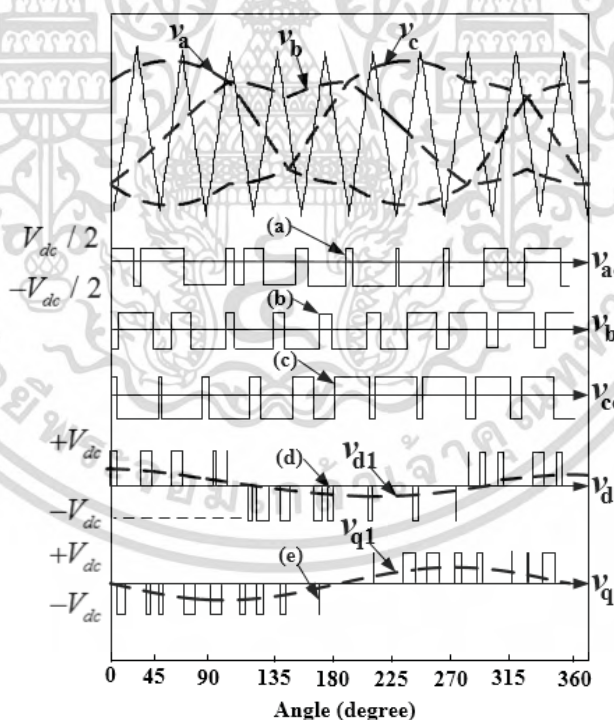
เซอร์ของแรงดันเอาต์พุตสำหรับแรงดันที่ขดลวดเมน (V_d) และขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน (V_q) ดังรูปที่ 3.20 สำหรับเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสมดุล (BSVPWM) และรวมกับเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero-Component) คือ $v_o^* = \frac{\max(v_{ao}, v_{bo}, v_{co}) + \min(v_{ao}, v_{bo}, v_{co})}{2}$ แสดงสัญญาณขับเคลื่อนสเปซเวกเตอร์แบบสมดุล และสมการการคำนวณแรงดันเอาต์พุตในแต่ละกึ่งเทียบกับจุดกราวด์อ้างอิง (o) คือ v_{ao}, v_{bo}, v_{co} แสดงดังสมการที่ (3.42) ถึง (3.44)

$$v_{ao}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t) - v_o^*}{2} \quad (3.42)$$

$$v_{bo}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi/2) - v_o^*}{2} \quad (3.43)$$

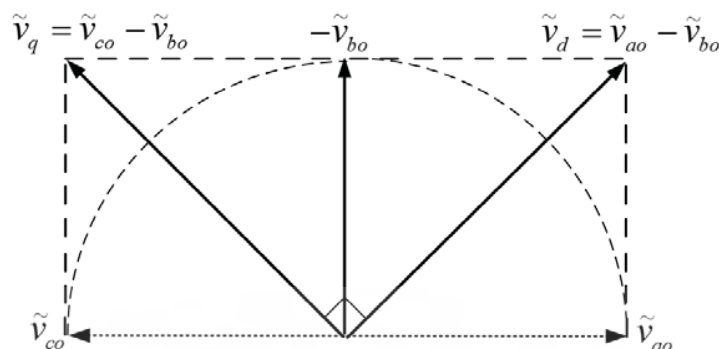
$$v_{co}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi) - v_o^*}{2} \quad (3.44)$$

จากรูปที่ 3.19 แสดงสัญญาณขับเคลื่อนสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบสมดุลแบบใช้คลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3-leg VSI



รูปที่ 3.19 สัญญาณอ้างอิงสามเฟสและคลื่นพาร์แบบจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM), (a) แรงดันกึ่ง a (v_{ao}), (b) แรงดันกึ่ง b (v_{bo}), (c) แรงดันกึ่ง c (v_{co}), (d) แรงดันคร่อมขดลวดหลัก (v_d) และ (e) แรงดันคร่อมขดลวดช่วย (v_q)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 เฟสเซอร์แรงดันเอาต์พุต 3-leg VSI ขณะจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM), ($\delta = 0^\circ$)

3.7.2 สเตชันเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบไม่สมดุลแบบใช้คลื่นพาห้สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส (Carrier based Unbalance SVPWM for two-phase Three-Leg VSI) [24,57]

หลักการสเตชันเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) สำหรับควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยจะต้องมีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสที่ไหลเข้าขดลวดหลักและขดลวดช่วยให้มีสัดส่วนตามจำนวนรอบ (Turn ratios; a) ตามที่ได้มีการพิสูจน์ไว้แล้ว เพื่อต้องการการกำจัดผลของแรงบิดถอยหลัง อันเป็นสาเหตุของการกระเพื่อมของแรงบิดสูง อีกทั้งยังทำให้เกิดการสั่นและเสียงดังรบกวน เมื่อต้องการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้มีขนาดแรงดันไม่เท่ากันทั้งนี้เพื่อจ่ายให้กับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสแบบไม่สมมาตร ทำได้โดยการปรับมุมเลื่อนเฟสของเฟส b ให้มีมุมเลื่อนเฟส (δ) โดยเวกเตอร์ของแรงดันแสดงดังรูปที่ 3.21 ซึ่งเป็นผลให้ขนาดแรงดันเฟส \tilde{V}_q มีค่าเพิ่มมากขึ้น และในขณะเดียวกัน \tilde{V}_d มีขนาดลดลง เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ขดลวดช่วย (Z_q) สูงกว่าขดลวดเมน (Z_d) ประมาณ 1.556 เท่าจึงต้องการการออกแบบสัญญาณอ้างอิงให้กับอินเวอร์เตอร์กึ่ง B และ C สำหรับจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วย (V_q) ได้รับแรงดันสูงกว่าขดลวดเมน โดยการปรับค่าดัชนีการมอดูเลชัน (m_a) และปรับมุม $\delta \approx 25^\circ$ เพื่อทำให้เกิดแรงดันไม่สมดุล สมการอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ทั้งสามกึ่ง แสดงดังสมการที่ (3.45) ถึงสมการที่ (3.47) และสมการที่ (3.48) เป็นสมการคำนวณมุมเลื่อนเฟสการคำนวณหามุม δ ที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง

$$v_{ao}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t) - v_o^*}{2} \quad (3.45)$$

$$v_{bo}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi/2 + \delta) - v_o^*}{2} \quad (3.46)$$

$$v_{co}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi) - v_o^*}{2} \quad (3.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta = 2 \cdot \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2} \quad (3.48)$$

จากหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยอัตราส่วนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันหลักมูล (fundamental voltage) ที่ตกคร่อมขดลวดหลัก (v_{d1}) และแรงดันตกคร่อมขดลวดช่วย (v_{q1}) ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.49)

$$v_{q1} = a v_{d1} \quad (3.49)$$

แรงดันเอาต์พุตสองเฟสหรือแรงดันระหว่างไทร์ a - b สำหรับจ่ายให้กับขดลวดหลัก (v_{d1}) เป็นผลต่างของแรงดัน \vec{V}_{ao} และ \vec{V}_{bo} ตามสมการที่ (3.50)

$$\begin{aligned} v_{d1} &= \vec{V}_{ab} = \vec{V}_{ao} - \vec{V}_{bo} = m_a V_{dc} \sin(\omega_s t) - m_a V_{dc} \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \\ &= m_a V_{dc} \left[\sin(\omega_s t) - \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \right] \end{aligned} \quad (3.50)$$

เมื่อ $\sin A - \sin B = 2 \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \sin\left(\frac{A-B}{2}\right)$ ดังนั้น \vec{V}_{ab} ในสมการที่ (3.51) เขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ab} &= m_a V_{dc} \left[2 \cos\left(\frac{\omega_s t + \omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega_s t - \omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta}{2}\right) \right] \\ &= m_a V_{dc} \cos\left(\omega_s t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.51)$$

จะได้สมการแรงดันหลักมูลที่ตกคร่อมขดลวดหลัก (v_{d1}) ดังสมการที่ (3.52)

$$v_{d1} = \overbrace{m_a V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega_s t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุตสองเฟสหรือแรงดันระหว่างไคร์ c - b สำหรับจ่ายให้กับขดลวดช่วย (v_{q1}) เป็นผลต่างของแรงดัน \tilde{V}_{co} และ \tilde{V}_{bo} ตามสมการที่ (3.53)

$$\begin{aligned}
 v_{q1} = \tilde{V}_{cb} &= \tilde{V}_{co} - \tilde{V}_{bo} = m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi) - m_a V_{dc} \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \\
 &= m_a V_{dc} \left[\sin(\omega_s t - \pi) - \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \right] \\
 &= m_a V_{dc} \left[2 \cos\left(\frac{\omega_s t - \pi + \omega_s t - \frac{\pi}{2} + \delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega_s t - \pi - \omega_s t + \frac{\pi}{2} + \delta}{2}\right) \right] \\
 &= m_a V_{dc} \left[\cos\left(\omega_s t - \frac{3\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \sin\left(-\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \right] \\
 &= m_a V_{dc} \left[\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2} - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2} - \pi\right) \right] \tag{3.53}
 \end{aligned}$$

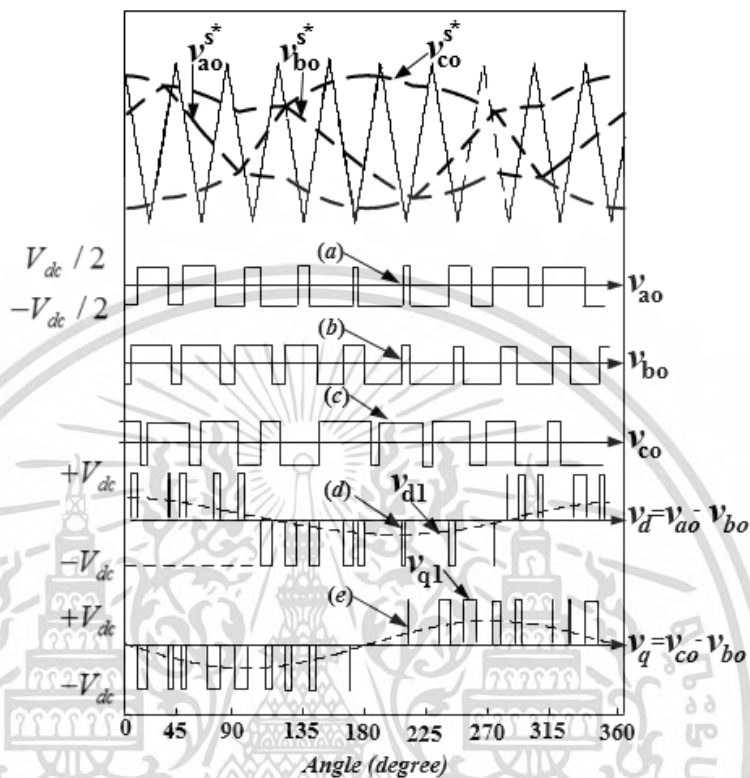
เมื่อ $\sin(A-B) = \sin A \cos B - \cos A \sin B$ และ $\cos(C-D) = \cos C \cos D$ ดังนั้น \tilde{V}_{cb} ในสมการที่ (3.54) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3.54)

$$\begin{aligned}
 \tilde{V}_{cb} &= m_a V_{dc} \left[\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\frac{\pi}{2} - \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \sin\frac{\pi}{2} \right] \times \\
 &\quad \left[\cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \cos\pi - \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \sin\pi \right] \\
 &\quad \left[\cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \cos\pi - \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \sin\pi \right] \\
 &= m_a V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \\
 &\quad \text{Amplitude} \\
 &= m_a V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \tag{3.54}
 \end{aligned}$$

โดยที่ $\sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq V_{dc}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.21 แสดงสัญญาณขับเกตสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) แบบใช้คลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3-leg VSI



รูปที่ 3.21 สัญญาณอ้างอิงสามเฟสและคลื่นพาร์แบบจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM), (a) แรงดันกึ่ง a (v_{ao}), (b) แรงดันกึ่ง b (v_{bo}), (c) แรงดันกึ่ง c (v_{co}), (d) แรงดันคร่อมขดลวดหลัก (v_d) และ (e) แรงดันคร่อมขดลวดช่วย (v_q)

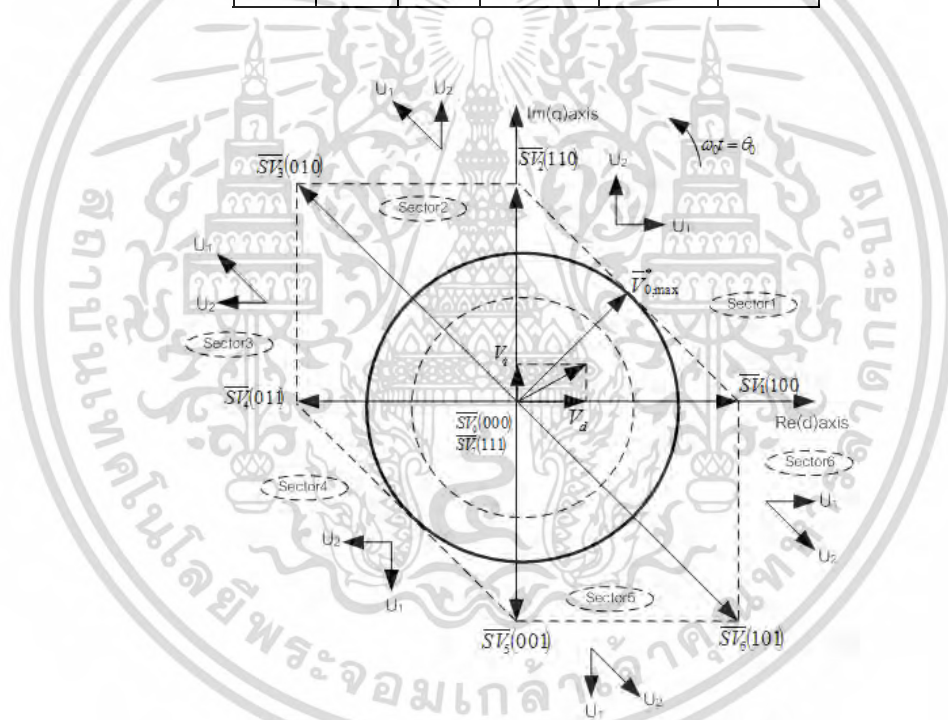
3.7.3 การมอดูเลตความกว้างพัลส์สเปซเวกเตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันเฟสสมดุล

การวิเคราะห์การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบจ่ายแรงดันเฟสสมดุล (Balanced phase voltage vector pulse width modulation; BSVPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจะให้แรงดันเฟสที่เท่ากันเพื่อที่จะจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยแรงดันของทั้งสองเฟสทำมุม 90° ต่อกัน โดยมีแรงดันกึ่ง b เป็นจุดรวมแรงดันเฟส ซึ่งแรงดันคร่อมขดลวดหลัก (v_d) ถูกกำหนดเป็นแรงดัน v_{ab} และแรงดันคร่อมขดลวดช่วย (v_q) ถูกกำหนดเป็นแรงดัน v_{cb} โดยสถานะการสวิตช์ถูกกำหนดให้เป็นสถานะสวิตช์ตัวบนของแต่ละกึ่ง (Upper switches) คือสวิตช์ S_1 , S_3 และ S_5 ชุดสวิตช์ล่าง (Lower switches) จะมีสถานะตรงข้ามกับสวิตช์ตัวบน โดยลอจิก “1” เท่ากับสถานะ “on” และสถานะ “0” เท่ากับสถานะ “off” ดังตารางที่ 3.1 ซึ่งกำหนดให้แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับ $2V_{dc}$ และสถานะทั้งหมดแบ่งเป็น 8 สถานะ โดยมีเวกเตอร์แรงดันแอคทีฟหกเวกเตอร์ ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_3, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5, \overline{SV}_6$) และเวกเตอร์แรงดันศูนย์สองเวกเตอร์ ($\overline{SV}_0, \overline{SV}_7$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ $d-q$

S_1	S_2	S_3	V_d	V_q	\overline{SV}_n
0	0	0	0	0	\overline{SV}_0
1	0	0	$2V_{dc}$	0	\overline{SV}_1
1	1	0	0	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_2
0	1	0	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_3
0	1	1	$-2V_{dc}$	0	\overline{SV}_4
0	0	1	0	$2V_{dc}$	\overline{SV}_5
1	0	1	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	\overline{SV}_6
1	1	1	0	0	\overline{SV}_7



รูปที่ 3.2 ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ แบบแรงดันเฟสสมมูล (BSVPWM)

จากตารางที่ 3.1 นำเวกเตอร์ทั้งแรงดันแอกทีฟและแรงดันศูนย์ มาเขียนในแกนจริงและแกนจินตภาพในระนาบเชิงซ้อน พบว่าแต่ละสถานะของการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยมีเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ 4 เวกเตอร์ ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$) ที่ขนาดแรงดันเท่ากับ $2V_{dc}$ และมี 2 เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) ที่มีขนาดเท่ากับ $2\sqrt{2}V_{dc}$ ซึ่งตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟแต่ละเซกเตอร์นำไปใช้คำนวณหาแรงดันเอาต์พุต \vec{V}_0^* ที่ต้องการ โดยเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในแต่ละเซกเตอร์ถูกกำหนดให้เป็น \vec{U}_1 และ \vec{U}_2 (เวกเตอร์ที่อยู่ติดกันในแต่ละเซกเตอร์) เพื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอดคล้องกับรูปที่ 3.22 ซึ่งเป็นรูปแบบทั่วไปของการคำนวณแรงดัน \overline{V}_0^* ในแต่ละเซกเตอร์ด้วยวิธีทางตรีโกณมิติ โดยอาศัยเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่อยู่ติดกันในเซกเตอร์เดียวกัน แรงดัน \overline{V}_0^* ที่ได้จากการคำนวณสมการ (3.54)

$$\overline{V}_0^* = V_0 \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{U}_2 \quad (3.54)$$

$$\overline{U}_1 = V_1 e^{j\alpha_1} \quad (3.55)$$

$$\overline{U}_2 = V_2 e^{j\alpha_2} \quad (3.56)$$

$$\Delta T/2 = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.57)$$

\overline{U}_1 และ \overline{U}_2 เป็นแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ที่มีขนาดเวกเตอร์คือ V_1 และ V_2 และ θ_0 คือ ตำแหน่งของมุมโดยการกำหนดตัวแปรต่างๆ ในการคำนวณแรงดัน \overline{V}_0^* ในแต่ละเซกเตอร์ แสดงไว้ตามตารางที่ 3.2 โดยที่ V_1 และ V_2 แทนขนาดของแอกทีฟสเปซเวกเตอร์และ α_1 และ α_2 แทนมุมของแต่ละแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ และ T_1 และ T_2 คือช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Active Time)

ตารางที่ 3.2 การกำหนดเวกเตอร์ \overline{U}_1 และ \overline{U}_2 สำหรับ BSV PWM

Sectors	\overline{U}_1	\overline{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\overline{SV}_1	\overline{SV}_2	T_{SV_1}	T_{SV_2}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	0	$\pi/2$
2	\overline{SV}_3	\overline{SV}_2	T_{SV_3}	T_{SV_2}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	$\pi/2$
3	\overline{SV}_3	\overline{SV}_4	T_{SV_3}	T_{SV_4}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	π
4	\overline{SV}_5	\overline{SV}_4	T_{SV_5}	T_{SV_4}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/2$	π
5	\overline{SV}_5	\overline{SV}_6	T_{SV_5}	T_{SV_6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
6	\overline{SV}_1	\overline{SV}_6	T_{SV_1}	T_{SV_6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	2π	$7\pi/4$

เมื่อพิจารณาจากการคำนวณแรงดันแอกทีฟในเซกเตอร์ 1 ที่อยู่ในช่วง $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$ โดยที่ $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = \frac{\pi}{2}$ และขนาดของเวกเตอร์คือ $\overline{SV}_1 = 2V_{dc}$ และ $\overline{SV}_2 = 2V_{dc}$ คำนวณหาช่วงเวลา Space Vector Active Time ในส่วนของเซกเตอร์ 1 ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (3.58)$$

$$\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (3.59)$$

ซึ่งผลรวมของเวลาแอกทีฟ (Active times) สำหรับของสองแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์ จะไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาคลับพาร์ หรือ คาบของเวลาโมดูลสร้างสัญญาณ PWM (PWM Time Period) หากจะสร้างโดยโมดูล PWM จะคำนวณแบบช่วงเวลา Space Vector Active Time เพื่อนำไปปรับค่าเป็นดิวิตีไซเคิล

$$\frac{T_{sv_1} + T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{\sqrt{2}V_o}{2V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi/2 - 2\theta_0}{2}\right) \leq 1 \quad (3.60)$$

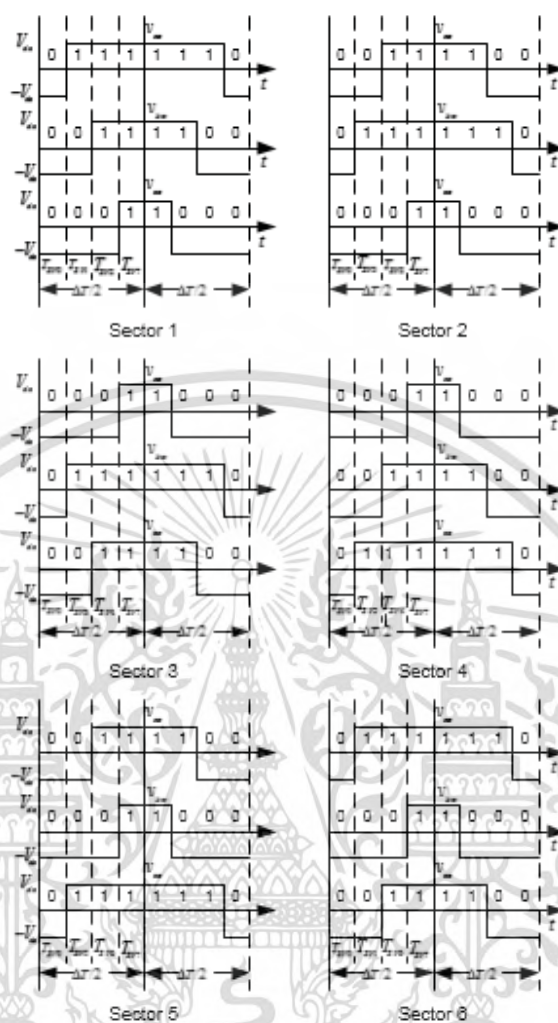
ดังนั้นเงื่อนไขของขนาดแรงดันสูงสุดที่เป็นไปได้ของ แรงดันเอาต์พุต \bar{V}_o^* ในแต่ละเฟสจะเกิดขึ้นเมื่อ $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 3.55 จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $V_o = \sqrt{2}V_{dc}$ ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (M) ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น คือ $0 \leq M \leq \sqrt{2}$ โดยแสดงรูปแบบพัลส์ของการมอดูเลตสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์ [2] ดังรูปที่ 3.23 ขนาดของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ($2V_{dc}$) ค่าต่ำสุดคำนวณได้จาก

$$\sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq 2V_{dc} \quad (3.61)$$

เมื่อ

$$V_d = MV_{dc} \quad (3.62)$$

$$V_q = MV_{dc} \quad (3.63)$$

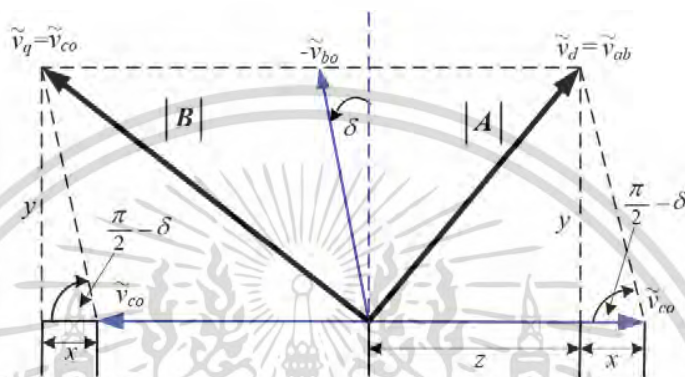


รูปที่ 3.23 รูปแบบพัลส์ของการมอดูเลทแบบสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์ [2]

3.7.4 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบจ่ายแรงดันเอาต์พุตไม่สมดุล (UBSVPWM)

หลักการของแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบดั้งเดิม ที่ให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตสองเฟสที่มีขนาดเท่ากันนั้น ไม่สามารถใช้เป็นสัญญาณควบคุมให้กับชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง 3-leg VSI ให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส ที่มีโครงสร้างการไม่สมมาตรของค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างขดลวด ซึ่งต้องการขนาดแรงดันที่เหมาะสมในจ่ายแรงดันเข้าขดลวดแต่ละขด เพื่อเพิ่มสมรรถนะการควบคุมแรงบิดในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสมีขนาดไม่เท่ากัน [14] ซึ่งทำให้ทางเดินของแรงดันสองเฟสเป็นวงรีตามแนวแกนตั้งดังแสดงในรูปที่ 3.25 ในการที่จะสร้างแรงดันสองเฟสที่ไม่สมดุลจากแรงดันสามเฟสจะต้องมีการกำหนดเงื่อนไขแพคเตอร์แรงดันดังรูปที่ 3.24 โดยขนาดแรงดันเอาต์พุตสองเฟสเปลี่ยนไปตามแพคเตอร์ $|A|$ และ $|B|$ โดยมีขนาดความยาวเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ หน่วยเท่ากันทุกเฟส ในกรณีแรงดันเอาต์พุตขนาดของแรงดันเอาต์พุต \tilde{V}_{ab} และ \tilde{V}_{cb} (\tilde{V}_d และ \tilde{V}_q) มีขนาดเท่ากันทำมุมห่างกัน 90 องศา ซึ่งมุม δ จะมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้ผลของแพคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ มีขนาดเท่ากับหนึ่งหน่วย และหาก

ปรับมุม δ เพิ่มขึ้นในทิศทางบวกตามรูปที่ 3.24 ทำให้ขนาดของแฟลคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ ไม่เท่ากัน ส่งผลทำให้ขนาดแรงดันเอาต์พุตของสเปซเวกเตอร์มีขนาดไม่เท่ากันด้วย โดยแสดงความสัมพันธ์ของแฟลคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ และ $|C|$ ได้ตั้งสมการที่ (3.64) และ (3.65) และความสัมพันธ์ระหว่างมุมเลื่อนเฟส δ และมุม φ สามารถคำนวณได้จาก สมการที่ (3.67) และ (3.68) โดยที่ (a) เป็นอัตราส่วนจำนวนรอบของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้า 1.5 kW. (2 Hp.), 1 ϕ , 4 pole, 1450/1500 rpm.



รูปที่ 3.24 เฟลเซอร์แรงดันสำหรับกำหนดแฟลคเตอร์แรงดัน

$$|A| = \sqrt{z^2 + y^2} ; |A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.64)$$

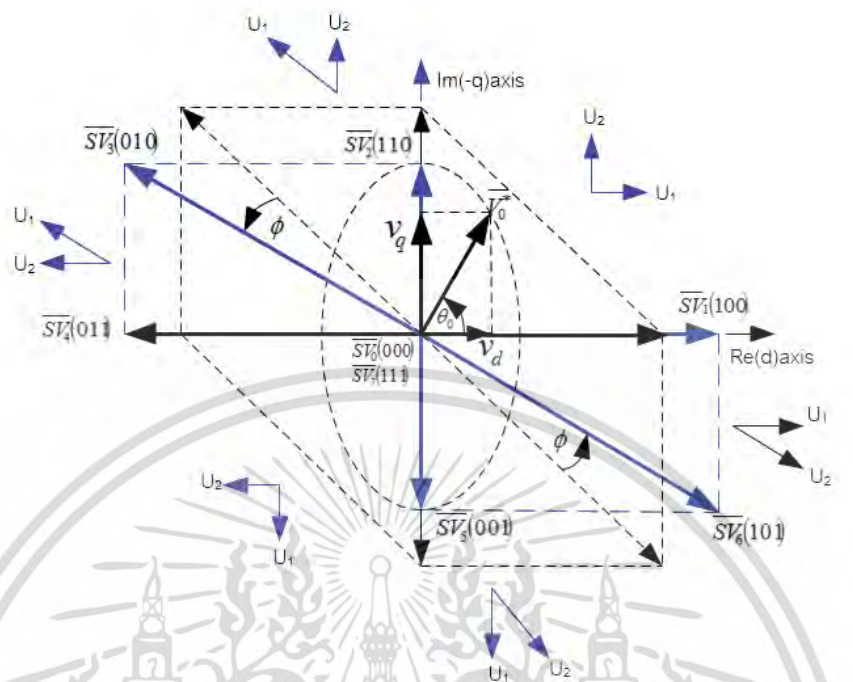
$$|B| = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + x\right)^2 + y^2} ; |B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.65)$$

$$|C| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{|A|}\right)^2 + \left(\frac{1}{|B|}\right)^2}} \quad (3.66)$$

$$\delta = 2 \cdot \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2} \quad (3.67)$$

$$\varphi = \frac{\delta}{2} \quad (3.68)$$

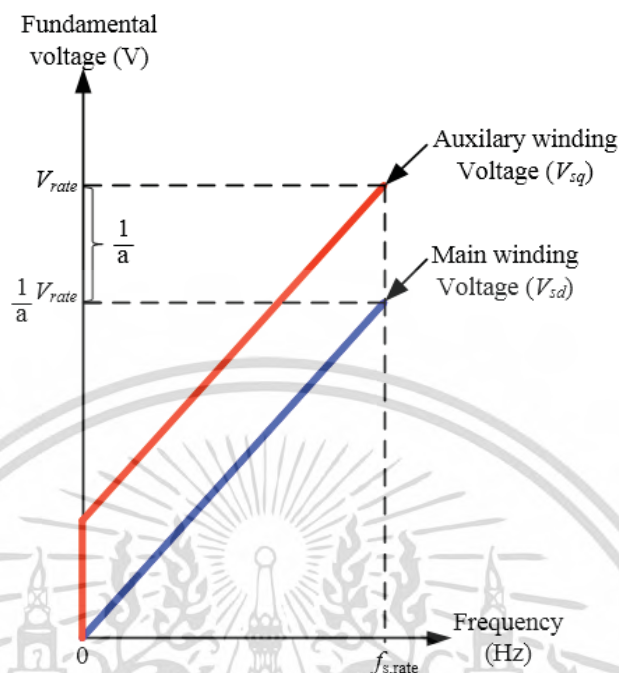
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 ตำแหน่งการวางแอมเพิลเพลสเบซเวกเตอร์ทั้ง 8 และเวกเตอร์แรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM)

3.8 หลักการควบคุมแบบสเกลลาร์

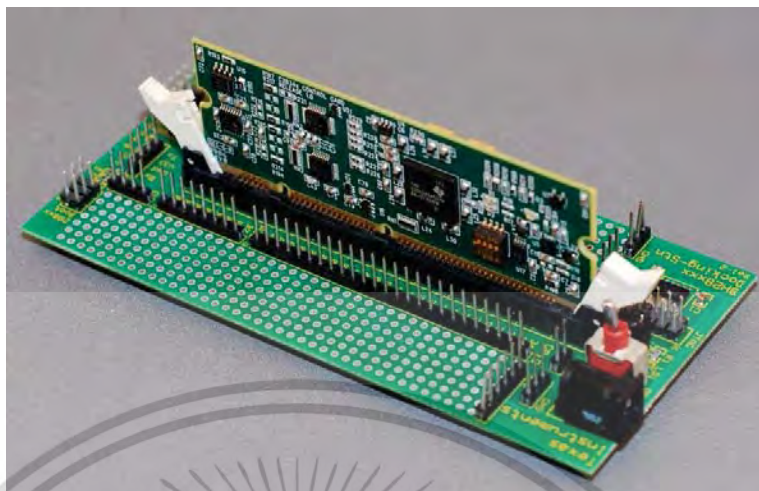
การควบคุมเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟส ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่ง (3-leg VSI) ชุดหลัง การควบคุมการทำงานทั้งโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมตเครื่องกำเนิด โดยเทคนิคและวิธีการที่ง่ายและเป็นที่ยอมรับกันคือ การควบคุมแบบสเกลลาร์ โดยการควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่ (Constant voltage / Frequency ; V/F) คู่มัดส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่หรือเป็นการควบคุมกระแสที่ไหลเข้าเครื่องจักรกลไฟฟ้า พิจารณาจากรูปที่ 3.26 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันต่อความถี่ ที่จ่ายให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้า โดยที่ตำแหน่งศูนย์แรงดันที่ขดช่วยจะลดลงและมีค่าเป็นศูนย์ โดยขนาดของแรงดันขดช่วย (V_{sq}) กับขดเมน (V_{sd}) จะเป็นไปตามมัดส่วนจำนวนรอบขดลวด ($V_{sq}=aV_{sd}$) หรือ และมุมเลื่อนเฟส (δ) ถ้าในการทำงานในโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าจะทำมุมกันประมาณ 90 องศา และถ้าการทำงานในโหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้ามุมเลื่อนเฟสจะทำมุมกันมากกว่า 90 องศา



รูปที่ 3.26 คุณลักษณะแรงดันต่อความถี่ของการควบคุมแบบสเกลลาร์

3.9 โครงสร้างของสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320C2000

โครงสร้างสถาปัตยกรรมของ TMS320C2000 หรือ C2000 ผู้ผลิตคือ Texas Instruments Inc. ผู้ผลิต DSP, Microcontroller และไอซีต่าง ๆ โดย Texas Instruments ได้กำหนดชื่อตระกูลของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบทันเวลา (Real time) โดย C2000 ซึ่งถูกจัดให้เป็น Digital Signal Controller (DSC) โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ประกอบไปด้วยซีพียูแบบ 32 บิต Floating - Point Unit (FPU) มีหน่วยประมวลผลแบบ 16×16 บิต และสูงสุดได้ถึง 32×32 บิต ในการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนที่เกี่ยวกับเลขทศนิยม หรือตัวเลขที่เป็นเศษส่วนและความเร็วของ system clock เท่ากับ 150 MHz. (6.67 ns cycle time) มีหน่วยความจำหลัก (Physical memory) หรือหน่วยความจำที่เข้าถึง (Signal access random memory : SARAM) ขนาด 34 kbyte 16 บิต โดยสามารถทำการเขียนและอ่านข้อมูลได้ในตำแหน่งต่าง ๆ อย่างอิสระรวดเร็วขึ้น โดยจะมีโมดูลต่าง ๆ ประกอบไปด้วย โมดูลการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (ADC Converse) 12 บิต 16 ช่องสัญญาณโมดูลของ PWM โมดูล สำหรับการประยุกต์ใช้งานได้หลายหลาย เช่น งานควบคุมในส่วนของอุตสาหกรรมกึ่งอัตโนมัติ และระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ เช่น ระบบควบคุมหุ่นยนต์ ระบบควบคุมรถยนต์ไฟฟ้า งานในระบบพลังงานทดแทนได้แก่ ระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์ระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ และระบบควบคุมการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานลม และยังนำไปประยุกต์ใช้งานในส่วนของการแสดงผลสัญญาณดิจิทัล จากรูปที่ 3.27 แสดงโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000



รูปที่ 3.27 โครงสร้างของโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000

หลักการการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28335 [65] โดยการเขียนโปรแกรมใน Simulink/MATLAB สำหรับเขียนสร้างบล็อกไดอะแกรมสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน โดยการใช้งานร่วมกับโปรแกรม Code Composer Studio 6 (CCS V.6) สำหรับคอมไพเลอร์โปรแกรมเป็นภาษาซี โดยมีขั้นตอนการสร้าง Target Configuration สำหรับ F28335 Experimenter Kit และเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 โดยจะต้องกำหนดตัวอุปกรณ์การเชื่อมต่อเบอร์ Experimenter's Kit-Delfino F28335 แล้วทำการเลือกไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นเบอร์ C2000 แล้วทำการเชื่อมต่อโดยเลือก Connect Target แล้วทำการ Run โปรแกรม โดยโปรแกรม CCS V.6 จะคอมไพเลอร์โปรแกรมเป็นภาษาซี โดยจะสร้าง Current Folder ขึ้นมาในนามสกุล .out ชื่อไฟล์งาน _ticcs\CustomMW ในการกำหนดใช้งาน Simulink/MATLAB ในการเขียนโปรแกรมการทำงาน โดยการใช้ Block จากหมวด Embedded Coder ซึ่งจะเป็นบล็อก Peripherals ต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ การตั้งค่าพารามิเตอร์ของบล็อก ePWM โดยสวิตช์ชุดบน (upper switch) โดยกำหนดเป็น ePWM1A, ePWM3A และ ePWM5A และชุดสวิตช์ด้านล่าง (lower switch) เป็น ePWM2A, ePWM4B และ ePWM6C ตามลำดับ

3.10 สรุป

จากหลักการควบคุมการส่งผ่านของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ นั้น จะต้องมีการรักษาแรงดันที่บัสไฟตรง (Dc link Voltage) ให้คงที่ในรูปนอก และในรูปในโดยเปรียบเทียบกับระหว่างเทคนิคกระแสติดตามขอบเขตฮิเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ กับชนิดแบนด์ไม่คงที่ โดยแบ่งการทำงานออกเป็นสองโหมดคือโหมดเรกติไฟเออร์กับโหมดอินเวอร์เตอร์ และระบบควบคุมของอินเวอร์เตอร์ชุดหลังแบบ 3 กิ่ง โดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสสมมูล (BSVPWM) เปรียบเทียบกับเทคนิค สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสไม่สมมูล (UBSVPWM) โดยแรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่จ่ายกับขดลวดหลักและขดลวดช่วยอิสระจากกัน ในงานวิจัยนี้โดยทำการเปรียบเทียบเรื่องสมรรถนะของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

ได้แก่การลดการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง โดยจ่ายแรงดันให้ขดลวดช่วยเป็นอัตราส่วนเท่าของค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก หรือควบคุมให้ขนาดของอัตราส่วนกระแสขดลวดหลักต่อขดลวดช่วย ให้เท่ากับอัตราส่วนจำนวนขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก จะสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดทางได้แม่เหล็กไฟฟ้า โดยวิธีการจ่ายแรงดันขดลวดหลักต่อขดลวดช่วย ให้มีค่าเท่ากับ ได้นำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่งได้ถือว่าเป็นวิธีการที่เหมาะสมกับการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่มีค่าพารามิเตอร์ไม่สมมาตรได้ผลเป็นที่น่าพอใจ



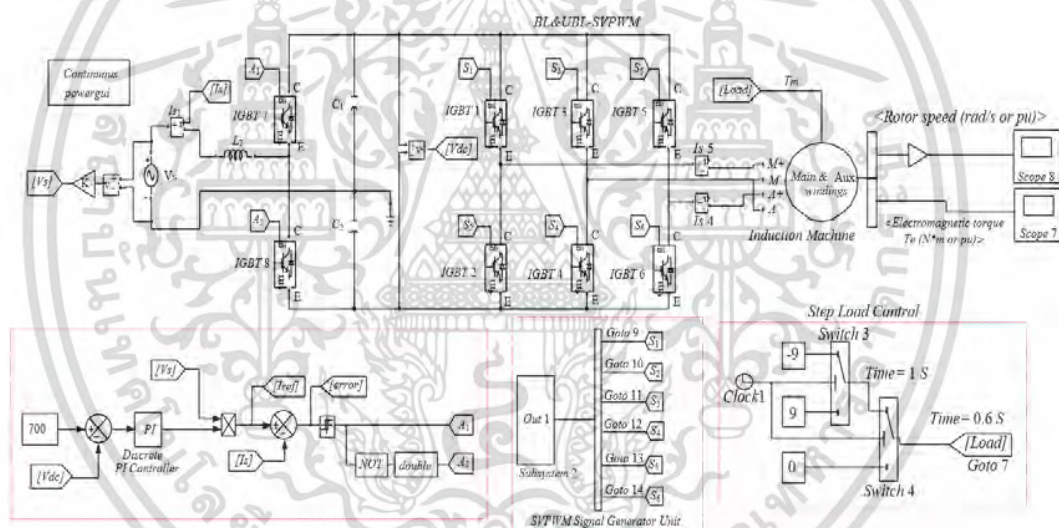
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การจำลองและผลการจำลอง

4.1 บทนำ

ในบทที่ 4 นี้ จะแสดงการจำลองและผลการจำลองของระบบเชื่อมต่อกับโครงข่ายชนิดหนึ่งเฟส โดยวงจรกำลังประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกันคือ 1. ชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเป็นชนิดหนึ่งกึ่งหรือคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ โดยเชื่อมต่อกับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (Dc link voltage) โดยในงานวิจัยนี้โดยใช้ที่แรงดัน 700 โวลต์ โดยจะตรงรักษาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (Dc link voltage) ให้คงที่ (Kept constant dc link voltage) โดยใช้ตัวควบคุมพีไอ ในการควบคุมการทำงานของชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า โดยใช้การควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเทอรีซิสชนิดปรับแบนด์ได้ (Adaptive band adaptive current control) โดยจะช่วยลดผลรวมของฮาร์มอนิกส์กระแสต่ำกว่าชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band hysteresis current control) เนื่องจากผลของความถี่ของการสวิตช์

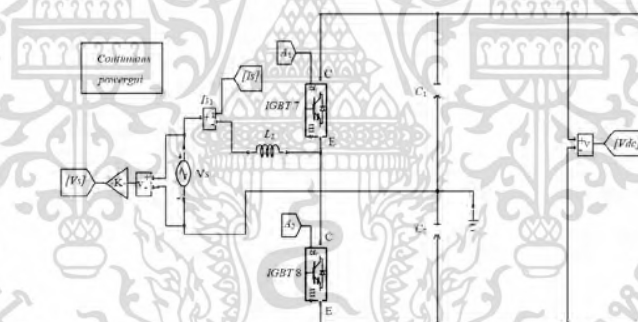


รูปที่ 4.1 การจำลองทั้งระบบด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK

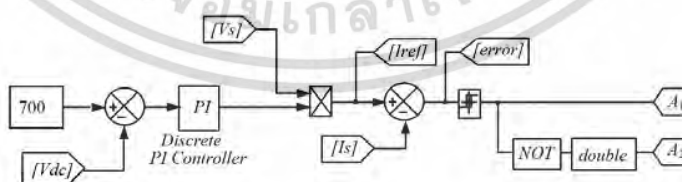
ในส่วนของการจำลองหาค่าตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมนั้น โดยพิจารณาผลการตอบสนองค่า K_p และ K_i ในการรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ โดยทดสอบการตอบสนองของฟังก์ชันแบบขั้นบันได (Step function) และในที่สุดท้ายการจำลองของสัญญาณควบคุมสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบสมดุค (BSVPWM, $\delta = 0^\circ$) และแบบไม่สมดุค (UBSVPWM, $\delta \approx 25^\circ$) สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสกับขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่ไม่สมดุคกันทางค่าพารามิเตอร์ หรือควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสให้มีสัดส่วนให้แรงดันขดลวดช่วย สูงกว่าแรงดันขดลวดหลักหรือตามอัตราส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ขดลวด โดยการจำลองการทำงานในส่วนต่างๆ และการจำลองการทำงานทั้งระบบแสดงดังรูปที่ 4.1 โดยใช้โปรแกรม Matlab/SIMULINK 2012a โดยมีรายละเอียดต่าง ๆ ในหัวข้อถัดไป

4.2 การจำลองและผลการจำลองเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่

แบบจำลองการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ ด้านหน้าใน Matlab/SIMULINK แสดงดังรูปที่ 4.2 โดยการทำงานแบ่งออกเป็น 2 โหมดด้วยกันคือ 1. โหมดเรกติไฟ์เลอร์ โดยกำลังงานไฟฟ้าจะส่งผ่านจากกริดหรือโครงข่ายระบบไฟฟ้า 1 เฟส เข้าสู่จอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า คือวงจรคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าและด้านหลัง และโหมดที่ 2. โหมดอินเวอร์เตอร์ ($v_s < V_{dc}$) ในทางกลับกันในขณะที่ป้อนโหลดทางกลให้มีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของโรเตอร์ ตามสมการที่ (2.20) ในบทที่ 2 เครื่องจักรกลไฟฟ้าจะทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กำลังงานไฟฟ้าจะส่งผ่านย้อนกลับมาโดยผ่านอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง (3-leg VSI) ทำให้แรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงสูงเกินกว่า 700 โวลต์ โดยตัวควบคุม PI – controller แบบลูปปิด ซึ่งทำหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ และควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองโหมด โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการจำลองกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่แบบเดิม และชนิดแบนด์ไม่คงที่หรือเรียกว่าปรับแบนด์ได้ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ และรูปที่ 4.3 แสดงระบบควบคุมพีไอ แบบกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ลูปด้วยกันคือ ลูปนอกสำหรับการรักษาแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ และลูปในเป็นและควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ และการจำลองกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์ไม่คงที่ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ แสดงดังรูปที่ 4.4 [69]



รูปที่ 4.2 การจำลองชุดคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้าใน Matlab/SIMULINK



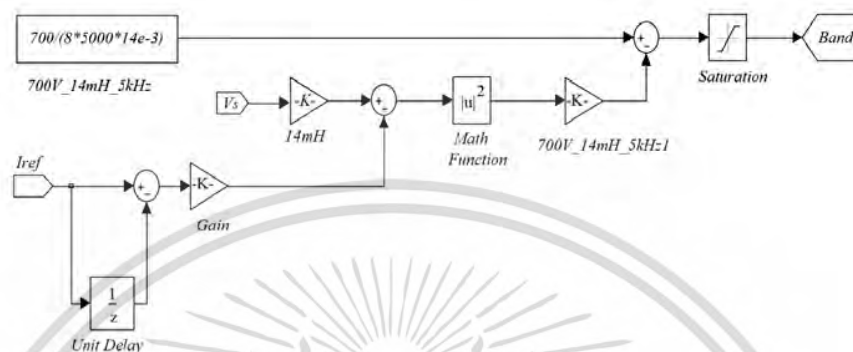
Kept constant dc link voltage

รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอและการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮีสเตอร์รีซีซชนิดแบนด์คงที่ใน Matlab/SIMULINK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

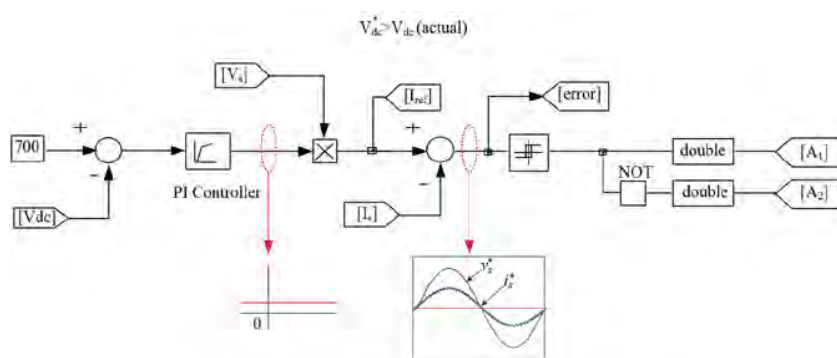
จากรูปที่ 4.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีทีเตอร์

$$\text{รีซีชันนิตแบนด์ไม่คงที่ ใน Matlab/SIMULINK } HB = \frac{V_{dc}}{8fL_s} - \frac{L_2}{2fV_{dc}} \left(\frac{v_s(t)}{L_s} + \frac{di_s^*(t)}{dt} \right)^2$$

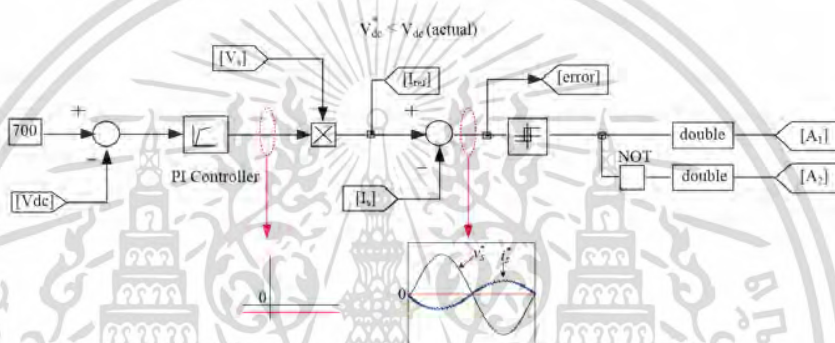


รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตอีทีเตอร์รีซีชันนิตแบนด์ไม่คงที่ใน Matlab/SIMULINK

จากรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมการทำงานของตัวควบคุมพีไอทั้ง 2 โหมตของคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์โดยระบบควบคุมการทำงานจะแบ่งออกเป็น 2 โหมต ได้แก่ โหมตเรกติไฟเออร์แรงดันที่กริดจะสูงกว่าแรงดันด้านไฟตรงเชื่อมโยง และการทำงานในโหมตอินเวอร์เตอร์แรงดันด้านไฟตรงเชื่อมโยงจะสูงกว่าแรงดันด้านกริด ($v_s < V_{dc}$) ในการควบคุมการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง การทำงานในส่วนของระบบควบคุมการทำงานทั้ง 2 โหมตโดยประกอบด้วย 2 ลูกด้วยกันคือ 1.ลูกประกอบไปด้วยตัวควบคุมพีไอ ในการรักษาระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 2 โหมตด้วยกันคือ 1 โหมตเรกติไฟเออร์ ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าไหลเข้าสู่ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้า ค่าเออร์เรอร์เอาต์พุตตัวควบคุมพีไอจะเป็นบวก เนื่องจากแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงมีค่าต่ำกว่าแรงดันอ้างอิง ($V_{dc}^* > V_{dc(actual)}$) หรือ 700 โวลต์ และการทำงานในโหมตที่ 2 คือการทำงานในโหมตอินเวอร์เตอร์ ในการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าสองเฟส ในขณะที่ป้อนโหลดทางกลให้มีค่ามากกว่าทอร์กทางแม่เหล็กไฟฟ้า ($T_L > T_e^+$) หรือทำงานเป็นเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ส่งผลให้แรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงหรือแรงดันที่ตกคร่อมขั้วบวกและลบของตัวเก็บประจุขนาด 10000 ไมโครฟารัด ต่ออนุกรมกันจำนวน 2 ตัว เพื่อให้สามารถทนพิกัดแรงดันได้ถึง 900 โวลต์ ทำให้แรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว ($V_{dc}^* < V_{dc(actual)}$) ค่าเอาต์พุตตัวควบคุมพีไอเป็นลบ ส่งผลให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงเป็นลบและค่าเออร์เรอร์เป็นลบเช่นกัน

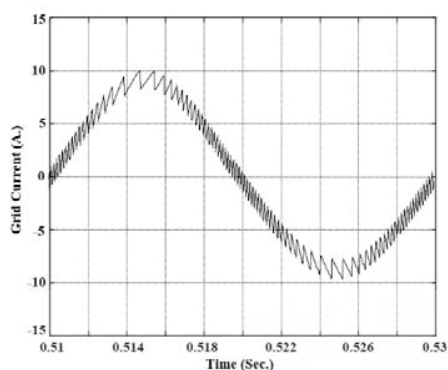
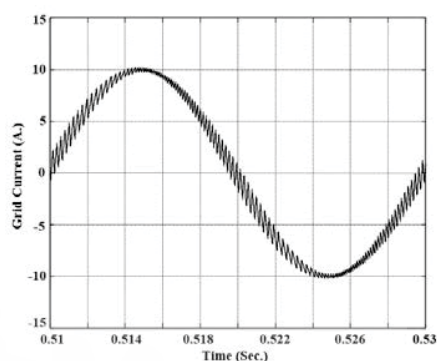
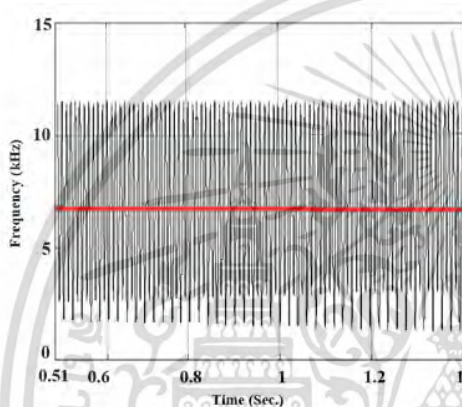
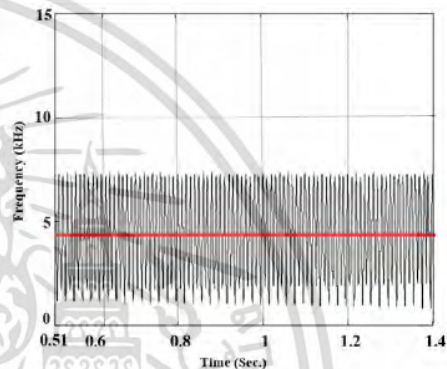
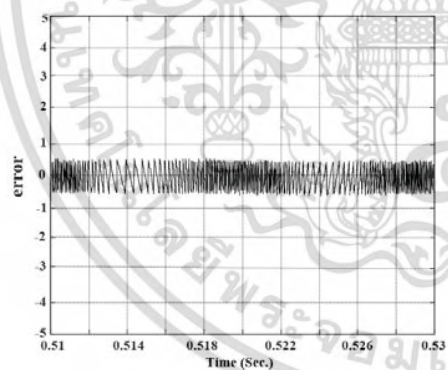
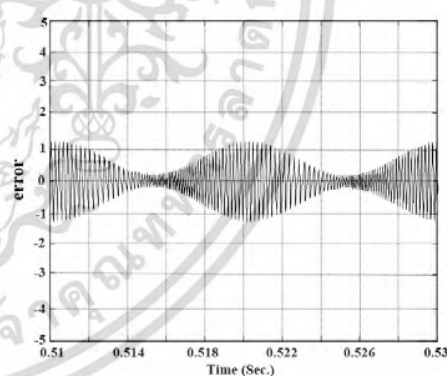


รูปที่ 4.5 สัญญาณควบคุมตัวควบคุมพีไอขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์



รูปที่ 4.6 สัญญาณควบคุมตัวควบคุมพีไอขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.7 (a₁) แสดงสัญญาณการควบคุมแบบกระแสดิตตามขอบเขตฮิตเตอร์รีซีซชนิดแบบคั้งที่ โดยที่ที่ตำแหน่ง $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ เป็นตำแหน่งที่ความถี่ของการสวิตซ์ต่ำสุด $f_{c(\min)}$ และที่ตำแหน่ง $\omega t = 0, \pi$ เป็นตำแหน่งที่ความถี่ของการสวิตซ์สูงสุด $f_{c(\max)}$ โดยจากผลความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งไม่คั้งที่ ส่งผลให้ฮาร์โมนิกส์ของกระแสกริด (i_g) สูงกว่า และรูปที่ 4.7 (a₂) เป็นค่าความถี่เฉลี่ย $f_{sw(\text{avg})}$ ของการจำลองการสวิตซ์ซึ่งจะอยู่ที่ 4 kHz. และค่าความถี่สวิตซ์สูงสุดที่ 11 kHz. และค่าความถี่สวิตซ์ต่ำสุดที่ 4 kHz. และจากรูปที่ รูปที่ 4.7 (a₃) เป็นค่าเออเรอร์ โดยเมื่อนำกระแสจริงนำไปลบกับกระแสอ้างอิงค่า error หาได้จาก $i_g^* - i$ จากรูปที่ 4.7 (b₁) แสดงสัญญาณการควบคุมแบบกระแสดิตตามขอบเขตฮิตเตอร์รีซีซชนิดแบบคั้งที่ โดยที่ที่ตำแหน่ง $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ ขอบเขตฮิตเตอร์รีซีซจะแคบลงส่งผลให้ผลของความถี่สวิตซ์สูงขึ้น โดยส่งผลให้ฮาร์โมนิกส์ของกระแสกริด (i_g) ลดลง โดยค่าอัตราเฉลี่ยการสวิตซ์ตลอดไซเคิ้ลนั้นค่อนข้างคั้งที่ และรูปที่ 4.7 (a₄) เป็นค่าความถี่เฉลี่ย $f_{sw(\text{avg})}$ ของการจำลองการสวิตซ์ซึ่งจะอยู่ที่ 3.8 kHz. และค่าความถี่สวิตซ์สูงสุดที่ 7 kHz. และค่าความถี่สวิตซ์ต่ำสุดที่ 2 kHz. และจากรูปที่ รูปที่ 4.7 (a₃) เป็นค่าเออเรอร์ โดยเมื่อนำกระแสจริงนำไปลบกับกระแสอ้างอิงค่า error หาได้จาก $i_g^* - i$

(a₁)(a₂)(a₃)(a₄)(a₅)(a₆)

(a₁) กระแสควบคุมฮีสเตอร์รีซีชชนิดแบนด์คงที่
(a₃) ความถี่เฉลี่ยของการสวิตช์ ($f_{sw(avg)}$) เท่ากับ 6 kHz., (a₅) ค่า error เท่ากับ $i_s^* - i$

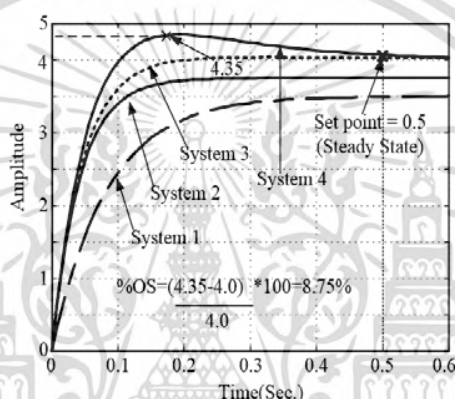
(a₂) กระแสควบคุมฮีสเตอร์รีซีชชนิดปรับแบนด์ได้
(a₄) ความถี่เฉลี่ยของการสวิตช์ ($f_{sw(avg)}$) เท่ากับ 3.8 kHz., (a₆) ค่า error เท่ากับ $i_s^* - i$

รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการควบคุมการติดตามกระแสฮีสเตอร์รีซีชชนิดแบนด์คงที่และชนิดขอบเขตไม่คงที่หรือปรับแบนด์ได้

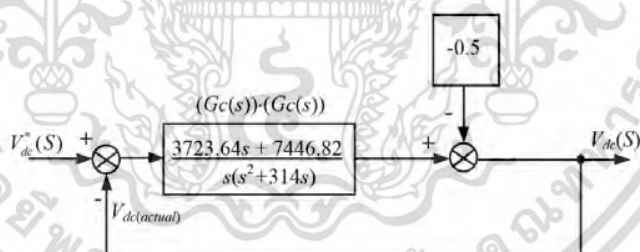
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การจำลองและการทดสอบระบบควบคุมพีไอ

ตัวควบคุมชนิดพี (PI - controller) จึงจะทำให้ช่วงของการตอบสนองในสภาวะเริ่มต้นได้เร็วยิ่งขึ้น จากรูปที่ 4.8 แสดงการปรับค่าอัตราขยาย K_p ที่เหมาะสมโดยกำหนดให้ค่าอัตราการพุ่งไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ และระยะเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.5 วินาที แต่ทั้งนี้การออกแบบตัวควบคุมพีไอ (ค่า K_p และ K_i) จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์และฟังก์ชันการถ่ายโอนของการควบคุมแบบลูปปิด แสดงดังรูปที่ 4.9 โดยการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะใช้วิธีการแผนภาพโพลเดพล็อต (Bode Plot diagram) จะประกอบด้วยกราฟ 2 ชุด คือกราฟของขนาดเทียบกับความถี่ และกราฟเฟสเทียบกับความถี่ และในการวิเคราะห์ระบบควบคุมในโดเมนเวลา จะทดสอบโดยใช้ฟังก์ชันขั้นบันได (Unit step response) ในการพิจารณา



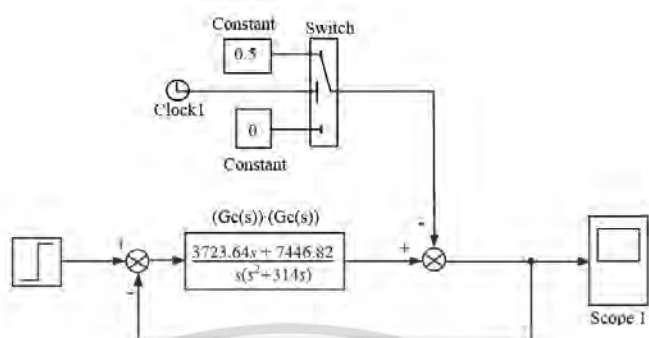
รูปที่ 4.8 การตอบสนองของค่า K_p และ K_i ในการทดสอบการตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันได



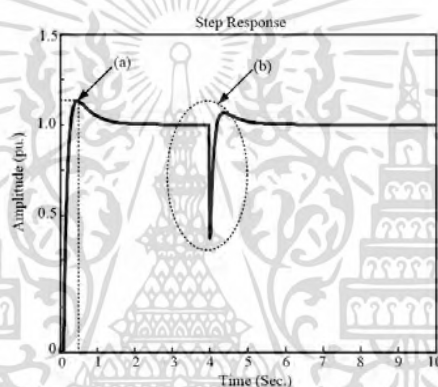
รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบผลของตัวการควบคุมแบบอินทริกัล (K_i เท่ากับ 0.5 pu) ของระบบควบคุมแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง

จากรูปที่ 4.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมการจำลองการทดสอบระบบ ของตัวควบคุม K_i ในสภาวะคงตัวของการรักษากระดับแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง โดยสัญญาณอินพุตเป็นสเตปฟังก์ชันหรือฟังก์ชันแบบขั้นบันได เท่ากับ 0.5 pu ที่เวลา 0.4 วินาที โดยทดสอบใน Matlab/SIMULINK จากรูปที่ 4.11 แสดงผลการทดสอบผลการตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงโดยฟังก์ชันขั้นบันได (a) ค่าแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 1.105 อัตราการพุ่งเกิน (Over shoot) เท่ากับ 9.34 เปอร์เซ็นต์ ที่เวลา 0.426 วินาที และที่จุด (b) การทดสอบการตอบสนองของตัวควบคุม K_i โดยการป้อนสัญญาณค่าคงที่เท่ากับ 0.5 pu.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



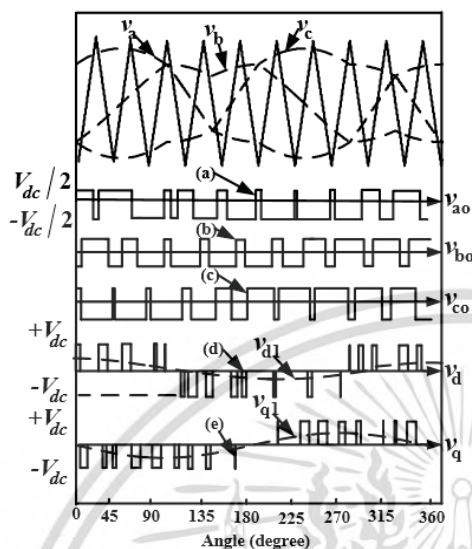
รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมการทดสอบตอบสนองค่า K_i เท่ากับ 0.5 pu. ของการรักษาระดับแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงใน Matlab/SIMULINK



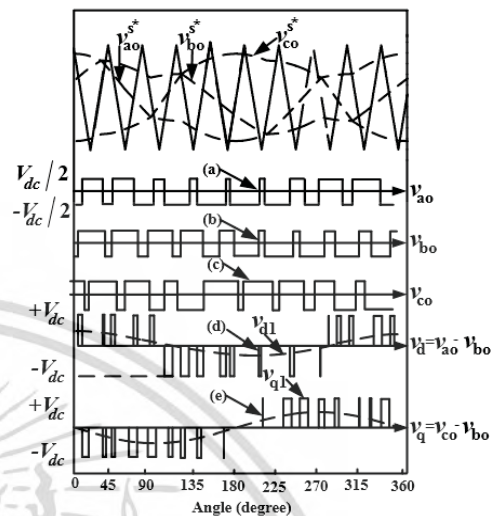
รูปที่ 4.11 ผลการตอบสนองการทดสอบฟังก์ชันขั้นบันไดของการรักษาระดับแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (a) ค่า Peak amplitude เท่ากับ 1.105 pu., Over shoot เท่ากับ 9.34% ที่ t เท่ากับ 0.426 sec., (b) ทดสอบการตอบสนองโดยป้อนสัญญาณรบกวนเท่ากับ 0.5 pu.

4.4 การจำลองสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM)

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการจำลองการสร้างสัญญาณขับให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ชนิด 3 กิ่งที่ต้องการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสกับเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ไม่สมดุลงทางค่าพารามิเตอร์ โดยใช้หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (Space – Vector Pulse Width Modulation; SVPWM) แบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง(UBSVPWM) แสดงดังรูปที่ 4.12 และ 4.13 ตามลำดับ สำหรับควบคุมแรงดันและความถี่ของการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

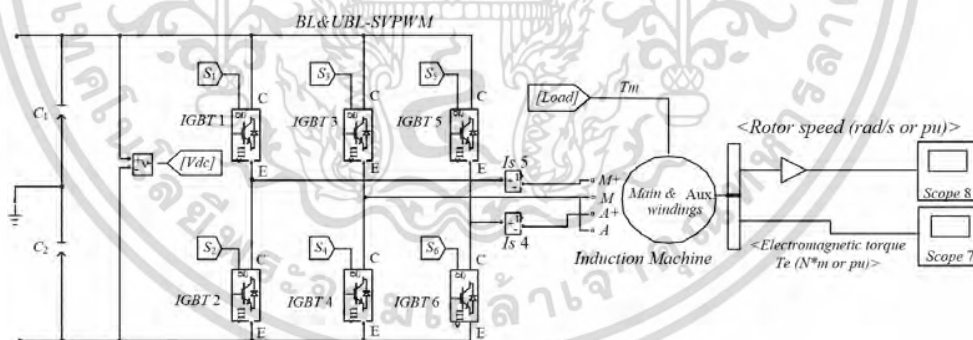


รูปที่ 4.12 สัญญาณเฟสแรงดันอ้างอิงและแรงดันเอาต์พุตแบบสมมูล (BSVPWM)



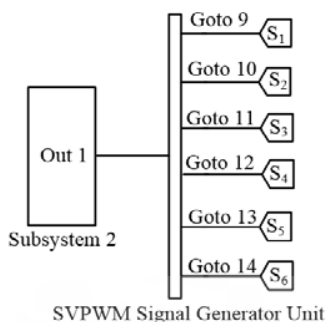
รูปที่ 4.13 สัญญาณเฟสแรงดันอ้างอิงและแรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมูล (UBSVPWM)

จากรูปที่ 4.14 แสดงการจำลองวงจรกำลัง อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสใน Matlab/SIMULINK และรูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเอาต์พุตการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส



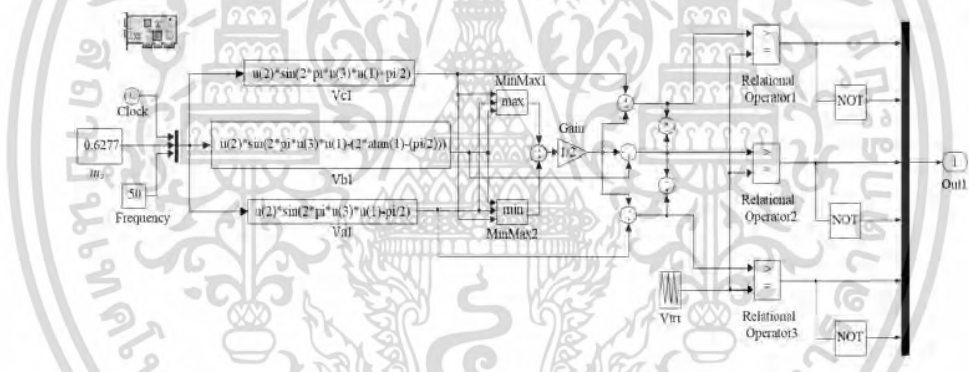
รูปที่ 4.14 การจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสให้สัญญาณเอาต์พุตสองเฟสใน Matlab/SIMULINK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 บล็อกสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดส์มอดูเลชันควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสใน Matlab/SIMULINK

การจำลองบล็อกไดอะแกรมควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดความถี่คงที่ จากรูปที่ 4.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง แรงดันเอาต์พุตสองเฟสใน Matlab/SIMULINK โดยใช้หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดส์มอดูเลชัน (Space – Vector Pulse Width Modulation; SVPWM) แบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) แสดงดังรูปที่ 4.16

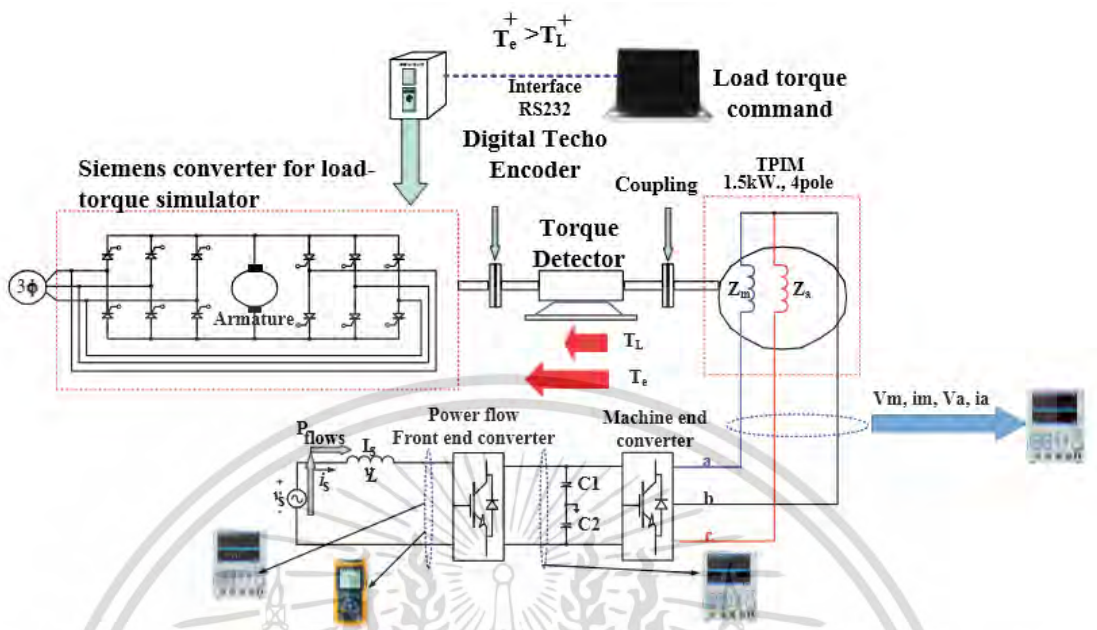


รูปที่ 4.16 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่ความถี่คงที่ 50 เฮิร์ต ใน Matlab/SIMULINK

4.5 การจำลองการเชื่อมต่อกับชุดควบคุมแรงบิดทางกล ในโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า

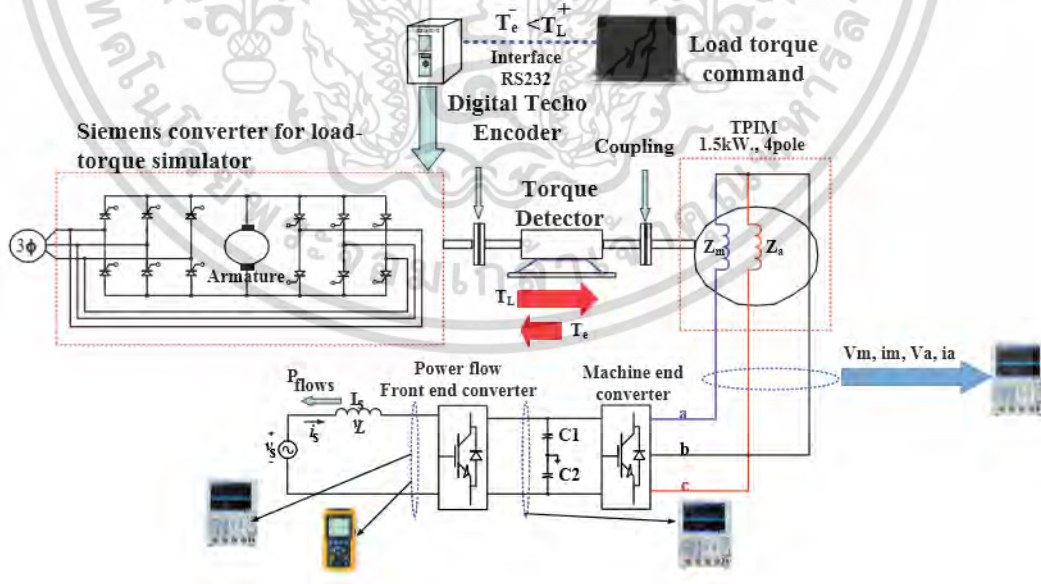
ในหัวข้อนี้ นำเสนอหลักการควบคุมแรงบิดทางกล โดยใช้ ดีซีไดรฟ์ของ SIEMENS รุ่น 6RA7013-6DV62-0 เป็นตัวสร้างแรงบิดทางกล ให้กับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส พิกัด 1.5 kW, 4 Pole, 50 เฮิร์ต 1450/1500 rpm. การทำงานในโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าโดยคุณลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดทางกล (T_L^+) กับ แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e^+) แสดงการจำลองทิศทางความสัมพันธ์ระหว่างชุดดีซีไดรฟ์ของ SIEMENS รุ่น 6RA7013-6DV62-0 กับชุดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ดังรูปที่ 4.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ทิศทางของแรงบิดทางกล (T_L^+) และแรงบิดทางไฟฟ้า (T_e^+) การทำงานในโหมดมอเตอร์

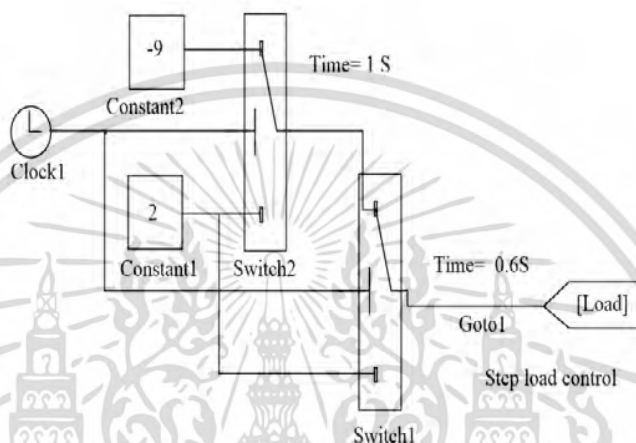
ส่วนการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าในขณะที่บ่อนไหลดทางกลให้มีค่าติดลบ โดยทำการทดสอบตั้งแต่ -5 N.m (ประมาณที่ 50 เปอร์เซ็นต์), -7 N.m (ที่ 75 เปอร์เซ็นต์) และที่ -9 N.m (ที่ 100 เปอร์เซ็นต์) กับชุดดีซีไดร์ฟของ SIEMENS รุ่น 6RA7013-6DV62-0 ให้ทำงานในโหมดการควบคุมแรงบิดทางกล ทำให้แรงบิดทางกล (T_L^+) สูงกว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e^-) ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.58) แสดงดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 ทิศทางของแรงบิดทางกล (T_L^+) และแรงบิดทางไฟฟ้า (T_e^-) ของการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

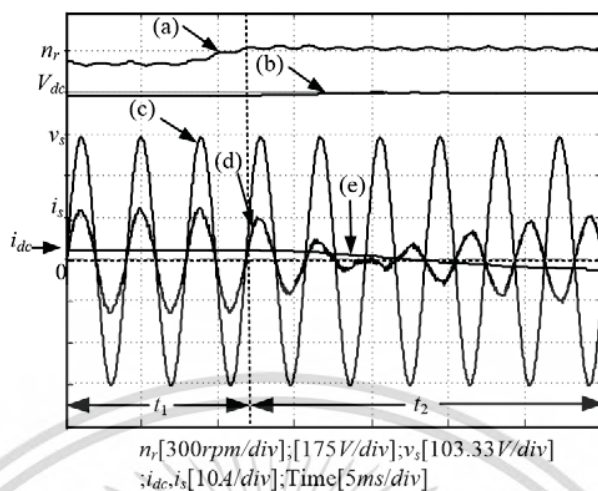
เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส โดยการเปรียบเทียบผลการจำลองระหว่างเทคนิคการควบคุมสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) โดยการเปรียบเทียบผลในขณะการเปลี่ยนแปลงโหลดทางกลจากโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าไปยังโหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยแสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุม ใน Matlab/SIMULINK ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 บล็อกไดอะแกรมจำลองการเปลี่ยนโหลดทางกลจาก 2 N.m ไปเป็น -9 N.m

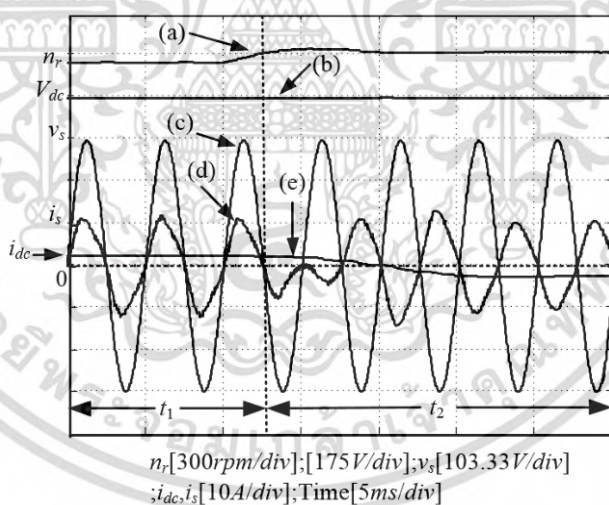
4.6 ผลการจำลองการทำงานของทั้งระบบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการเปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของทั้งระบบโดย โดยประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเป็นแบบกึ่งบริดจ์ และด้านหลังเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิด 3 กิ่ง (3-leg VSI) เอาต์พุตสองเฟสโดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการควบคุมสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น โดยควบคุมการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) กับเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสพิกัด 1.5 kW. จากรูปที่ 4.20 และ 4.21 แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ของความเร็วโรเตอร์ (n_r), แรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันกริด (v_s), กระแสกริด (i_s), กระแสที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (i_{dc}) สำหรับระบบควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ระหว่างการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามกึ่งเอาต์พุตสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) การทำงานในโหมตมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 9 N.m ในขณะเปลี่ยนโหลดไปยังโหมตเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต



t_1 : โหมดเร็กติไฟเออร์; t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 4.20 (a) ผลการตอบสนองขณะที่ความเร็วโรเตอร์ (n_r) สูงกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), (b) ผลของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), (c) แรงดันกริด (v_s), (d) กระแสกริด (i_s), (e) กระแสบัสไฟตรงเชื่อมโยง (i_{dc}) สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งขณะจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) ที่พิกัดโหลด 9 N.m การทำงานที่ความเร็ว 50 เฮิร์ต

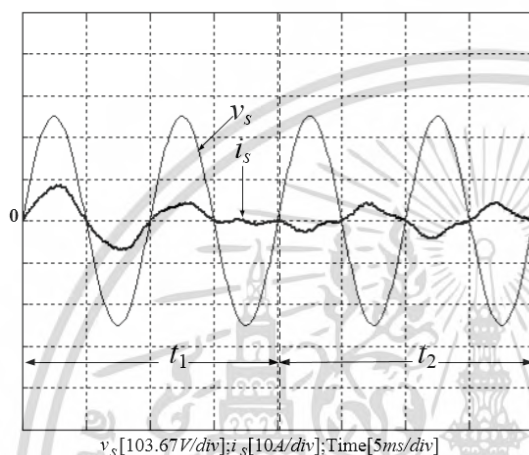


t_1 : โหมดเร็กติไฟเออร์; t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 4.21 (a) ผลการตอบสนองขณะที่ความเร็วโรเตอร์ (n_r) สูงกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), (b) ผลของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), (c) แรงดันกริด (v_s), (d) กระแสกริด (i_s), (e) กระแสบัสไฟตรงเชื่อมโยง (i_{dc}) สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งขณะจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ที่พิกัดโหลด 9 N.m การทำงานที่ความเร็ว 50 เฮิร์ต

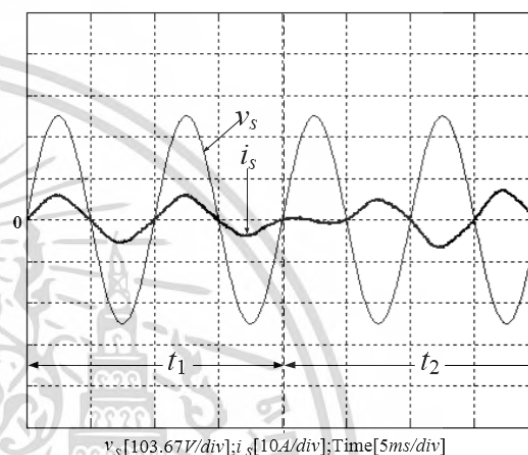
จากรูปที่ 4.22 แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต (a₁) การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM), (a₂) การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ที่พิกัดโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m

ที่ f เท่ากับ 50 เฮิร์ต, (a₁) BSVPWM



t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์; t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์

(a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์; t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์

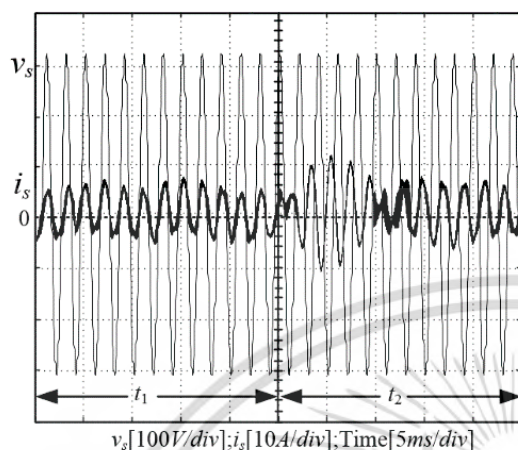
รูปที่ 4.22 เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

4.7 เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.23 (a₁) แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 4.38 Arms ที่พิกัดโหลด 2 N.m และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.13 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m และรูปที่ 4.23 (a₂) การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.80 Arms พิกัดโหลด 2 N.m และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.84 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m

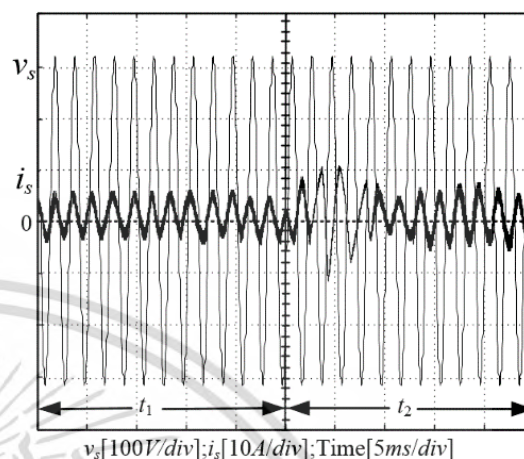
ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเร็กติไฟเออร์ 2 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM



t_1 : โหมดเร็กติไฟเออร์; i_s เท่ากับ 4.38 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์; i_s เท่ากับ 2.13 Arms

(a₂) UBSVPWM

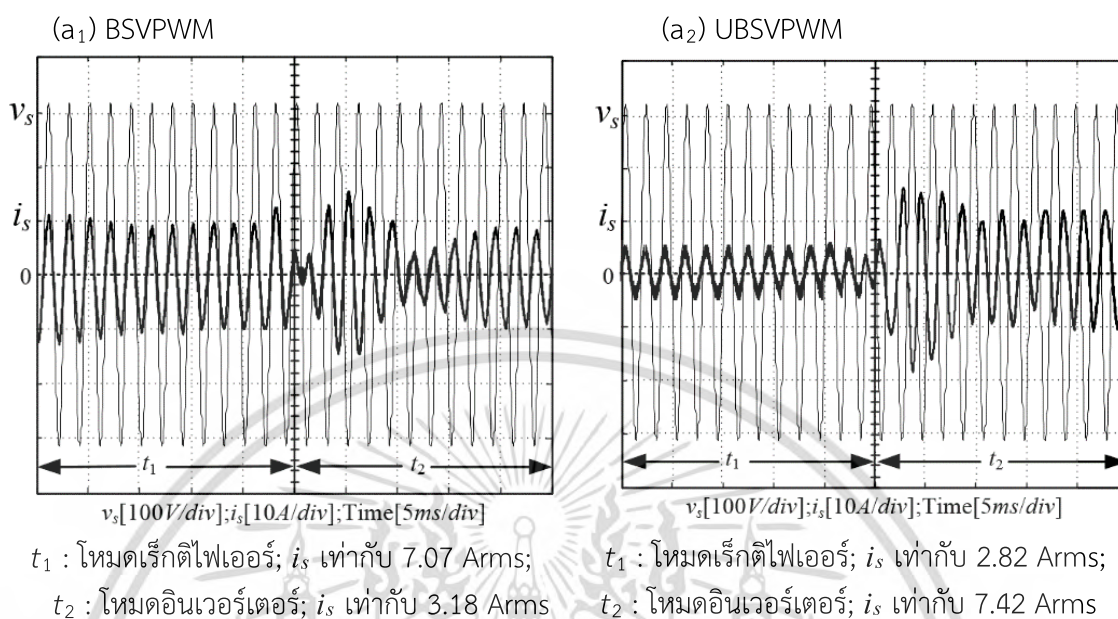


t_1 : โหมดเร็กติไฟเออร์; i_s เท่ากับ 2.80 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์; i_s เท่ากับ 2.84 Arms

รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

จากรูปที่ 4.24 (a₁) แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเร็กติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเร็กติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.07 Arms พิกัดโหลด 2 N.m และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 3.18 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m รูปที่ 4.24 (a₂) การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเร็กติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.82 Arms พิกัดโหลด 2 N.m และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.42 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m

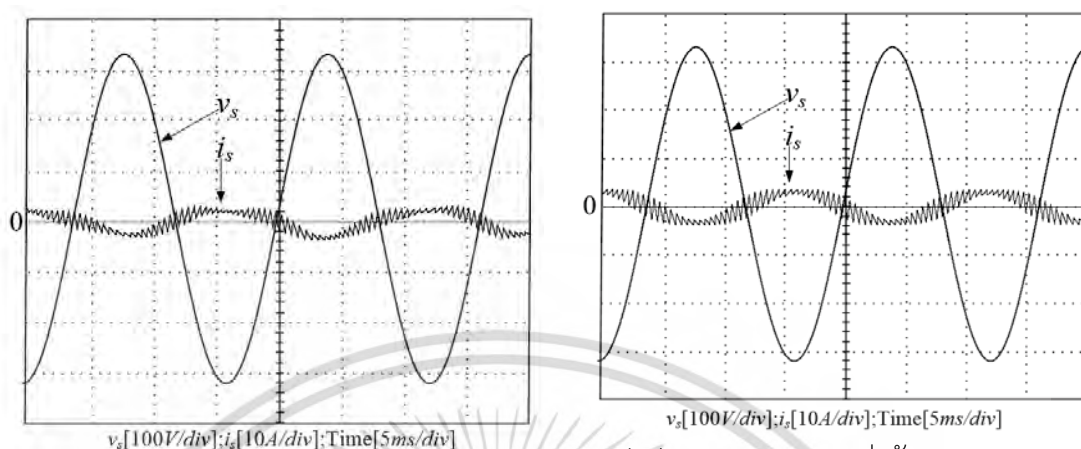
ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m



รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

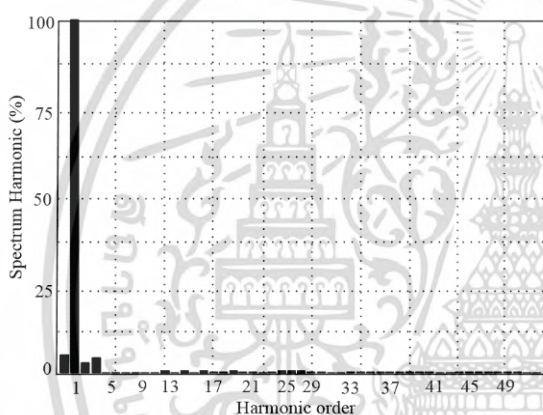
จากรูปที่ 4.25 (a₁) แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.13 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m และผลของฮาร์โมนิกส์สเปกตรัมของกระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 16.50 เปอร์เซ็นต์ แสดงดังรูปที่ 4.25 (a₃) และจากรูปที่ 4.25 (a₂) แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.84 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m และผลของฮาร์โมนิกส์สเปกตรัมของกระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 13.02 เปอร์เซ็นต์ แสดงดังรูปที่ 4.25 (a₂)

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

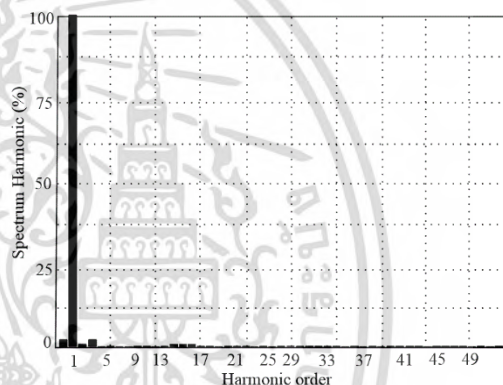


(a₁) BSVPWM, i_s เท่ากับ 2.13 Arms

(a₂) UBSVPWM, i_s เท่ากับ 2.84 Arms



(a₃) BSVPWM, THD _{i_s} เท่ากับ 16.50 %



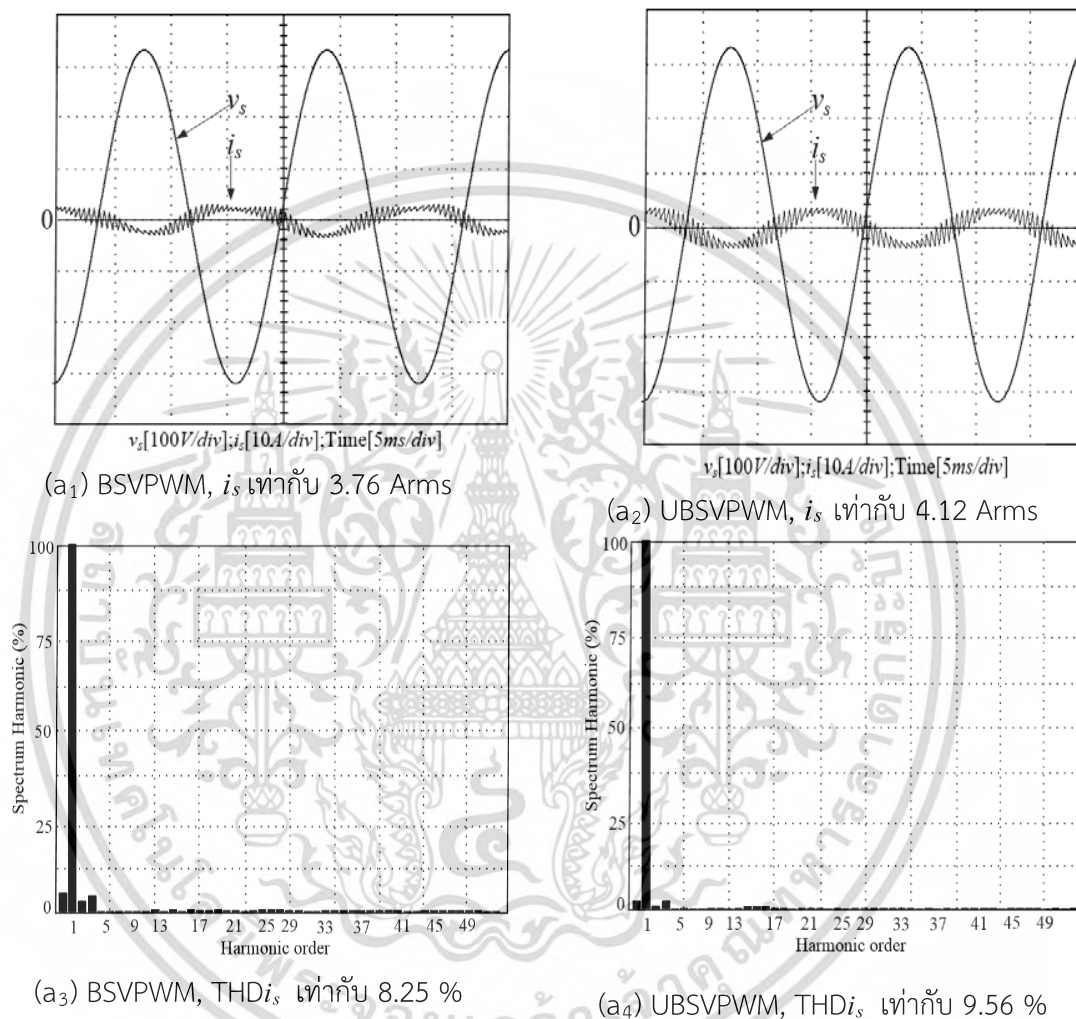
(a₄) UBSVPWM, THD _{i_s} เท่ากับ 13.02 %

รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและฮาร์มอนิกสเปกตรัมของกระแสกริด (THD _{i_s}) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต 9 N.m

จากรูปที่ 4.26 (a₁) แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Simulink/MATLAB ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 3.76 Arms แสดงดังรูปที่ 4.26 (a₁) ที่พิกัดโหลด 9 N.m และผลของฮาร์มอนิกสเปกตรัมของกระแสกริด (THD _{i_s}) เท่ากับ 8.25 เปอร์เซ็นต์ แสดงดังรูปที่ 4.26 (a₃) และจากรูปที่ 4.26 (a₂) แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Simulink/MATLAB ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 4.12 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m และผลของฮาร์มอนิกสเปกตรัมของกระแสกริด (THD _{i_s}) เท่ากับ 9.56 เปอร์เซ็นต์ แสดงดังรูปที่ 4.26 (a₄) ทำการเปรียบเทียบผลของกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ระหว่างผลการจำลองที่ความถี่ 50 Hz เปรียบเทียบระหว่างรูปที่ 4.26 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) กับ 4.26 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันไม่สมมูล (UBSVPWM) และเปรียบเทียบผลของ

สเปกตรัมฮาร์มอนิก ระหว่างรูปที่ 4.26 (a₃) และ 4.26 (a₄) พบว่าผลของการควบคุมแบบการควบคุมการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) ผลรวมของฮาร์มอนิกสเปกตรัมของกระแสกริด (THD_{i_s}) ได้ดีกว่า

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m



รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและฮาร์มอนิกสเปกตรัมของกระแสกริด (THD_{i_s}) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 9 N.m

4.8 เปรียบเทียบผลการจำลองการตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

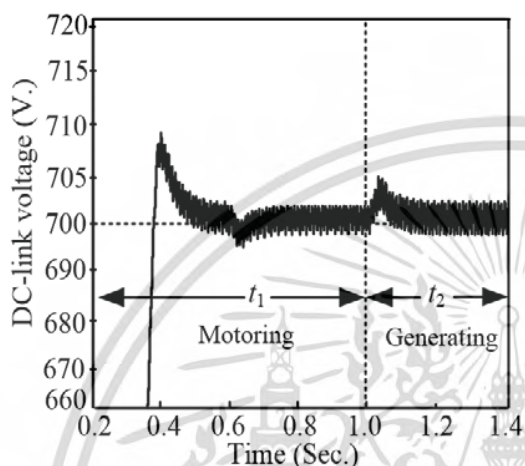
จากรูปที่ 4.27 เปรียบเทียบการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงตรงเชื่อมโยง ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันอ้างอิงที่ 700 โวลต์ ที่ภาระโหลดทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

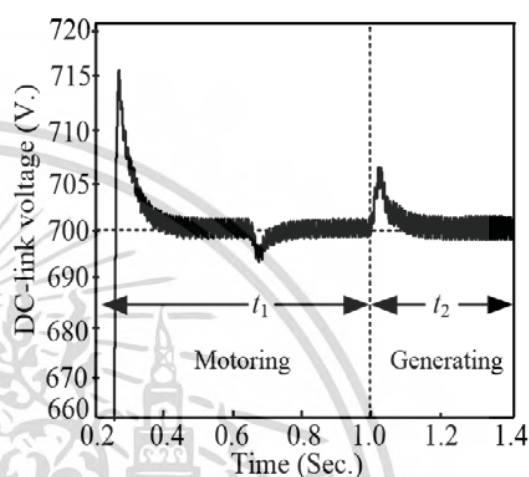
เท่ากับ 9 N.m จะพบว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดัน (ripple) สูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ในการทำงานทั้งสองโหมด

ที่ความเร็ว 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM



(a₂) UBSVPWM



รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง ขณะทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า (t_1) และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า (t_2)

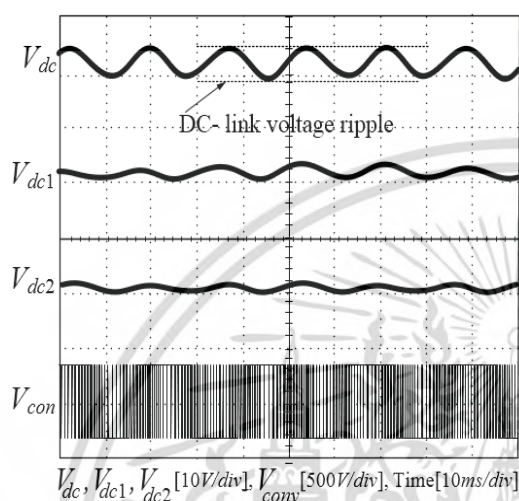
4.9 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.28 เปรียบเทียบผลการจำลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{conv}) ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ ที่ภาระโหลดเบา 2 N.m (Light load) โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ที่ความเร็ว 30 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง $V_{dc(ref)}$ ที่ 700 โวลต์

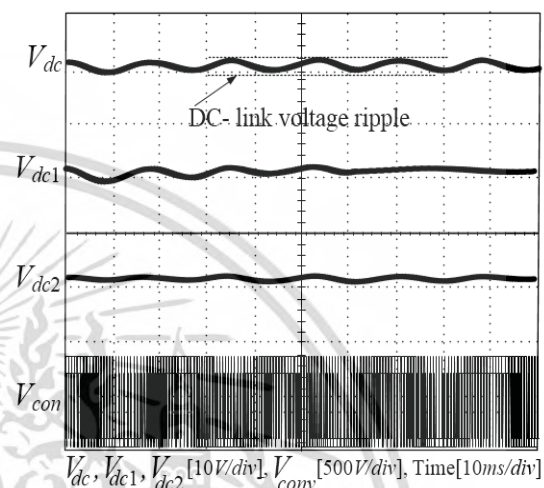
จากรูป 4.28 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 4.20 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.21 เปอร์เซ็นต์

จากรูป 4.28 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.10 เปอร์เซ็นต์

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเร็กติไฟเออร์ 2 N.m

(a₁) BSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.20 เปอร์เซ็นต์

(a₂) UBSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.10 เปอร์เซ็นต์

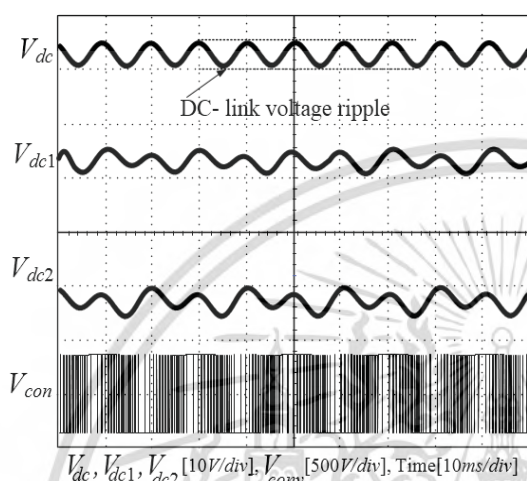
รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเร็กติไฟเออร์, 2 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต

จากรูปที่ 4.29 เปรียบเทียบผลการจำลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{conv}) ขณะทำงานในโหมดเร็กติไฟเออร์ ที่ภาระโหลดเบา 2 N.m (Light load) โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์

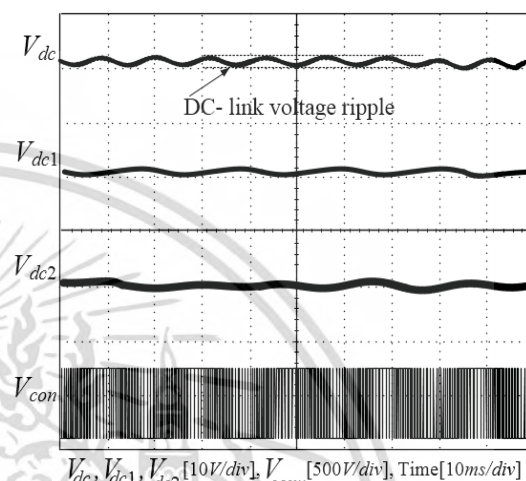
จากรูป 4.29 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 4.80 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.24 เปอร์เซ็นต์

จากรูป 4.29 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (USVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.30 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.12 เปอร์เซ็นต์

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเร็กติไฟเออร์ 2 N.m

(a₁) BSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.30 เปอร์เซ็นต์

(a₂) UBSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.13 เปอร์เซ็นต์

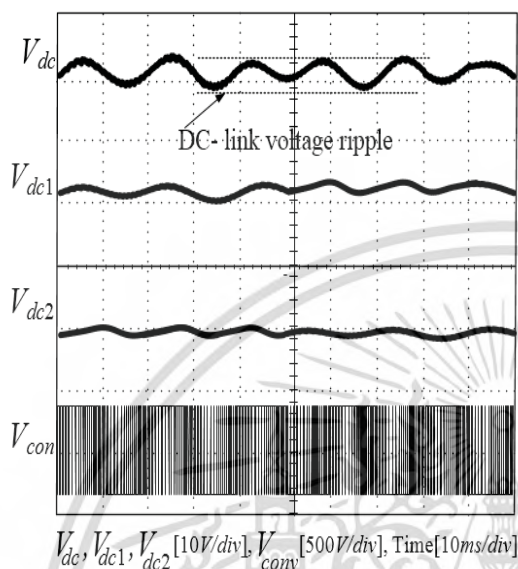
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเร็กติไฟเออร์, 2 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต

จากรูปที่ 4.30 เปรียบเทียบผลการจำลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{con}) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (USVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์

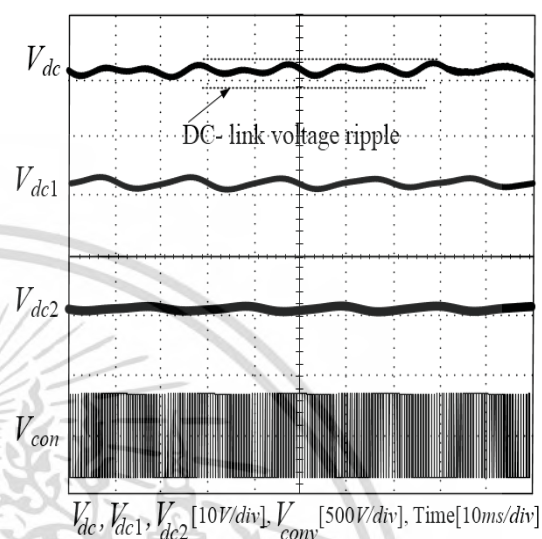
จากรูป 4.30 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 4.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.20 เปอร์เซ็นต์

จากรูป 4.30 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.10 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.11 เปอร์เซ็นต์

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.25 เปอร์เซ็นต์

(a₂) UBSVPWM

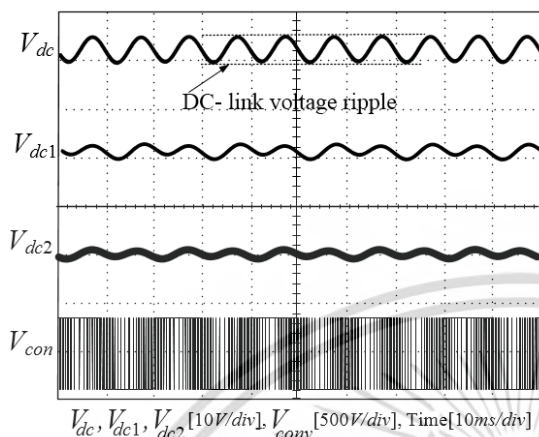
V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.11 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดอินเวอร์เตอร์, 9 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต

จากรูปที่ 4.31 เปรียบเทียบผลการจำลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{conv}) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) และแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์ จากรูป 4.31 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 6.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.30 เปอร์เซ็นต์ จากรูป 4.31 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.10 เปอร์เซ็นต์

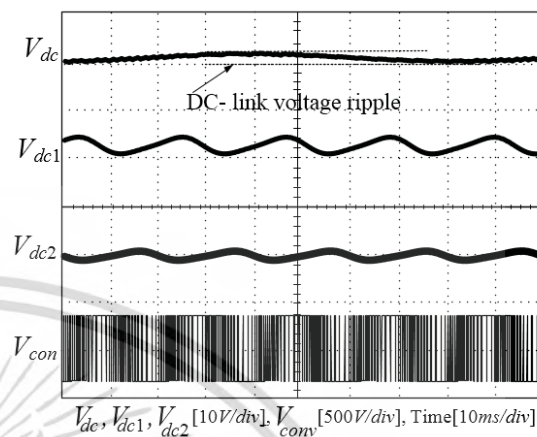
ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM



V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.30 เปอร์เซ็นต์

(a₂) UBSVPWM



V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.10 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดอินเวอร์เตอร์, 9 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต

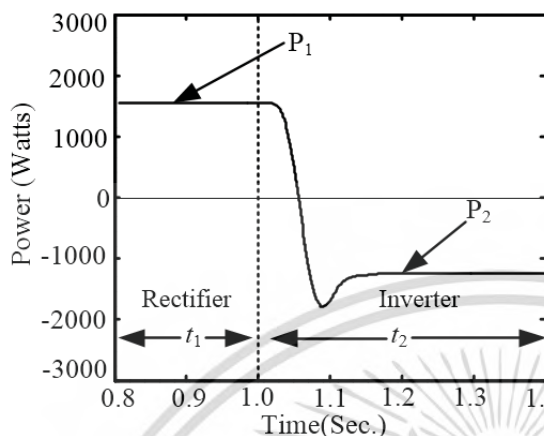
4.10 เปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.32 (a₁) การเปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m จากผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK จำลองการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้ากำลังงานไฟฟ้าด้านอินพุท (+P₁) เท่ากับ 1520 w. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า (-P₂) เท่ากับ 1250 w.

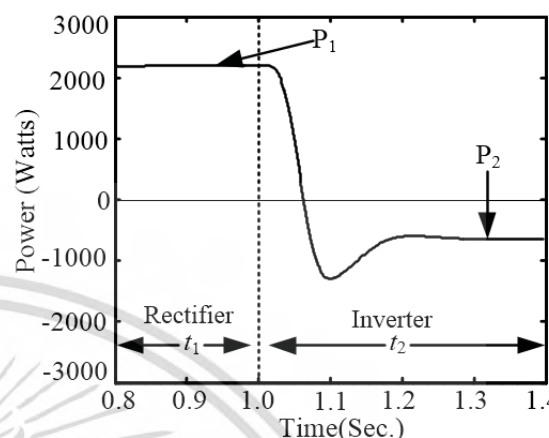
จากรูปที่ 4.32 (a₂) การเปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m จากผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK จำลองการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้ากำลังงานไฟฟ้าด้านอินพุท (+P₁) เท่ากับ 2060 w. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า (-P₂) เท่ากับ 776 w.

สรุปผลการเปรียบเทียบการทำงานทั้งสองโหมดได้ว่า การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ การควบคุมโดยการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) จะใช้กำลังงานไฟฟ้าอินพุท (P₁) ต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์การจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) จะใช้กำลังงานไฟฟ้าอินพุท (P₁) สูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM)

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM

P_1 เท่ากับ 1520 w., P_2 เท่ากับ 1250 w.

(a₂) UBSVPWM

P_1 เท่ากับ 2060 w., P_2 เท่ากับ 776 w.

รูปที่ 4.32 การเปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

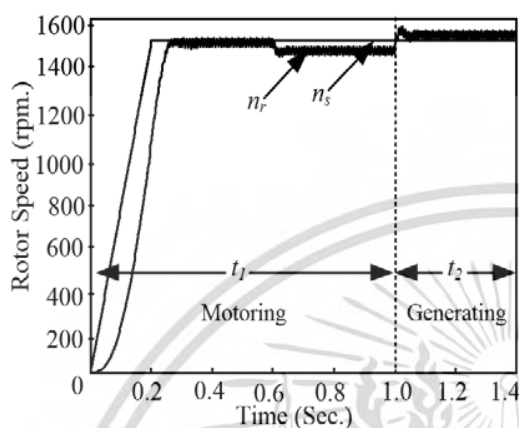
4.11 เปรียบเทียบผลการจำลองความเร็วโรเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 4.33 (a₁) แสดงการเปรียบเทียบผลของการกระเพื่อมความเร็วโรเตอร์ โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยเปรียบเทียบการทำงานประกอบด้วยช่วงเวลา t_1 ขณะสตาร์ท, ขณะไร้อโหลด, ขณะรับภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m ความเร็วรอบโรเตอร์ที่ 1431 rpm. และช่วงเวลา t_2 ขณะเปลี่ยนไปยังการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าความเร็วรอบโรเตอร์ที่ 1543 rpm. จากรูปที่ 4.33 (a₂) แสดงการเปรียบเทียบผลของการกระเพื่อมความเร็วโรเตอร์ โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยเปรียบเทียบการทำงานประกอบด้วยช่วงเวลา t_1 ขณะสตาร์ท, ขณะไร้อโหลด, ขณะรับภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m ความเร็วรอบโรเตอร์ที่ 1460 rpm. และช่วงเวลา t_2 ขณะเปลี่ยนไปยังการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าความเร็วรอบโรเตอร์ที่ 1531 rpm.

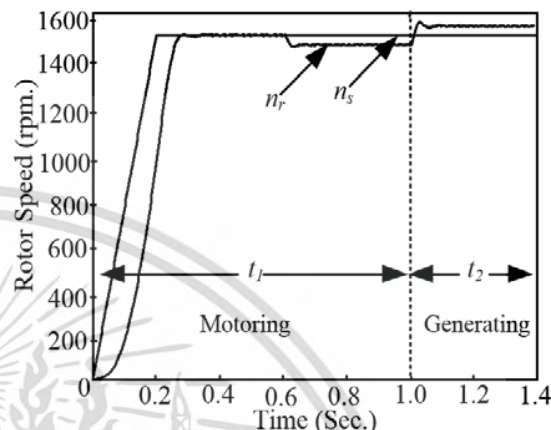
สรุปจากการเปรียบเทียบผลการจำลองในหัวข้อนี้ได้ว่า สมรรถนะของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) นั้นดีกว่าจากการพิสูจน์ในรายงานวิจัย [19] และการเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดนั้น ถึงแม้ว่าความเร็วรอบโรเตอร์ต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) นั้นแต่สามารถส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าเข้ากริดได้มากกว่า, การเปรียบเทียบสมรรถนะในส่วนของการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) นั้นดีกว่าการกระเพื่อมของความเร็วรอบโรเตอร์ต่ำกว่า ทำให้สามารถสรุปได้ว่าทั้ง 2 โหมดการทำงาน การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) นั้นสมรรถนะที่ดีกว่า

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

(a₁) BSVPWM



(a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ 9 N.m เท่ากับ 1431 rpm., t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ 9 N.m เท่ากับ 1543 rpm.

t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ 9 N.m เท่ากับ 1460 rpm., t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ 9 N.m เท่ากับ 1531 rpm.

รูปที่ 4.33 เปรียบเทียบสมรรถนะของความเร็วโรเตอร์ที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m

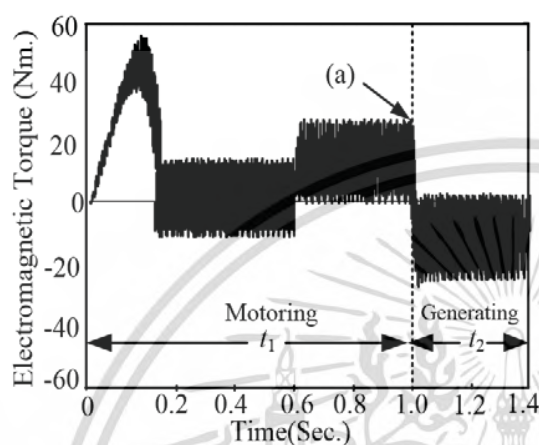
4.12 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.34 (a₁) แสดงการเปรียบเทียบผลของการกระเพื่อมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic torque) โดยการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยเปรียบเทียบการทำงานประกอบด้วยช่วงเวลา t_1 ขณะสตาร์ท, ขณะไร้โหลด และขณะรับภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m และช่วงเวลา t_2 ขณะเปลี่ยนไปยังการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จากรูปที่ 4.34 (a₂) แสดงการเปรียบเทียบผลของการกระเพื่อมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic torque) โดยการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยเปรียบเทียบการทำงานประกอบด้วยช่วงเวลา t_1 ขณะสตาร์ท, ขณะไร้โหลด และขณะรับภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m และช่วงเวลา t_2 ขณะเปลี่ยนไปยังการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

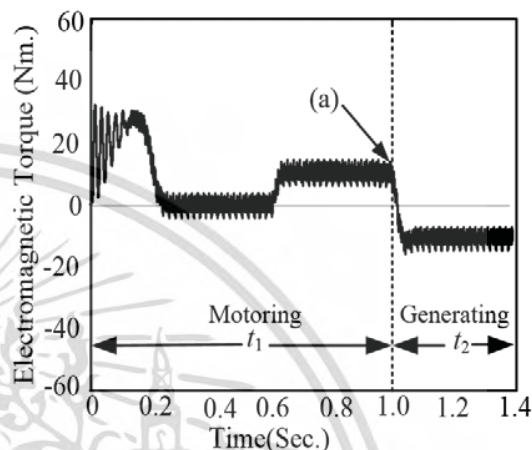
สรุปจากการเปรียบเทียบผลการจำลองในหัวข้อนี้ได้ว่า สมรรถนะของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) นั้น ผลของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้านั้นดีกว่า ของการทำงานทั้ง 2 โหมด ซึ่งได้สอดคล้องกับ [19] ที่ได้มีการพิสูจน์แล้ว ในเรื่องของสมรรถนะของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

(a₁) BSVPWM



(a₂) UBSVPWM

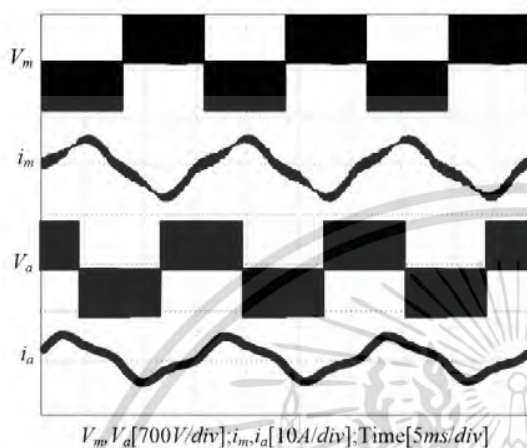
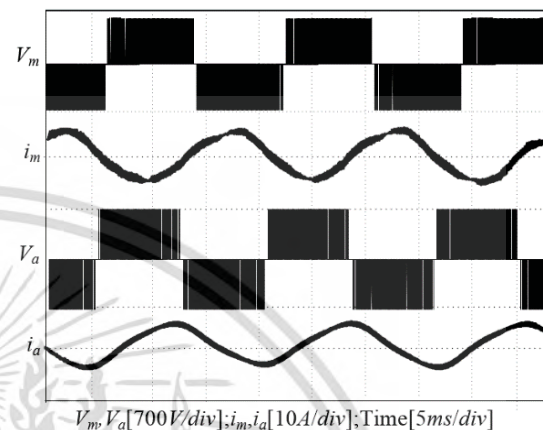


รูปที่ 4.34 เปรียบเทียบแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

4.13 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงดันและกระแสของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.35 ผลการจำลองแรงดันพิตับลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันพิตับลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จากรูปที่ 4.35 (a₁) BSVPWM การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 6.01 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วยเท่ากับ (i_a) เท่ากับ 4.59 Arms. จากรูปที่ 4.35 (a₂) UBSVPWM การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 3.12 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.06 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 4.35 (a₁) การจ่ายแรงดันสมดุล BSVPWM และรูปที่ 4.36 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) พบว่ากระแสที่ไหลขดลวดหลักและขดลวดช่วย การจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM)

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

(a₁) BSVPWM(a₂) UBSVPWM

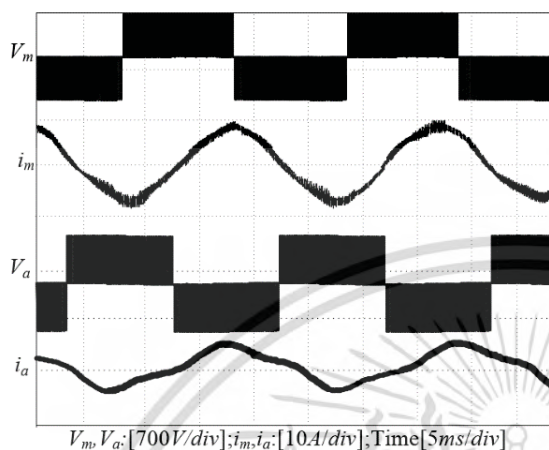
i_m เท่ากับ 6.01 Arms; i_a เท่ากับ 4.59 Arms

i_m เท่ากับ 3.12 Arms; i_a เท่ากับ 3.08 Arms

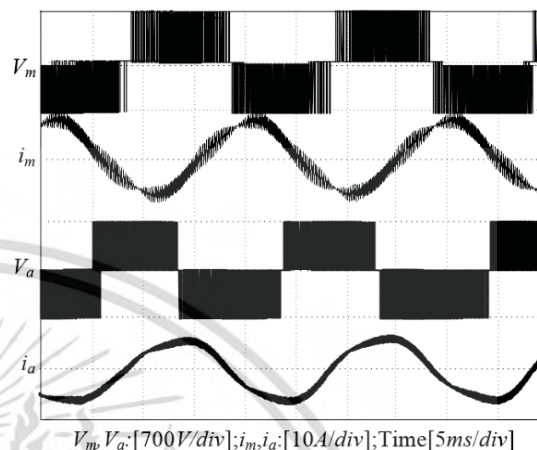
รูปที่ 4.35 การจำลองแรงดันและกระแสที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

แรงดันพีดับปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันพีดับปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จากรูปที่ 4.36 (a₁) BSVPWM การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 5.68 Arms. จากรูปที่ 4.36 (a₂) UBSVPWM การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 5.66 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 4.36 (a₁) การจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) และรูปที่ 4.36 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) พบว่ากระแสที่ไหลขดลวดหลัก ของขดลวดทั้ง 2 ชุดสูงสุดที่พิกัด 7.07 Arms. และกระแสที่ไหลขดลวดช่วยจะใกล้เคียงกัน

โหมดเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM

i_m เท่ากับ 7.07 Arms; i_a เท่ากับ 5.68 Arms

(a₂) UBSVPWM

i_m เท่ากับ 7.07 Arms; i_a เท่ากับ 5.66 Arms

รูปที่ 4.36 การจำลองแรงดันและกระแสที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

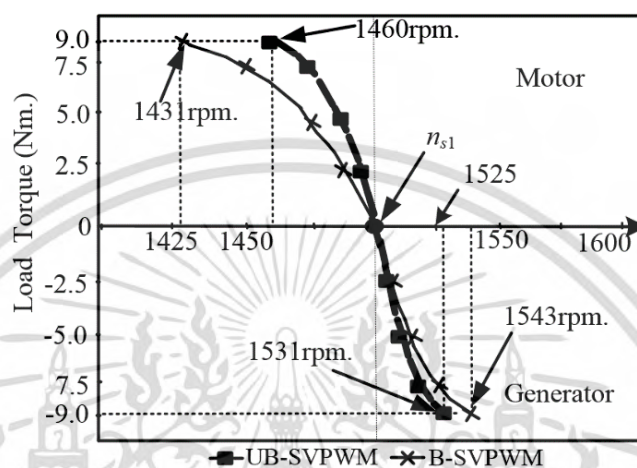
4.14 เปรียบเทียบผลการจำลองแรงบิดสูงสุด-ความเร็วโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.37 เปรียบเทียบผลการจำลอง ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดทางกลกับความเร็วโรเตอร์ของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสขณะจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) และแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 Hz โดยเปรียบเทียบการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า เปรียบเทียบขณะทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลดสูงสุดเท่ากับ 9 N.m ขณะจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1431 rpm. และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ความเร็วโรเตอร์ 1460 rpm.

เมื่อพิจารณาในส่วนของกำลังงานไฟฟ้า ในขณะทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่า P_{in} (UBSVPWM) สูงกว่า P_{in} (BSVPWM) เนื่องจาก n_r (UBSVPWM) สูงกว่า n_r (BSVPWM) โดยที่ป้อนแรงบิดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m เปรียบเทียบขณะทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลดสูงสุดเท่ากับ 9 N.m ขณะจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ความเร็วโรเตอร์ 1531 rpm. และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ความเร็วโรเตอร์ 1543 rpm.

เมื่อพิจารณาในส่วนของกำลังงานไฟฟ้าขณะทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่า P_{in} (UBSVPWM) ต่ำกว่า P_{in} (BSVPWM) โดยที่ภาระแรงบิดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m เนื่องจาก n_r (UBSVPWM) ต่ำกว่า n_r (BSVPWM) จากผลการจำลองการทำงานทั้ง 2 โหมด สามารถสรุปได้ว่า การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) มีสมรรถนะที่ดีกว่า คือในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ สมรรถนะแรงบิดที่ดีกว่าคือความเร็วรอบโรเตอร์ไม่ลดต่ำลงมาก หรือให้ค่าสลลิป (s) ที่ดีกว่า n_s (slip,UBSVPWM สูงกว่า slip,BSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำ

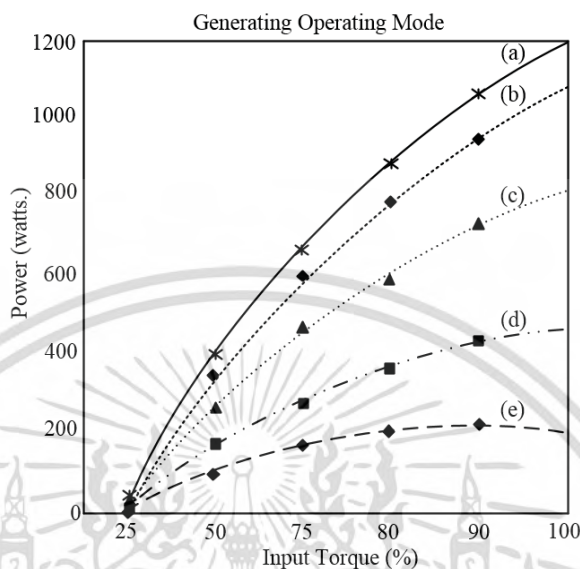
ไฟฟ้า การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ความเร็วรอบมอเตอร์จะต่ำกว่า ควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) แต่การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริดได้มากกว่า นั่นหมายถึงกำลังงานอินพุทของการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) นั้นต่ำกว่า โดยที่ป้อนโหลดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m



รูปที่ 4.37 ผลการจำลองแรงบิดสูงสุด-ความเร็วมอเตอร์ระหว่างการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM)

4.15 เปรียบเทียบผลการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดทางกลด้านอินพุทที่ความถี่ต่าง ๆ ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดทางกลที่ความถี่ต่าง ๆ ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสในการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM), (a) m_a เท่ากับ 1, f เท่ากับ 50 เฮิร์ต, (b) m_a เท่ากับ 0.8, f เท่ากับ 40 เฮิร์ต, (a) m_a เท่ากับ 0.7, f เท่ากับ 35 เฮิร์ต, (a) m_a เท่ากับ 0.5, f เท่ากับ 25 เฮิร์ต, (a) m_a เท่ากับ 0.25, f เท่ากับ 12 เฮิร์ต ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จากรูปที่ 4.38 จะเห็นว่าเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จะให้สมรรถนะสูงที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m โดยผลการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) จะให้สมรรถนะดีกว่าการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) เนื่องจากการไม่สมดุลของค่าอิมพีแดนซ์ขดลวด จากรูปที่ 4.39 จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าจะเป็นมอเตอร์ เนื่องจากแรงบิดต่ำ และประสิทธิภาพก็จะต่ำไปด้วย

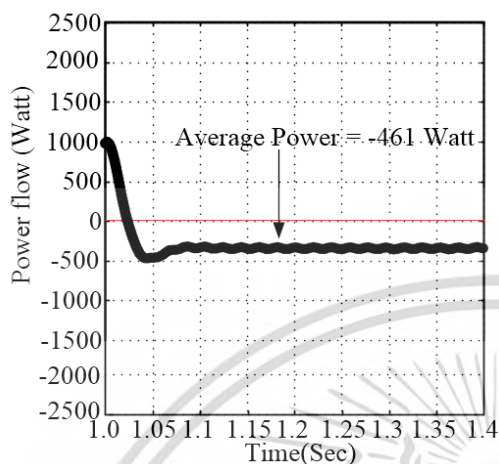
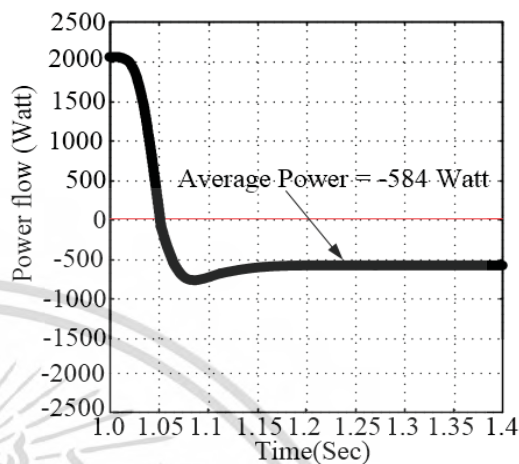


รูปที่ 4.38 เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดกับกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดทางกลที่ป้อนที่ความถี่ต่างๆ ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสในการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM), (a) m_a เท่ากับ 1, f เท่ากับ 50 เฮิร์ต, (b) m_a เท่ากับ 0.8, f เท่ากับ 40 เฮิร์ต, (c) m_a เท่ากับ 0.7, f เท่ากับ 35 เฮิร์ต, (d) m_a เท่ากับ 0.5, f เท่ากับ 25 เฮิร์ต, (e) m_a เท่ากับ 0.25, f เท่ากับ 12 เฮิร์ต

4.16 เปรียบเทียบผลการจำลองการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าคินสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 4.39 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK ดังรูปที่ 4.39 (a₁) และ 4.39 (a₂) แสดงการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า พิจารณารูปที่ 4.39 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด -461 w. พิจารณาจากรูปที่ 4.39 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด -584 w.

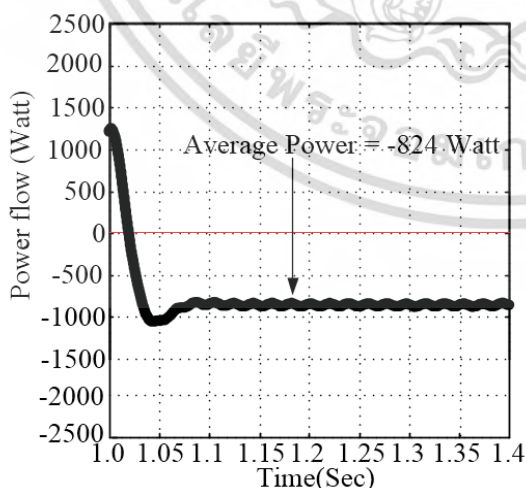
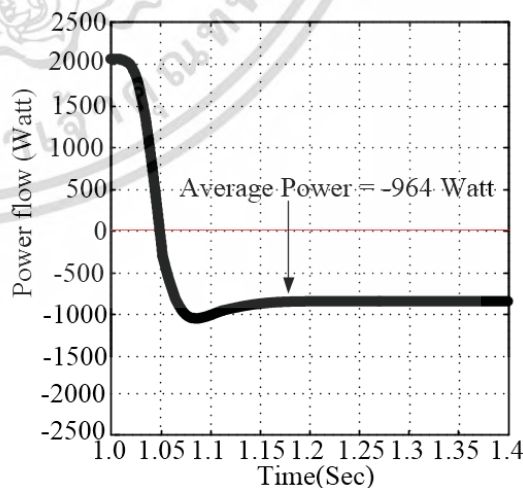
โหมดเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM(a₂) UBSVPWM

รูปที่ 4.39 เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าคืนสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่โหลด 9 N.m, ความถี่ 30 เฮิร์ต

จากรูปที่ 4.40 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK ดังรูปที่ 4.40 (a₁) และ 4.40 (a₂) แสดงการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m ทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า พิจารณารูปที่ 4.40 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด -824 w. พิจารณาจากรูปที่ 4.40 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด -964 w.

โหมดเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM(a₂) UBSVPWM

รูปที่ 4.40 เปรียบเทียบผลการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด โดยเทคนิคการจ่ายแรงดันเอาต์พุตแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ความถี่ 50 เฮิร์ต

จากการเปรียบเทียบผลการจำลองระหว่างการควบคุมที่ความถี่ 30 เฮิร์ต และที่ความถี่ 50 เฮิร์ต พบว่า ที่ความถี่เดียวกัน เทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริดได้สูงกว่า ในขณะที่ป้อนแรงบิดทางกลที่เต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m เท่ากัน และพิจารณาจากรูปที่ 4.39 (a₁) และรูปที่ 4.40 (a₁) การจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อม (ripple) ของกำลังงานไฟฟ้าสู่กริดอย่างเห็นได้ชัดเจน ส่วนการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถส่งคืนกำลังงานไฟฟ้าได้สูงกว่าและการเกิดการกระเพื่อมของกำลังงานไฟฟ้าได้ ที่ดีกว่าโดยสืบเนื่องมาจากการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดในเครื่องจักรกลไฟฟ้า [19]

4.17 เปรียบเทียบผลการจำลองหาประสิทธิภาพการจ่ายโหลดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้ากับเปอร์เซ็นต์แรงบิดโหลดทางกล

จากรูปที่ 4.41 แสดงการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดทางกลของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณกับผลจากการทดลอง ระหว่างการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) และการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) แสดงรายละเอียดดังนี้

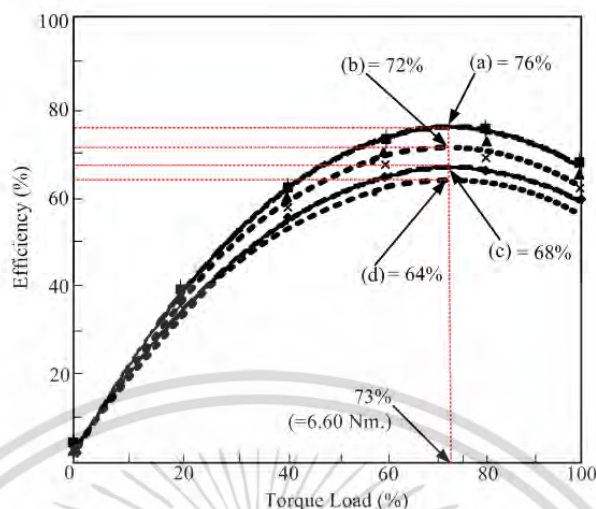
กราฟ (a) โดยผลจากการคำนวณจุดสูงสุด ของการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) อยู่ที่ 76 เปอร์เซ็นต์

กราฟ (b) โดยผลจากการทดลองจุดสูงสุดการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) อยู่ที่ 72 เปอร์เซ็นต์

กราฟ (c) โดยผลจากการคำนวณจุดสูงสุดการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) อยู่ที่ 68 เปอร์เซ็นต์

กราฟ (d) โดยผลจากการทดลองจุดสูงสุดการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) อยู่ที่ 64 เปอร์เซ็นต์

จากการเปรียบเทียบผลระหว่างผลจากการคำนวณกับผลการทดลอง พบว่าเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จุดตัดประสิทธิภาพสูงสุดกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดสูงสุดอยู่ที่ตำแหน่ง 73 เปอร์เซ็นต์หรือเท่ากับ 6.60 N.m และสาเหตุที่ว่าผลที่ได้จากการจำลองสูงกว่าผลจากการทดลองนั้น เป็นสาเหตุมาจากการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK การทำงานของระบบนั้นไม่ได้คิดค่าความสูญเสียในระบบ และค่าความสูญเสียจากเครื่องจักรกลไฟฟ้า



รูปที่ 4.41 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการจ่ายโหลดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้ากับเปอร์เซ็นต์แรงบิดทางกล

4.18 สรุป

จากการเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ระหว่างระบบควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่ไม่สมดุลทางค่าพารามิเตอร์ พิกัด 1.5 kW. ที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายระบบ 1 เฟส โดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามกิ่ง (3-leg VSI) โดยเปรียบเทียบการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถสรุปผลการเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคทั้ง 2 วิธี โดยแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. ด้านกริดหรือโครงข่ายระบบ 1 เฟส ที่ความถี่ต่ำพิจารณาในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จากผลการจำลองที่ความถี่ 30 เฮิร์ต และที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m ค่าฮาร์มอนิกสักระยะ (THD_i) เทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าเทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบผลของฮาร์มอนิกสักระยะ (THD_i) ระหว่างความถี่ 30 เฮิร์ต กับความถี่ 50 เฮิร์ต จะพบว่าฮาร์มอนิกสักระยะ (THD_i) ความถี่ 30 เฮิร์ต จะสูงกว่าความถี่ 50 เฮิร์ต

2. ที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง เทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันไฟตรงสูงกว่าเทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันไฟตรงพบว่าที่ความถี่ต่ำหรือที่ 30 เฮิร์ต เทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบผลการกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันไฟตรงระหว่างความถี่ 30 เฮิร์ต กับความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m พบว่าความถี่ต่ำ 30 เฮิร์ต จะสูงกว่าความถี่ 50 เฮิร์ต

3. ด้านเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าพบว่าเทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อม (ripple) ของความเร็วโรเตอร์ (n_r), การกระเพื่อม (ripple) ของความแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) การทำงานทั้ง 2 โหมด สูงกว่าเทคนิคการควบคุมเครื่องกำเนิดโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมมูล (UBSVPWM)

4. ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองกำลังงานไฟฟ้าด้านกริดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์

สรุปผลการเปรียบเทียบการทำงานทั้งสองโหมดได้ว่า การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ การควบคุมโดยจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) จะใช้กำลังงานไฟฟ้า (P_1) ต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า การจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) จะใช้กำลังงานไฟฟ้า (P_1) สูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) สามารถส่งถ่ายกำลังงานได้สูงกว่าการควบคุมโดยจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM)

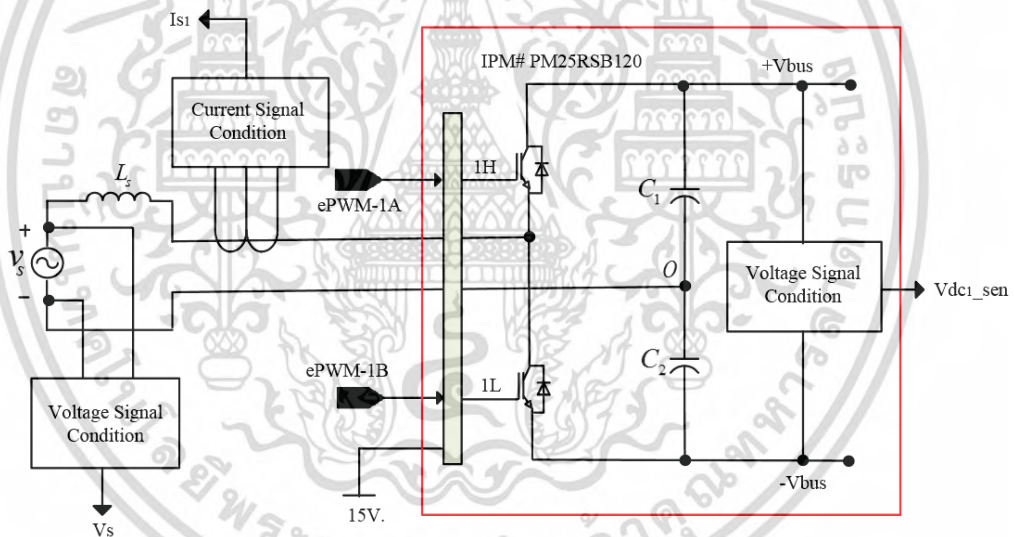
เมื่อพิจารณาในส่วนของกำลังงานไฟฟ้า ในขณะที่ทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่า P_{in} (UBSVPWM) สูงกว่า P_{in} (BSVPWM) โดยที่ภาระโหลดแรงบิดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m โดยความเร็วของโรเตอร์ (n_r) แบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) จะสูงกว่าความเร็วของโรเตอร์ (n_r) แบบการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) เมื่อพิจารณาทางด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้า ในส่วนของกำลังงานไฟฟ้าขณะทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่า P_{in} (UBSVPWM) ต่ำกว่า P_{in} (BSVPWM) โดยที่ภาระโหลดแรงบิดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m และความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) ของการควบคุมการจ่ายแรงดันไม่สมมูล (UBSVPWM) จะต่ำกว่าความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) ของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM)

บทที่ 5

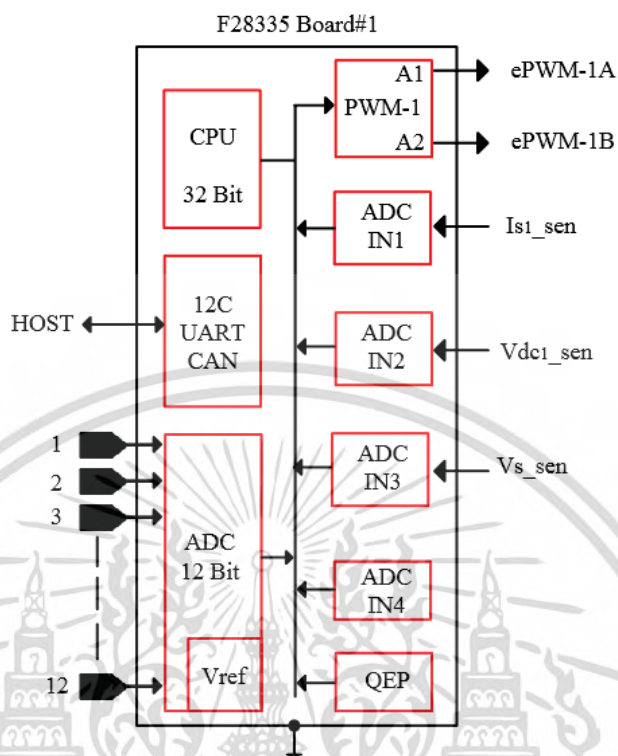
ออกแบบวงจรและการสร้างฮาร์ดแวร์

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรควบคุมวงจรถูกกำลังและการสร้างฮาร์ดแวร์ โดยวงจรที่ได้ ออกแบบสร้างขึ้นประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ วงจรลดทอนระดับแรงดันด้านกริด (v_s) วงจรวัดกระแส ด้านกริด (i_s) วงจรวัดแรงดันไฟตรงที่บัสดีซีลิ่ง (V_{dc_actual}) โดยการแปลงสัญญาณดังกล่าวนี้เป็นสัญญาณ ดิจิตอล เพื่อนำไปประมวลผลในไมโครคอนโทรลเลอร์โดยสัญญาณขาออกเป็นสัญญาณการควบคุม กระแสแบบปรับเปลี่ยนแปลงขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส สำหรับการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ ด้านหน้าที่เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟสสามารถควบคุมการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง โดยรูปที่ 5.1 วงจรตรวจจับสัญญาณคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้า และรูปที่ 5.2 แสดงการเชื่อมต่อสัญญาณกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000



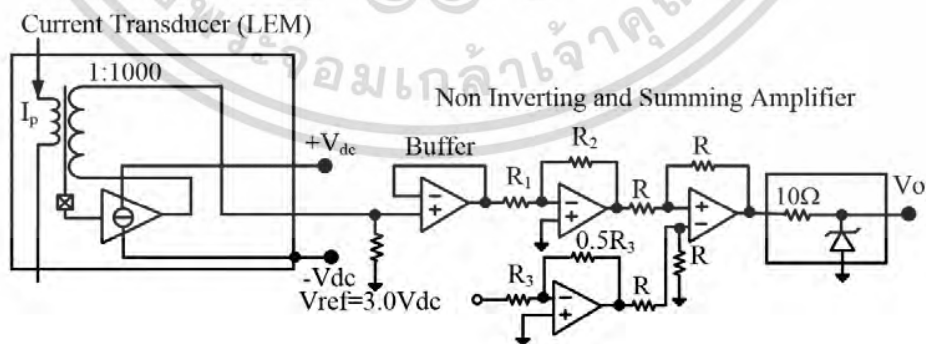
รูปที่ 5.1 วงจรตรวจจับสัญญาณคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้ากับบอร์ด C2000



รูปที่ 5.2 การเชื่อมต่อสัญญาณเข้าและออกของไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ของคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้านหน้า

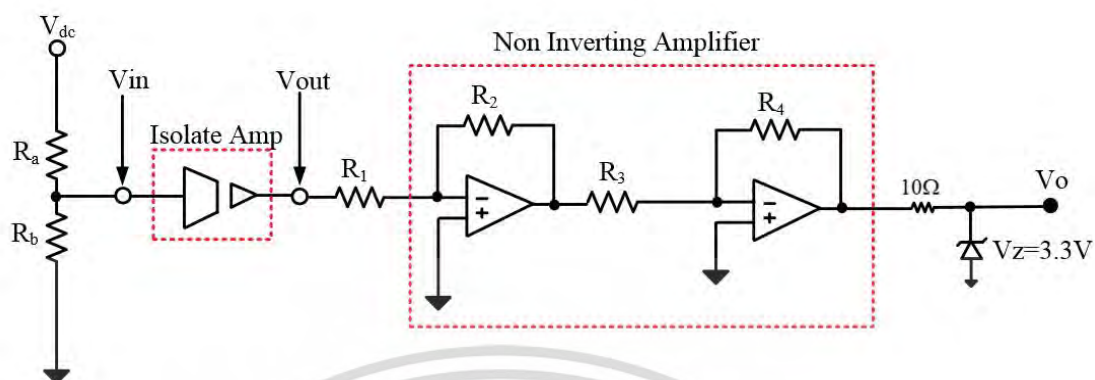
5.2 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันและกระแส

จากรูปที่ 5.3 แสดงวงจรการตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส โดยสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ วงจรตรวจจับแรงดันด้านกริด (v_s) และวงจรตรวจจับกระแสทางด้านไฟสลับ (i_s) และวงจรตรวจจับแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) แสดงรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.3 วงจรตรวจจับกระแสโดยใช้ Current Transducer แบบ Hall effect

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



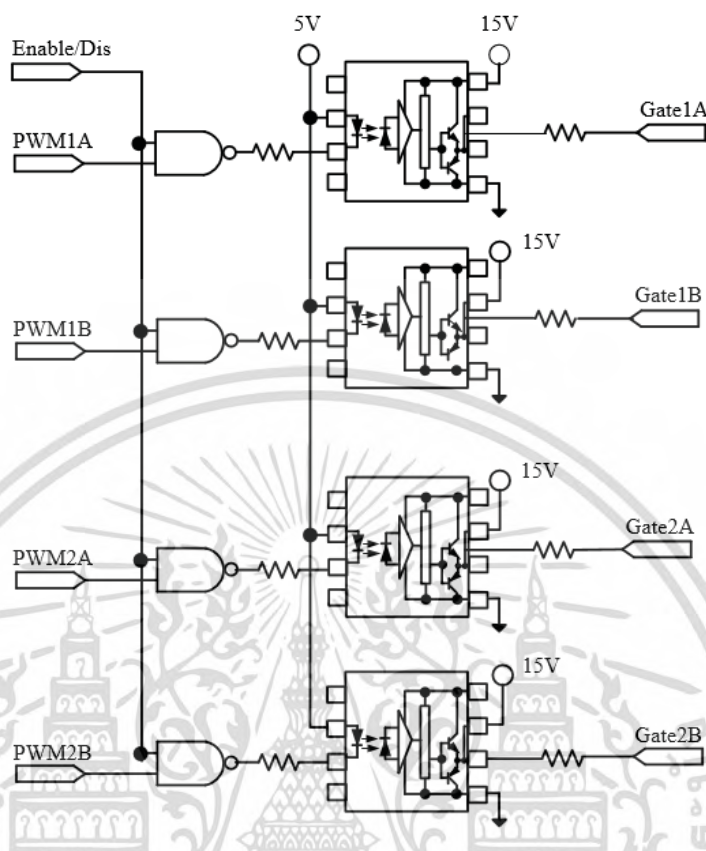
รูปที่ 5.5 วงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงที่บัสดีซีลิงค์โดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมและวงจรกำลัง

$$V_o = \frac{R_2 R_4 R_b}{R_1 R_3 (R_a + R_b)} V_{dc} \quad (5.5)$$

วงจรตรวจจับแรงดันไฟสลับ (v_s) และวงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงหรือที่ดีซีลิงค์ (V_{dc}) สามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5 ตามลำดับ โดยใช้ Isolation Amplifier เบอร์ 124 เป็นตัวตรวจจับและลดทอนสัญญาณระดับสัญญาณไฟตรง และเป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณแรงดัน สามารถปรับขนาดและยกระดับสัญญาณโดยใช้วงจร Non-Inverting and Summing Amplifier แต่สำหรับวงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง จะไม่ได้ยกระดับสัญญาณ สามารถคำนวณแรงดันขาออกและอัตราขยายของวงจรได้จากสมการที่ 6.3 ถึง 6.5

5.3 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน วงจรประวิงเวลา และการต่อขาสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์

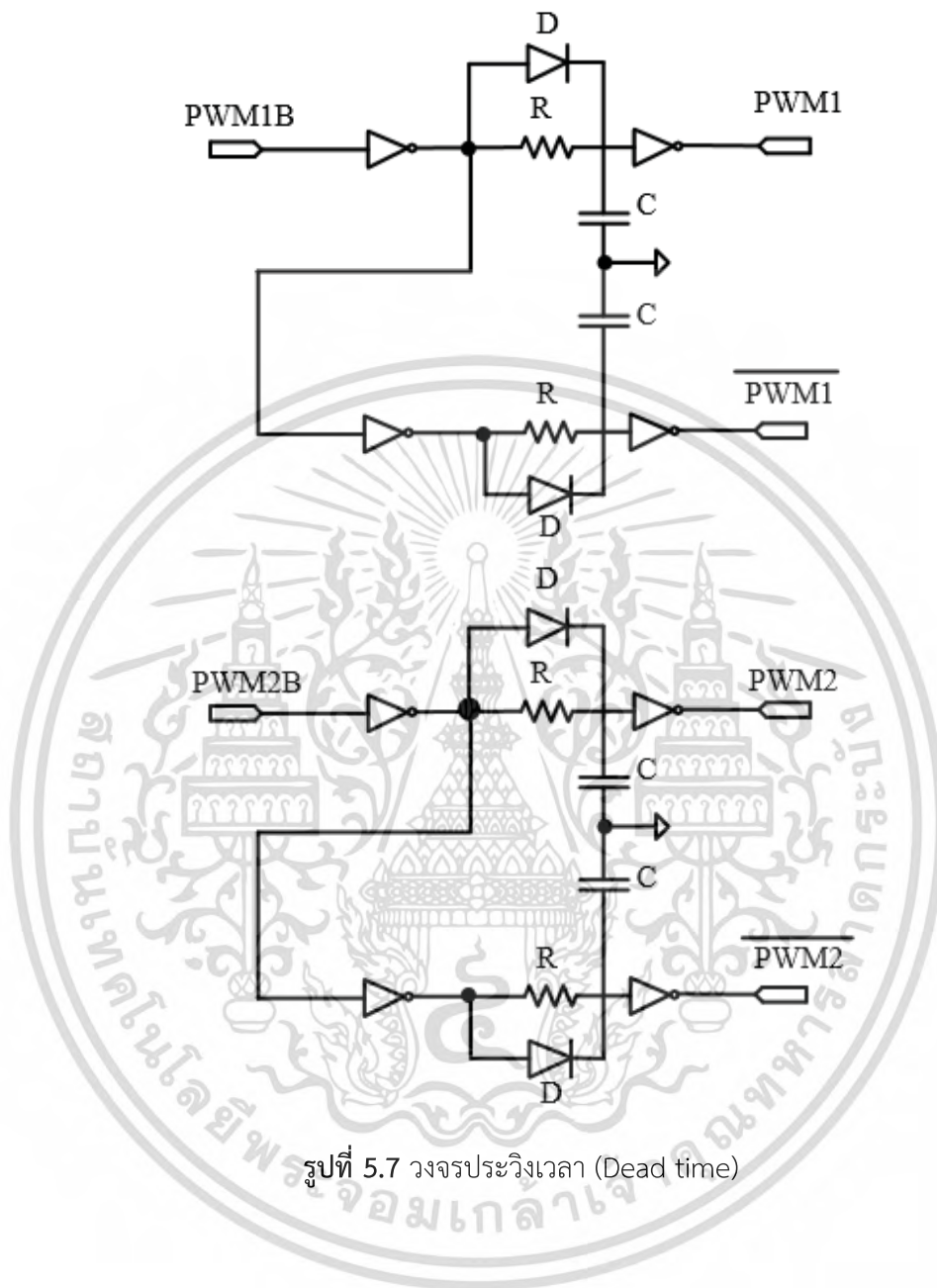
จากรูปที่ 5.6 แสดงวงจรขับเคลื่อนซึ่งสัญญาณขาเข้าเป็นแบบ Active High และสัญญาณขาออกเป็นแบบ Active Low โดยที่วงจรมีสามารถควบคุมการทำงานและหยุดการทำงานของสัญญาณขับเคลื่อนได้ โดยใช้ออฟโตไอโซเลท เบอร์ TLP250 และใช้ Intelligent Power Module (IPM) เบอร์ PM25RSB120 ซึ่งเป็นโมดูล IGBT พิกัด 1200 โวลต์ 25 แอมแปร์ ซึ่งแรงดันขับเคลื่อนเป็นแบบ Active Low ซึ่งสามารถ On IGBT ที่แรงดัน 0 โวลต์ และ Off ที่แรงดัน 15 โวลต์ได้



รูปที่ 5.6 วงจรขับเคลื่อนที่สามารถสั่งใช้งานและหยุดใช้งานสัญญาณขับเคลื่อนได้

วงจรประวิงเวลาที่เลือกใช้งาน โดยเลือกใช้วงจร RC ซึ่งสามารถคำนวณค่าคงที่ทางเวลา (Time constant) ได้จาก $V_{LOW} = 5 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$ คือแรงดันลอจิกศูนย์ ของไอซี Not Logic gate และได้อธิบายวงจรประวิงเวลาดังในรูปที่ 5.7

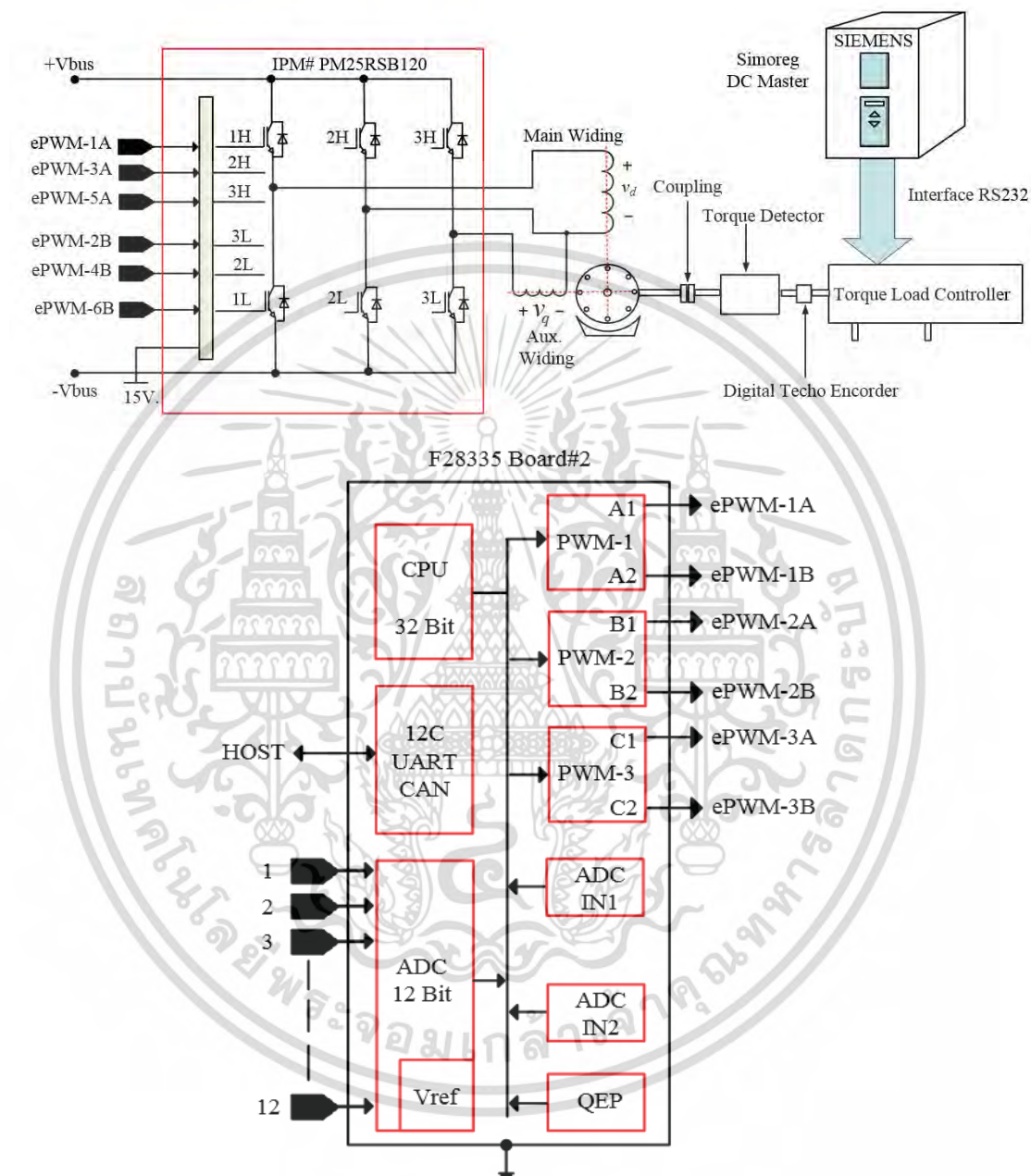
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 วงจรประวิงเวลา (Dead time)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การออกแบบควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งแรงดันเอาต์พุตสองเฟสสำหรับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

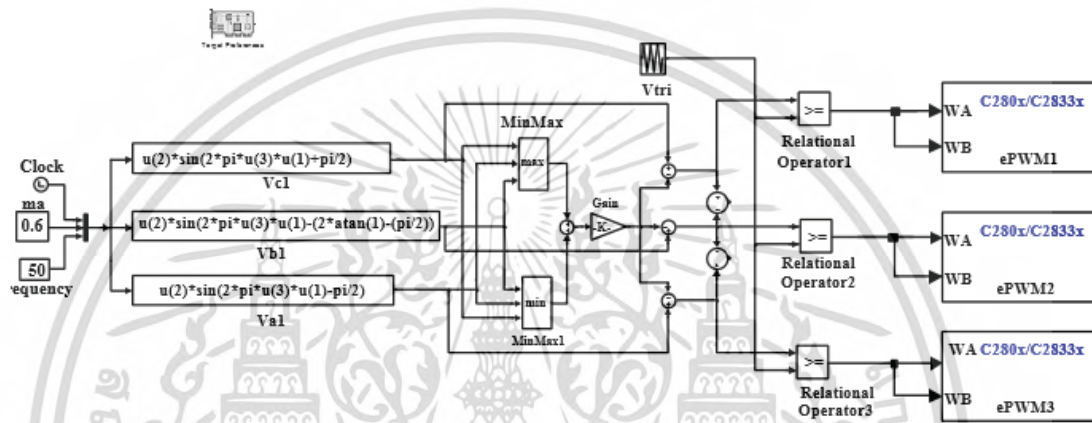


รูปที่ 5.8 บอร์ด C2000 ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแรงดันเอาต์พุตสองเฟสสำหรับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

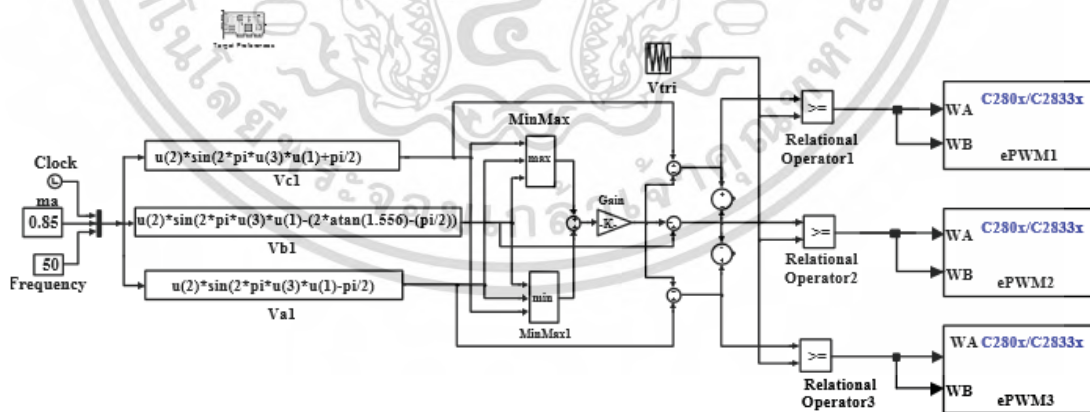
จากรูปที่ 5.8 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันชนิด 3 กิ่งเอาต์พุตแบบสองเฟส โดยการเขียนบล็อกโตะแกรมควบคุมสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Space – Vector Pulse Width Modulation; svpwm) แบบการจ่ายแรงดันแบบดูล (BSVPWM) และแบบไม่สมดูล (UBSVPWM) และทำการกำหนดขาเอาต์พุต ePWM-1A, ePWM-2A และ ePWM-3A ขั้วชุดสวิตช์ด้านบน (upper witch) และ ePWM-1B, ePWM-2B และ ePWM-3B ขั้วชุดสวิตช์ด้านล่าง (lower switch) แล้วทำการคอมไพล์โปรแกรม CCS V6.0 เพื่ออัปเดตโปรแกรมลง C2000 เพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยจากรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 ตามลำดับ แสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ที่ความถี่ 50 เฮิรต์ โดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดูล (BSVPWM) และแบบไม่สมดูล (UBSVPWM)

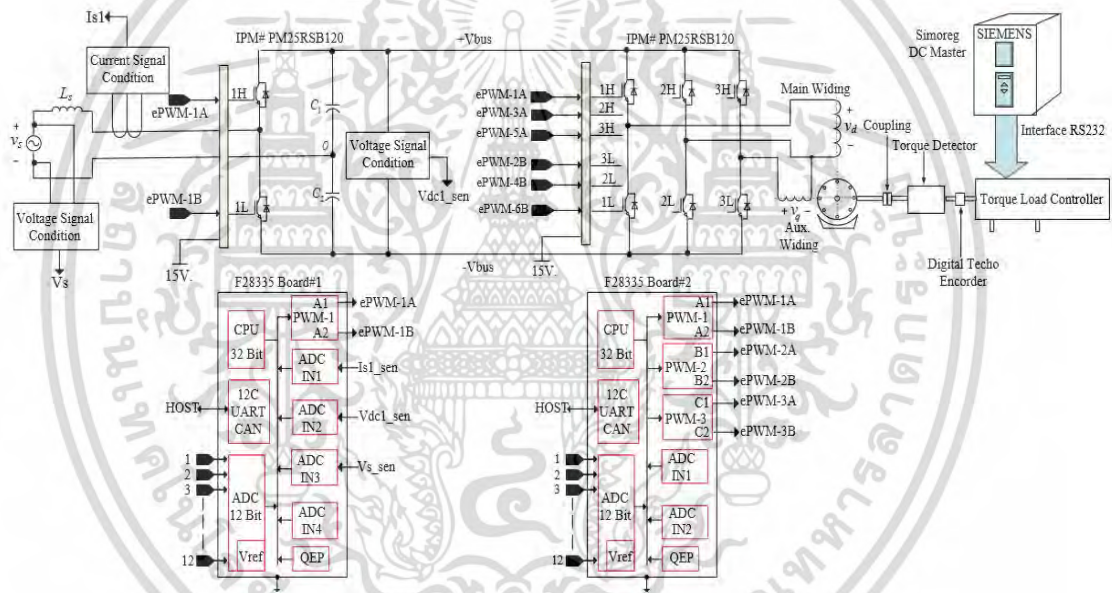


รูปที่ 5.9 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมโดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดูล (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิรต์



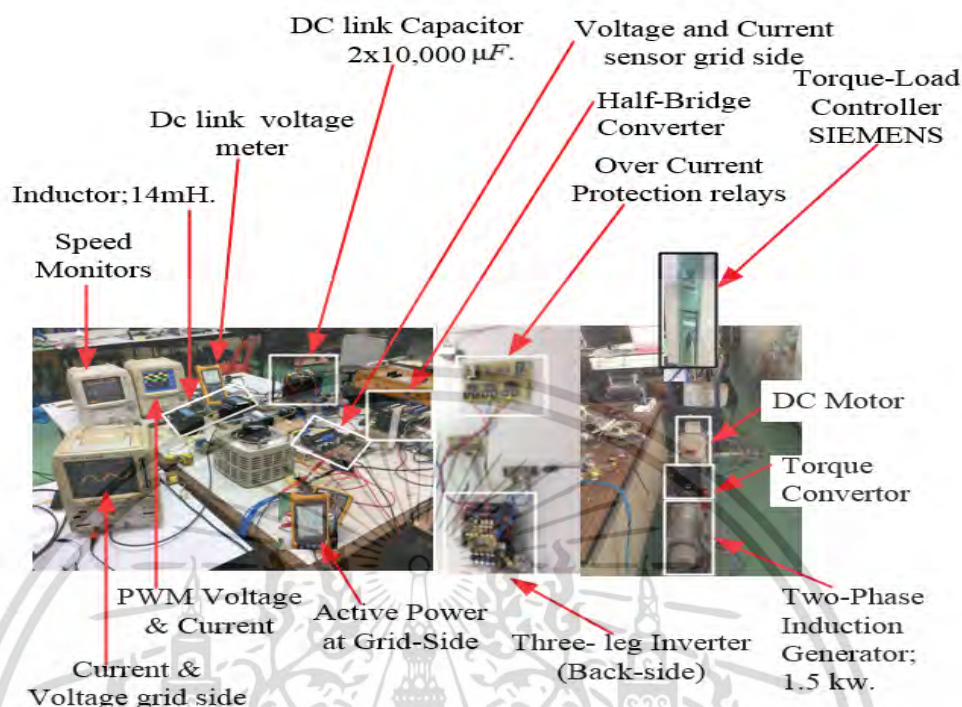
รูปที่ 5.10 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมโดยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดูล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิรต์

จากรูปที่ 5.11 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส การใช้งานบอร์ด C2000 ร่วมกับ Simulink/MATLAB การสร้างสัญญาณขับเคลื่อนแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (Space – Vector Pulse Width Modulation; SVPWM) แบบสมดุค (BSVPWM) และแบบไม่สมดุค (UBSVPWM) โดยเริ่มจากการเขียนไฟล์บนโปรแกรม Matlab/SIMULINK 2012a ซึ่งในไลบรารีจะมีบอร์ดการดำเนินการอินเตอร์เฟสโปรแกรม และการกำหนดขาเอาต์พุต ePWM-1A, ePWM-2A และ ePWM-3A ขับชุดสวิตช์ด้านบน (upper switch) และ ePWM-1B, ePWM-2B และ ePWM-3B ขับชุดสวิตช์ด้านล่าง (lower switch) แล้วทำการคอมไพล์โปรแกรม CCSV6.0 เพื่ออัปเดตโปรแกรมลง C2000 เพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ และจากรูปที่ 5.11 แสดงการทดลองระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสพิกัด 1.5 kW. ที่ใช้ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 5.11 ระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสทั้งระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 การทดลองจริงทั้งระบบของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

5.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรและสร้างฮาร์ดแวร์ของ ระบบระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสทั้งระบบ โดยประกอบด้วยชุดคอนเวอร์เตอร์ 2 ชุดโดยระบบควบคุมการทำงานอิสระจากการ โดยประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าเป็นชนิดคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ สำหรับเชื่อมต่อกับโครงข่ายระบบ 1 เฟส โดยการควบคุมให้ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง (Bi-direct power flows) และใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีซชนิดปรับแบนด์ได้ (Adaptive current control) ทำให้ผลของฮาร์มอนิกส์กระแสลดลง และระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่ง (3-leg VSI) สามารถควบคุมขนาดของแรงดันเอาต์พุตแบบสองเฟสได้ สำหรับจ่ายแรงดันให้กับขดเมนและขดช่วย โดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชันสำหรับการควบคุมการทำงานของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) เปรียบเทียบกับการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM)

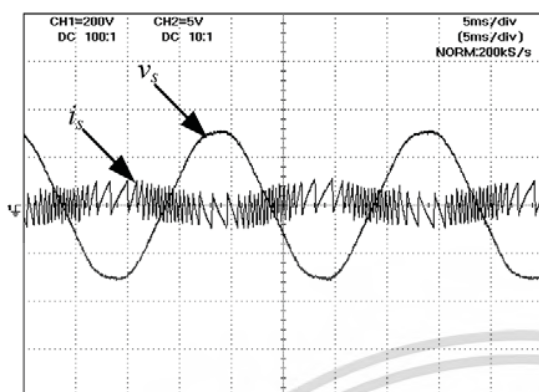
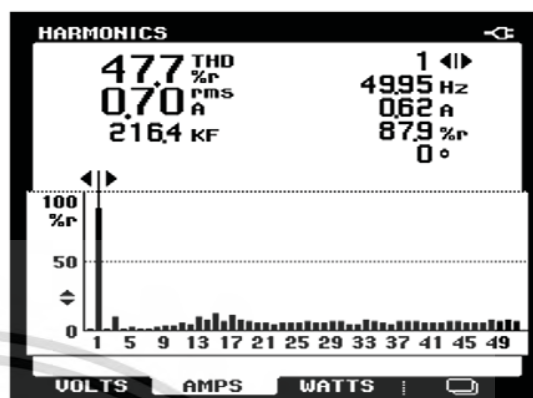
บทที่ 6

ผลการวิจัย

6.1 บทนำ

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดลอง การเปรียบเทียบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยใช้วิธีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) เปรียบเทียบกับวิธีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) สำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน 3-leg VSI เพราะสามารถควบคุมการจ่ายแรงดันที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยได้อิสระจากกัน โดยการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสในการควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งเฟสพิกัด 1.5 kW. โดยเปรียบเทียบผลระหว่างจากการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ในบทที่ 3 และผลการทดลองในบทที่ 6 นี้ โดยในบทนี้ทำการเปรียบเทียบผลที่ความถี่ 30 เฮิร์ต และที่ 50 เฮิร์ต จากข้อดีของเทคนิคการควบคุมชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าแบบกึ่งบริดจ์นั้น ในการเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าระบบ 1 เฟสนั้น โดยใช้เทคนิคการติดตามกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band hysteresis Current Control) การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ เปรียบเทียบกับเทคนิคการติดตามกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสชนิดปรับแบนด์ได้ (Adaptive hysteresis Current Control) ที่ลดผลของค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านกริด และยังสามารัรักษาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้สูงหรือมากกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ ผลการทดลองในส่วนแรกขอแนะนำเสนอการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้าชนิดกึ่งบริดจ์ โดยเทคนิคการติดตามกระแสฮิสเตอร์รีซีสชนิดแบนด์คงที่ (Fixed band hysteresis Current Control) โดยเปรียบเทียบผลการทดลองที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ภาระโหลด 5 N.m, 7 N.m และ 9 N.m แสดงดังรูปที่ 6.1 ถึงรูปที่ 6.3 พิจารณาจากรูปที่ 6.1 แสดงรูปคลื่นกระแสกริดโดยเทคนิคการติดตามกระแสฮิสเตอร์รีซีสชนิดแบนด์คงที่ในโหมดอินเวอร์เตอร์ และควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง (3-leg VSI) ชุดหลังทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ความถี่การสวิตช์คงที่ 5 kHz., ที่ภาระโหลด 5 N.m กระแสสกริด (i_s) เท่ากับ 0.70 Arms. และฮาร์มอนิกกระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 47.70 เปอร์เซ็นต์ ทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 3.3 (a₁) กระแสสกริด (i_s) เท่ากับ 0.73 Arms., ฮาร์มอนิกกระแส (a₂) ฮาร์มอนิกกระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 48.48 เปอร์เซ็นต์ จากผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับผลการทดลองพบว่าที่ภาระโหลดต่ำ จะส่งผลให้ฮาร์มอนิกกระแสกริด (THD i_s) สูง

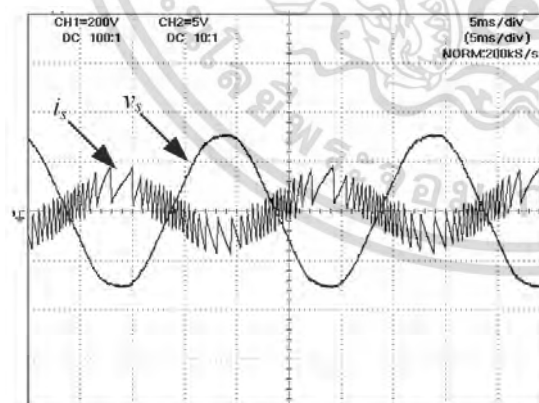
Fixed-band 5 N.m


 $v_s[200V/div]; i_s[5A/div]; Time[5ms/div]$
(a₁) i_s เท่ากับ 0.70 Arms.(a₂) THD i_s เท่ากับ 47.70 %

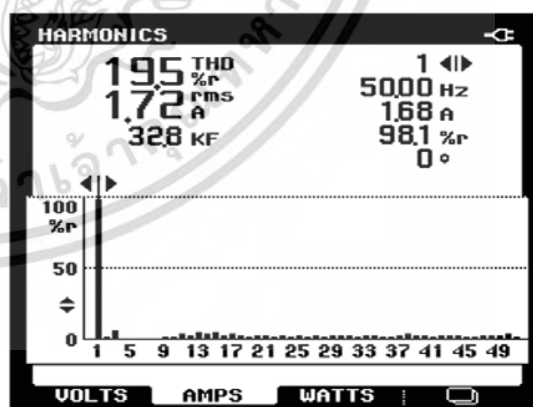
รูปที่ 6.1 ผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสกริดที่ 5 N.m และกระแสฮาร์โมนิกส์กริด

พิจารณาจากรูปที่ 6.2 แสดงรูปคลื่นกระแสกริดโดยเทคนิคการติดตามกระแสฮาร์โมนิกส์ชนิดแบนด์ที่ในโหมดอินเวอร์เตอร์ และควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง (3-leg VSI) ชุดหลังทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ความถี่การสวิตช์คงที่ 5 kHz., ที่ภาระโหลด 7 N.m กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 1.74 Arms. และฮาร์โมนิกส์กระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 19.50 เปอร์เซ็นต์ ทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 3.3 (a₁) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 1.73 Arms., ฮาร์โมนิกส์กระแส (a₂) ฮาร์โมนิกส์กระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 16.54 เปอร์เซ็นต์ จากผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับผลการทดลองพบว่าที่ภาระโหลดต่ำ จะส่งผลให้ฮาร์โมนิกส์กระแสกริด (THD i_s) สูง แต่จากผลการจำลองที่ภาระโหลด 7 N.m จะดีกว่าที่ภาระโหลด 5 N.m

Fixed-band 7 N.m


 $v_s[200V/div]; i_s[5A/div]; Time[5ms/div]$
(b₁) i_s เท่ากับ 1.74 Arms.(b₂) THD i_s เท่ากับ 19.50 %

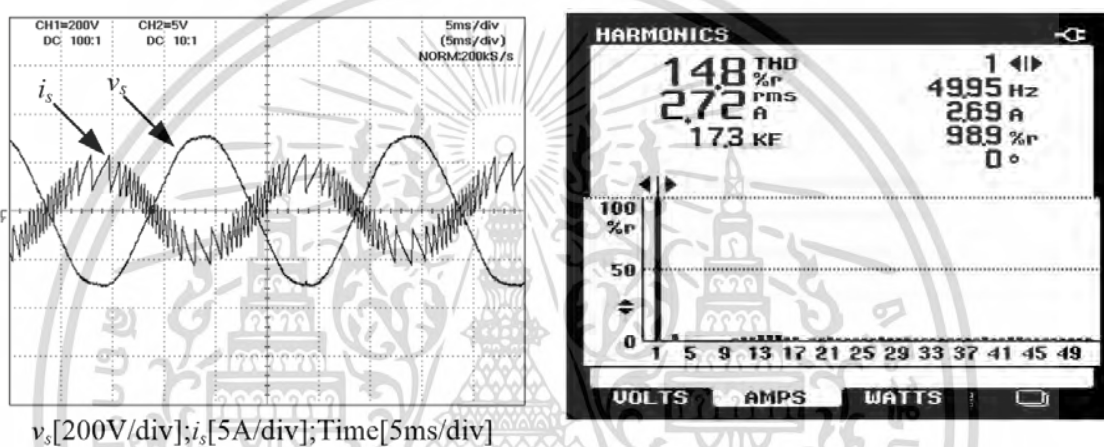
รูปที่ 6.2 ผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสกริดที่ 7 N.m และฮาร์โมนิกส์กระแสกริด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นกระแสกริดโดยเทคนิคการติดตามกระแสฮีตเตอร์รีซีซชนิดแบบคงที่ในโหมดอินเวอร์เตอร์ และควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง (3-leg VSI) ชุดหลังทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ความถี่การสวิตช์คงที่ 5 kHz., ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.72 Arms. และฮาร์โมนิกกระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 14.80 เปอร์เซ็นต์ ทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 3.4 (a₁) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.72 Arms., (a₂) ฮาร์โมนิกกระแสกริด (THD i_s) เท่ากับ 12.24 เปอร์เซ็นต์ จากผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับผลการทดลองพบว่าที่ภาระโหลดต่ำ จะส่งผลให้ฮาร์โมนิกกระแสกริด (THD i_s) สูง แต่จากผลการจำลองและผลจากการทดลอง ที่ภาระโหลด 9 N.m จะดีกว่าที่ภาระโหลด 5 N.m และ 7 N.m

Fixed-band 9 N.m



v_s [200V/div]; i_s [5A/div]; Time[5ms/div]

(c1) i_s เท่ากับ 2.72 Arms.

(c2) THD i_s เท่ากับ 14.80 %

รูปที่ 6.3 ผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสกริดที่ 9 N.m และฮาร์โมนิกกระแสกริด

6.2 ผลการทดสอบ

6.2.1 เปรียบเทียบผลของกระแสกริดจากโหมดเรกติไฟเออร์ที่โหลดเบาไปยังโหมดอินเวอร์เตอร์ที่โหลดเต็มพิกัดแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข

6.2.1.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

6.2.1.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

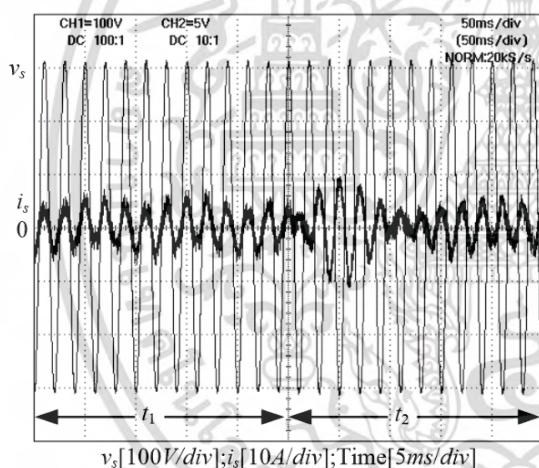
6.2.1.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

เปรียบเทียบสัญญาณกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ (ระยะเวลา t_1) รับภาระโหลด 2 N.m และขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (ระยะเวลา t_2) รับภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) ดังรูปที่ 6.4 (a₁) และการควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ดังรูปที่ 6.4 (a₂) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต จากรูปที่ 6.4 (a₁) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ ที่ภาระโหลดเบา 2 N.m กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 5.52 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.02 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m จากรูปที่

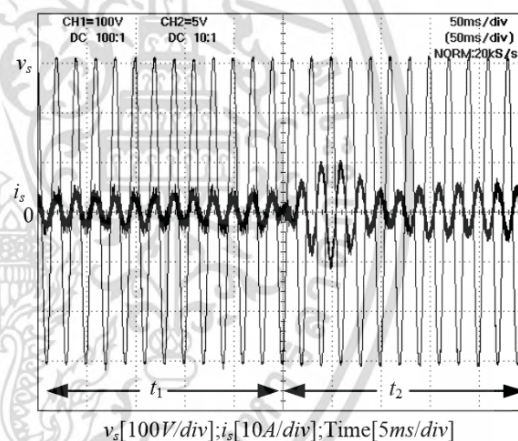
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 (a₂) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ รับภาระโหลด 2 N.m และโหมดอินเวอร์เตอร์ รับภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.83 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.69 Arms ทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองจากรูปที่ 6.4 (a₁) กับผลการจำลองรูปที่ 4.23 (a₁) (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 4.38 Arms และโหมดอินเวอร์เตอร์กระแส กริด (i_s) เท่ากับ 2.13 Arms เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า กระแสจะสูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองจากรูปที่ 6.4 (a₂) กับผลการจำลองรูปที่ 4.23 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดอินเวอร์เตอร์ทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์เข้าใกล้หนึ่ง เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ทิศทางของกระแสจะไหลย้อนกลับมายังกริดทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์เข้าใกล้ลบหนึ่ง

ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM

t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์ i_s เท่ากับ 5.52 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์ i_s เท่ากับ 2.02 Arms

(a₂) UBSVPWM

t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์ i_s เท่ากับ 2.83

Arms;

t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์ i_s เท่ากับ 2.69 Arms

รูปที่ 6.4 ผลการทดลองกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์เปลี่ยนไปยังโหมดอินเวอร์เตอร์

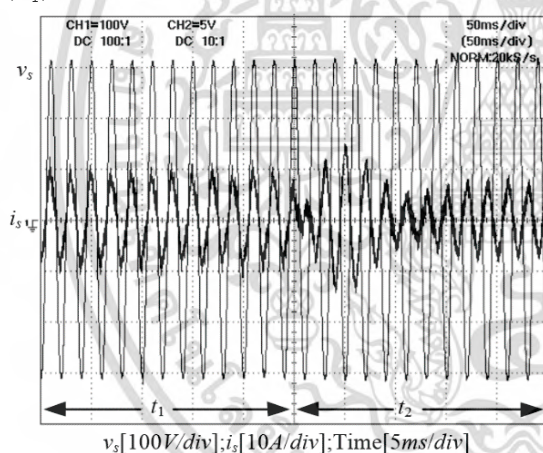
6.2.1.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

เปรียบเทียบสัญญาณกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ (เวลา t_1) ที่ภาระโหลดเบา 2 N.m และขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (เวลา t_2) ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m โดยการควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) ดังรูปที่ 6.5 (a₁) และการควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ดังรูปที่ 6.5 พิจารณาจากรูปที่ 6.5 (a₁) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟ

เออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.07 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 5.66 Arms. จากรูปที่ 6.5 (a₂) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 3.54 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.24 Arms. ทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองจากรูปที่ 6.5 (a₁) กับผลการจำลองรูปที่ 4.24 (a₁) (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเรกติไฟเออร์กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.07 Arms และโหมดอินเวอร์เตอร์กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 3.18 Arms เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า กระแสจะสูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองจากรูปที่ 6.5 (a₂) กับผลการจำลองรูปที่ 4.24 (a₂) การจ่ายแรงดันไม่สมดุ (UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดอินเวอร์เตอร์ทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์เข้าใกล้หนึ่ง เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ทิศทางของกระแสจะไหลย้อนกลับมายังกริดทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์เข้าใกล้ลบหนึ่ง

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 2 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

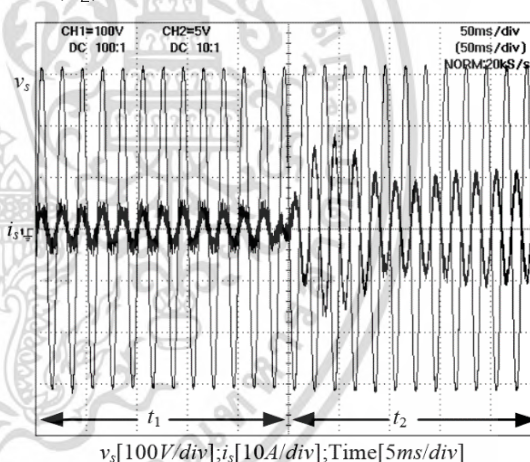
(a₁) BSVPWM



t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์ i_s เท่ากับ 7.07 Arms;

t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์ i_s เท่ากับ 5.66 Arms

(a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์ i_s เท่ากับ 3.54

Arms;

t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์ i_s เท่ากับ 7.24 Arms

รูปที่ 6.5 ผลการทดลองกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์เปลี่ยนไปยังโหมดอินเวอร์เตอร์

6.3 เปรียบเทียบผลของกระแสกริดจากโหมดเรกติไฟเออร์ที่โหลดเต็มพิกัดไปยังโหมดอินเวอร์เตอร์ที่โหลดเต็มพิกัด แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข

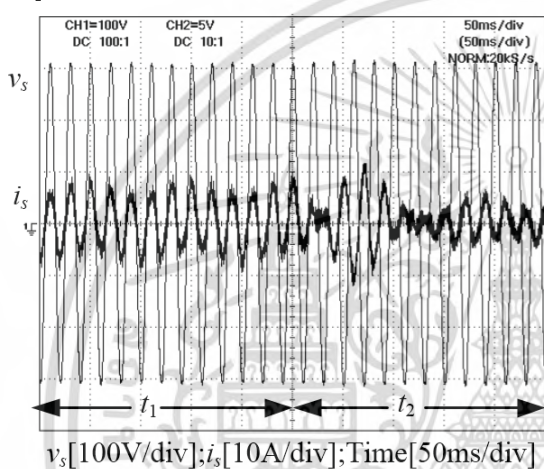
6.3.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

6.3.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

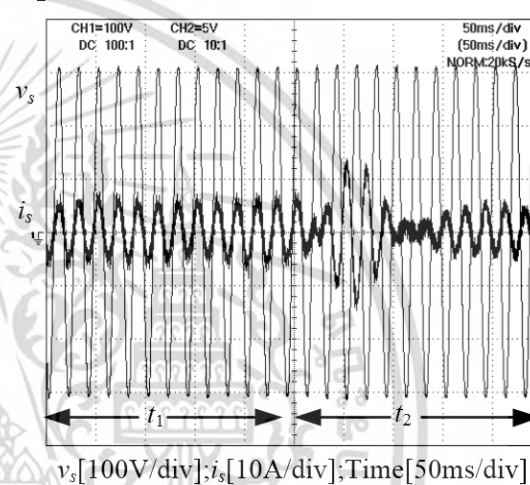
6.3.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

เปรียบเทียบสัญญาณกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ (t_1) รับภาระโหลดเต็มพิกัดที่ 9 N.m และขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (t_2) รับภาระโหลดเต็มพิกัดที่ 9 N.m โดยการควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) ดังรูปที่ 6.6 (a₁) การควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ดังรูปที่ 6.6 (a₂) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM

t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์; i_s เท่ากับ 7.00 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์; i_s เท่ากับ 4.24 Arms

(a₂) UBSVPWM

t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์; i_s เท่ากับ 5.66 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์; i_s เท่ากับ 4.95 Arms

รูปที่ 6.6 เปรียบเทียบการจำลองคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่ความถี่ 30 เฮิร์ต 9 N.m

จากรูปที่ 6.6 (a₁) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) เวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.00 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 4.24 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m จากรูปที่ 6.6 (a₂) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์รับภาระโหลด 9 N.m และโหมดอินเวอร์เตอร์ รับภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การควบคุมแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 5.66 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.07 Arms เปรียบเทียบกระแสกริดรูปที่ 6.6 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับรูปที่ 6.6 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดเรกติไฟเออร์ พบว่ากระแสกริด (i_s) ของการควบคุมแบบ (BSVPWM) เท่ากับ 5.66 Arms จะต่ำกว่าการจ่ายแรงดันแบบไม่

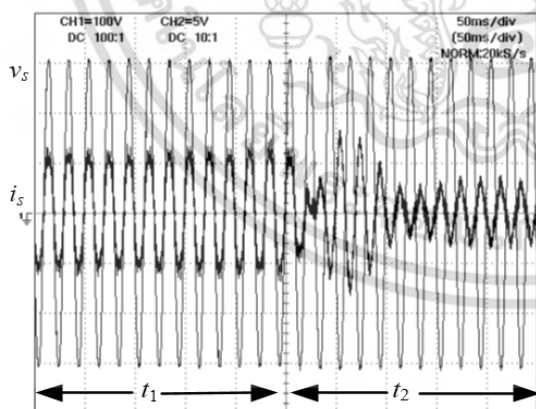
สมดุล (UBSVPWM) กระแสกริดเท่ากับ 7.00 Arms โดยที่รับภาระโหลดทางกลเท่ากันที่ 9 N.m เปรียบเทียบกระแสกริดรูปที่ 6.6 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับรูปที่ 6.6 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดอินเวอร์เตอร์พบว่ากระแสกริด (i_s) ของการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) เท่ากับ 4.95 Arms จะสูงกว่าการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กระแสกริดเท่ากับ 4.24 Arms โดยที่รับภาระโหลดทางกลเท่ากันที่ 9 N.m โดยสอดคล้องกับผลของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด โดยการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จะส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริดได้สูงกว่าการควบคุมแบบ การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM)

6.3.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

เปรียบเทียบสัญญาณกระแสกริดขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ (ช่วงเวลา t_1) รับภาระโหลดเต็มพิกัดที่ 9 N.m และขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (ช่วงเวลา t_2) รับภาระโหลดเต็มพิกัดที่ 9 N.m โดยการควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) ดังรูปที่ 6.7 (a₁) การควบคุมเครื่องกำเนิดแบบจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ดังรูปที่ 6.7 (a₂) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต จากรูปที่ 6.7 (a₁) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 8.84 Arms (ช่วงเวลา t_2) และการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 5.30 Arms ที่พิกัดโหลด 9 N.m จากรูปที่ 6.7 (a₂) แสดงผลการทดลองของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ขณะทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์รับภาระโหลด 9 N.m และโหมดอินเวอร์เตอร์ รับภาระโหลด 9 N.m

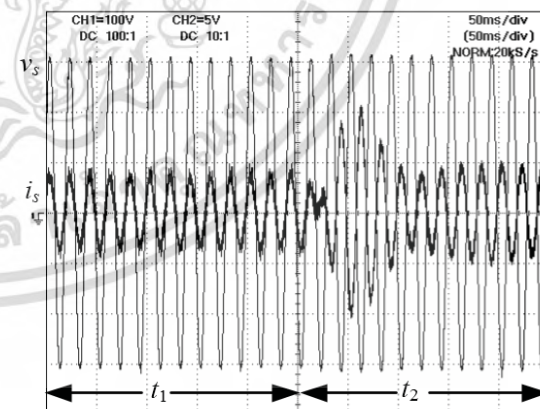
ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM



v_s [100V/div]; i_s [10A/div]; Time[50ms/div]
 t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์ i_s เท่ากับ 8.84 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์ i_s เท่ากับ 5.30 Arms

(a₂) UBSVPWM



v_s [100V/div]; i_s [10A/div]; Time[50ms/div]
 t_1 : โหมดเรกติไฟเออร์ i_s เท่ากับ 6.72 Arms;
 t_2 : โหมดอินเวอร์เตอร์ i_s เท่ากับ 7.07 Arms

รูปที่ 6.7 เปรียบเทียบคลื่นกระแสกริดและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) (ช่วงเวลา t_1) การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 6.72 Arms และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 7.07 Arms เปรียบเทียบกระแสกริดรูปที่ 6.7 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และรูปที่ 6.7 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเรกติไฟเออร์ พบว่ากระแสกริด (i_s) ของการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) เท่ากับ 6.72 Arms จะต่ำกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กระแสกริดเท่ากับ 8.84 Arms โดยที่รับภาระโหลดทางกลเท่ากันที่ 9 N.m เปรียบเทียบกระแสกริดรูปที่ 6.7 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับรูปที่ 6.7 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดอินเวอร์เตอร์ พบว่ากระแสกริด (i_s) ของการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) เท่ากับ 7.07 Arms จะสูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กระแสกริดเท่ากับ 5.30 Arms โดยที่รับภาระโหลดทางกลเท่ากันที่ 9 N.m โดยสอดคล้องกับผลของการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้า โดยการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จะส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่ กริดได้สูงกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM)

6.4 เปรียบเทียบผลการตอบสนองของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ

6.4.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

6.4.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

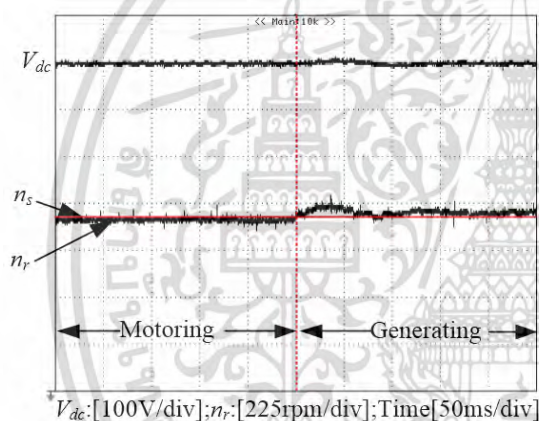
6.4.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

เปรียบเทียบแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จากรูปที่ 6.8 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 900 rpm. การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า รับภาระโหลด 2 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 860 rpm. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 920 rpm. จากรูปที่ 6.8 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 885 rpm. การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 860 rpm. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 914 rpm. เปรียบเทียบผลจากรูปที่ 6.8 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับรูปที่ 6.8 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบ

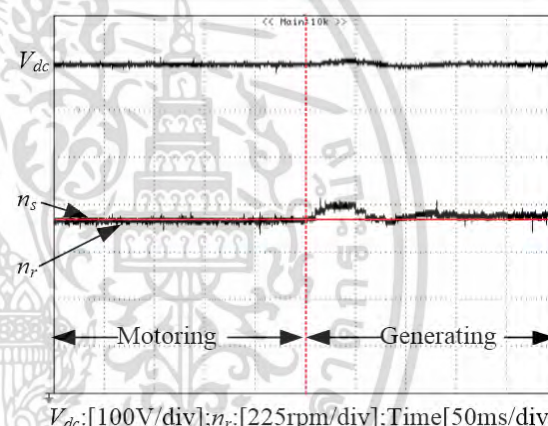
ไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต จะเห็นว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สมรรถนะแรงบิดที่ดีกว่าคือความเร็วจะลดต่ำลงไม่มาก ในขณะที่รับภาระโหลดทางกลที่เต็มพิกัดคือ 9 N.m และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จะต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) แต่การควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่ กริดได้สูงกว่า เปรียบเทียบแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับการควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส จะพบว่า การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงสูงกว่า การควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) อย่างชัดเจน

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

(a₁) BSVPWM



(a₂) UBSVPWM



โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, n_s เท่ากับ 900 rpm., โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า (n_r) เท่ากับ 860 rpm., โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า (n_r) เท่ากับ 920 rpm.

โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, n_s เท่ากับ 900 rpm., โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า (n_r) เท่ากับ 885 rpm., โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า (n_r) เท่ากับ 914 rpm.

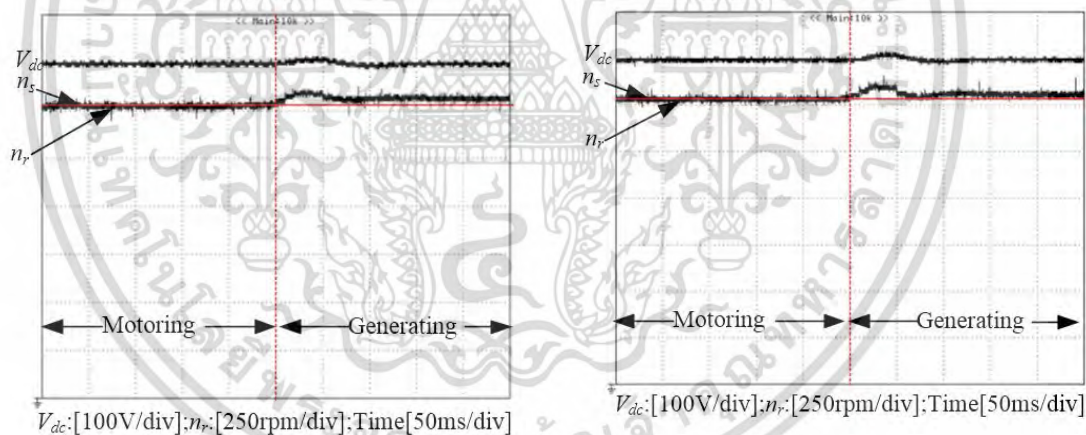
รูปที่ 6.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r) ในโหมดเรกติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

6.4.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

เปรียบเทียบแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จากรูปที่

6.9 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm. การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้ารับภาระโหลด 2 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1428 rpm. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้ารับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1539 rpm. จากรูปที่ 6.9 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm. การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1455 rpm. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1528 rpm. เปรียบเทียบผลจากรูปที่ 6.9 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) กับรูปที่ 6.9 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต จะเห็นว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) สมรรถนะแรงบิดที่ดีกว่าคือความเร็วจะลดต่ำลงไม่มาก ในขณะที่รับภาระโหลดทางกลที่เต็มพิกัดคือ 9 N.m และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) จะต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) แต่การควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้มากกว่า

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m
(a₁) BSVPWM (a₂) UBSVPWM



โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm., โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1446 rpm., โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1539 rpm.

โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm., โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1465 rpm., โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1528 rpm.

รูปที่ 6.9 เปรียบเทียบผลตอบสนองแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วโรเตอร์ (n_r) ในโหมดเร็กติไฟเออร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

เปรียบเทียบแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) กับการควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส จะพบว่า การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงมากกว่า การควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) อย่างชัดเจน แต่เมื่อเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ที่ 30 เฮิร์ต กับการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ที่ 50 เฮิร์ต สามารถสรุปได้ว่าที่ความถี่ 30 เฮิร์ต จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงที่สูงกว่า

6.5 เปรียบเทียบความเร็วโรเตอร์และผลของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง เปรียบเทียบ 2 เงื่อนไขคือ

6.5.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

6.5.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

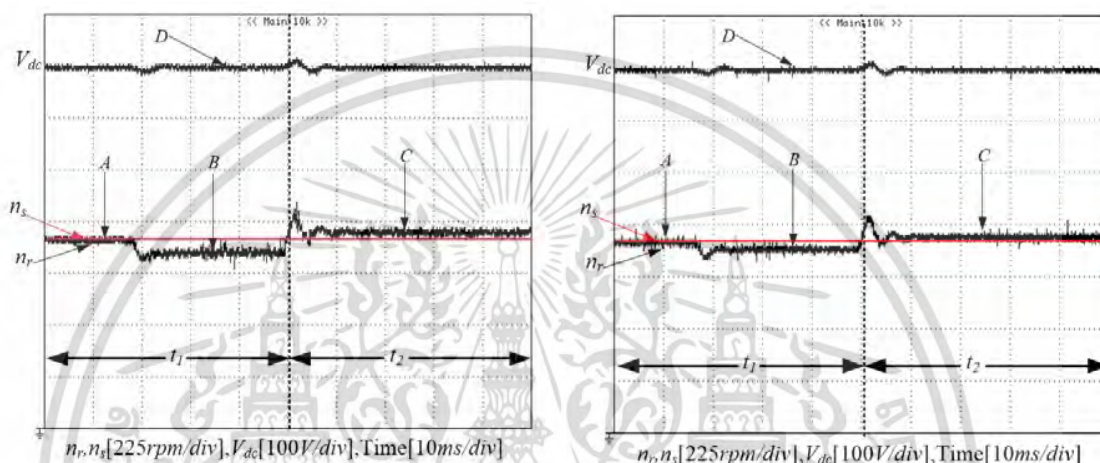
6.5.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

จากรูปที่ 6.10 ผลของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r), (a) แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุ (BSVPWM), (b) แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 30 เฮิร์ต t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ, t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำ ไฟฟ้า, A: ขณะไร้อโหลด, B: ขณะรับภาระโหลด 9 N.m (ที่โหลดเต็มพิกัด) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ, C: ขณะรับภาระโหลด -9 N.m (ที่โหลดเต็มพิกัด) ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำ ไฟฟ้า, D: การตอบสนองแรงดันไฟตรงขณะรับภาระโหลด 9 N.m จากรูปที่ 6.10 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 900 rpm., การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์รับภาระโหลด 9 N.m, ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 845 rpm. และในโหมดอินเวอร์เตอร์รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 943 rpm. จากรูปที่ 6.10 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 862 rpm. การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ ที่ภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 860 rpm. และในโหมดอินเวอร์เตอร์รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 938 rpm.

เปรียบเทียบผลจากรูปที่ 6.10 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) กับรูปที่ 6.10 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต จะเห็นว่าการทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ความเร็วโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) สมรรถนะแรงบิดที่ดีกว่าคือความเร็วจะลดต่ำลงไม่มาก ในขณะที่รับภาระโหลดทางกลที่เต็มพิกัดคือ 9 N.m และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ความเร็วรอบโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) จะต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) แต่การควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้มากกว่า

เปรียบเทียบแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) กับการควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส จะพบว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงมากกว่า การควบคุมแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) อย่างชัดเจน

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m
(a₁) BSVPWM (a₂) UBSVPWM



แรงดันไฟตรงเชื่อมโยง V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, n_s เท่ากับ 900 rpm., โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 845 rpm., โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 943 rpm.

แรงดันไฟตรงเชื่อมโยง V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, n_s เท่ากับ 900 rpm., โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 862 rpm., โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 938 rpm.

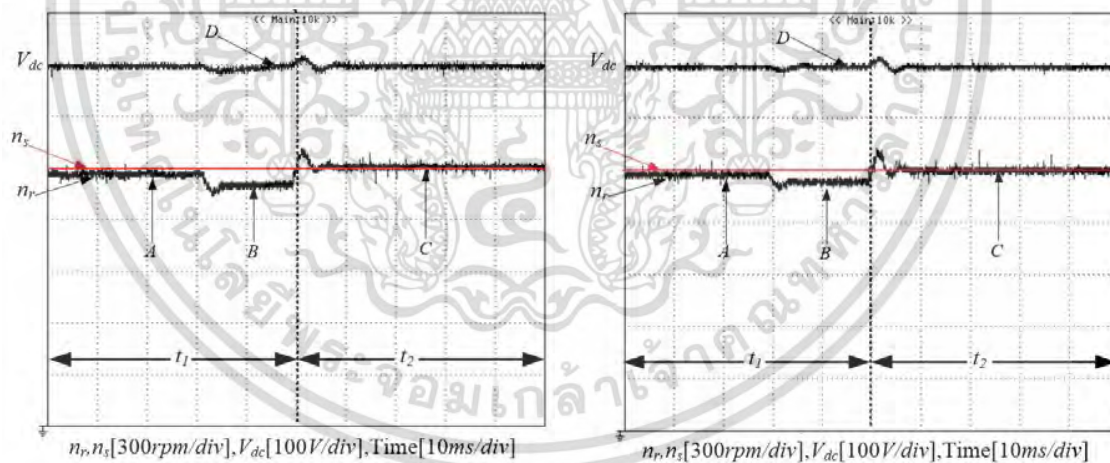
รูปที่ 6.10 เปรียบเทียบแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r)

6.5.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

จากรูปที่ 6.11 ผลของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s), ความเร็วโรเตอร์ (n_r), (a) แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุ (BSVPWM), (b) แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 เฮิร์ต, t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ, t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า, A: ขณะไร้อโหลด, B: ขณะรับภาระโหลด 9 N.m (ที่โหลดเต็มพิกัด) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ, C: ขณะรับภาระโหลด -9 N.m (ที่ โหลดเต็มพิกัด) ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า, D: การตอบสนองแรงดันไฟตรงขณะรับภาระโหลด 9 N.m จากรูปที่ 6.11 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm. การทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์ รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1428 rpm. และ

ในโหมดอินเวอร์เตอร์รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1539 rpm. จากรูปที่ 6.11 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1455 rpm. การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 860 rpm. และในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า รับภาระโหลด 9 N.m ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1528 rpm. เปรียบเทียบผลจากรูปที่ 6.11 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับรูปที่ 6.11 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต จะเห็นว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สมรรถนะแรงบิดที่ดีกว่าคือความเร็วจะลดต่ำลงไม่มาก ในขณะที่รับภาระโหลดทางกลที่เต็มพิกัดคือ 9 N.m และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ของการควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จะต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) แต่การควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้มากกว่า เปรียบเทียบแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) กับการควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่งเฟส จะพบว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงมากกว่า การควบคุมแบบไม่สมดุล (UBSVPWM)

ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m
(a₁) BSVPWM (a₂) UBSVPWM



แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงคงที่ V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm., t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1428 rpm., t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1539 rpm.

แรงดันไฟตรงเชื่อมโยงคงที่ V_{dc} เท่ากับ 700 โวลต์, ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (n_s) เท่ากับ 1500 rpm., t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1455 rpm., t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) เท่ากับ 1528 rpm.

รูปที่ 6.11 เปรียบเทียบความเร็วความเร็วโรเตอร์ (n_r), แรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc})

6.6 เปรียบเทียบแรงดันพีดีบีพลิวเอ็มขดลวดหลักและขดลวดช่วยกระแสไฟฟ้าขดลวดหลักและขดลวดช่วย แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ

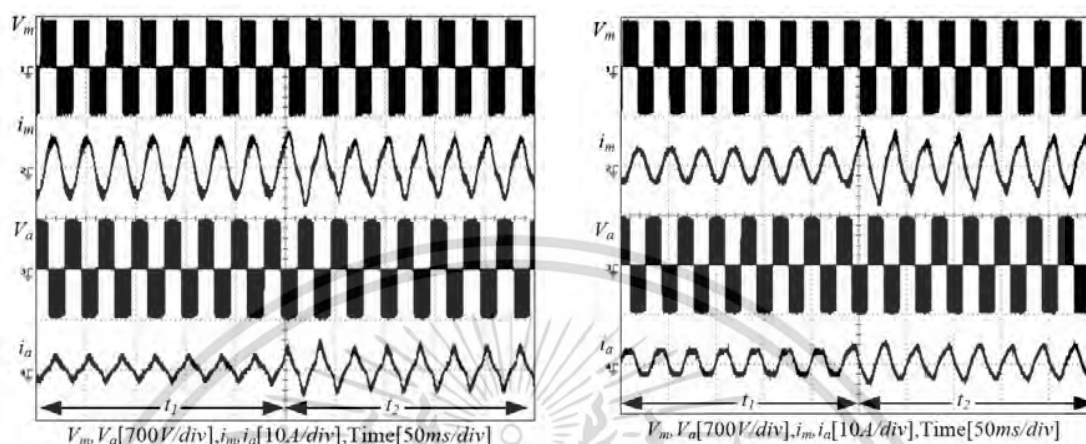
6.6.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

6.6.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

6.6.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

แรงดันพีดีบีพลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันพีดีบีพลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) จากรูปที่ 6.12 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า (ช่วงเวลา t_1) ที่ภาระโหลด 2 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.69 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้ามอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.38 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.18 Arms. จากรูปที่ 6.12 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต (ช่วงเวลา t_1) ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 2.83 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.69 Arms. และช่วงเวลา t_2 เป็นการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 5.52 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.83 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 6.12 (a₁) การจ่ายแรงดันสมดุลง (BSVPWM) และรูปที่ 6.12 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) พบว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำการควบคุมการจ่ายแรงดันสมดุลง (BSVPWM) กระแสที่ไหลขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ซึ่งจะสูงกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุลง (UBSVPWM) ซึ่งให้สมรรถนะของแรงบิดที่ดีกว่า และเมื่อเปรียบเทียบกับโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า กระแสขดลวดทั้งสองชุดจะไม่ต่างกันมาก แต่การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด การควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุลง (UBSVPWM) จะส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้มากกว่า

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m
(a₁) BSVPWM (a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า i_m เท่ากับ 4.24 Arms; i_a เท่ากับ 2.69 Arms; t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า i_m เท่ากับ 4.38 Arms i_a เท่ากับ 3.18 Arms

t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า i_m เท่ากับ 2.83 Arms; i_a เท่ากับ 2.69 Arms; t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า i_m เท่ากับ 5.52 Arms i_a เท่ากับ 2.83 Arms

รูปที่ 6.12 เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คฟลักซ์หลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a), (a) การจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM), (b) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM)

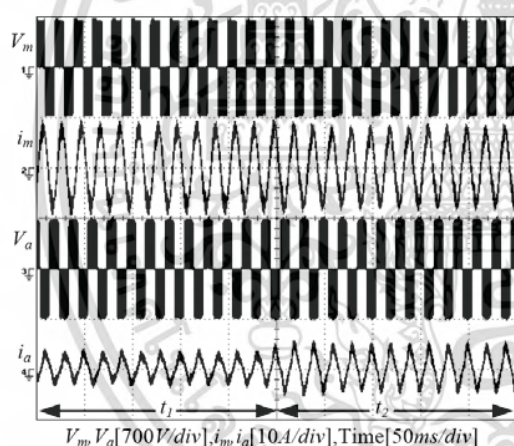
6.6.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

แรงดันฟีดแบ็คฟลักซ์หลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คฟลักซ์หลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) จากรูปที่ 6.13 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ช่วงเวลา t_1 ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.83 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 6.36 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.34 Arms. จากรูปที่ 6.13 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง

(UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิรต ช่วงเวลา t_1 ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 2 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.25 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.69 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.18 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 6.13 (a₁) การจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) และรูปที่ 6.13 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล U(BSVPWM) พบว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำการควบคุม การจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) กระแสที่ไหลขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. จะสูงกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) ซึ่งให้สมรรถนะของแรงบิดที่ดีกว่า และเมื่อเปรียบเทียบในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า กระแสขดลวดทั้งสองชุดจะไม่ต่างกันมาก แต่การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด การควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) จะส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่า

ที่ความถี่ 50 เฮิรต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 2 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

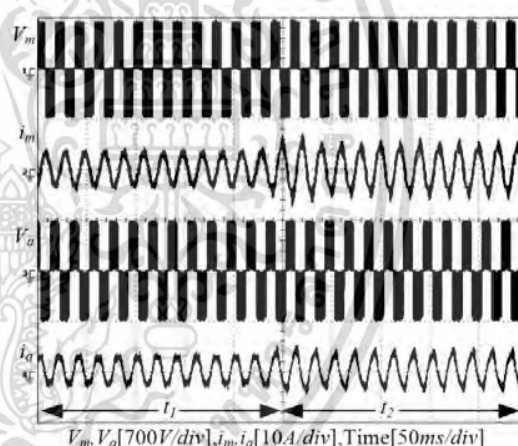
(a₁) BSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า i_m เท่ากับ 7.07 Arms; i_a เท่ากับ 2.83 Arms;

t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 6.36 Arms; i_a เท่ากับ 3.34 Arms

(a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 4.25 Arms; i_a เท่ากับ 2.69 Arms;

t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 4.24 Arms; i_a เท่ากับ 3.18 Arms

รูปที่ 6.13 เปรียบเทียบแรงดันพีดีดับลิวิตีแอมขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m) และขดลวดช่วย (i_a), (a) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM), (b) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM)

6.7 เปรียบเทียบแรงดันพีดีบีพลิวเอ็มขดลวดหลักและขดลวดช่วยกระแสไฟฟ้าขดลวดหลักและขดลวดช่วย แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ

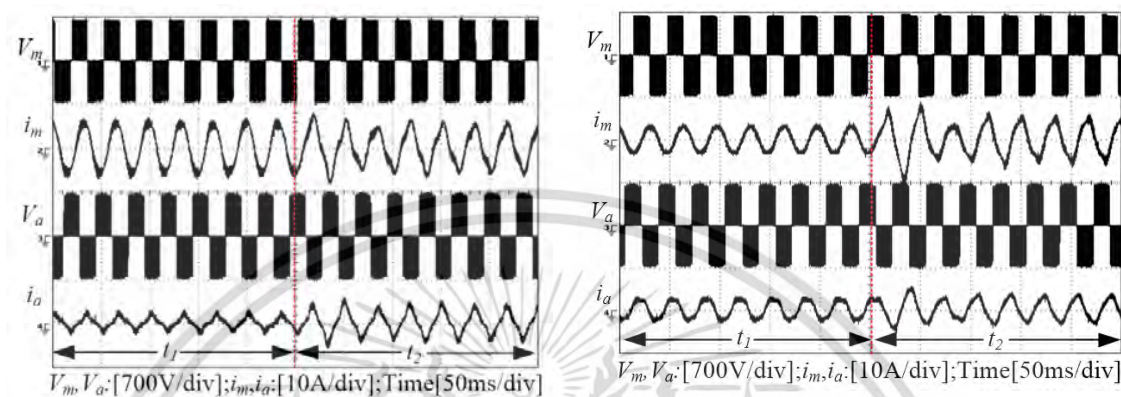
6.7.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

6.7.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

6.7.1 ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

แรงดันพีดีบีพลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m) และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และการจ่ายแรงดันไม่สมดุลง (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันพีดีบีพลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m) และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) จากรูปที่ 6.14 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ช่วงเวลา t_1 ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 6.01 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.12 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.18 Arms. จากรูปที่ 6.14 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ช่วงเวลา t_1 การทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 2.83 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.47 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.83 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 6.14 (a₁) เป็นการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และรูปที่ 6.14 (a₂) เป็นการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) พบว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำการควบคุมการจ่ายแรงดันสมดุลง (BSVPWM) กระแสที่ไหลขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 6.01 Arms. ซึ่งจะสูงกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุลง (UBSVPWM) ที่ภาระโหลดเท่ากัน ซึ่งให้สมรรถนะของแรงบิดที่ดีกว่าการจ่ายแรงดันสมดุลง (BSVPWM) ของการทำงานทั้งสองโหมด

ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m
(a₁) BSVPWM (a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 6.01 Arms; i_a เท่ากับ 2.12 Arms;
 t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 4.24 Arms; i_a เท่ากับ 3.18 Arms

t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 2.83 Arms; i_a เท่ากับ 2.47 Arms;
 t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 4.24 Arms; i_a เท่ากับ 2.83 Arms

รูปที่ 6.14 ผลการทดลองแรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มและกระแสขดลวดหลัก, แรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มและกระแสขดลวดช่วย ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดที่ 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

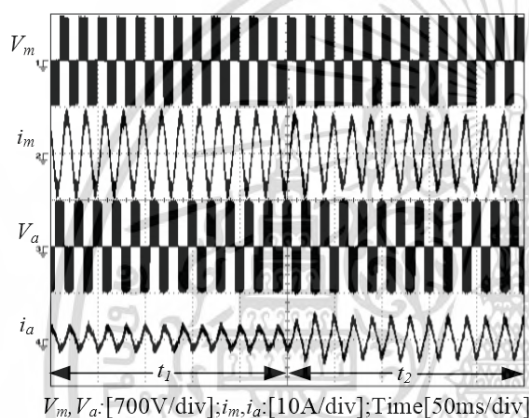
6.7.2 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m, โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า 9 N.m

แรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต. ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันฟีดแบ็คปลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) จากรูปที่ 6.15 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ช่วงเวลา t_1 ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 10.00 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 7.07 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 6.36 Arms. จากรูปที่ 6.15 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ช่วงเวลา t_1 ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.00 Arms.

ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 4.26 Arms. และช่วงเวลา t_2 การทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 2.83 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 4.26 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 6.15 (a₁) การจ่ายแรงดันสมดุ (BSVPWM) และรูปที่ 6.15 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) พบว่าการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) กระแสที่ไหลขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. ซึ่งผลของกระแสจะสูงกว่าการควบคุม แบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ซึ่งให้สมรรถนะของแรงบิดที่ดีกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM)

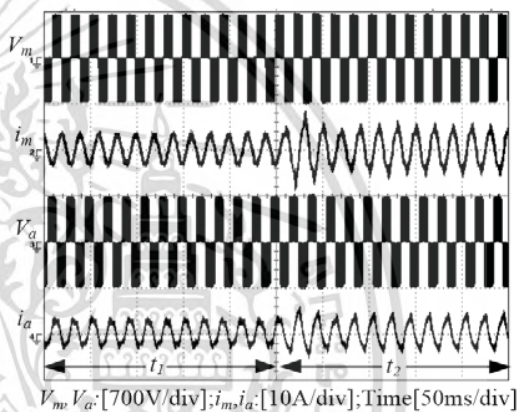
ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, โหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m, โหมดอินเวอร์เตอร์ 9 N.m

(a₁) BSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 10.00 Arms; i_a เท่ากับ 7.07 Arms;
 t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 9.00 Arms; i_a เท่ากับ 6.36 Arms

(a₂) UBSVPWM



t_1 : โหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 4.00 Arms; i_a เท่ากับ 2.83 Arms;
 t_2 : โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า; i_m เท่ากับ 6.02 Arms; i_a เท่ากับ 4.26 Arms

รูปที่ 6.15 ผลการทดลองแรงดันและกระแสขดลวดหลักและขดลวดช่วย ในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 9 N.m และโหมดเครื่องกำเนิด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

6.8 เปรียบเทียบผลการทดสอบในสภาวะคงที่ (Steady State)

6.8.1 เปรียบเทียบกระแสกริดในโหมดอินเวอร์เตอร์ แบ่งออก 2 เงื่อนไข คือ

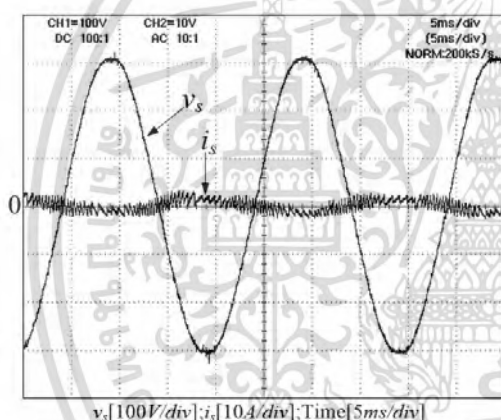
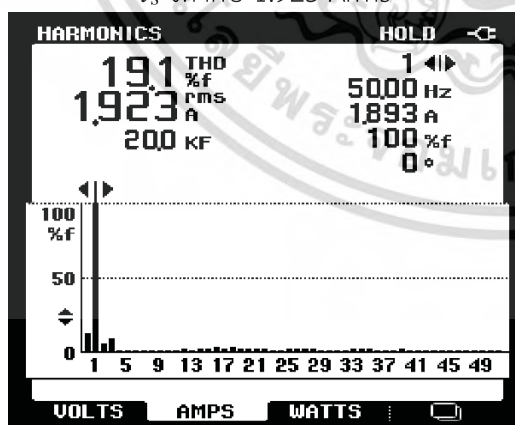
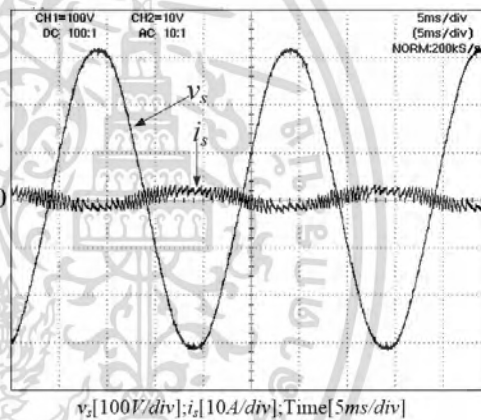
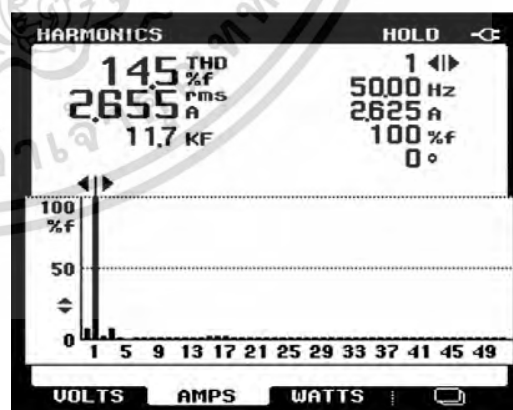
6.8.1.1 ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ที่ 9 N.m

6.8.1.2 ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ 9 N.m

6.8.1.1 ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m

เปรียบเทียบผลจากการทดลอง ของสัญญาณกระแสกริด (i_s) และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 6.16 (a₁) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (a₁) การควบคุมแบบเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 1.92 Arms., (a₃) สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) เท่ากับ 19.10 เปอร์เซ็นต์ ทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลอง กับผลการจำลองที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ผลการทดลองรูปที่ 6.16 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM), กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 1.92 Arms, (a₃) ฮาร์มอนิกส์สเปกตรัม (THD i_s) เท่ากับ 19.10 เปอร์เซ็นต์ กับผลการจำลองรูปที่ 4.25 (a1) (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.13 Arms, (a₃) ฮาร์มอนิกส์สเปกตรัม (THD i_s) เท่ากับ 16.50 เปอร์เซ็นต์ พบว่าผลของฮาร์มอนิกส์จะสูงกว่า และรูปที่ 6.16 (a₂) การควบคุมแบบเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 2.65 Arms., (a₄) สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) เท่ากับ 14.50 เปอร์เซ็นต์

โหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM i_s เท่ากับ 1.923 Arms(a₃) THD i_s เท่ากับ 19.10 %(a₂) UBSVPWM i_s เท่ากับ 2.655 Arms(a₄) THD i_s เท่ากับ 14.50 %

รูปที่ 6.16 เปรียบเทียบผลการทดลองกระแสกริด (i_s) และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) ที่ 9 N.m 30 เฮิร์ต

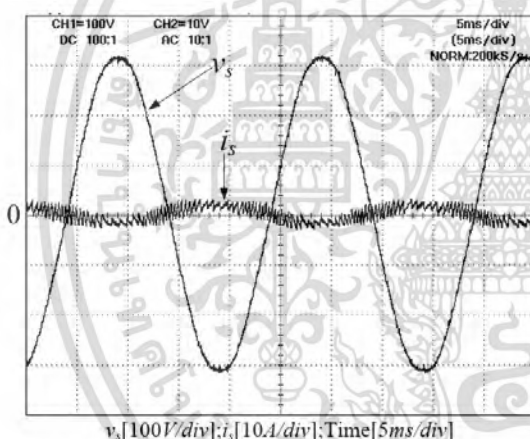
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการเปรียบเทียบของผลจากการทดลองระหว่าง การควบคุมแบบเอาต์พุตสองเฟสแบบ สมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต พบว่า สเปคตรัมฮาร์โมนิกส์กระแส (THD_{i_s}) แบบการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) จะดีกว่า ทำการเปรียบเทียบผลของกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ระหว่างผลการทดลองกับ ผลการจำลองที่ความถี่ 30 เฮิร์ต เปรียบเทียบระหว่างรูปที่ 6.16 (a₁) กับผลการจำลองรูปที่ 4.25 (a₁) การควบคุมแบบการจ่ายแรงดันสมดุล (BSVPWM) กับผลการทดลอง รูปที่ 6.16 (a₂) กับผลการจำลอง รูปที่ 4.25 (a₂) การควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) พบว่าการควบคุมกำเนิดแบบ การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ผลของกระแสที่ไหลสู่กริดจะสูงกว่า โดยเปรียบเทียบผลการ จำลองในบทที่ 4 และผลการทดลองในบทที่ 6 จะสอดคล้องกัน

6.8.1.2 โหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

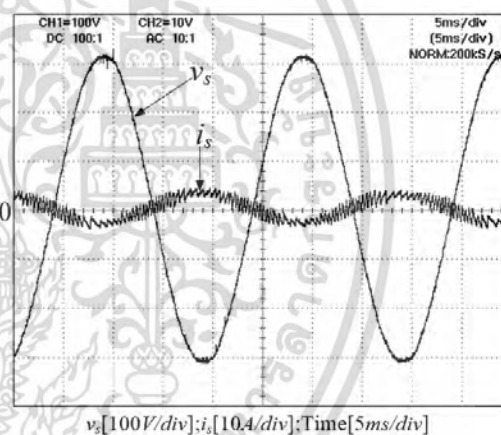
โหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM

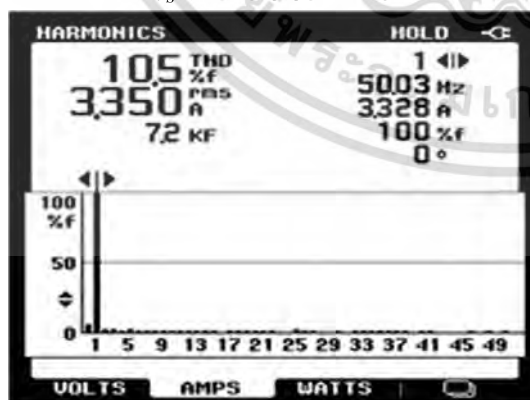


i_s เท่ากับ 3.35 Arms

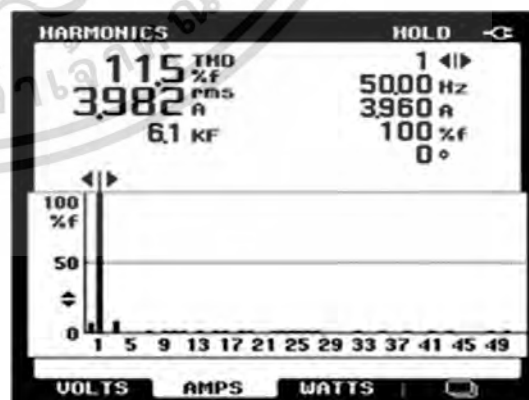
(a₂) UBSVPWM



i_s เท่ากับ 3.98 Arms



(a₃) THD_{i_s} เท่ากับ 10.50 %



(a₄) THD_{i_s} เท่ากับ 11.50 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.17 การเปรียบเทียบผลการทดลองกระแสกริด (i_s) และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) 9 N.m, 50 เฮิร์ต.

รูปที่ 6.17 (a₁) ถึง 6.17 (a₄) เปรียบเทียบผลจากการทดลองของสัญญาณกระแสกริด (i_s) และสเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่โหลดเต็มพิกัด 9 N.m จากรูปที่ 6.17 (a₁) ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ (a₁) การควบคุมแบบเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุลง (BSVPWM) กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 3.35 Arms., (a₃) สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) เท่ากับ 10.50 เปอร์เซ็นต์ และรูปที่ 6.17 (a₂) เป็นการควบคุมการจ่ายแรงดันไม่สมดุลง (UBSVPWM), กระแสกริด (i_s) เท่ากับ 3.98 Arms., (a₄) สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) เท่ากับ 11.50 เปอร์เซ็นต์

เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการทดลอง ระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต พบว่า สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์กระแส (THD i_s) แบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) จะใกล้เคียงกัน

6.8.2 เปรียบเทียบผลการตอบสนองแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยงใน 4 เงื่อนไข

6.8.2.1 ในโหมดเรกติไฟเออร์ ความถี่ 30 เฮิร์ต, ที่ 2 N.m

6.8.2.2 ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ความถี่ 30 เฮิร์ต, ที่ 9 N.m

6.8.2.3 ในโหมดเรกติไฟเออร์ ความถี่ 50 เฮิร์ต, ที่ 2 N.m

6.8.2.4 ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ความถี่ 50 เฮิร์ต, ที่ 9 N.m

6.8.2.1 ในโหมดเรกติไฟเออร์ ความถี่ 30 เฮิร์ต, ที่ 2 N.m

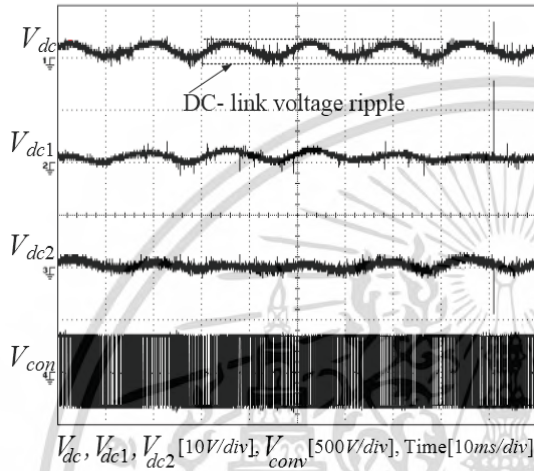
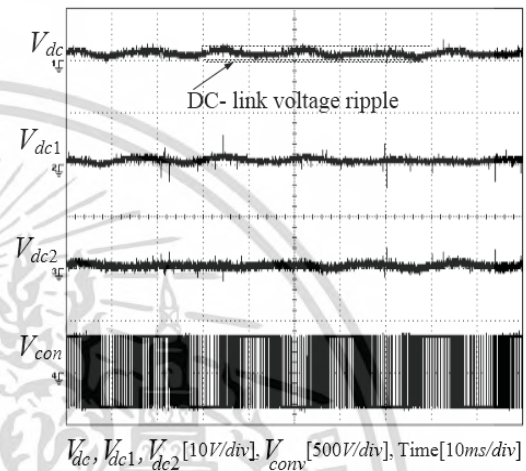
จากรูปที่ 6.18 เปรียบเทียบผลการทดลอง การเกิดกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{conv}) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระโหลดเบา 2 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) และแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์

จากรูป 6.18 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) ผลการเกิดกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 3.80 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันไฟตรงได้ 0.19 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.28 (a₁) พบว่า เปอร์เซ็นต์การกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุลง (BSVPWM) จะสูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6

จากรูป 6.18 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลง (UBSVPWM) ผลการเกิดกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันไฟตรงได้ 0.10 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.28 (a₂)

ในบทที่ 4 พบว่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าแบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6

โมเมนต์เรกติไฟเออร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 2 N.m

(a₁) BSVPWM(a₂) UBSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.20 เปอร์เซ็นต์

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.01 เปอร์เซ็นต์

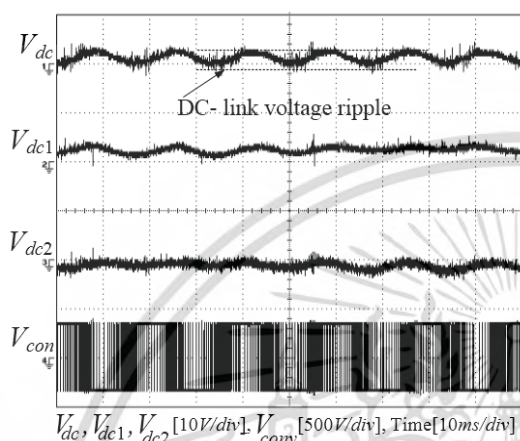
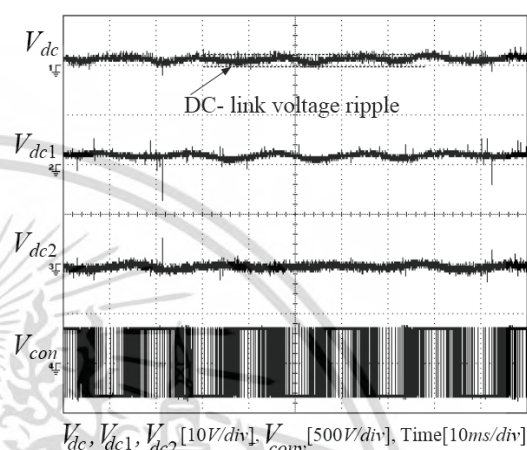
รูปที่ 6.18 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโมเมนต์เรกติไฟเออร์ 2 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต

6.8.2.2 ในโมเมนต์อินเวอร์เตอร์ ความถี่ 30 เฮิร์ต, ที่ 9 N.m

จากรูปที่ 6.19 เปรียบเทียบผลการทดลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{con}) ขณะทำงานในโมเมนต์อินเวอร์เตอร์ ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์ จากรูป 6.19 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.40 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.12 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.30 (a₁) พบว่า เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองกับผลการทดลอง จากรูป 6.19 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.10 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.30 (a₂) พบว่า เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของ

แรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองกับผลการทดลอง

โหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM(a₂) UBSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.13 เปอร์เซ็นต์

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.01 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 6.19 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมดเรกติไฟเออร์ 9 N.m ความถี่ 30 เฮิร์ต

6.8.2.3 โหมดเรกติไฟเออร์ ความถี่ 50 เฮิร์ต, ที่ 2 N.m

จากรูปที่ 6.20 เปรียบเทียบผลการทดลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{con}) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระโหลดเบา 2 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์

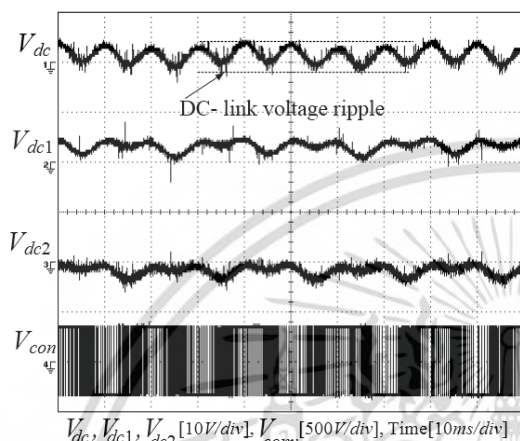
จากรูป 6.20 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 4.50 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.23 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.29 (a₁) พบว่า เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6

จากรูป 6.20 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 2.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.10 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.29 (a₂) พบว่า เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล

(BSVPWM) จะสูงกว่าแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6

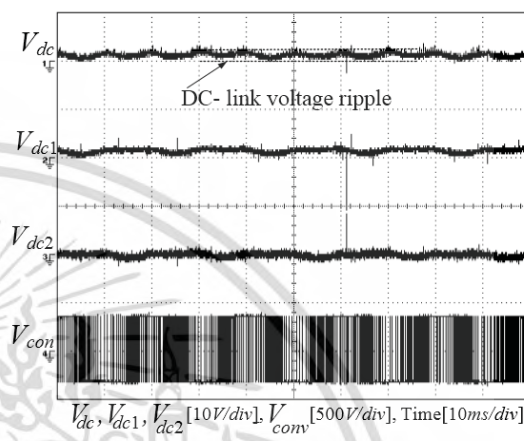
โมเมนต์เรกติไฟเออร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 2 N.m

(a₁) BSVPWM



V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.20 เปอร์เซ็นต์

(a₂) UBSVPWM



V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.01 เปอร์เซ็นต์

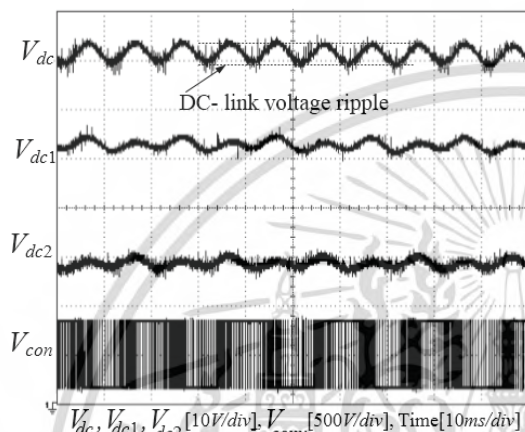
รูปที่ 6.20 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโมเมนต์เรกติไฟเออร์ 2 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต

6.8.2.4 โหมดอินเวอร์เตอร์ ความถี่ 50 เฮิร์ต, ที่ 9 N.m

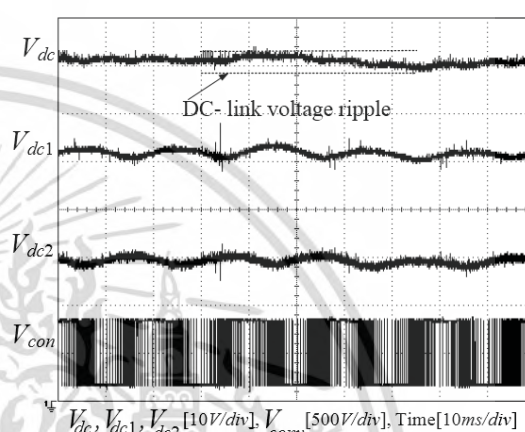
จากรูปที่ 6.21 เปรียบเทียบผลการทดลอง การเกิดกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) และแรงดันตกคร่อมที่คอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า (V_{conv}) ขณะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระโหลดเต็มพิกัด 9 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยใช้แรงดันไฟตรงอ้างอิง V_{dc} (ref) ที่ 700 โวลต์ จากรูป 6.21 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 3.95 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.20 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.31 (a₁) พบว่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6 จากรูป 6.21 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ผลการเกิดกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}) วัดแรงดันได้ 3.00 V_{p-p} หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์การเกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ 0.15 เปอร์เซ็นต์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รูปที่ 4.31 (a₂) พบว่า เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงควบคุมการจ่ายแรงดันแบบ

สมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) โดยสอดคล้องกันระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6

โหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.20 เปอร์เซ็นต์

(a₂) UBSVPWM

V_{dc} (ripple voltage) เท่ากับ 0.10 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 6.21 เปรียบเทียบการกระเพื่อมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงในโหมตเร็กตีไฟเออร์ 9 N.m ความถี่ 50 เฮิร์ต

6.8.3 เปรียบเทียบผลในส่วนของเครื่องจักรกลเหนียวนำไฟฟ้าใน 2 เงื่อนไข

6.8.3.1 การทำงานในโหมตเครื่องกำเนิดเหนียวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

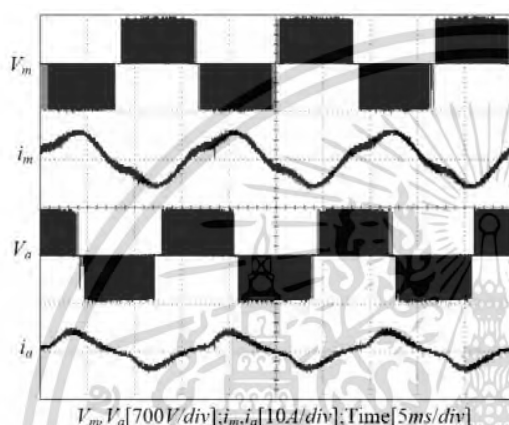
6.8.3.2 การทำงานในโหมตเครื่องกำเนิดเหนียวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

6.8.3.1 ในโหมตเครื่องกำเนิดเหนียวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

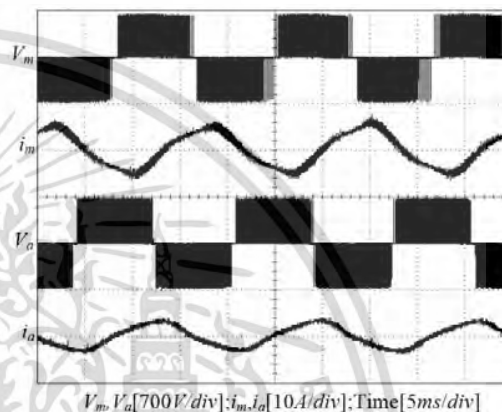
พิจารณาจากรูปที่ 6.22 แรงดันที่ดับปลิวเอ็มซดลวดหลัก (V_m), และซดลวดช่วย (V_a), กระแสซดลวดหลัก (i_m), และซดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมตเครื่องกำเนิดเหนียวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันที่ดับปลิวเอ็มซดลวดหลัก (V_m), และซดลวดช่วย (V_a), กระแสซดลวดหลัก (i_m), และซดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมตเครื่องกำเนิดเหนียวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) พิจารณาจากรูปที่ 6.22 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ในโหมตเครื่องกำเนิดเหนียวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสซดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ในขณะที่กระแสซดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.18 Arms. พิจารณาจากรูปที่ 6.22 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) การทำงานที่ความถี่

30 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 4.24 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 2.83 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 6.22 (a₁) การจ่ายแรงดันสมมูล (BSVPWM) และรูปที่ 6.22 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) พบว่า กระแสที่ไหลขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะไม่ต่างกันมาก แต่การควบคุมแบบการจ่ายแรงดันไม่สมมูล (UBSVPWM) ซึ่งให้สมรรถนะของแรงบิดที่ดีกว่า

โหมดเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM

i_m เท่ากับ 4.24 Arms; i_a เท่ากับ 3.18 Arms

(a₂) UBSVPWM

i_m เท่ากับ 4.24 Arms; i_a เท่ากับ 2.83 Arms

รูปที่ 6.22 ผลการทดลองแรงดันพีดีบลิวิเอมขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), และกระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต 9 N.m

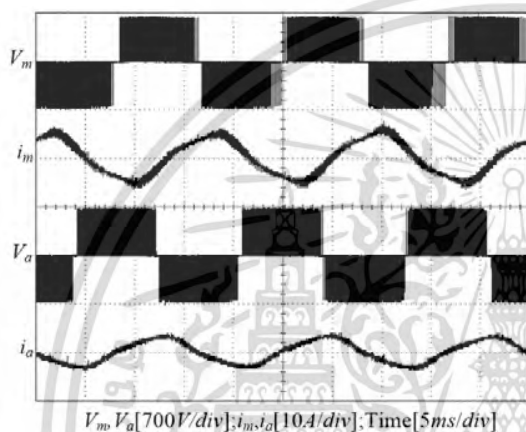
6.8.3.2 โหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

แรงดันพีดีบลิวิเอมขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) เปรียบเทียบกับการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) เปรียบเทียบแรงดันพีดีบลิวิเอมขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), กระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่ภาระโหลด 9 N.m โดยเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) พิจารณาจากรูปที่ 6.23 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 6.36 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 3.34 Arms.

พิจารณาจากรูปที่ 6.23 (a₂) U(BSVPWM) การทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ภาระโหลด 9 N.m กระแสขดลวดหลัก (i_m) เท่ากับ 7.07 Arms. ในขณะที่กระแสขดลวดช่วย (i_a) เท่ากับ 5.66 Arms. เมื่อทำการเปรียบเทียบ จากรูปที่ 6.23 (a₁) การจ่ายแรงดันสมมูล (BSVPWM) และรูปที่ 6.23 (a₂) การจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) พบว่ากระแสที่ไหล

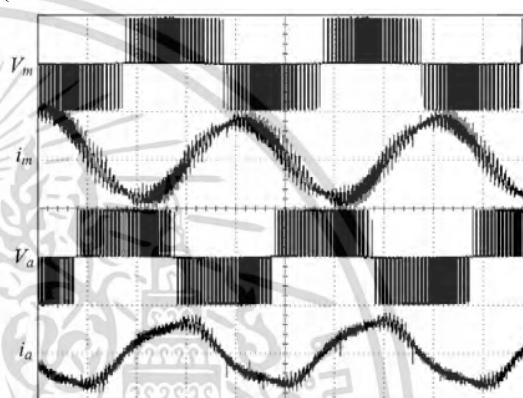
ขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะไม่ต่างกันมาก แต่การจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ซึ่งให้สมรรถนะของแรงบิดที่ดีกว่า รวมถึงการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดที่สูงกว่า

โหมตเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM

V_m, V_a [700V/div]; i_m, i_a [10A/div]; Time [5ms/div]

i_m เท่ากับ 6.36 Arms; i_a เท่ากับ 3.34 Arms

(a₂) UBSVPWM

V_m, V_a [700V/div]; i_m, i_a [10A/div]; Time [5ms/div]

i_m เท่ากับ 7.07 Arms; i_a เท่ากับ 5.66 Arms

รูปที่ 6.23 ผลการทดลองแรงดันพิตับลิวเอ็มขดลวดหลัก (V_m), และขดลวดช่วย (V_a), และกระแสขดลวดหลัก (i_m), และขดลวดช่วย (i_a) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 9 N.m

6.8.4 เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า แบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข

6.8.4.1 ที่ภาระโหลด 9 N.m, ความถี่ 30 เฮิร์ต

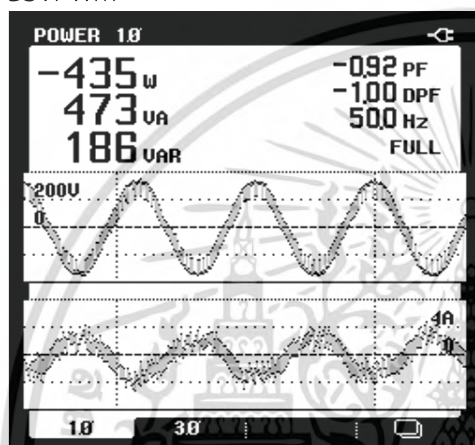
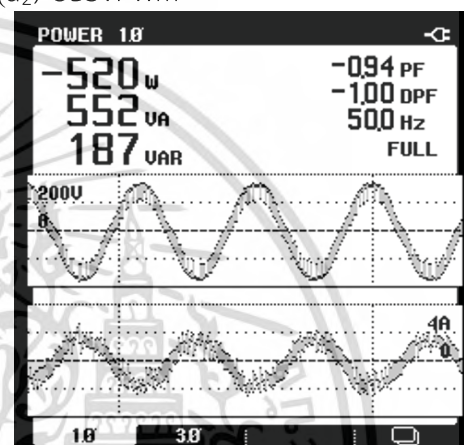
6.8.4.2 ที่ภาระโหลด 9 N.m, ความถี่ 50 เฮิร์ต

6.8.4.1 ที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต.

การเปรียบเทียบผลการทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส จากรูปที่ 6.24 (a₁) และ 6.24 (a₂) ความถี่ 30 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m พิจารณารูปที่ 6.24 (a₁) การควบคุมโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้เท่ากับ -435 วัตต์ และพิจารณารูปที่ 6.24 (a₂) การควบคุมโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้เท่ากับ -520 วัตต์ เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต ระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK ดังรูปที่ 4.39 (a₁) (BSVPWM) ได้กำลังงาน

ไฟฟ้าที่โพล์เข้ากริด -461 วัตต์ กับผลการทดลองรูปที่ 6.24 (a₁) (BSVPWM) ผลของกำลังงานไฟฟ้าสู่กริด -435 วัตต์ จะเห็นว่าผลการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดจะสูงกว่าผลจากการทดลอง เนื่องจากผลการจำลองไม่ได้คิดในส่วนของค่าความสูญเสียจากคอนเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ชุดหน้า และอินเวอร์เตอร์ชุดหลังแบบ 3 กิ่ง (3-leg VSI) และในส่วนของเครื่องจักรกลไฟฟ้า

โหลดเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM(a₂) UBSVPWM

รูปที่ 6.24 เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดระหว่างการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

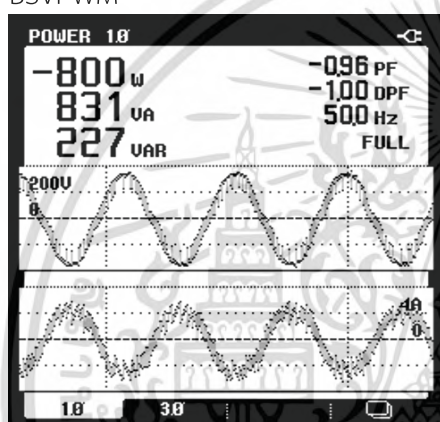
6.8.4.2 ที่ภาระโหลด 9 N.m ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

การเปรียบเทียบผลการทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส จากรูปที่ 6.25 (a₁) และ 6.25 (a₂) ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่ภาระโหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m พิจารณารูปที่ 6.25 (a₁) การควบคุมโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้เท่ากับ -800 วัตต์ และพิจารณารูปที่ 6.25 (a₂) การควบคุมโดยจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล (U(BSVPWM)) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้เท่ากับ -952 วัตต์ เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK ดังรูปที่ 4.50 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด -824 วัตต์ กับผลการทดลองรูปที่ 6.25 (a₁) การจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) ผลของกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านสู่กริด -800 วัตต์ จะเห็นว่าผลการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าส่งผ่านสู่กริดจะสูงกว่าผลจากการทดลอง เนื่องจากผลการจำลองไม่ได้คิดในส่วนของค่าความสูญเสียจากคอนเวอร์เตอร์ชุดหน้าและชุดหลัง และในส่วนของเครื่องจักรกลไฟฟ้า เปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรม Simulink/MATLAB รูปที่ 4.25 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล

(UBSVPWM) ได้ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด -964 วัตต์ เปรียบเทียบกับผลการทดลองรูปที่ 6.25 (a₂) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ได้ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด -952 วัตต์ จะเห็นว่าผลการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดจะสูงกว่าผลจากการทดลอง เนื่องจากผลการจำลองไม่ได้คิดในส่วนของค่าความสูญเสียจากคอนเวอร์เตอร์ชุดหน้าและชุดหลัง และในส่วนของเครื่องจักรกลไฟฟ้า และเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6 แล้วสามารถยืนยันได้ว่าสมรรถนะของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่มีการควบคุมแบบการควบคุมโดยจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) นี้มีสมรรถนะที่ดีกว่าการควบคุมแบบการควบคุมโดยจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM)

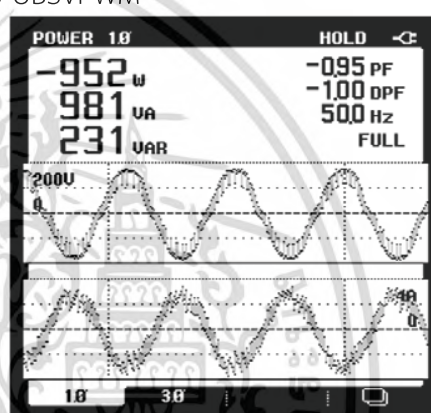
โหลดเครื่องกำเนิด ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต, 9 N.m

(a₁) BSVPWM



P เท่ากับ -800 วัตต์

(a₂) UBSVPWM



P เท่ากับ -952 วัตต์

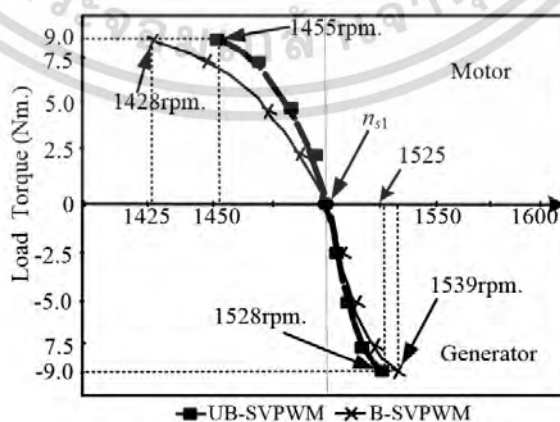
รูปที่ 6.25 เปรียบเทียบผลการทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด ระหว่างการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) และแบบไม่สมดุล (UBSVPWM)

เปรียบเทียบกำลังงานไฟฟ้าที่ส่งผ่านสู่กริดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรม Simulink/MATLAB ดังรูปที่ 4.50 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดเท่ากับ -824 วัตต์ แสดงในบทที่ 4 เปรียบเทียบกับผลการทดลองรูปที่ 6.25 (a₁) การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล (BSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้ -800 วัตต์ แสดงผลในบทที่ 6 จะเห็นว่าผลจากการจำลอง จะสูงกว่าผลจากการทดลอง เนื่องจากการจำลองการทำงานของวงจรใน Matlab/SIMULINK ไม่ได้คิดในส่วนของค่าความสูญเสียจากคอนเวอร์เตอร์ชุดหน้าและอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่งชุดหลัง (3-leg VSI) และค่าความสูญเสียในขดลวดทองแดงและในแกนเหล็กในส่วนของเครื่องจักรกลไฟฟ้า

6.9 เปรียบเทียบผลการทดลองแรงบิดทางกลสูงสุดกับความเร็วโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส

จากรูปที่ 6.26 เปรียบเทียบผลการทดลอง ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดทางกลสูงสุด (Maximum Torque; T_{max}) กับความเร็วโรเตอร์ (n_r) ของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสขณะ

จ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) และการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต โดยเปรียบเทียบการทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าและโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จะเห็นว่าขณะทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่พิคโหลดสูงสุดหรือที่ 9 N.m ขณะจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1428 rpm. และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1455 rpm. พิจารณาในส่วนของกำลังงานไฟฟ้า ในขณะที่ทำงานในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ให้สมรรถนะแรงบิดทางกลที่ดีกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) เนื่องจากความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) ของการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ความเร็วรอบโรเตอร์ (n_r) จะสูงกว่าแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) โดยที่โหลดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m โดยผลจากการทดลอง จะสอดคล้องกับผลการทดลองในรูปที่ 4.38 ในบทที่ 4 เปรียบเทียบขณะทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า ที่โหลดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m โดยเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1539 rpm. และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1528 rpm. เมื่อพิจารณาในส่วนของกำลังงานไฟฟ้าขณะทำงานในโหมดของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่ากำลังไฟฟ้าอินพุตการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) จะต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) โดยที่ป้อนโหลดโหลดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m เนื่องจากขณะทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าความเร็วรอบโรเตอร์ของการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) จะสูงกว่าความเร็วรอบโรเตอร์ของการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) จากผลการทดลองการทำงานทั้ง 2 โหมด สามารถสรุปได้ว่า การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) มีสมรรถนะที่ดีกว่า คือในโหมดมอเตอร์เหนี่ยวนำ สมรรถนะแรงบิดที่ดีกว่าคือความเร็วรอบโรเตอร์ไม่ลดต่ำลงมาก หรือให้ค่าสลิปที่ดีกว่าการควบคุมแบบการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) และเมื่อเปรียบเทียบการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ความเร็วรอบโรเตอร์จะต่ำกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุ (BSVPWM) แต่การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าสู่กริดของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุ (UBSVPWM) ได้มากกว่า โดยที่ป้อนโหลดทางกลเท่ากันคือที่ 9 N.m



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.26 เปรียบเทียบผลการทดลองแรงบิดทางกลสูงสุดกับความเร็วโรเตอร์ระหว่างการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) ในโหมดมอเตอร์และโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า

6.10 สรุป

การเปรียบเทียบผลการทดลองระหว่างการควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ที่ไม่สมมาตรทางค่าพารามิเตอร์ พิกัด 1.5 kW. ที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายระบบ 1 เฟส โดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) และแบบการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) สำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามกิ่ง (3-leg VSI) จากผลการทดลองสามารถสรุปผลการเปรียบเทียบสมรรถนะ โดยแบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

6.10.1 เปรียบเทียบด้านกริด

1. ผลของฮาร์โมนิกกระแสกริด ($THDi_s$) หรือโครงข่ายระบบ 1 เฟส การควบคุมการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในการทำงานที่ความถี่ต่ำ โดยพิจารณาการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า จากผลการทดลองที่ความถี่เท่ากับ 30 เฮิร์ตและที่ความถี่ 50 เฮิร์ต เทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM) ค่าฮาร์โมนิกกระแส ($THDi_s$) จะสูงกว่าเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) และเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสู่กริด การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่า การควบคุมการจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมมูล (BSVPWM)

2. เปรียบเทียบผลการทดลองการทำงานในโหมดเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้า พบว่ากำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) นั้นสูงกว่ากำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) ของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) โดยที่รับภาระโหลดเท่ากัน และเมื่อเปรียบเทียบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริด (P_o) ของการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้มากกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) ความถี่ 30 เฮิร์ต และความถี่ที่ 50 เฮิร์ต

การควบคุมเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ที่โหลดเต็มพิกัดหรือที่ 9 N.m การควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมมูล (UBSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้ -952 w. (หรือประมาณ 1 kW.) และการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่กริดได้ -824 w. โดยจะสอดคล้องกับผลการจำลองในบทที่ 4

6.10.2 เปรียบเทียบที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง

1. ผลของการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (V_{dc}), ผลของการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (V_{dc1}), ผลของการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 (V_{dc2}) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต และที่ 50 เฮิร์ต โดยเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมมูล (BSVPWM) จะเกิดการ

กระเพื่อมสูงกว่าเทคนิคการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ความถี่ 30 เฮิร์ต และที่ 50 เฮิร์ต เปรียบเทียบผลของการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์ (n_r), แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e), และ กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านสู่กริด พบว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบสมดุล (BSVPWM) จะสูงกว่าการควบคุมการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุล (UBSVPWM) ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต และที่ 50 เฮิร์ต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

จากผลการเปรียบเทียบระหว่าง ผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/SIMULINK และผลการทดลอง ของระบบควบคุมการทำงานเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟสที่ไม่สมดุลทางค่าพารามิเตอร์ พิกัด 1.5 kW, 4 pole 50 Hz. โดยการเปรียบเทียบผลในเชิงสมรรถนะระหว่างเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแรงดันสมดุล (BSVPWM) และเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) ได้แก่ผลของแรงดันกระแสที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (Vdc), การกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์, การกระเพื่อมของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า, การกระเพื่อมของกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่โพล์วส์กริด โดยกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟจากเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) สามารถจ่ายกำลังงานไฟฟ้าเข้ากริดได้สูงกว่าเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแรงดันสมดุล (BSVPWM)

ในส่วนของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านหน้า ในการเชื่อมต่อกับโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่ง โดยเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคเดิมคือเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีซซันด์แบนคิงที่ (Fixed band Adaptive Current Control) กับเทคนิคการควบคุมกระแสติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีซซันด์แบนไม่คิงที่ (Variable-band Adaptive Current Control) โดยการปรับปรุงโดยการลดผลรวมของค่าความผิดเพี้ยนกระแสกริด (THDis) ลงได้

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิจัย โดยนำเสนอหลักการและแนวทางในการเพิ่มสมรรถนะของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟสแบบเดี่ยว (Stand alone) ในการเพิ่มสมรรถนะการทำงานเป็นเครื่องกำเนิด ได้แก่การปรับปรุงสมรรถนะของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Te) และลดการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (Vdc) ลดการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์ (nr) ในการทำงานร่วมกันกับการปรับมุม ร่วมกับหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชุดหลัง ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุล ทำให้ลดการกระเพื่อมของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Te) และลดการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (Vdc) ลดการกระเพื่อมของความเร็วโรเตอร์ (nr)

การเปรียบเทียบผลการจำลองด้วย Matlab/SIMULINK ในบทที่ 4 กับผลการทดลองในบทที่ 6 สามารถยืนยันได้ว่า เทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแรงดันไม่สมดุล (UBSVPWM) กับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเฟส ให้สมรรถนะสูงกว่าเทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแรงดันสมดุล (BSVPWM)

7.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับงานวิจัยเรื่องเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส 3 กิ่ง ควบคุมด้วยวิธีการมอดูเลตสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นจุดเริ่มต้นที่จะทำการวิจัยและพัฒนาคุณภาพของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าขนาดเล็ก โดยสามารถใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าที่มีขายในท้องตลาดและมีการใช้งานภายในครัวเรือนกันทั่วไป ให้สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขนาดเล็ก โดยแนวทางที่จะทำการพัฒนาต่อไปอีกคือ

-พัฒนาชุดตรวจจับความเร็วรอบโรเตอร์สำหรับการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์ ที่เหมาะสม สามารถที่จะลดการกระเพื่อมของแรงดันที่บัสไฟตรงเชื่อมโยง (Dc link voltage) จะทำให้สมรรถนะของเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้านั้นมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

-พัฒนาชุดระบบควบคุมเครื่องกำเนิดต่อไป โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control) การควบคุมแบบลูปปิด (Closed loop Controller) หรือระบบควบคุมแบบไร้ตัวตรวจจับ (Sensor less) จากข้อเสนอแนะในเรื่องของโจทย์วิจัยในเรื่องการพัฒนาเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำไฟฟ้าขนาดเล็กในระบบ หรือแบบเดี่ยวและแบบเชื่อมต่อกิริตหรือโครงข่ายระบบ 1 เฟส และในการประยุกต์ใช้งานกับระบบผลิตไฟฟ้าจากพลังน้ำขนาดเล็ก (Mini Hydro) โดยงานวิจัยมุ่งเน้นต้นทุนต่ำให้มีประสิทธิภาพและสมรรถนะสูงในการทำงาน ซึ่งเป็นอีกแนวทางหนึ่งในการวิจัยที่ตอบโจทย์และสนองความต้องการ และเพิ่มขีดความสามารถให้กับอุตสาหกรรมการผลิตของประเทศ ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Kh Al Jabi, A I Alolah. "Capacitance requirement for isolated self excited induction generator," IEE processings, Vol. 137, Pt. B, no. 3, March 1990.
- [2] M. Godoy Simoes, Felix A. Farret. "Renewable Energy Systems Design and Analysis with Induction Generators," Ill series, 2004.
- [3] Kim Cherl-Jin, Lee Kwan-Yong, Kim Young-Tae, Shin Heung-Kyo. "Design and Performance Analysis of Single-phase Self-excited Induction Generators," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 42, no. 4, July/August 2006.
- [4] M.H. Haque. "Steady State Characteristics of Stand-Alone Single-Phase Induction Generators," IEEE Trans. On Power Electronics, 2012.
- [5] Tarek Ahmed, Katsumi Nishida and Mutsuo Nutsuo Nakaoka. "Advanced control of PWM converter with variable-speed induction generator," Industry Applications, IEEE Transactions on vol. 42, pp.934-945, July/August 2006.
- [6] Tarek Ahmed, Katsumi Nishida, Mutsuo Nakaoka. "Static Var Compensator-Based Voltage Regulation Implementation of Single-Phase Self-Excited Induction Generators," IEEE Trans. On Power Electrics, 2004.
- [7] Tarek Ahmed, Koki Ogura, Koji Soshin, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka. "Small-Scale Wind Turbine Coupled Single-Phase Self-Excited Induction Generator with SVC for Isolated Renewable Energy Utilization," Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS '05. IEEE, pp.781-786, 17-20 Nov. 2003.
- [8] S. N. Mahato Alternate Hydro, M. P. Sharma Alternate Hydro, S.P. ingh. "Capacitors Required for Maximum Power of a Self-Excited Single-Phase Induction Generator Using a Three-Phase Machine," Energy Conversion, IEEE Trans. on vol. 23, pp. 372-381, 30 April 2008.
- [9] ALI M. ELTAMALY. "New Formula to Determine the Minimum Capacitance Required for Self-Excited Induction Generators," Power Electronics Specialists Conference, vol.1, pp.106-110, 2002.
- [10] Ching-Tzong Su, Wei-Cheng Chang. "Secection of Capacitor for the Self-Excited Single-Phase Induction Generators," Power Systems, 2009 International Conference, 2009. pp.1-6, 27-29 Dec. 2009.
- [11] S. Sasikumar, S. Singaravelu. "Capcitive Var Requirements of Single-Phase Two Winding Self-Excited Induction Generators for Desired Voltage Regulation," Journal of Computer Applications vol. 46 no.19, May 2012.
- [12] S.S. Murthy and A.J.P. Pinto. "Theory, Simulation and Experimental Verification of a New Integral Cycle Robust Control Strategy for Self Excited Induction," IEEE PEDS'07, pp. 924-929, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13] G. V. Jayaramaiah, B. G. Fernandes. "Novel Voltage Controller for Stand-alone Induction Generator using PWM-VSI," Industry_Applications_Conference, 41st IAS Annual Meeting. Conference on vol.1, pp.204-208, 8-12 Oct. 2006.
- [14] Kinares V. and Charumit C. "Modulating Functions of Space Vector PWM for Three - Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors," IEEE Trans. On Power Electronics, vol.24, No.4, April 2009.
- [15] M.H. Haque. "Steady State Characteristics of Stand-Alone Single-Phase Induction Generators," Power Engineering (AUPEC), 2012 p.1-6, 26-29 Sept. 2012.
- [16] Dong Quang Dang, Nga Thi-Thuy Vu, Han Ho Choi and Jin-Woo Jung. "Neuro-Fuzzy Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors: Stability Analysis and Implementation," J Electr Eng Technol vol. 8, No. 6: 1432-1443, 2013.
- [17] Wekin Piyarat. "Direct Torque Control Based on Unbalanced Phase Voltage Space Vector pwm for an Asymmetrical Two-Phase Induction Motor Drive," Doctoral Thesis, Electrical Engineering, Faculty King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2010.
- [18] Rafal Krzysztof, Malgorzata, Jon A. Barrena and Marian P. Kazmierkowski. "Component minimized AC/DC/AC converter with DC-link capacitors voltages balancing," IEEE, EURO CON 2009 International Conference St.-Peterburg Russia, 18-23 May, pp. 861-866, 2009.
- [19] W. Piyarat and V. Kinares. "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter," IEEJ Trans. on Industry Application Society, Section D, vol.130, no.7, 2010.
- [20] Frede Blaabjerg, Florin Lungeanu, Kenneth Skaung and Andreas Aupke. "Comparison of Variable Speed Drives for Single-Phase Induction Motors," IEEE Power Conversion Conference, 2002. vol. 3, 2-5 April, pp.1328-1333, 2002.
- [21] Naser M. B. Abdel-Rahim and Adel Shaltout. "An Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor Drive with Slip-Frequency Control," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 24, no. 3, September 2009.
- [22] Denizar C., Luis C. Tomaselli, Telles B. Lazzarin and Ivo Barbi. "Drive for a Symmetrical Two-Phase Induction Machine using Vector Modulation," IEEJ Trans. IA, vol.126, no.7, 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [23] Denizar C., Luis C. Tomaselli, Telles B. Lazzarin and Ivo Barbi. “**Drive for a Symmetrical Two - Phase Induction Machine using Vector Modulation,**” IEEJ Trans. IA, vol.126, no.7,2006.
- [24] Y. Kumsuwan, W. Srirattanawichaikul, S. Premrudeepreechacharn. “**A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Asymmetrical Two-Phase Induction Mtoer,**” IEEE International Conferences Power Electronics. pp. 2469-2476, The 2010.
- [25] Heli Golwala, R. Chudamani. “**Modified Three Dimensional Space Vector based PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Asymmetrical Two-Phase Induction Motoer,**”IEEE PEDS 2011, Singapore, pp. 573-577, 5-8 December 2011.
- [26] Yuttana Kumsuwan, Suttichai Premrudeepreechacharn. “**A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor,**” IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 60, no. 5, MAY 2013.
- [27] Khurshid Hafiz, Gaurav Nanda. “**Skin Effect Modeling of Self Excited Induction Generator in Wind Power Application,**” The IEEE Canadian Conference 2008, Canada, 4-7 May 2008.
- [28] Burak Ozpineci and Leon M. Tolbert. “**Simulink Implementation of Induction Machine Model A Modular Approach,**” The IEEE Madison usa Conference 2003, pp.728-734, 1-4 June 2003.
- [29] N. Anagreh and Imadden M. “**Self-excited induction generator using Matlab,**” International Journal of Electrical Engineering Education 40/1., 2003.
- [30] Yaser N. Anagreh and Imadden M. “**Teaching the self - excited induction generator using Matlab,**” International Journal of Electrical Engineering Education 40/1., 2003.
- [31] M. Hadziselimovic, I.Zagradisnik and B. Stumberger. “**Induction Machine : Comparison of Motor and Generator Characteristics,**” Acta Technica Jaurin -ensis vol.6 no.1, 2013.
- [32] DAVID M. BROD and DONALD W. NOVOTNY. “**Current Control of VSI - PWM Inverters,**” IA-21, no. 4, pp. 562-570, May/June 1985.
- [33] BIMAL K. BOSE. “**An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage - Fed PWM Inverter for Machine Drive System,**” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 37, no. 5, pp. 402-408, October 1990.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [34] HOANG LE-HUY and LOUIS A. DESSAINT. “Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 4, no. 4, pp. 486-495, October 1989.
- [35] BIMAL K. BOSE and HUNT A. SUTHERLAND. “A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-19, no. 2, pp. 235-243, March/April 1983.
- [36] M. Jasinski, G. Wrona and M. P. Kazmierkowski. “AC-DC-AC Converter with Induction Machine-modelling and Implementation on Floating Point DSP as a Cost Effective Interface for Renewable Energy Applications,” The IEEE Bari, Italy Conference 2010, pp.620-625, 4-7 July 2010.
- [37] L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero and M. Haddadi. “Digital power factor control and reactive power regulation for grid-connected photovoltaic inverter,” Elsevier Renewable Energy 34, pp. 315-321, 2009.
- [38] Bor-Ren Lin. “A single-phase three-level pulsewidth modulation AC/DC converter with the function of power factor corrector and active power filter,” Elsevier Power System Research 58, pp. 157-167, 2001.
- [39] Mohapatra, M., Babu. B.C. “Fixed and Sinusoidal-Band hysteresis current controller for PWM voltage source inverter with LC filter,” Students’ Technology Symposium (TechSym), IEEE, pp.88, April 2010.
- [40] Steffanutti, W., Mattavelli, P. “Fully Digital Hysteresis Modulation with Switching-Time Prediction,” IEEE Trans. on Industry Appl., vol. 42, no.3, May-June 2006.
- [41] Malesani, L., Mattavelli, P. and Tomasin, P. “Improve Constant-Frequency Hysteresis Current Control of VSI Inverters with Simple Feedforward Bandwidth Prediction,” IEEE Trans. on Industry Appl., vol. 33, no.5, pp. 1194, Sept/Oct 1997.
- [42] Mohamayee Mohapatra and B. Chitti Babu. “Fixed and Sinusoidal-Band Hysteresis Current Controller for PWM Voltage Source Inverter with LC Filter,” IEEE Student’s Technology Symposium 2010, IIT Kharagpur, 03-04 April 2010.
- [43] K. M. Rahman, M. Rezwana Khan, M. A. Choudhury and M. A. Rahman. “Variable-Band Hysteresis Current Controllers for PWM Voltage-Source Inverters,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 6, November 1997.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [44] Hani Vahedi, Abdolreza Sheikholeslami, Mohammad Tavakoli Bina and Mahmood Vahedi. “**Review and Simulation of Fixed and Adaptive Hysteresis Current Control Considering Switching Losses and High-Frequency Harmonics,**” *Advances in Power Electronics*, vol. 2011, pp. 6, 2 May 2011.
- [45] Murat Kale and Engin Ozdemir. “**An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter,**” *Elsevier Electric Power System Research* 73, pp. 113-119, 2005.
- [46] Ahed E.kalas, Elwy E. Elkholy and M.El-shahat Dessouki. “**Experimental Verication of A New Variable Hysteresis Band Current Controlled VSI Fed Induction Motor Drives,**” *Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON’ 2010)*, Cairo University, Egypt, pp. 775-781, 19-21 December, 2010.
- [47] M.B.B. Sharifian, R. Rahnavard and Y. Ebrahimi. “**Variable Hysteresis Band Current Controller of Shunt Active Filter Based Fuzzy logic Theory under Constant Switching Frequency,**” *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 1, no. 2, pp.236-244, June 2009.
- [48] Hao Wu, Siu-Chung Wong and Chi K. Tse. “**Control and Modulation of Bidirectional Single-Phase AC-DC Three-Phase-Leg SPWM Converters with Active Power Decoupling and Minimal Storage Capacitance,**” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, June 2016.
- [49] Azrtia Alias, Nasrudin Abd. Rahim and Mohd Azlan Hussain. “**Bidirectional Three Phase Power Converter,**” *2011 IEEE First Conference on Clean Energy and Technology CET*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 337-341, 27-29 June 2011.
- [50] Samerchur, S., S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwan, and K. Higuchi. “**Power Control of Single-Phase Voltage Source Inverter for Grid-Connected Photovoltaic System,**” *Power Systems Conference and Exposition (PSCE)*, 2011 IEEE/PES, Phoenix, AZ, USA, 20-23 March 2011.
- [51] Krzysztof Rafal, Malgorzata, Jon A. Barrena and P. Kazmierkowski. “**Component Minimized AC/DC/AC Converter with DC-Link Capacitors voltages Balancing,**” *EURO CON 2009 International Conference St.-Peterburg Russia*, pp.861-866, 18-23 May 2009.
- [52] Xibo Yuan, Fei Wang and Dushan Boroyevich. “**DC-link Voltage Control of a Full Power Converter for Wind Generator Operating in Weak-Grid Systems,**” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 24, no. 9, September 2009.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [53] Nayeem A. Ninad and A. C. Lopes. “A Low Power Single-Phase Utility Interactive Inverter For Residential PV Generation with Small DC-Link Caapacitor,” Conference 3rd Solar Building Research Network Conference, At Fredricton Canada, August 2008.
- [54] Vijayalakshmi, S and Sree Renga Raja, T. “Time Domain Based Digital Controller for Buck-Boost Converter,” Journal of Electrical Engineering & Technology vol. 9, no.5, 2014.
- [55] Muhammad Ammirul Atiqi Mohd Zainuri, Mohd Amran Mohd Radz. “DC-link capacitor voltage control for single-phase shunt active power filter with step size error cancellationin self-charging algorithm,” IET Power Electron., vol. 9, Iss. 2, pp. 323-335, 2016.
- [56] Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon. “Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors,” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 2, March/April 2003.
- [57] Chakrapong Charumit and Vijit Kinnares. “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 Trans. IA, vol. 129, no.6, 2009.
- [58] Vijit Kinnares and Chakrapong Charumit. “Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol 24, 4, April 2009.
- [59] Ch. Charumit and V. Kinnares. “Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives,” Elsevier Electric Power Systems Research 79 (2009), pp. 1127-1135.
- [60] Ali S. Ba-thunya, Rahul Khopkar, Kexin Wei and Hamid A. Toliyar. “Single Phase Induction Drives- A Literature Survey,” Electric Machines and Drives Conference, IEEE International, pp.911-916, 2001.
- [61] M. Chomat, T.A. Lipo. “Adjustable-speed drive with single-phase induction machine for HVAC applications,” Power Electronics Specialists Conference PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, vol. 3, pp. 1446-1451., 2001.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [62] Rodrigo Padilha Vieira, Rodrigo Zelir Azzolin, Humberto Pinheiro, Hilton Abílio Gründling. “**Simple PWM approach for modulation of three-leg inverters driving two-phase symmetrical and asymmetrical machines,**” Electrical Machines (ICEM) XIX International Conference on, pp.1-6, 2010.
- [63] Jianming Yao, Jesse Krase and Thomas A. Lipo. “**Design Considerations for Single Phase Induction Motor Packaged Drives,**” Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03. IEEE International, pp.1-6, 09 July 2003.
- [64] Ned Mohan. “**POWER ELECTRONICS AND DRIVES,**” Mnpere Minneapolis, 2001.
- [65] Rungwicha Chaiyot and Vijit Kinnares. “**Continuous and Discontinuous Space Vector Pulse width Modulator Using a TMS320C2000 F28335 Board,**” ECTI-CON, 13th International Conference Chiang Mai, Thailand, 28 June-1 July 2016.
- [66] Jacob Fainguelernt. “**From MATLAB and Simulink to Real-Time with TI DSP's,**” Rice University Houston, Texas, 2009.
- [67] Rungwicha Chaiyot and Vijit Kinnares. “**Continuous and Discontinuous Space Vector Pulse width Modulator Using a TMS320C2000 F28335 Board,**” ECTI-CON, 13th International Conference Chiang Mai, Thailand, 28 June-1 July 2016.
- [68] Texas Instruments. “**TMS320C2000xDSP Event Manager (EV) Reference Guide,**” Jun.2007,- Available: focus.ti.com/lit/ug/spru065e/spru065e.pdf.
- [69] BIMAL BOSE. “**POWER ELECTRONICS and MOTOR DRIVES,**” eference Guide,” Advances and Trends, 2002.
- [70] Umashankar S, Mandar Bhalekar and Surabhi Chandra. “**DSP Based Real Time implementation of AC-DC-AC converter Using SPWM Technique,**” International Journal of Electronics communication and Electrical Engineering, pp.96-110, vol.3, January 2013.
- [71] Jinhua Lui and Xuezhi Hu. “**The Research of PWM DC-DC Converter Based on TMS320F28335,**” Advances in MSEC Vol.1, SIAC 128, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, pp. 139-144, 2011.
- [72] Emeritus, “**Electric Machines Drives, and Power System,**” Pearson Prentice Hall.



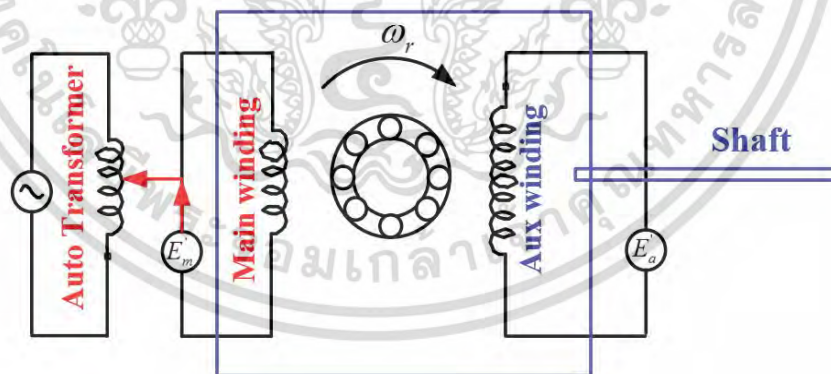
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมดุล

พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าหนึ่งเฟสแบบไม่สมดุล

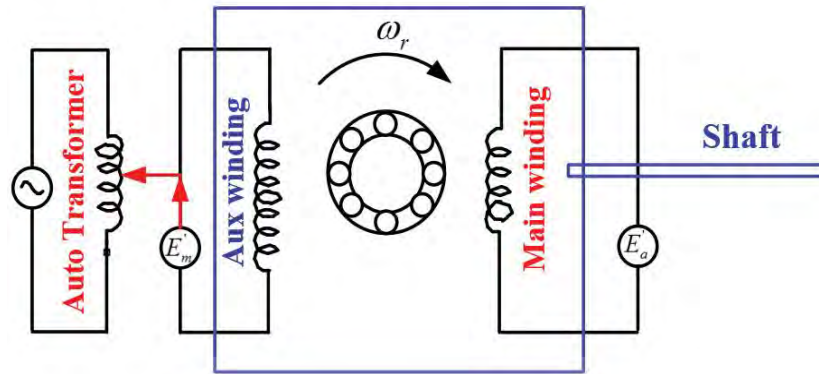
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	หน่วย	พิกัด
มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า 1 เฟส	-	kW	1.5
พิกัดแรงดัน	-	V	220
พิกัดกระแส	-	A	9.8
แรงบิดทางกลสูงสุด	-	Nm	9.5
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	-	Pole	4
พิกัดความเร็ว	n_r	r/min	1450
ค่าความต้านทานขดเมน	R_{sd}	ohm	1.62
ค่าอินดักแตนซ์ขดเมน	L_{sd}	mH	1.21
ค่าความต้านทานขดช่วย	R_{sq}	ohm	5.21
ค่าอินดักแตนซ์ขดช่วย	L_{sq}	mH	134
โมเมนต์แรงเฉื่อย	J	kg.m ²	0.025
อัตราส่วนจำนวนรอบ	a		1.556

1. การทดสอบเพื่อหาค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turns ratio test : a_M)



(ก) จ่ายแรงดันเข้าขดลวดหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) จ่ายแรงดันเข้าขดลวดช่วย

รูปที่ ก-1 วงจรทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ

1. การทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสดังรูปที่ ก-1 แสดงได้ดังตารางที่ ก-1

ตารางที่ ก-1 อัตราส่วนจำนวนรอบคำนวณได้ดังนี้

$E_m (V)$	$E'_a (V)$	$E_a (V)$	$E'_m (V)$
220	280	220.90	116.50

อัตราส่วนจำนวนรอบคำนวณได้ดังนี้คือ

$$a_m = \sqrt{\frac{E_m \times E'_a}{E_a \times E'_m}} = \sqrt{\frac{220 \times 280}{220.9 \times 116.5}} = 1.547$$

2. ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดหลักและที่ขดช่วย

2.1 ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดหลัก (Main winding DC Test)

ตารางที่ ก-2 ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดหลัก (Main Winding DC Test)

Voltage(V)	1.889	4.20	6.06	7.94	10.63
Current(A)	1.17	2.60	3.74	4.90	6.49
$R_m (\Omega)$	1.61	1.61	1.62	1.62	1.63

$$\bar{R}_m = 1.62 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดช่วย (Auxiliary winding DC Test)

ตารางที่ ก-3 ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดช่วย (Auxiliary Winding DC Test)

Voltage(V)	2.56	4.63	6.62	7.94	10.11
Current(A)	0.49	0.89	1.27	1.52	1.94
$R_a(\Omega)$	5.22	5.20	5.21	5.22	5.21

$$\bar{R}_a = 5.21\Omega$$

3. ทดสอบยึดตัวโรเตอร์ให้หยุดนิ่ง (Blocked Rotor Test)

3.1 ผลการทดสอบขณะยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดเมน

ตารางที่ ก-4 ผลการทดสอบขณะยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดเมน

Voltage(V)	Current(A)	Power(Watt)	Power Factor
44.92	10.15	381	0.83

การคำนวณพิจารณาจากรูป ก-1 ประกอบ

$$Z_{bm} = \frac{V_{bm}}{I_{bm}} = \frac{44.92}{10.15} = 4.42$$

$$R_{bm} = \frac{P_{bm}}{I_{bm}^2} = \frac{381}{10.15^2} = 3.69$$

$$X_{bm} = \sqrt{Z_{bm}^2 - R_{bm}^2} = \sqrt{(4.42)^2 - (3.69)^2} = 2.43$$

$$\text{เมื่อ } X_{bm} = X_{1m} + X_{2m}$$

$$\therefore X_{1m} = X_{2m} = 0.5X_{bm} = 0.5(2.43) = 1.21$$

$$\text{เมื่อ } R_{bm} = R_{2m} + R_{1m}$$

$$\text{จะได้ } R_{2m} = R_{bm} - R_{1m} = 3.69 - 1.62 = 2.07$$

3.2 ผลการทดสอบขณะยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดช่วย

ตารางที่ ก-5 ผลการทดสอบขณะยึดโรเตอร์ให้หยุดนิ่งที่ขดช่วย

Voltage(V)	Current(A)	Power(Watt)	Power Factor
21.98	2.22	47	0.97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

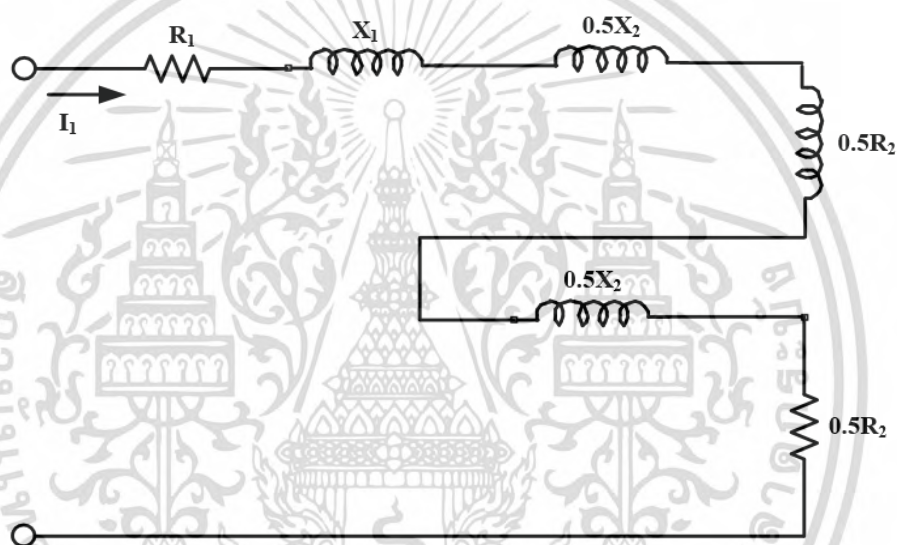
$$Z_{ba} = \frac{V_{ba}}{I_{ba}} = \frac{21.98}{2.22} = 9.90$$

$$R_{ba} = \frac{P_{ba}}{I_{ba}^2} = \frac{47}{2.22^2} = 9.53$$

$$X_{ba} = \sqrt{Z_{ba}^2 - R_{ba}^2} = \sqrt{(9.90)^2 - (9.53)^2} = 2.68$$

$$\text{เมื่อ } X_{ba} = X_{1a} + X_{2a}$$

$$\therefore X_{1a} = X_{2a} = 0.5 X_{ba} = 0.5(2.68) = 1.34$$



รูปที่ ก-2 วงจรสมมูลการทดสอบขณะล่อคโรเตอร์หยุดนิ่ง

4. การทดสอบขณะไร้โหลด

4.1 การทดสอบขณะไร้โหลดที่ขดลวดเมน (Main Winding No Load Test) เป็นการทดสอบโดยขับมอเตอร์ขณะไร้โหลด ซึ่งในสภาวะนี้ขดลวดช่วยจะถูกเปิดวงจร ได้ผลการทดสอบดังตารางที่ ก-6 (ค่าสลิป ≈ 0)

ตารางที่ ก-6 ผลการทดสอบด้วยไฟตรงที่ขดลวดเมน

Voltage(V)	Current(A)	Power(Watt)	Power Factor
220	7.89	350	0.20

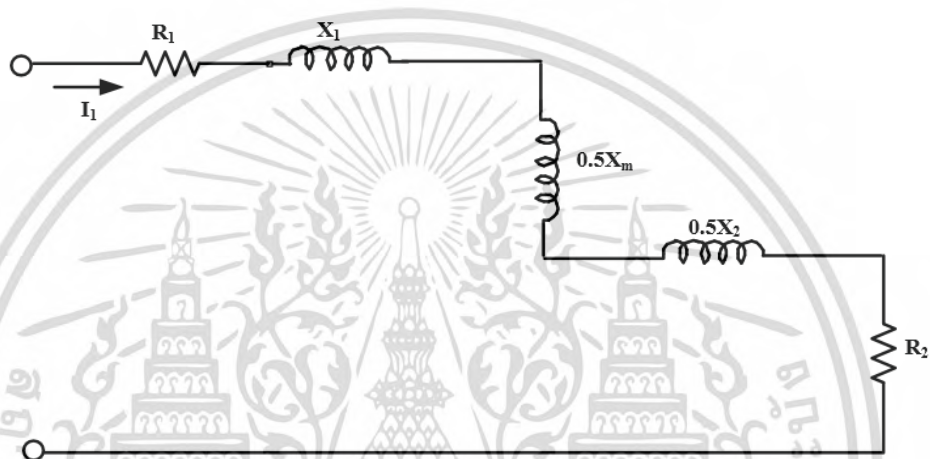
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

$$Z_{nL} = \frac{V_{nL}}{I_{nL} \angle \theta} = \frac{220}{7.89 \angle 0^\circ} = 27.88$$

$$R_{nL} = \frac{P_{nL}}{I_{nL}^2 \angle \theta} = \frac{350}{(7.89)^2} = 5.62$$

$$X_{nL} = \sqrt{Z_{nL}^2 - R_{nL}^2} = \sqrt{27.88^2 - 5.62^2} = 27.30$$



รูปที่ ก-3 วงจรสมมูลการทดสอบขณะไร้โหลด

พิจารณาจากวงจรสมมูลดังรูปที่ ก-2 จะได้ (และพิจารณาจาก CLASS A ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า $X_1 = X_2 = 0.5$)

$$X_{nL} = 0.5X_m + X_1 + 0.5X_2$$

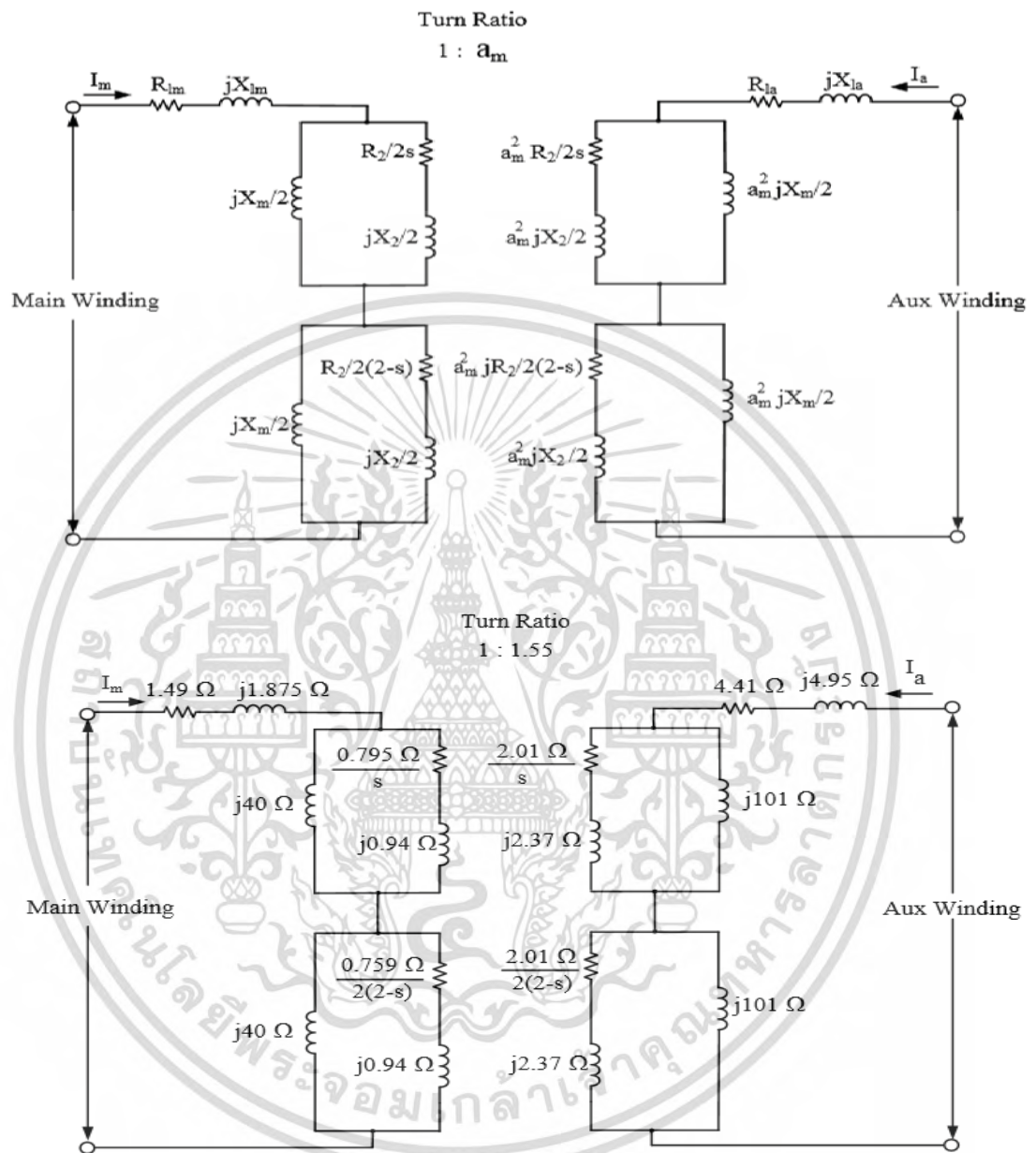
$$X_{nL} = 0.5X_m + 0.5X_{bm} + (0.5 \times 0.5X_{bm})$$

$$2X_{nL} = X_m + X_{bm} + 0.5X_{bm}$$

$$2X_{nL} = X_m + X_{bm} + 0.5X_{bm}$$

$$X_m = +2X_{nL} - 1.5X_{bm} = (2 \times 27.30) - (1.5 \times 2.43) = 50.95$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

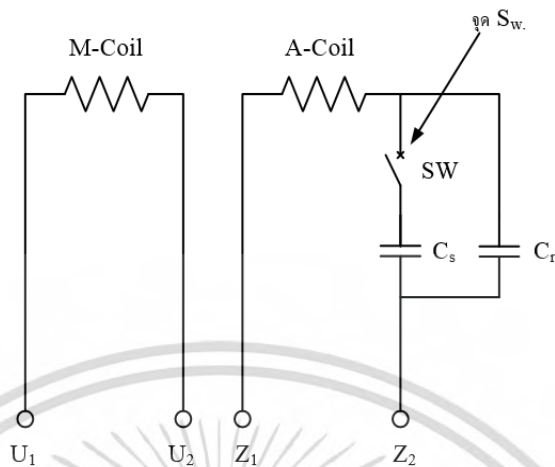


รูปที่ ก-4 วงจรสมมูลค่าพารามิเตอร์มอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 มอเตอร์รุ่น SCL-KR 2HP 4P

Wiring Diagram



รูปที่ ก-5 การแยกขดลวดหลักและขดลวดช่วย (จากผู้ผลิต)

ตารางที่ ก-7 ข้อมูลจากมอเตอร์ที่ทำการทดสอบ

Coin	Resistance($\Omega/20^{\circ}\text{C}$)	ตำแหน่งวัด
M-Coin	1.40	U_1-U_2
A-Coin	4.86	Z_1 -จุด s (จุดที่ coin ต่อกับขั้ว Switch)

Note: ตำแหน่งสวิตอยู่ที่ใน Cover ด้านท้ายมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.
พารามิเตอร์คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องรีด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1. พารามิเตอร์คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด

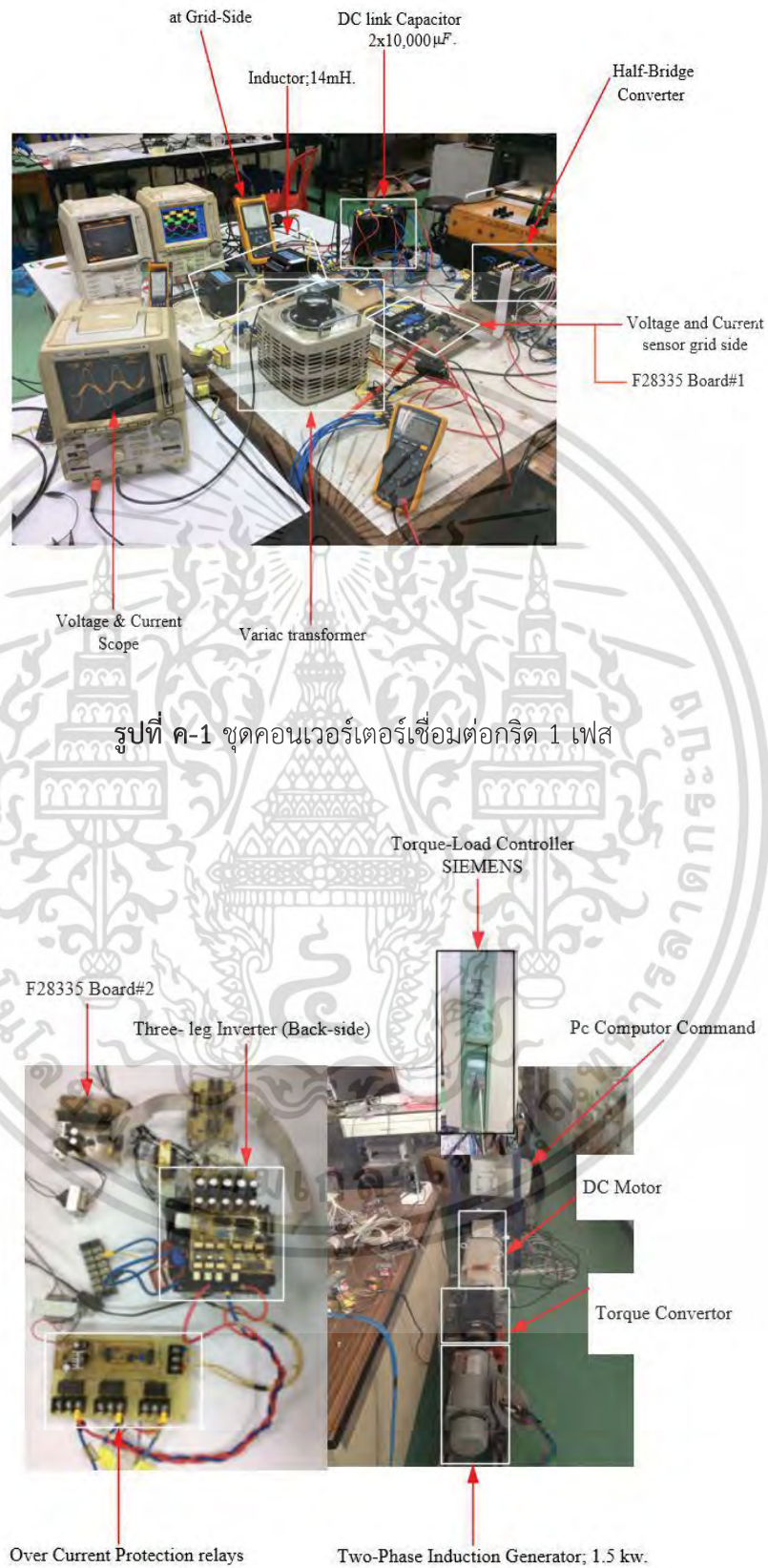
พารามิเตอร์	หน่วย	พิกัด
IGBT Module, Mitsubishi model PM25RSB120	V, A	1200, 25
Dead Time	μs	3
Grid Voltage	Vrms	220
Frequency	Hz	50
Rated inductance current	mH, A	14, 10
Rated capacitor c1 and c2	μF , Vdc	10,000, 450
PI Controller; k_p and k_i	-	0.32 and 0.64
Current Sensor, LEM : LA25-NP	A	25
Voltage Sensor No. ISO124	V	$\pm 4.5 \text{ V to } \pm 18 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค.
ชุดการทดลองและอุปกรณ์ในการวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค-2 ชุดควบคุมแรงบิดทางกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ง.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lecture Notes in Engineering and Computer Science

IMECS 2013

International MultiConference of
**Engineers and Computer
 Scientists 2013**

Volume II

**Hong Kong
 13-15 March, 2013**

S. I. Ao
 Oscar Castillo
 Craig Douglas
 David Dagan Feng
 Jeong-A Lee (Eds.)

IA ENG

International Association of Engineers

ISBN: 978-988-19252-6-8
 ISSN: 2078-0958

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Two-Phase Three-Leg Voltage Source Converter Fed Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Machine Operating in Motoring and Generating Modes

Papol Sardyoung, Surachat Leeragreephol and Vijit Kinnares

Abstract—This paper presents performance evaluation of an asymmetrical parameter type two-phase induction machine drive using two-phase three-leg voltage source converter (VSC) operating in motoring and generating modes. A system is simulated using MATLAB/SIMULINK. The proposed converter system includes a machine side converter using a three-leg VSC and a front end converter using a single-phase full bridge switched mode converter. The overall converter system is able to operate in a bidirectional power flow mode. For the front end converter, hysteresis band current control is utilized to maintain the DC link voltage constant. The machine side converter provides both unbalanced and balanced two-phase output voltages for the machine based on a sinusoidal pulse-width modulation (SPWM) technique. The comparative performance evaluation of the whole system between balanced and unbalanced two-phase motor voltages is given.

Index Bidirectional power flow, Asymmetrical parameter Type Two-Phase Induction machine, Three-Leg Voltage Source I converter

1. INTRODUCTION

A single-phase induction machine is always used as a motor rather than a generator due to ease of use and better performance. However, the single-phase induction generator is attractive to researchers for small scale renewable energy applications [1]. Single-phase induction motors (SPIMs) are most widely used in home appliances and industrial such as air conditioners, washing machines, motors, pumps, blenders, fruit and so on. Some applications do not require variable speed. As a consequence single-phase mains supply is likely to be used to provide nominal motor voltage. For variable speed applications, power electronic equipment such as a voltage controller using thyristor phase control and an inverter is preferable for an energy saving concern. The inverter offering variable voltage and variable frequency (VVVF) is considered as a first choice in terms of various advantages like high starting torque, a wide range of speed adjustment.

P. Sardyoung and V. Kinnares are with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand (papol_s@hotmail.com, kvijit@kmitl.ac.th)

S. Leeragreephol is with the South Bangkok Combined Power Plant Mueng Samutprakran 10270 EGAT Thailand (surachat.l@egat.co.th)

Control of single-phase-to-three-phase ac/dc/ac PWM converter with various topologies for three-phase induction motor is used in residential appliances, farming, and low-power industrial applications where only a single-phase utility is available [2],[3]. Three-leg VSI fed unbalanced parameter type two-phase induction motor modified from the existing SPIM can be found in [4]. Although the performance evaluation of a three-leg VSI fed two-phase induction motor drive was conducted, the machine acting as a generator and bidirectional power flow for the front end converter has not been reported yet. Generally a front end converter with bidirectional power flow is needed for high performance drives to allow regenerative energy to feedback to the mains supply. The switched mode converter is commonly used to obtain nearly sinusoidal current and nearly power factor for both rectifying mode for supplying energy from the mains supply to the motor and inverting mode for receiving energy from the machine back to the mains supply called as regenerative braking. Therefore, in this paper, the converter system as mentioned earlier will be controlled in the motoring mode with V/Hz control for start-up, no load and on load conditions and in the generating mode by applying mechanical power in opposite direction with the motoring mode. Therefore the machine can act as either a motor or a generator depending on the direction of the mechanical power (i.e. input or output). More importantly, the performance comparison between balance and unbalanced machine voltages is given which the work [4] has not been conducted in the generating mode. The proposed system is shown in Fig.1. It consists of an IGBT full-bridge switched mode converter and a IGBT two-phase three-leg converter. The DC-Link voltage is controlled to keep constant. The block diagram for a closed loop control system of the DC link voltage based on proportional and integral, PI control is also illustrated in Fig. 1. A fixed band hysteresis current controller is used. The switched mode converter can operate either rectification mode or inversion mode depending on either power absorb or delivery of the machine. With the proposed control, nearly sinusoidal current waveform and nearly unity power factor is achieved. The IGBT two-phase three-leg converter is able to provide either balanced or unbalanced output voltages for both main and auxiliary windings. A SPWM technique with classical V/F control is used.

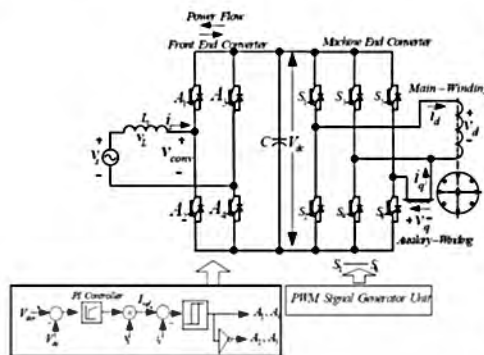


Figure 1 Overall system

II DYNAMIC MODEL OF ASYMMETRICAL PARAMETER TYPE TWO-PHASE INDUCTION MACHINE

A mathematical model of unbalanced two-phase machines in the stationary frame neglecting core saturation and iron losses can be expressed as the following equations [4]

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

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

$$0 = R_r i_{rd}^r + \frac{d\lambda_{rd}^r}{dt} + \omega_r \lambda_{rq}^r \tag{3}$$

$$0 = R_r i_{rq}^r + \frac{d\lambda_{rq}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{rd}^r \tag{4}$$

$$\lambda_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + M_{sd} i_{rd}^r \tag{5}$$

$$\lambda_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + M_{sq} i_{rq}^r \tag{6}$$

$$\lambda_{rd}^r = L_r i_{rd}^r + M_{rd} i_{sd}^s \tag{7}$$

$$\lambda_{rq}^r = L_r i_{rq}^r + M_{rq} i_{sq}^s \tag{8}$$

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

The instantaneous electromagnetic torque produced by the machine is then given by

$$T_e = P(i_{sd}^s i_{rd}^r M_{sq} - i_{sq}^s i_{rd}^r M_{sd}) \tag{9}$$

The electromechanical equation of the machine is presented as

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

Where P, J and B are the machine pole pairs, inertia and viscous friction coefficient, respectively.

Due to an asymmetrical feature, mutual inductance M_{sd} is not equal to M_{sq} . As a result, the electromagnetic torque ripple seriously occurs. In order to eliminate the ripple of the electromagnetic torque, an appropriate control of the stator currents is required.

The mathematical expression of the electromagnetic torque can be rearranged in the terms of machine parameters and rotor fluxes through (1)-(8) as

$$T_e = P i_{sq}^s \left(\frac{\lambda_{rd}^r - M_{sd} i_{sd}^s}{L_r} \right) M_{sq} - i_{sd}^s \left(\frac{\lambda_{rq}^r - M_{sq} i_{sq}^s}{L_r} \right) M_{sd} = \frac{P}{L_r} (i_{sq}^s \lambda_{rd}^r M_{sq} - i_{sd}^s \lambda_{rq}^r M_{sd}) \tag{11}$$

Where $i_{rd}^r = \frac{\lambda_{rd}^r - M_{sd} i_{sd}^s}{L_r}$ and $i_{rq}^r = \frac{\lambda_{rq}^r - M_{sq} i_{sq}^s}{L_r}$

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

Then, the improved stator currents can be given as

$$i_{sd}^s = i_{sd}^* \tag{13}$$

$$i_{sq}^s = \alpha i_{sq}^* \tag{14}$$

Where α is the turns ratio between the auxiliary winding to the main winding. This expression of (14) is equivalent to that of the symmetrical machine in which the oscillating term disappears in the steady state resulting in a circularly rotating flux vector. It means that the magnitude of i_{sd}^s is equal to that of i_{sq}^s . According to (13) and (14), the relationship between current magnitudes of both windings for an asymmetrical parameter type is

$$I_d = \alpha I_q \quad (15)$$

I_q must lead I_d by 90° . Then, based on the view of power balance, the relation of supplied voltage for both windings is approximately as

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

This relation is used for unbalanced voltage case. Note that for balanced voltage case, V_d is equal to V_q

III. Simulation Results

The simulation of the proposed system was conducted by MATLAB SIMULINK. Figs. 2 and 3 show dynamic response of the rotor speed for the balanced voltages and unbalanced voltages for both windings of the machine, respectively. There are three stages of machine operation, namely, start-up without load, on load with rated torque of 9 N.m at 0.6 seconds and generator mode with 9 Nm external negative at 1 seconds. As can be seen that the rotor speed decreases to 1450 rpm rated speed during on load. At 1.0 sec. the external mechanical load of 9 Nm is applied to the machine. Then the machine acts as a generator resulting in an increase in the rotor speed. The rotor speed reaches 1550 rpm which is higher than the synchronous speed of 1500 rpm. Obviously, as shown in Fig.2 for balanced voltages, the speed ripple occurs for all operation stages. In contrast to Fig.2, the less speed ripple is achieved for all stages of operation as shown in Fig.3 for unbalanced voltages. These results confirm that the applied unbalanced voltages of the asymmetrical type two-phase induction motor offers better performance in terms of speed ripple. Note that the assumption is that friction and windage losses are excluded.

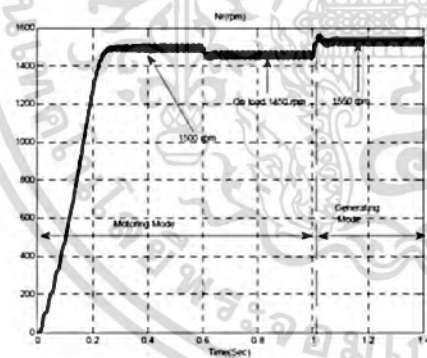


Figure 2 Dynamic response of the rotor speed for balanced voltages for both windings of the machine.

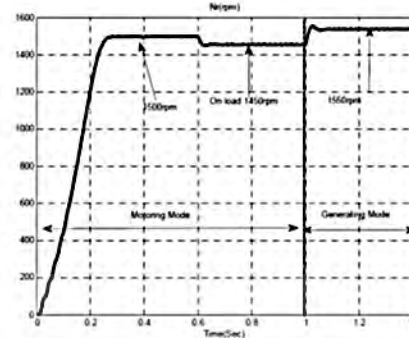


Figure 3 Dynamic response of the rotor speed for unbalanced voltages for both windings of the machine.

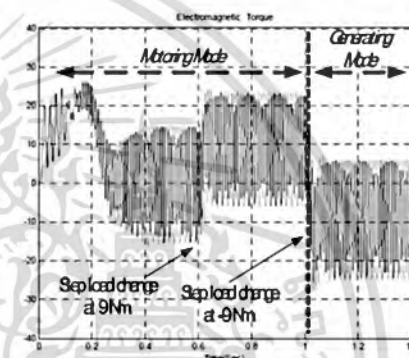


Figure 4 Electromagnetic torque for balanced voltages for both windings of the machine.

According to Figs. 4 and 5, the electromagnetic torque for the unbalanced voltages provides dramatically lower torque pulsation resulting in significantly lower speed ripple (see Figs. 3 and 4). According to Figs. 5 and 6, when comparing performance of the front end converter with the same parameter control like dc link voltage vale and PI controller for both balanced and unbalanced voltages for the machines during motoring and generating modes. When the machine operates in the motoring mode, the front end converter operates in a rectifying mode. The input current waveform is nearly sinusoidal and almost in-phase with the input voltage waveform particularly for fig.7. When the machine operates in the generating mode or acts as a generator, the front end converter operates in the inversion mode which allows power from the machine return to the 1-phase mains supply. As a consequence, the dc link voltage is kept constant at about 700 V. The current waveforms are out of phase with the voltage waveform for both Figs. 6 and 7. Quite clearly, the input current waveform for unbalanced motor voltages is more nearly sinusoidal

waveform than that for balanced motor voltages. These results confirm that the overall system performances provided by the unbalanced motor voltages are better than those provided by the balanced motor voltages.

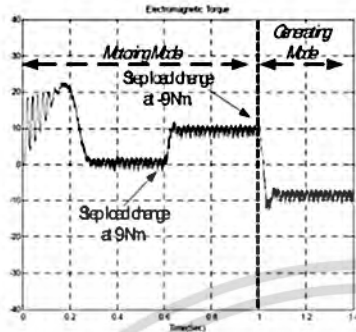


Figure 5 Electromagnetic torque for unbalanced voltages for both windings of the machine.

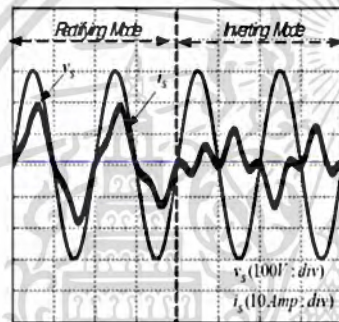


Figure 6 Corresponding input voltage and current of the switched mode converter for balanced voltages for both windings of the machine

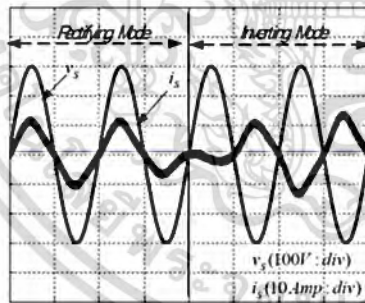


Figure 7 Corresponding input voltage and current of the switched mode converter for unbalanced voltages for both windings of the machine.

IV. Conclusions

This paper has presented the performance evaluation of the system of an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive operating in motoring and generating modes supplied by the balanced and unbalanced motor voltages using three-leg VSI. The simulation results show the better performances in terms of speed, electromagnetic torque, the front end converter capability provided by the unbalanced motor voltages over by the balanced motor voltages. The front end converter is controlled to operate in rectification and inversion modes for the machine operating in motoring and generating modes, respectively.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank Office of the Higher Education Commission of THAILAND for financial support and Assoc. Prof. Dr. Wekin Piyarat, Department of Electrical Power Engineering, Srinakharinwirot University, Nakhon Nayok Province, Thailand for his valuable suggestion and discussion.

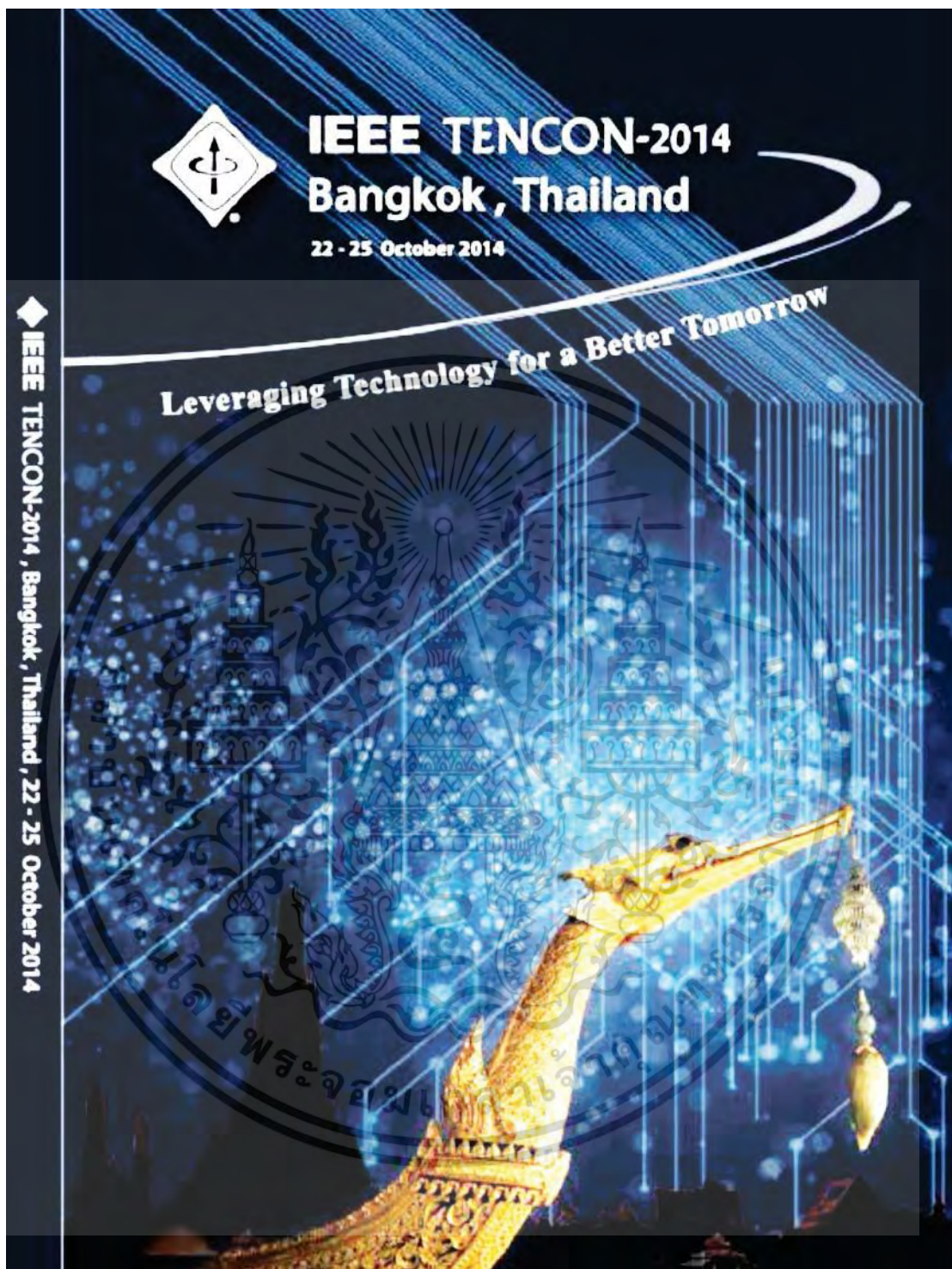
Appendix A.

Table 1. Asymmetrical two-phase induction motor parameters

Main Winding $R_{st} = 1.59\Omega; L_{st} = 5.96mH$	Auxiliary Winding $R_{sa} = 5.10\Omega; L_{sa} = 15.91mH$
Rotor $R_r = 1.59\Omega; L_r = 5.96mH$	$J = 0.025kg\ m^2; P = 2$ $a = 1.566$

REFERENCES

- [1] Tarek Ahmed Katsoini Nishida and Mutsuo Nakaoka "Static VAR Compensator-Based Voltage Regulation Implementation of Single-Phase Self-Excited Induction Generator." IEEE pp 2069-2076, 2004
- [2] Krzysztof Rafal and Jon A. Barrena "Component Minimized AC/DC/AC Converter with DC-LINK Capacitors Voltages Balance" IEEE pp 861-866, 2009
- [3] Dong-Choon Lee "Control of Single-Phase-to-Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters for Induction Motor Drives" IEEE pp 797-804, 2007
- [4] W. Piyarat and Vijit Kimraes "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter" IEEJ Trans, Vol. 130, No. 7, 2010



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Single-Phase AC/DC/AC Converter System For a Grid-Connected Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Generator

Papol Sardyoung,

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, King Mongkut's
Institute of Technology Ladkrabang,
Chalongkrung Road Ladkrabang,
Bangkok, Thailand 10520
papolaj@gmail.com

Watcharin Promkhun

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, King Mongkut's
Institute of Technology Ladkrabang,
Chalongkrung Road Ladkrabang,
Bangkok, Thailand 10520
promkhun.w_8@hotmail.com

Vijit Kinnares

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, King Mongkut's
Institute of Technology Ladkrabang,
Chalongkrung Road Ladkrabang,
Bangkok, Thailand 10520
kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract—This paper proposes a single-phase AC/DC/AC converter system for a grid-connected asymmetrical parameter type two-phase induction generator. For the front end converter, variable hysteresis band current controller is utilized to maintain DC link voltage constant and to allow bidirectional power flow. For the machine side, a carrier-based space vector pulse width modulation technique is used for controlling the three-leg voltage source converter providing variable voltage and variable frequency. The proposed drive system is simulated using MATLAB/SIMULINK. Comparative performance evaluation under unbalanced and balanced phase voltage of the induction generator and various speeds is given.

Keywords—asymmetrical parameter type two-phase induction generator; space vector pulse width modulation; variable hysteresis current controller;

I. INTRODUCTION

A machine is always used as a motor rather than a generator due to ease of use and better performance. However, the single-phase induction generator is attractive to researchers for small scale renewable energy applications due to its ruggedness, low cost, low maintenance, brushless squirrel cage rotor, manufacturing simplicity and wide off-the-shelf range as compared to the synchronous machine and DC generators [1]. There are numerous papers contributing performance improvement of single-phase induction motor (SPIM) drives particularly for reduced electromagnetic torque ripple. There are also many papers concentrated on self excited induction generators rather than grid-connected induction generators due to challenges in searching methods of solving the drawbacks such as voltage and frequency regulation. Grid-connected induction generators have complexity of controlling the converter system for power transfer and power quality. An asymmetrical parameter type two-phase induction motor (TPIM) can be achieved by removing out the capacitor from an existing SPIM. In order to operate with a wide range of speed, it needs power electronic converters.

Although the performance evaluation of a three-leg VSI fed two-phase induction motor (TPIM) drive was conducted, the machine acting as a generator and bidirectional power flow for the front end converter has not been reported yet [2]. The drive system for an asymmetrical parameter type TPIM operating in motoring and generating modes can be found in [3]. The front end converter formed in a single-phase full bridge topology providing bidirectional power flow was controlled by fixed hysteresis current controller. This control scheme generates variable switching frequency over a fundamental period. The number of switching devices is a major disadvantage compared to a half bridge topology for the front end leading to disperse of harmonics in stead of harmonic sidebands around switching frequency. In this paper, the three-leg converter fed TPIM is controlled with constant V/Hz in the motoring mode control for start-up, and in the generating mode to convert mechanical power into electrical power fed back to the grid. The proposed system is shown in Fig.1. It consists of a IGBT half-bridge switched mode converter with split capacitors for smooth DC link voltage and an IGBT three-leg two-phase voltage source converter (VSC) supplying the asymmetrical parameter type TPIM. The DC-Link voltage is controlled to keep constant. The block diagram for a closed loop control system of the DC link voltage based on proportional and integral PI control is also illustrated in Fig. 1. A variable hysteresis current controller is used to get rid of variable switching frequency over the fundamental period. The switched mode converter can operate either rectification mode or inversion mode depending on the DC link voltage value affected by direction of power flow. With the proposed control, nearly sinusoidal current waveform and nearly unity power factor is achieved. The IGBT three-leg two-phase converter controlled with carrier-based space vector pulse width modulation (CBSVPWM) is able to provide either balanced or unbalanced output voltages for both main and auxiliary windings.

The authors wish to thank Office of the Higher Education Commission of THAILAND for financial support and Assoc. Prof. Dr. Wekim Pyarat, Department of Electrical Power Engineering, Srinakharinwirot University, Nakhon Nayok Province, Thailand for his valuable suggestion and discussion.

978-1-4799-4075-2/14 \$31.00 ©2014 IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

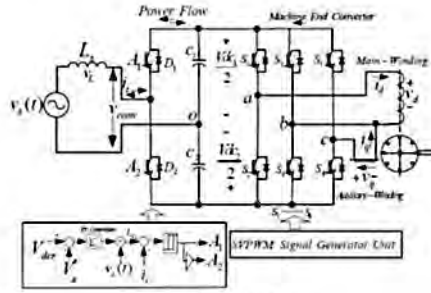


Fig. 1 Overall system

II. HYSTERESIS CURRENT CONTROL

A. Fixed-Band Hysteresis Current Control

Fixed band hysteresis current control is a well established technique to generate PWM signals for switching devices in a converter. Band shapes of the fixed band hysteresis current control are shown in Fig.2. Actual feedback current tracks sinusoidal reference current within upper and lower bands. the more narrow bandwidth, the higher switching frequency becomes. As a consequence, the actual current is nearly sinusoidal waveform. This technique inherently provides variable switching frequency over a fundamental period. The switching frequency f_c depends on DC voltage, grid voltage, inductance, hysteresis band (HIB) and slope of the grid current [4] Instantaneous grid voltage $v_s = V_m \sin(\omega t)$ At $\omega t = 0, \pi$, then $v_s = 0$. The maximum switching frequency can be expressed as

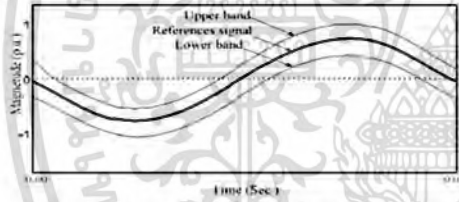


Fig. 2 Band shapes of the fixed-band hysteresis current controller

$$f_{c(\max)} = \frac{0.25I_r^*}{(HIB)L} \left[1 - \frac{\omega^2 I_r^{*2} L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (1)$$

Similarly, at $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$, the minimum switching frequency can be also expressed as

$$f_{c(\min)} = \frac{0.25(I_{dc}^* - v_s)}{(HIB)L} \quad (2)$$

According to $v_s = V_m \sin(\omega t)$ and at $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$, then substituting $v_s = V_m$ in (1) gives

$$f_{c(\min)} = \frac{0.25(V_{dc} - V_m)}{(HIB)L} \quad (3)$$

where

$f_{c(\max)}$ Maximum switching frequency

$f_{c(\min)}$ Minimum switching frequency

$i_r^*(t)$ Reference current

B. Variable - Band Hysteresis Current Control

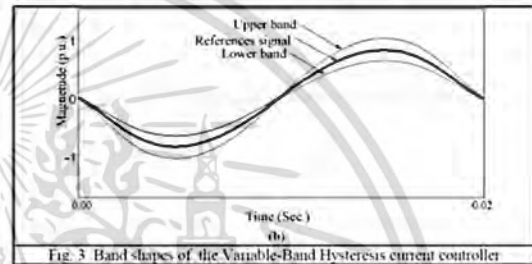


Fig. 3 Band shapes of the Variable-Band Hysteresis current controller

The Variable Hysteresis Band (VHIB) can be considered from Fig. 3 and derived by using KVL's equation as follows. Derivative of the grid current with respect to time can be derived from the inductor voltage as



Fig. 4 The upper and lower bands of the reference compensation current.

$$\frac{di_r^*(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_s} (v_{com} - v_s(t)) \right) \quad (4)$$

v_{com} is the instantaneous input voltage of the front-side converter can be

$$v_{com} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{the upper switch is On} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{the lower switch is On} \end{cases} \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From Fig. 4, the following relations can be obtained as follows.

$$\frac{di_r^*(t)}{dt} = \frac{1}{L_z}((v_{cm} - v_s(t))) \quad (6)$$

$$\frac{di_f^*(t)}{dt} = \frac{-1}{L_z}((v_s + v_s(t))) \quad (7)$$

where $i_r^*(t)$ and $i_f^*(t)$ are the rising current and the falling current. The following relations can be obtained as

$$\frac{di_r^*(t)}{dt} \times t_1 - \frac{di_f^*(t)}{dt} \times t_1 = 2HB \quad (8)$$

$$\frac{di_r^*(t)}{dt} \times t_2 - \frac{di_f^*(t)}{dt} \times t_2 = -2HB \quad (9)$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad (10)$$

where t_1 and t_2 are switching intervals and f is the switching frequency. From the mathematical equations (3) - (8), the hysteresis band (HB) can be achieved as (11) [5]-[6].

$$HB = \frac{I_{dc}^*}{8fL_z} - \frac{L_z}{2fI_{dc}^*} \left(\frac{v_s(t)}{L_z} + \frac{di_r^*(t)}{dt} \right)^2 \quad (11)$$

C. Two-Phase Output SVPWM Strategy [7]

C.1 CBSVPWM for three-leg two-phase voltage source can be found in [7]. It provides both balanced and unbalanced output voltages for main and auxiliary windings. Both voltages are orthogonal. Phase leg b is common for two-phase output. For balanced output voltages, the zero voltage and phase leg reference voltages for each phase can be expressed as the following equations.

$$v_o^* = \frac{\max(v_{ao}, v_{bo}, v_{co}) + \min(v_{ao}, v_{bo}, v_{co})}{2} \quad (12)$$

$$v_{ao}^* = \frac{m_a I_{dc}^* \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + v_o^*}{2} \quad (13)$$

$$v_{bo}^* = \frac{m_a I_{dc}^* \cos(\omega t) + v_o^*}{2} \quad (14)$$

$$v_{co}^* = \frac{m_a I_{dc}^* \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + v_o^*}{2} \quad (15)$$

C.2 Unbalanced space vector PWM (UB-SVPWM) is modified from a balanced case by changing the phase leg c reference voltage as shown in (16). δ is unbalanced voltage angle. Note that $\delta = 0$ is the balanced output voltage case. In order to achieved improved performance particularly for an electromagnetic torque ripple reduction, δ should be as in (17) where "a" is turns ratio between auxiliary and main windings. Note that the rms auxiliary voltage V_q is "a" times the rms main winding voltage V_d (i.e. $V_q = a V_d$). Principles of SVPWM patterns for a three-leg two-phase voltage source inverter for both balanced and unbalanced output voltages are shown in Figs. 5 and 6.

$$v_{co}^* = \frac{m_a I_{dc}^* \cos(\omega t + \delta) + v_o^*}{2} \quad (16)$$

$$\delta = 2 \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

m_a Modulation index

a Turns ratio between auxiliary winding and main winding

δ Phase shift angle of the voltage outputs VSIPWM phase b

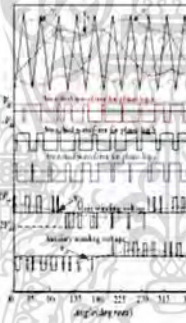


Fig 5 Carrier-based balanced output SVPWM signals, three-phase leg output voltages and balanced two-phase output voltages.

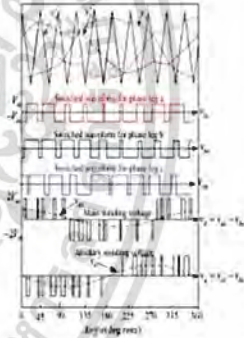


Fig 6 Carrier-based unbalanced output SVPWM signals, three-phase leg output voltages and unbalanced two-phase output voltages.

III. SIMULATION RESULTS

The proposed system was simulated with various operating conditions. DC link voltage was kept constant at 700 V. Mechanical input torque was kept constant at 8 Nm. Fig.7 shows grid voltage and current waveforms under dynamic response at a change of the generator frequency from 50 Hz to 45 Hz for the balanced SVPWM (B-SVPWM). Noticeably high current can be seen at changing the generator frequency. The response takes long time before going to steady state. Note that rated V/Hz for the generator is applied. Figs. 8 and 9. Fig. 10 shows the grid voltage current waveforms under dynamic response at a change of the generator frequency from

50 Hz to 45 Hz for unbalanced voltage space vector PWM (U-SVPWM) .) When comparing to the balanced voltage case, it takes shorter time for reaching the steady state. Figs. 11 and 12 illustrates the grid current waveform at 50 Hz and the corresponding harmonic current spectrum, respectively. Total harmonic distortion of the current is about 7.12 %. It is lower than that of the balanced voltage case. When comparing performance in Figs 13 and 14 under start-up and generator mode at a change of frequency (i.e. rotor speed is higher than synchronous speed), speed ripple for the balanced voltage case is higher than that for unbalanced voltage case. These results agree with the results for the motoring mode[2]. Figs 15 and 16 show average power transferred to the grid for the balanced and unbalanced voltage cases, respectively under a change in frequency between 50 Hz (before) and 45 Hz (after). Note that negative value of the power represents the power transferred to the grid. At 50 Hz generator frequency, the amount of power is higher than that at 45 Hz for both cases. For the unbalanced case, the amount of the power is larger than that for the balanced case. This implies that the overall system efficiency for the unbalanced voltage case is higher than that for the balanced voltage case.

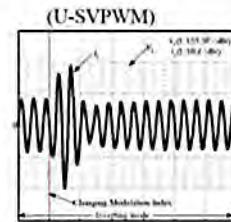


Fig. 10 Voltage and Current of the grid during a change in frequency between 50 Hz (before) and 45 Hz (after)

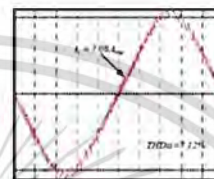


Fig. 11 Current wave form of the grid side

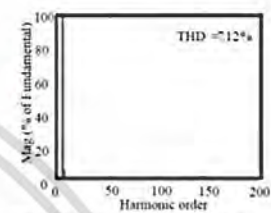


Fig. 12 Harmonic spectrum of the grid current

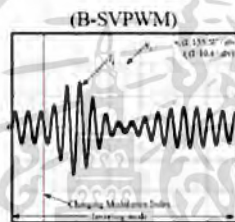


Fig. 7 Voltage and Current of the grid side during a change in frequency

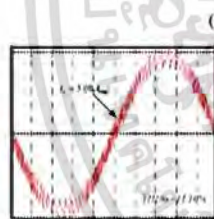


Fig. 8 Current wave form of the grid side

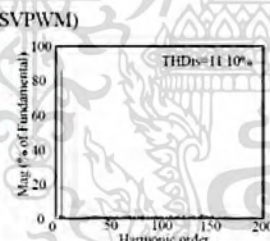


Fig. 9 Harmonic spectrum of the grid current

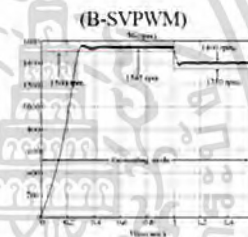


Fig. 13 Dynamic response of the rotor speed for balanced voltages at frequency of 50 Hz and 45 Hz.

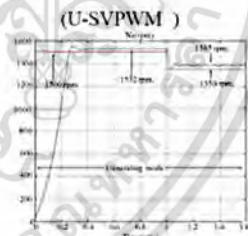


Fig. 14 Dynamic response of the rotor speed for unbalanced voltages at frequency of 50 Hz and 45 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

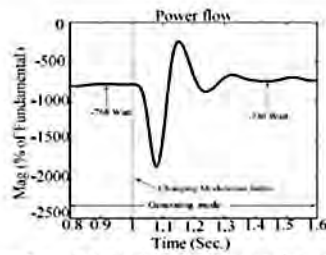


Fig 15 Power flow at grid side for balanced voltages for both windings of the machine at frequency of 50 Hz and 45 Hz.

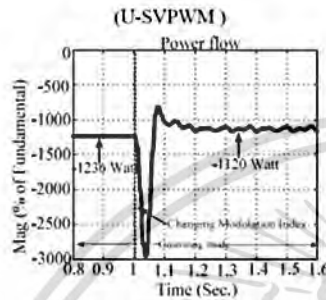


Fig 16 Power flow at grid side for unbalanced voltages at frequency of 50 Hz and 45 Hz.

Summary of performance comparison can be given in Tables 1 and 2. It has been found that the performance of the system for the unbalanced voltage of the generator is better than the balanced voltage case.

Table 1 Comparators Harmonics spectrum of the grid current between B-SVPWM and U-SVPWM of the frequency 50 Hz and 45 Hz at full load 9 N.m

Type	THDs (%)	
	At 50 Hz.	At 45 Hz.
B-SVPWM	10.10	10.69
U-SVPWM	7.12	5.13

Table 2 Comparators Active Power (Watt) of the power flow at grid side between B-SVPWM and U-SVPWM of the frequency 50 Hz and 45 Hz at full load 9 N.m

Type	Active Power (Watt)	
	At 50 Hz.	At 45 Hz.
B-SVPWM	-768	-730
U-SVPWM	-1236	-1120

IV. CONCLUSIONS

This paper has proposed a single-phase AC/DC/AC converter system for a grid-connected asymmetrical parameter type two-phase induction generator under various conditions. Variable hysteresis band current control is used for a half bridge converter. Carrier based SVPWM is used for three-leg two-phase converter. The amount of transferred power is higher for the U-SVPWM. Also the system performance is better.

Appendix A.

Table 3 Asymmetrical two-phase induction motor parameters

Main Winding	Auxiliary Winding
$R_{st} = 1.59\Omega$	$R_{st} = 5.10\Omega$
$L_{st} = 5.96mH$	$L_{st} = 15.91mH$
Rotor	$J = 0.025kg\ m^2$
$R_r = 1.59\Omega$	$p = 2$
$L_r = 5.96mH$	$a = 1.566$

REFERENCES

- [1] S.S. Murthy and A.J.P. Pinto " Theory, Simulation and Experimental Verification of a New Integral Cycle Robust Control Strategy for Self Excited Induction Generators" PEDS 2007, page 924-929, IEEE
- [2] W. Piyarat and Viji Kumar Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter IEEJ Trans. Vol. 130, No. 7, 2010
- [3] Papol Sadyoung, Surachat Leeragreegreephol and Viji Kumar "Two-Phase Three-Leg Voltage Source Converter Fed Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Machine Operating in Motoring and Generating Modes" IMECS 2013, Vol. II, March 13 - 15, 2013, Hong Kong
- [4] Mohamadye Mohapatra, B.Chitti Babu "Fixed and Sinusoidal Variable Band Hysteresis Current Controllers for PWM Voltage Source Inverters with LC Filter" IEEE Student's Technology symposium 2010, IIT Kharagpur, 03-04 April 2010
- [5] Ham Vahedi, Abdolreza Sheikholeslami "Review and simulation of fixed and adaptive hysteresis current control considering switching losses and high-frequency harmonics" Hindawi Publishing Corporation Advances in Power Electronics Volume 2011, Article ID 397872, 6 pages doi:10.1155/2011/397872
- [6] Mohamed R. Amer, Osama A. Malgoub and Sherif A. Zaid " New Adaptive Hysteresis Modulation Technique for Three Phase shunt Active Power Filter" Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10), Cairo University, Egypt, December 19 - 21, 2010, Paper ID 118
- [7] Channut, V. Kumar " 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 Trans. on Industry Applications Society, Section D, Vol. 129, No. 6, 2009


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Control of a converter system for an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive operating in motoring and generating modes



Papol Sardyoung & Vijit Kinnares

To cite this article: Papol Sardyoung & Vijit Kinnares (2018): Control of a converter system for an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive operating in motoring and generating modes, *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, DOI: [10.1080/02533839.2018.1437364](https://doi.org/10.1080/02533839.2018.1437364)

To link to this article: <https://doi.org/10.1080/02533839.2018.1437364>

 Published online: 26 Feb 2018.

 [Submit your article to this journal](#) 

 [View related articles](#) 

 [View Crossmark data](#) 

Full Terms & Conditions of access and use can be found at
<http://www.tandfonline.com/action/journalInformation?journalCode=tcie20>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Control of a converter system for an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive operating in motoring and generating modes

Papol Sardyoung and Vijit Kinnares

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

ABSTRACT

The control of a converter system is presented and discussed for an asymmetrical parameter type two-phase induction machine drive that is operating in motoring and generating modes. The proposed system consists of back-to-back voltage source converters. For a machine side, a three-leg voltage source converter provides both unbalanced and balanced two-phase output voltages with a scalar V/F control based on a carrier space vector pulse width modulation (SVPWM) technique. For a front end, a single-phase AC/DC doubled voltage converter with hysteresis current control is used to keep DC-link voltage constant, thus resulting in a bi-directional power flow operation for the motoring and generating modes. A closed-loop design for the DC-link voltage is fully given and also included is a review of carrier-based SVPWM for two-phase three-leg VSI. The proposed drive system was both simulated using MATLAB/SIMULINK and implemented on digital microcontrollers. The comparative performance evaluation of the whole system between balanced and unbalanced two-phase voltages for the machine is given. The simulation and experimental results show that the unbalanced phase voltage offers better performance for the whole system.

ARTICLE HISTORY

Received 21 January 2017
 Accepted 9 January 2018

KEYWORDS

Asymmetrical parameters; three-leg voltage source inverter (VSI); two-phase induction motor (TPIM); bi-directional power flow

1. Introduction

A single-phase induction machine is always used as a motor rather than a generator for household appliances. For a braking operation, the machine will operate as a generator to convert mechanical energy into electrical energy. Because of low cost, high reliability, rugged construction low maintenance, and so on, presently the induction generator can be found in small-scale renewable energy conversion systems, Yildirim and Bilgic (2008). For fixed speed, single-phase induction motors (SPIMs) are widely used in low-power residential and industrial applications such as HVAC blowers and compressors Piyarat and Kinnares (2010). However, a wide range of speed and energy-saving operations cannot be achieved. For variable-speed applications, power electronic equipment such as a voltage controller using thyristor phase control and for an energy-saving concern an inverter is preferable. The inverter offering variable voltage and variable frequency (VVVF) is considered as a first choice because it has various advantages like high starting torque, and a wide adjustment range of speed. An SPIM can be connected in a two-phase induction machine configuration supplied with a two-phase source with 90° phase differential in voltages. Publications related to a three-leg VSI-fed asymmetrical parameter type two-phase induction motor modified from the existing SPIM are Sardyoung, Watcharin, and Kinnares (2014) and Chakrapong and Kinnares (2009). Moreover, a comparison between three-leg and four-leg VSIs was made in Kumsuwan, Premrudeeprachacharn,

and Kinnares (2010) research. Although the performance of the three-leg VSI-fed two-phase induction motor drive using balanced and unbalanced two-phase outputs was fully evaluated, a machine acting as a generator and bi-directional power flow for the front-end converter has not yet been reported. More importantly, the comparison of the performance between balanced and unbalanced phase voltages of the two-phase machine in the generating mode has not yet been reported. The control of a three-phase induction motor for bi-directional flow, with reduced number of power electronic switches can be found in Dong-Choon and Young-Sin (2007). A full-bridge front-end converter for a two-phase three-leg VSI converter was reported on in Sardyoung, Watcharin, and Kinnares (2013) and Leeragreephon et al. (2013). However, this topology is costly.

In the work undertaken in this paper, the converter system is controlled so that the machine is able to operate for start-up, no-load, and on load conditions and in the generating mode, and in the motoring mode with volts/Hz control. The control of bi-directional flow for the front-end converter is given using a half-bridge converter with a PI controller of the DC-link voltage. The machine is controlled by a three-leg VSI with V/F and SVPWM. A performance comparison between balanced and unbalanced machine voltages is investigated and discussed. This paper is organized as follows. Firstly, introduction is given for literature review and why this paper is important. Secondly, the proposed system and controller design are described in detail. Thirdly, torque/speed characteristics and machine modeling are explained. Fourthly, balanced

and unbalanced two-phase PWM principles are revised. After that, the simulation and measured results are illustrated and discussed. Finally, conclusions are presented.

2. Proposed system

The proposed drive system is shown in Figure 1. It mainly consists of a voltage doubled voltage converter and a three-leg VSI feeding an asymmetrical parameter type two-phase induction machine. As shown in the control block diagram of Figure 1, the DC-link voltage is kept constant. A fixed-band hysteresis current controller is used (Sardyoung, Watcharin, and Kinnarees 2014) for generating PWM signals. The front-end switch-mode converter can operate in either rectification or inversion modes depending on the DC-link voltage affected by the energy from either the grid or the machine. With the proposed control, currents with nearly sinusoidal waveform and nearly unity power factor are achieved. Using a SVPWM technique, the IGBT three-leg two-phase converter is able to provide balanced and unbalanced output voltages for both main and auxiliary windings when classical V/F control is in use. The comparative performance and topologies of the existing and proposed systems are illustrated in Table 1.

2.1. Bi-directional AC/DC doubled voltage converter

As shown in Figure 1, the front end employs a single-phase AC/DC doubled voltage converter responsible for the bi-directional power flow, and an increase in output voltage and a power factor correction. In terms of the reduced number of switching devices

and the increased output voltage, this topology has advantages when compared to a single-phase full-bridge AC/DC converter. With this scheme, bi-directional power flow operation for rectification and inversion has been made possible, irrespective of the machine operating in motoring or generating mode. However, it encounters problems such as higher output current distortion and higher output voltage ripple when it is compared to the full-bridge AC/DC converter. For an asymmetrical parameter type two-phase for performance improvement, the doubled DC output voltage benefits unbalanced two-phase voltages. Depending on a control algorithm type, nearly unity input power factor and low input current distortion can be achieved with this topology. Performance improvement in terms of a reduction in total harmonic distortion of source current can be made using unipolar PWM based on vector control using voltage reference (Samerchur et al. 2011). In this paper, hysteresis current control is employed for reasons of simplicity and fast response as shown in Figure 2. Actual current i_i tracks the reference current i_{ref} which is in-phase and out-of-phase with respect to the grid voltage respectively in rectification and inversion. The PWM signals for upper and lower switching devices will be changed to high or low whenever the actual current hits the upper or lower hysteresis bandwidth limit.

2.2. Design of DC-link voltage controller

As mentioned earlier, the front-end converter is responsible for the bi-directional power flow and power factor correction. To achieve these goals, the DC-link voltage must be kept constant at higher than the peak of a given grid voltage. The stability depends on gains of the PI controller and this device must be designed appropriately. The power balance at the DC link can be expressed as:

$$E_m(t) \cdot I_{dc}(t) = V_{dc}(t) \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc}(t))^2, \quad (1)$$

where E_m is the rms grid voltage, C_{dc} is the capacitance of the capacitors at the DC link, and V_{dc} is the desired DC-link voltage. The DC-link voltage can be regulated at the desired value using a PI controller in conjunction with a low-pass filter as shown in Figure 3. As a result, the open-loop gain is obtained as:

$$G_o(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \times E_m \times \left(\frac{\omega_l}{s + \omega_l}\right) \times \left(\frac{1}{700 \cdot s C_{dc}}\right). \quad (2)$$

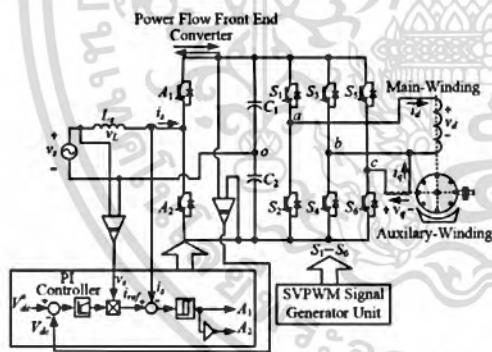


Figure 1. Proposed system.

Table 1. Comparison of topologies and performance.

Items	Existing	Proposed
1. Doubled voltage front-end converter	Three-phase induction motor drive system (Rafal et al. 2009)	Two-phase induction motor drive system
2. Regenerative braking for two-phase motors	No	Yes
3. Grid connected two-phase induction generators	No	Yes
4. Two-phase induction machine operation	Only motoring	Both motoring and generating

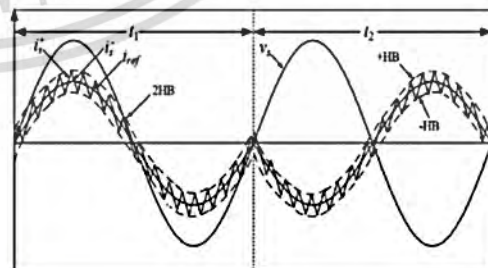


Figure 2. Hysteresis current control, t_1 : rectifying mode, t_2 : inverting mode.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The selected natural frequency ω_n is 314 rad/s. Then the open-loop gain is:

$$G_o(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \times \left(\frac{11,513.33}{s(s + 314)}\right). \quad (3)$$

From Equation (3), the Bode plot of the open-loop transfer function $G_o(s)$ in terms of its magnitude and phase angle as a function of frequency, is shown in Figure 4. The phase margin is 84.30° which is a satisfactory dynamic response without oscillations.

In order to find k_p and k_i values, the magnitude of $G_o(s)$ is set to 1.

$$|G_o(s)| = \left| \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \times \left(\frac{11,513.33}{s(s + 314)}\right) \right| = 1. \quad (4)$$

The selected ratio between the proportional and integral gains ($\frac{k_i}{k_p}$) is about 2. It was obtained from the experimental and fine tuning to the appropriate value, equal to the cut-off frequency. Substituting the selected value of the crossover frequency (i.e. $s = j12$) into Equation (4) yields $k_p = 0.32$ and $k_i = 2 k_p = 0.64$. From this the control block diagram can be reduced as shown in Figure 5. In order to verify the stability, the root locus of the closed-loop control of Figure 6 is plotted. Clearly, the overall system poles are on the left-hand side. According to the root locus

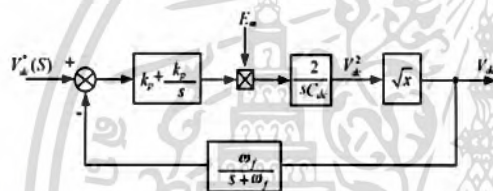


Figure 3. Block diagram of the controller DC-link voltage.

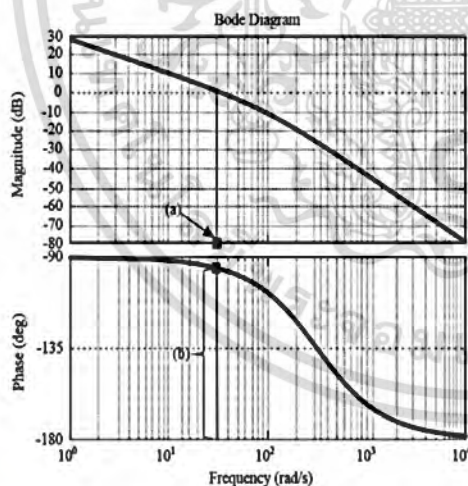


Figure 4. Frequency response for the open-loop with PI controller, (a) frequency (rad/s) = 31.3, Magnitude (dB) = 0, (b) phase margin (degrees) = 84.3.

plot, the damping factor (ζ) is 0.707, the natural frequency is 419 rad/s, and the percentage overshoot is 4.31%.

In order to verify the response due to disturbance, Figure 7 shows the block diagram under this condition. Figure 8 shows the response of the DC-link voltage with 0.50 pu at $t = 4$ s. Note that 1 pu is 700 V. The system can recover after disturbance. At start-up, the percentage overshoot is 9.34% which is acceptable. For both start-up and disturbance conditions with acceptable overshoot value, the DC-link voltage is kept constant at 1 pu. This confirms the stability of the proposed system with the designed PI gain. The parameters of the front-end converter are illustrated in Table 2.

3. Torque-speed characteristics and machine modeling

3.1. Torque-speed characteristics

The torque-speed curves of two-phase induction machines are similar to those of three-phase induction machines. For variable-speed drives of induction machines, typical torque-speed

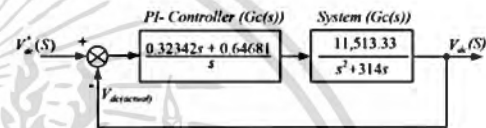


Figure 5. Reduced block diagram of the DC-link voltage controller.

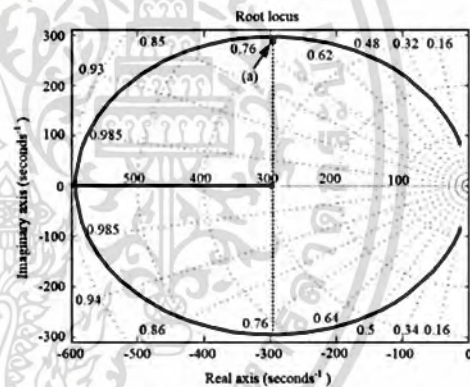


Figure 6. Root locus of the control system, (a) gain = 21.8, Pole = -296 + 296i, damping factor = 0.707, overshoot = 4.31%, frequency (rad/s) = 419.

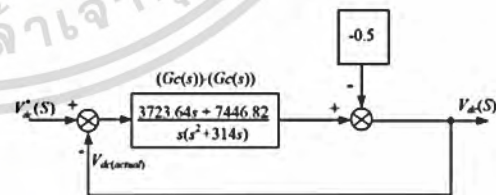


Figure 7. Block diagram with 0.50 per unit disturbance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

curves under constant Volts/Hz with variable frequency for motoring and generating modes are illustrated in Figure 9. For small slip and constant air-gap flux, the relationship between electromagnetic torque and rotor speed is approximately linear and the maximum torque is constant. The machine will operate, respectively, below or above the synchronous speed for a motor or a generator. For positive and negative slip, the machine will develop positive and negative electromagnetic torque resulting in absorbed power and supplied power for operating as a motor and a generator, respectively. The generating mode can

be induced during braking for a quick speed decrease. In order to confirm these characteristics, simulation and experimental results will be demonstrated in a later Section.

3.2. Dynamic model of asymmetrical parameter type two-phase induction machine

Neglecting core saturation and iron losses in the stationary frame, the d-q axes of unbalanced two-phase machines are shown in Figure 9 (Golwala and Chudamani 2011; Kumar and Kishore 2006; Kumsuwan, Premrudeepreechacharn, and Kinnares 2013). Voltages, flux linkage, and currents can be expressed in the following equations. These equations will be used in MATLAB/Simulink.

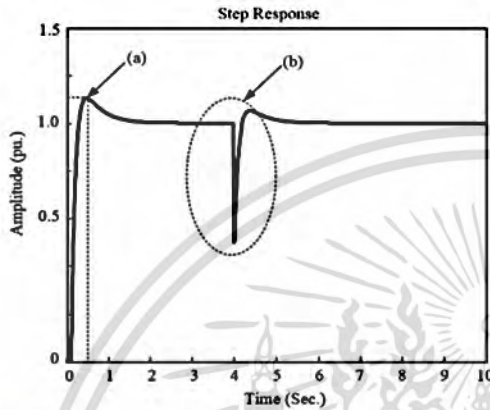


Figure 8. Step response of DC-link voltage, (a) peak amplitude = 1,105 pu. Over shoot = 9.34% at time = 0.426 s. (b) disturbance signal.

Table 2. Parameters of the half-bridge front-end converter.

Parameter	Unit	Value
IGBT module	V	1200
Mitsubishi model PM25RSB120	A	25
Dead time	μs	3
Grid voltage	V _{ms}	220
Frequency	Hz	50
Rated inductance	mH	14
Current	A	10
Rated capacitor c ₁ and c ₂	μF	10,000
	V _{dc}	450
PI Controller; K _v and K _i	-	0.32 and 0.64
Current Sensor, LEM : LA25-NP	A	25
Voltage Sensor No. ISO124	V	4.5 to ±18 V

$$v_{sd} = p\psi_{sd} + i_{sd}R_{sd}, \tag{5}$$

$$v_{sq} = p\psi_{sq} + i_{sq}R_{sq}, \tag{6}$$

$$0 = R_{rd}i_{rd} + p\psi_{rq} + a\omega_r p\psi_{rq}, \tag{7}$$

$$0 = R_{rq}i_{sq} - \frac{1}{a}\omega_r\psi_{rd} + p\psi_{rq}, \tag{8}$$

A matrix form of the above equations is:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$+ \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & a\omega_r \\ 0 & 0 & (-1/a)\omega_r & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix}$$

The electromagnetic torque is expressed as:

$$T_e = P(i_{sq}i_{rd}M_{srq} - i_{sd}i_{rq}M_{rd}). \tag{10}$$

The relationship between electromagnetic torque and mechanical torque is:

$$T_e = \left(\frac{J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r}{p} \right) + T_L \tag{11}$$

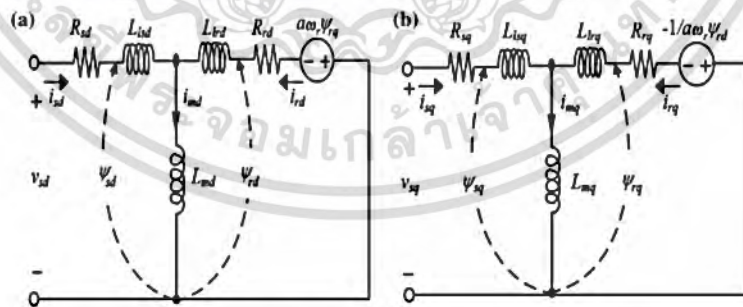


Figure 9. Equivalent circuit of two-phase machines, (a) d-axis circuit (b) q-axis circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Balanced and unbalanced space vector PWM for two-phase VSI

Details of carrier-based SVPWM for a two-phase three-leg voltage source inverter can be found in Chakrapong and Kinnares (2009). The principle of generating PWM patterns based on a comparison between carrier wave and three-phase references is shown in Figure 10. It provides both balanced and unbalanced output voltages for main and auxiliary windings. Both voltages are at 90° phase difference. Phase leg b is common for two-phase outputs. For balanced and unbalanced output voltages, the instantaneous zero voltage and phase leg voltages for each phase can be expressed by the following equations.

$$v_o^* = \frac{\max(v_{ao}, v_{bo}, v_{co}) + \min(v_{ao}, v_{bo}, v_{co})}{2}, \tag{12}$$

$$v_{ao}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t) - v_o^*}{2}, \tag{13}$$

$$v_{bo}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi/2 + \delta) - v_o^*}{2}, \tag{14}$$

$$v_{co}^* = \frac{m_a V_{dc} \sin(\omega_s t - \pi) - v_o^*}{2}, \tag{15}$$

where δ is unbalanced voltage angle, m_a is the modulation index, and V_{dc} is the DC-link voltage. Note that $\delta = 0$ is the balanced output voltage case. In order to achieve improved performance particularly for an electromagnetic torque ripple reduction Kumsuwan, Premrudeepreechacharn, and Kinnares (2010), δ should be

$$\delta = 2 \cdot \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2}. \tag{16}$$

The fundamental voltage for a main winding is expressed as:

$$v_{d1} = v_{ob,1} = v_{ao,1} - v_{bo,1} = m_a \cdot \sqrt{2} V_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right), \tag{17}$$

and the fundamental voltage for an auxiliary winding is expressed as:

$$v_{q1} = v_{cb,1} = v_{co,1} - v_{bo,1} = m_a \cdot \sqrt{2} V_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right), \tag{18}$$

where 'a' is the turn ratio between auxiliary and main windings. Note that the rms auxiliary voltage V_q is 'a' times the rms main winding voltage V_d (i.e. $V_q = a \cdot V_d$). Principles of SVPWM patterns for a three-leg two-phase voltage source inverter for both balanced and unbalanced output voltages are shown in Figure 10(a) and (b). The corresponding phasor diagrams are shown in Figure 11(a) and (b). When comparing balanced and unbalanced output voltages, only phase leg b voltage is shifted with δ (i.e. $\delta \neq 0$ for unbalanced output voltage). In this study, a is equal to 1.559 resulting in δ of 25°. The Volts/Hz control of the machine is achieved by proportionally varying both the modulation index m_a and the angular frequency ω_r . With the unbalanced two-phase output voltages, the relationship between both winding currents and voltages are as follows.

$$I_d = a I_q, \tag{19}$$

$$V_q = a V_d. \tag{20}$$

The relation between winding voltages and inverter frequency is illustrated in Figure 12.

5. Simulation and experimental results

A single-phase capacitor start and run induction motor is used (1.5 kW, 220 V, 50 Hz, 4 pole). The motor parameters are given in Table 3. Main and auxiliary windings were separated and the capacitors were removed. Main and auxiliary windings were connected to the three-leg VSI. The experimental setup is shown in Figure 13. The MATLAB/Simulink was used to simulate the whole system performance. The DC-link voltage was set at 700 V. As shown in Figure 14, the machine was placed under various conditions such as start-up, motoring, and generating modes. The grid voltage was 220 V_{rms} and the switching frequency of SVPWM was 5 kHz. Figure 14(a) illustrates the speed response for balanced voltages during start-up, motoring, and generating operations with an inverter frequency of 50 Hz. During start-up, the machine operated as a motor where the rotor speed is lower

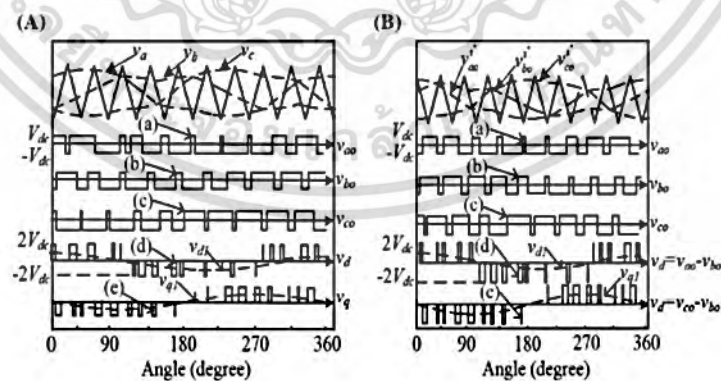


Figure 10. Carrier-based SVPWM principle, (A) balanced two-phase output voltages, (B) unbalanced two-phase output voltages, (a) switched waveform for phase leg a, (b) switched waveform for phase leg b, (c) switched waveform for phase leg c, (d) main winding voltage, (e) auxiliary winding voltage, v_{d1}, v_{q1} = fundamental outputs voltage of main winding and auxiliary winding.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

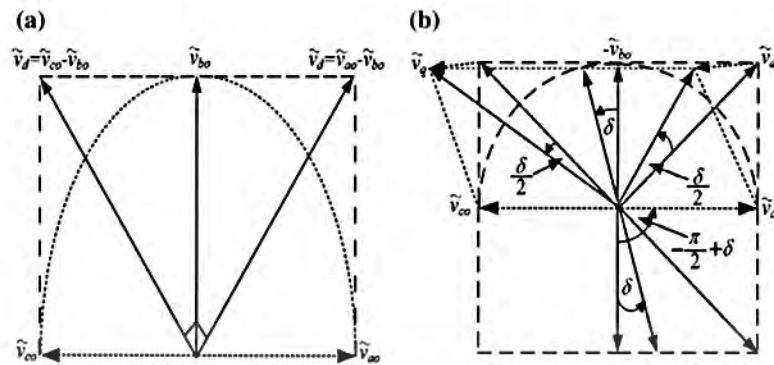


Figure 11. Phasor diagram of balanced and unbalanced two-phase output voltages, (a) phasor diagram of balanced two-phase output voltages ($\delta = 0^\circ$), (b) phasor diagram of unbalanced two-phase output voltages ($\delta = 25^\circ$).

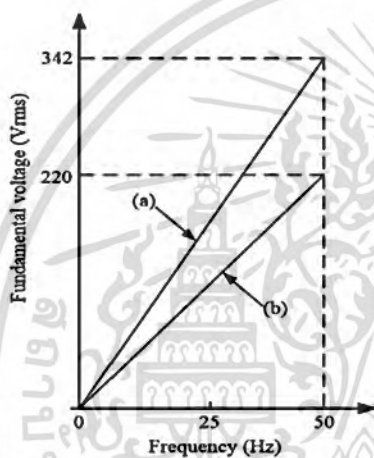


Figure 12. Winding voltages vs. inverter frequency, (a) auxiliary winding voltage for unbalanced two-phase output, (b) main winding voltage for balanced and unbalanced two-phase output.

Table 3. Asymmetrical two-phase induction motor parameters.

Parameter	Symbol	Unit	Value
Induction motor 1 phase	-	kW	1.5
Rated voltage	-	V	220
Rated current	-	A	9.8
Maximum torque	-	Nm	9.5
Poles	-	Pole	4
Rated speed	n_r	r/min	1450
Main winding resistance	R_{m1}	Ω	1.59
Main winding inductance	L_{m1}	mH	5.96
Auxiliary winding resistance	R_{m2}	Ω	5.10
Auxiliary winding inductance	L_{m2}	mH	15.91
Moment inertia	J	kg m^2	0.025
Turn ratio	a	-	1.556

than the synchronous speed. After start-up, the rotor speed was closer to the synchronous speed of about 1500 rpm, due to no-load operation. A high ripple was present. At 0.6s, the

motor was loaded with a 9 Nm full load torque, resulting in a decrease in speed to 1431 rpm. At 1s, the load torque applied was minus 9 Nm, resulting in a increase in speed to 1543 rpm which was higher than the synchronous speed. The slip was negative because the motor operated in a regenerative mode. Figure 14(b) illustrates the speed response for unbalanced voltages. The characteristics for start-up, motoring, and generating modes were similar to those for the balanced voltages. For the same motor load, the rotor speed decreased to 1460 rpm which was higher than that for the balanced voltages. For the same mechanical input torque, the rotor speed increased to 1531 rpm which was lower than that for the balanced voltages. As a consequence, with the same load torque for motoring and generating modes, the unbalanced voltages case offered a better electromagnetic torque. The speed ripple for unbalanced voltages was smaller than that for balanced voltages. The results for the motoring operation were in agreement with papers proposed by Chakrapong and Kinnarees (2009), and Piyarat and Kinnarees (2010). When comparing the DC-link voltage between Figure 15(a) and (b), the ripple of the DC-link voltage for the unbalanced voltages was significantly smaller than that for balanced voltages. For both cases, when the motor was loaded, the DC-link voltage decreased suddenly and recovered to the required value (i.e.700 V). At 1s, the machine suddenly changed to operate in the generating mode, the DC link increased rapidly and recovered to attain the required value. These occurrences show the capability of the designed effective PI controller as being robust to the disturbance. Figure 16 illustrates the measured DC-link voltage and measured rotor speed for balanced and unbalanced voltages during a step response of the input load torque. For both cases, the DC-link voltage was able to keep constant at 700V. Apparently, both motor speed and DC-link voltage for balanced voltages gave higher ripple than those for the unbalanced voltages case, in good agreement with those of Figures 14 and 15, respectively. During a step change of 9 Nm, the motor speed for the balanced voltages was lower than that for the unbalanced voltages, in agreement with of Figure 14. Figure 17 illustrates various simulated performances of the dynamic response in terms of rotor speed, DC-link voltage, grid current waveforms, and average DC-link currents for both cases, during a transition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

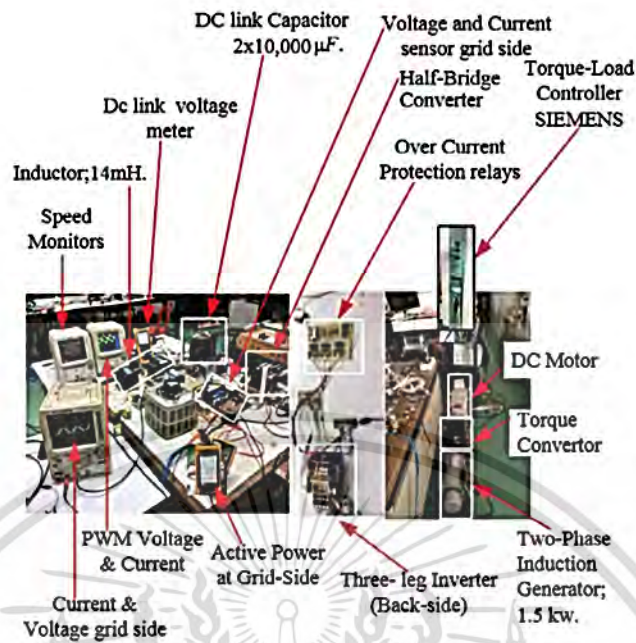


Figure 13. Photograph of experimental setup.

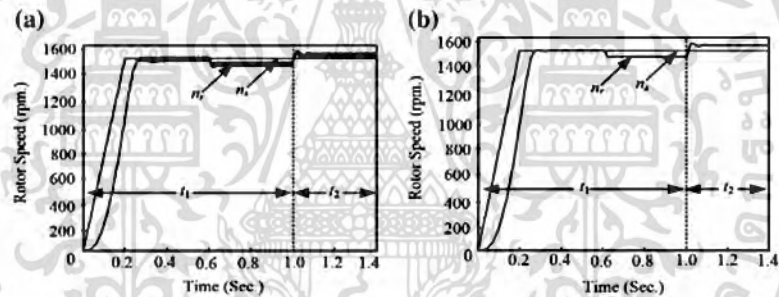


Figure 14. Dynamic response of the rotor speed (n_r) and synchronous (n_s) speed, (a) for balanced voltages for both windings of the machine, t_1 : motoring mode, t_2 : generating mode, (b) for unbalanced voltages for both windings of the machine, t_1 : motoring mode, t_2 : generating mode.

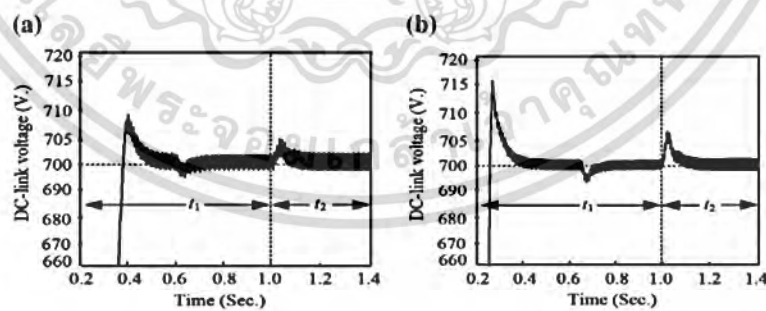


Figure 15. Dynamic response of DC-link voltage for operating in rectifying and inverting modes, (a) for balanced voltages, t_1 : rectifying mode, t_2 : inverting mode, (b) for unbalanced voltages, t_1 : rectifying mode, t_2 : inverting mode.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

from motoring to generating modes and under a full load condition. The converter changed from rectification to inversion. In the rectifying mode, the grid current was in phase with the grid voltage whilst in the inverting mode, the grid current was out of phase with the grid voltage. As a consequence, the grid power factor was nearly unity. The unbalanced two-phase voltage case offered lower speed ripple due to lower electromagnetic torque ripple. The lower the DC-link voltage ripple, the better sinusoidal

waveform shape of the grid current, with higher transferred grid power for a generating mode over the balanced two-phase voltage case. Figure 18 shows the dynamic response of the grid current during a transition from motoring mode with 20% full load (i.e. light load) to generating mode with 100% load for balanced and unbalanced voltages. For unbalanced voltages, the grid current which was in phase with the grid voltage had a lower magnitude than in the balanced voltage case during

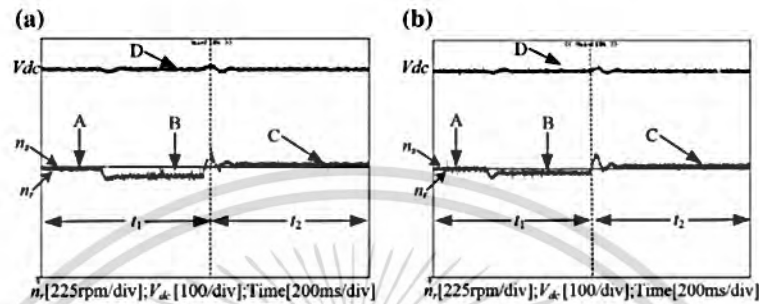


Figure 16. Dynamic response of the rotor speed (n_r) and the DC-link voltage, (a) for balanced voltages, t_1 : motoring mode, t_2 : generating mode, A: speed at no-load, B: speed at light load (2 Nm or 20% rated torque) C: speed at -9 Nm or 100% rated input torque (b) for unbalanced voltages, t_1 : motoring mode, t_2 : generating mode, A: speed at no-load, B: speed at light load (2 Nm or 20% rated torque) C: speed at -9 Nm or 100% rated input torque.

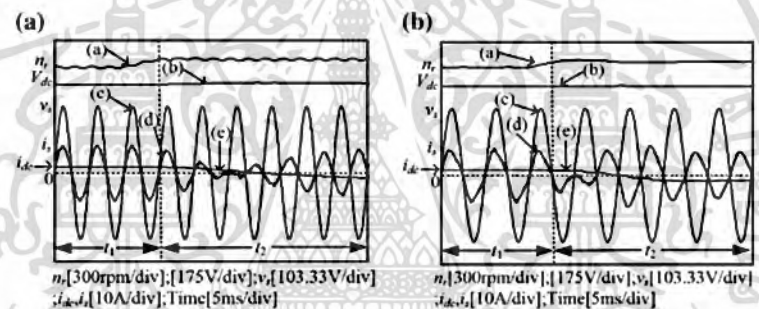


Figure 17. Dynamic response of the rotor speed, the DC-link voltage, the grid current, and the average DC-link current, (a) rotor speed (scale: 1:300 rpm/div), (b) voltage at the DC link of 700 V (scale: 1:175 V), (c) grid voltage (scale: 1:104 V), (d) grid current (scale: 1:5A), (e) average DC current at DC link (scale: 1:10A), (A) for balanced voltages for both windings of the machine, t_1 : rectifying mode, t_2 : inverting mode, (B) for unbalanced voltages for both windings of the machine, t_1 : rectifying mode, t_2 : inverting mode.

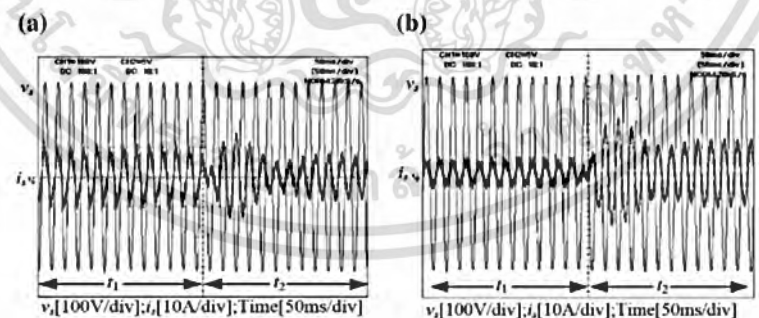


Figure 18. Dynamic response of the grid current, (a) for balanced voltages, t_1 : rectifying mode under 20% load torque, t_2 : inverting mode under 100% input torque, (b) for unbalanced voltages, t_1 : rectifying mode under 20% load torque, t_2 : inverting mode under 100% input torque.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the motor mode whilst the grid current which was out of phase with the grid voltage had a higher magnitude than that for the balanced voltage case during the generator mode. These results agree with Figure 17. Figure 19 illustrates the motor voltages and currents for the simulation and experiment for the balanced voltage case in the generating mode at a steady-state condition. The simulation and experimental results were in good agreement. Figure 20 illustrates the motor voltages and currents for the simulation and experiment for the unbalanced voltage case in the generating mode at a steady-state condition. Again, the

simulation and experimental results were in good agreement. These results confirm the validity of the proposed technique for machine modeling and experimental performance.

According to the simulation results of the grid power flow in Figure 21 in the motoring mode with the same load, the system drew less power for unbalanced voltages. This implies that with this case the system will give higher efficiency. In the generating mode with the same mechanical input torque, for unbalanced voltages, the system delivered higher power to the grid. Also, this implies that the system offers higher efficiency for this case.

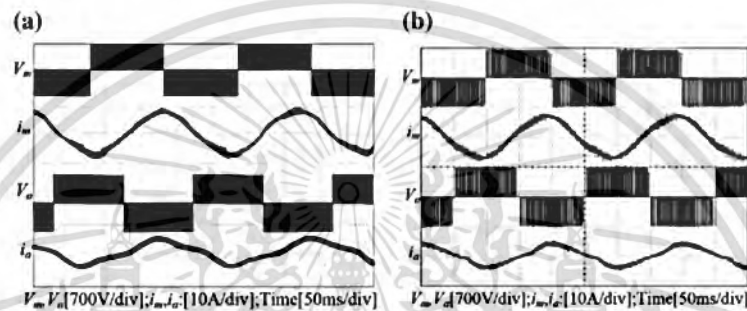


Figure 19. Motor voltages and currents for balanced voltages, (a) simulation, (b) experimental.

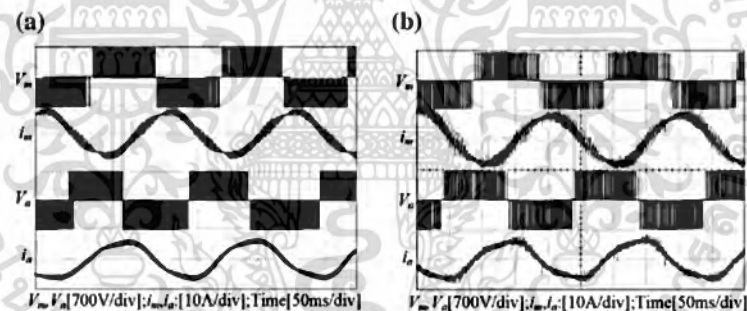


Figure 20. Motor voltages and currents for unbalanced voltages, (a) simulation (b) experimental.

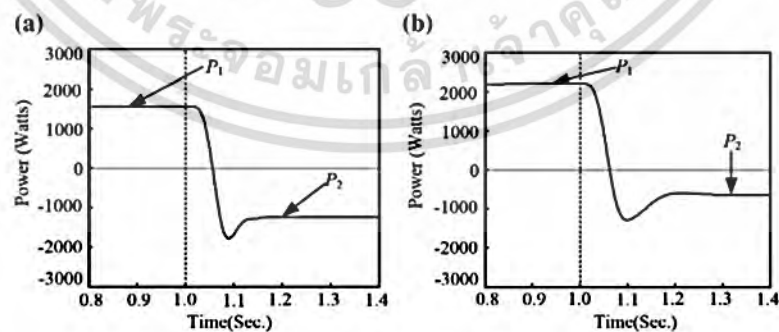


Figure 21. Average grid power flow during a transition between the motoring and generating modes, (a) for balanced voltages, $P_1 = 2060\text{ W}$, $P_2 = 776\text{ W}$, (b) for unbalanced voltages, $P_1 = 1520\text{ W}$, $P_2 = 1250\text{ W}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

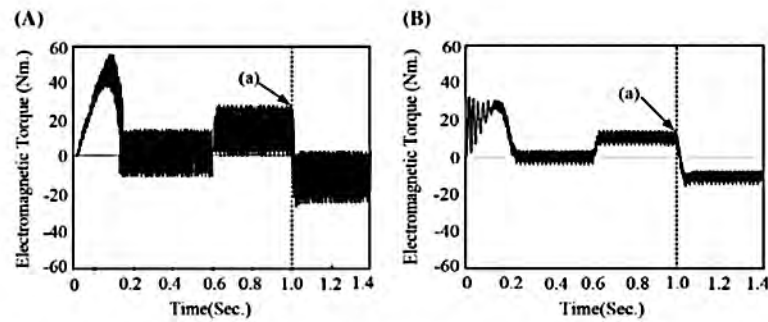


Figure 22. Dynamic response of electromagnetic torque of the machine, (A) for balanced voltages, (a) step load change at -9 Nm, (B) for unbalanced voltages, (a) step load change at -9 Nm.

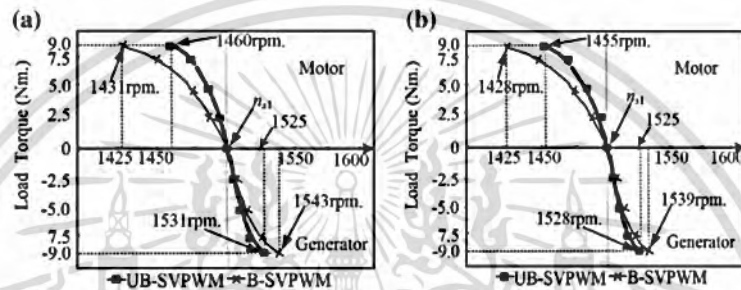


Figure 23. Torque-speed curves characteristics at frequency of 50 Hz. (a) simulation (b) experimental.

Figure 22(a) shows the dynamic response of the instantaneous electromagnetic torque under start-up, motoring, and generating operations for both cases. Figure 22(b) illustrates lower electromagnetic torque ripple for the unbalanced two-phase voltage case. However for both cases, at steady-state conditions, the average electromagnetic torque was approximately equal.

Figure 23 illustrates a comparison of torque-speed curve characteristics for both motoring and generating operation at 50 Hz between balanced and unbalanced two-phase voltages. Quite clearly, unbalanced two-phase voltage offers better electromagnetic torque for both operating modes than balanced two-phase voltages. The slope of the torque-speed curve was higher for unbalanced two-phase voltages. This means that for a motoring mode, with the same load torque, the unbalanced two-phase voltages case gives a higher rotor speed, resulting in higher output power and leading to a higher efficiency. Also for a generating mode, the unbalanced two-phase voltages case gave lower rotor speed resulting in lower input mechanical power, again leading to higher efficiency. For the unbalanced two-phase voltages case, this performance shows the better capability in terms of power. Both simulation and measured torque-speed characteristics results were in good agreement.

Figure 24 illustrates the calculated and measured system efficiency in a generating mode. Over a wide range of input torque, the unbalanced two-phase voltage case gave higher efficiency than the balanced two-phase voltage case. Again, the simulation and measured results of torque-speed characteristics were

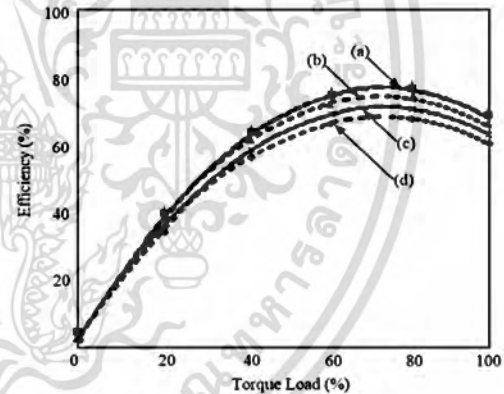


Figure 24. Efficiency of the induction machine in the generating mode against mechanical input torque (a) calculated efficiency for unbalanced voltages, (b) measured efficiency for unbalanced voltages, (c) calculated efficiency for balanced voltages, (d) measured efficiency for balanced voltages.

in good agreement. For the unbalanced voltage case in the generating operation.

Figure 25 illustrates the calculated grid power against input torque with variation of inverter frequency. The higher the input torque and higher frequency, the higher the transferred power that could be achieved.

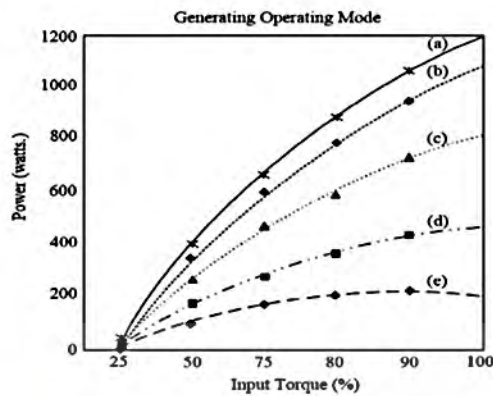


Figure 25. Grid power comparison with variations of input torque and frequency with constant V/Hz for unbalanced voltages in the generating mode, (a) $m_p = 1$, $f = 50$ Hz (b) $m_p = 0.8$, $f = 40$ Hz, (c) $m_p = 0.7$, $f = 35$ Hz (d) $m_p = 0.5$, $f = 25$ Hz (e) $m_p = 0.25$, $f = 12$ Hz.

6. Conclusions

The control of an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive system operating in motoring and generating modes has been presented. To keep the DC-link voltage constant, resulting in a bi-directional flow operation with a nearly sinusoidal grid current wave form and nearly unity input power factor, a single-phase doubled voltage converter was controlled with hysteresis current control. A PI-controller for constant DC-link voltage has been designed, implemented, and tested. A three-leg VSI was controlled with balanced and unbalanced SVPWM. Various performances of the whole system during start-up, motoring, and generating modes were investigated. The simulation and experimental results showed that the unbalanced two-phase voltages gave a superior performance to the balanced two-phase voltages.

Nomenclature

M_{sd}	d -axis stator self mutual inductance
M_{sq}	q -axis rotor self mutual inductance
v_{sd} and v_{sq}	stator voltages
v_{d1} and v_{q1}	fundamental outputs voltage of main winding and auxiliary winding
i_{sd} and i_{sq}	stator currents of main winding and auxiliary winding
i_{rd} and i_{rq}	rotor currents
R_{sd} and R_{sd}	stator resistances
ψ_{sd} and ψ_{sq}	stator flux-linkages
ψ_{rd} and ψ_{rq}	rotor flux-linkages
ω_r	rotor angle speed (rad/s in electrical degrees)
p	differential operator
d and q	subscripts of the auxiliary and main windings
J	moment inertia
T_e	electromagnetic torque
T_L	load torque
m_p	modulation index

a	turns ratio between auxiliary winding and main winding
δ	phase shift angle of the voltage outputs VSI PWM
b	phase b
p	pole pair
B	viscosity coefficient
V_q	auxiliary winding voltage
V_d	main winding voltage

Acknowledgments

The authors wish to thank the Office of the Higher Education Commission of THAILAND for financial support and Assoc. Prof. Dr. Wekin Piyarat, Department of Electrical Power Engineering, Srinakharinwirot University, Nakhon Nayok Province, Thailand for his valuable suggestions and discussion. The author wishes to thank Dr. Rainer Zawadzki and Assoc. Prof. Dr. Panich Intra for the valuable contribution during the preparation of this article.

Disclosure statement

No potential conflict of interest was reported by the authors.

Funding

This work was also supported in part by the Thailand Research Fund under the Faculty of Engineering, King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand [grant number IRG5780006].

References

- Chakrapong, C., and V. Kinnaree. 2009. "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." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54: 639–648. doi:10.1541/129.636.
- Dong-Choon, L., and K. Young-Sin. 2007. "Control of Single-Phase to Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters for Induction Motor Drives." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54: 797–804. doi:10.1109/TIE.2007.891780.
- Golwala, H., and R. Chudamani. 2011. "A Modified Three Dimensional Space Vector Based PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Asymmetrical Two-Phase Induction Motor." In *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore, 5–8 December 2011: 573–577. New York: IEEE.
- Kumar, G., and A. Kishore. 2006. "A Generalized State-Space Modeling of Three Phase Self-Excited Induction Generator For Dynamic Characteristics and Analysis." *Journal of Electrical Engineering & Technology* 1: 482–489.
- Kumsuwan, Y., W. Srirattanawichaiikul, S. Premrudeepreechacharn, K. Higuchi, and H. A. Toliyat. 2010. "A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Asymmetrical Two-Phase Induction Motor." In *The Power Electronics Conference (IPEC)*, Japan. 21–24 June 2011: 2469–2476. New York: IEEE.
- Kumsuwan, Y., S. Premrudeepreechacharn, and V. Kinnaree. 2013. "A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60 (5): 2031–2041. doi:10.1109/TIE.2012.2228138.
- Leeragreephol, S., P. Sardyoung, C. Choorak, and V. Kinnaree. 2013. "Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Machine Drive System Operating in Motoring and Generating Modes." In *International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, IMECS*, Hong Kong, 13–15 March 2013: 685–688. Hong Kong: Newswood.
- Piyarat, W., and V. Kinnaree. 2010. "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter." *IEEE Transactions on Industry Applications* 130 (7): 858–867. doi:10.1541/ieejias.130.858.
- Rafal, K., M. Bobrowska, A. Barrena, and P. Kazmierkowski. 2009. "Component Minimized AC/DC/AC Converter with DC-Link Capacitors Voltages Balancing." In *EURO CON 2009 International Conference*, St. Petersburg, 18–23 May 2009: 861–866. New York: IEEE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Samerchur, S., S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwan, and K. Higuchi. 2011. "Power Control of Single-Phase Voltage Source Inverter for Grid-Connected Photovoltaic System." *The 2011 Power Systems Conference and Exposition (PSC)*, Phoenix, AZ, 20–23 March 2011: 1–6, New York: IEEE.
- Sardyoung, P., S. Leeragreephol, and V. Kinnarees. 2013. "Two-Phase Three-Leg Voltage Source Converter Fed Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Machine Operating in Motoring and Generating Modes." In *International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, IMECS*, Hong Kong, 13–15 March 2013: 676–679.
- Sardyoung, P., P. Watcharin, and V. Kinnarees. 2014. "Single-Phase AC/DC/AC Converter System for a Grid-Connected Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Generator." *Proceedings of IEEE (TENCON-2014)*, Bangkok, 22–25 October 2014. New York: IEEE.
- Yildirim, D., and M. Bilgic. 2008. "PWM AC Chopper Control Single Phase Induction Motor for Variable Speed Fan Application." *IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, 10–13 Nov 2008, 1337–1342. New York: IEEE.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล นายปพน สะอาดยวง

วัน เดือน ปี เกิด 2 กันยายน 2511 ที่จังหวัด สิงห์บุรี

ที่อยู่ 102/1 หมู่ 6 ต. พรหมมาستر อ.เมือง จ. ลพบุรี 15000

ประวัติการศึกษา ระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2549



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้