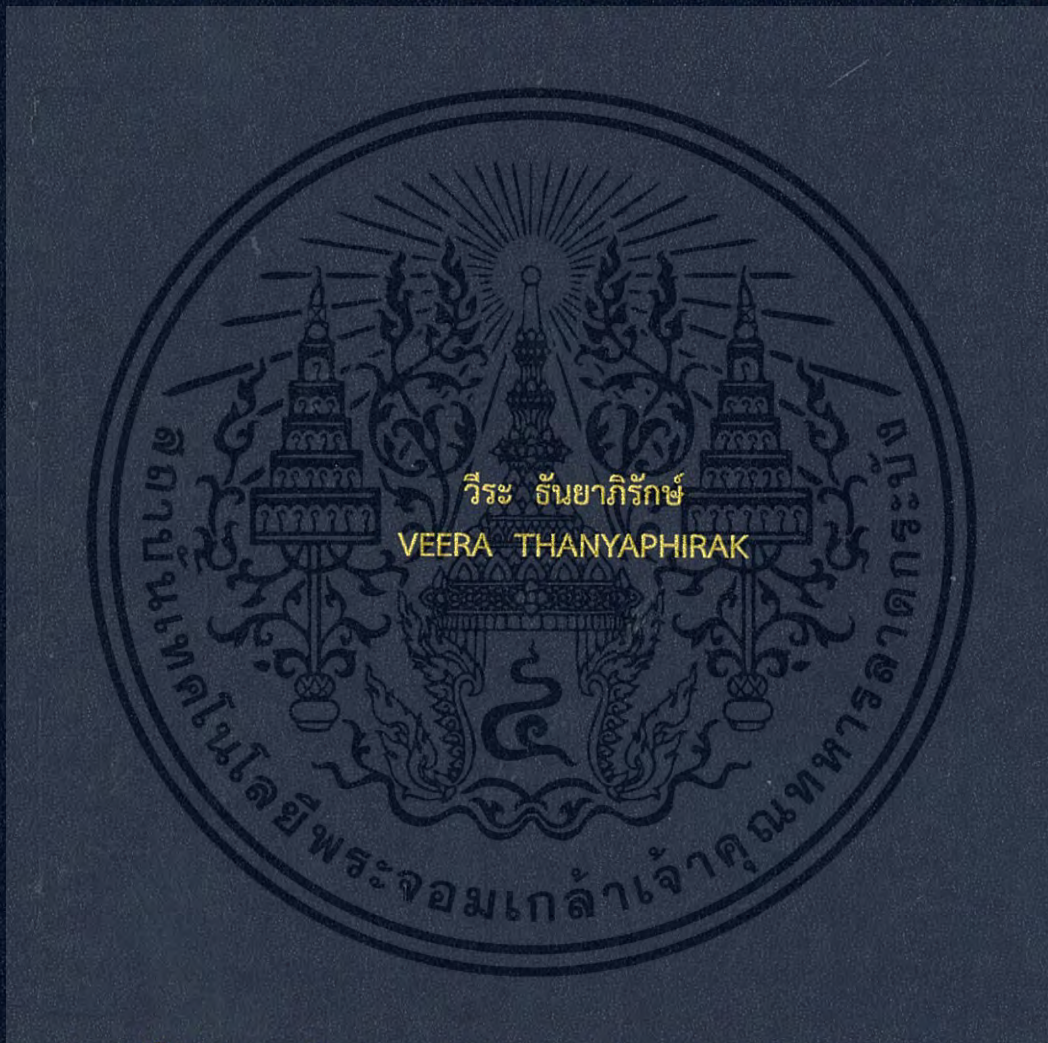


การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
โดยใช้เทคนิค อะซิงโครนัส พีดับเบิ้ลยูเอ็ม เอช ซี ซ็อบเปอร์

SOFT START CONTROL FOR A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR
USING AN ASYNCHRONOUS PWM AC CHOPPER TECHNIQUE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-D-018-122

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
โดยใช้เทคนิค อะซิงโครนัส พีดีบีเบิลยูเอ็ม เอซี ซ็อบเปอร์

SOFT START CONTROL FOR A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR
USING AN ASYNCHRONOUS PWM AC CHOPPER TECHNIQUE



T148808



วีระ ธัญยภีร์รักษ์

VEERA THANYAPHIRAK

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **148808**
รับเดือนปี **23 มี.ย. 2560**

b.00267066
l.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2559
KMUTL-2017-EN-D-018-122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SOFT START CONTROL FOR A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR
USING AN ASYNCHRONOUS PWM AC CHOPPER TECHNIQUE



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
2017
KMITL-2017-EN-D-018-122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้เทคนิค
อะซิงโครนัส พีดีบีเปลี่ยเอ็ม เอซี ซ็อบเปอร์

Thesis Title Soft Start Control for a Three-phase Induction Motor using an Asynchronous
PWM AC Chopper Technique

นักศึกษา นายวีระ ฉันทยาภิรักษ์

รหัสประจำตัว 54610108

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-D-018-122

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.เวคิน	ปิยรัตน์	
รศ.ดร.ชัยวุฒิ	ฉัตรอุทัย	
รศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณ์ นามสรณ์	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	
รศ.ดร.อานันท์วัฒน์	คุณากร	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 09.00-11.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้อง **คืน** บัตร คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่มีการนำไปใช้

วันที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ
สามเฟสโดยใช้เทคนิค อะซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม เอช
ซีอ็อปเปอร์

นักศึกษา

นายวีระ ฉันทยาภิรักษ์

รหัสประจำตัว

54610108

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2560

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์(ร่วม)

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอคุณลักษณะกระแสขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจาก 2 เทคนิคของการเริ่มหมุน เทคนิคแรกอยู่ภายใต้การพิจารณาวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งมีพื้นฐานมาจากเทคนิคการควบคุมเฟส เทคนิคที่สองนำเสนอโดยใช้เทคนิค อะซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม เอช ซีอ็อปเปอร์ ซึ่งถูกพัฒนามาจากเทคนิคซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม เอช ซีอ็อปเปอร์ แบบเดิม ในวิทยานิพนธ์นี้รูปแบบการควบคุม อะซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม เอช ซีอ็อปเปอร์ ถูกพัฒนาโดยการกำเนิดสองสัญญาณ อะซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม เอช ซีอ็อปเปอร์ เพื่อใช้ในการควบคุมวงจรกำลังสามเฟส (สวิตช์กำลัง 6 ตัว) โดยสัญญาณแรงดันควบคุม 1 สัญญาณถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ 1 สัญญาณ ทำให้ได้สัญญาณควบคุม 1 คู่ ด้วยเทคนิคนี้ทำให้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มเป็นอิสระต่อกันและสามารถสร้างได้ง่าย เนื่องจากสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มทั้งคู่ไม่จำเป็นต้องซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ผลที่ได้จากการจำลองและจากทดสอบแสดงให้เห็นถึงกระแสมอเตอร์ขณะเริ่มหมุนซึ่งพบว่า การควบคุมการเริ่มหมุนโดยเทคนิค อะซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม เอช ซีอ็อปเปอร์ ที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีความเหมาะสมสำหรับการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากสามารถลดค่ากระแสขณะเริ่มหมุนและนอกจากนี้รูปคลื่นกระแสยังเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์นั้นทำให้องค์ประกอบฮาร์มอนิกลดลงและนอกจากนี้เทคนิคดังกล่าวยังช่วยลดการกระเพื่อมของแรงบิดแม่เหล็กเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคเดิม

Thesis	Soft Start Control For a Three-Phase Induction Motor Using an Asynchronous PWM AC Chopper Technique
Student	Mr.Veera Thanyaphirak
Student ID.	54610108
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Anantawat Kunakorn
Thesis Co-Advisor	Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents the starting current characteristic of a three-phase induction motor fed by two techniques of soft starters. The first technique soft starter under investigation is a conventional AC voltage controller on the basis of a phase-control technique. The other is the proposed asynchronous PWM AC chopper technique which is developed from the conventional synchronous PWM AC chopper. In this thesis, the proposed asynchronous PWM AC chopper control scheme is developed by generating only two asynchronous PWM signals for a three-phase main power circuit (6 switching devices) from a single voltage control signal which is compared with a single sawtooth carrier signal. By this approach, the PWM signals are independent and easy to implement since the PWM signals do not need to be synchronized with a three-phase voltage source. Details of both soft starters are discussed. The experimental and simulation results of the starting currents are shown. It is found that the asynchronous PWM AC chopper efficiently works as a suitable soft starter for the three-phase induction motor due to that the starting currents are reduced and are sinusoidal with less harmonic contents, when being compared with the starting current waveforms using the conventional phase-control starting technique. Also the proposed soft starter offers low starting electromagnetic torque pulsation.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจากอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ทั้งสองท่านได้แก่ รศ.ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก และ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่คอยให้ความช่วยเหลือตลอดจนคำชี้แนะต่างๆ ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า อีกทั้งยังคอยเอาใจใส่และความห่วงใยทั้งด้านการใช้ชีวิต การเรียนและการวิจัย อาจารย์ทั้งสองท่านเป็นผู้ที่คอยเติมเต็มความรู้ในส่วนที่ข้าพเจ้าขาดให้มีความรู้เพิ่มขึ้น อีกทั้งยังสนับสนุนส่งเสริมให้ศิษย์มีความเจริญก้าวหน้าอยู่เสมอ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ทั้งสองท่านเป็นอย่างสูงกับความสำเร็จครั้งสำคัญที่สุดในชีวิตของข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ กระทรวงวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี ฝ่ายนักเรียนทุนที่พิจารณามอบทุนศึกษาวิชาภายในประเทศ (ทุนพัฒนาบุคลากรภาครัฐ) ระดับปริญญาเอกให้แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี วิทยาเขตสกลนครที่สนับสนุนให้ข้าพเจ้าได้มีโอกาสมาศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกและขอขอบคุณนักศึกษา ปริญญาตรี โท และ เอก ในห้องปฏิบัติการ PMC ทุกท่านที่คอยช่วยเหลือและแนะนำการจัดทำฮาร์ดแวร์จนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

และที่จะขาดไม่ได้ ข้าพเจ้าขอขอบคุณภรรยาและบุตรทั้งสองคนของข้าพเจ้าที่คอยเป็นกำลังใจและทำให้ข้าพเจ้ามีแรงใจในการต่อสู้ฟันฝ่าอุปสรรคต่างๆจนเกิดความสำเร็จในครั้งนี้ได้

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดาผู้ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งแม้ท่านจะไม่มีโอกาสอยู่เห็นความสำเร็จของข้าพเจ้า ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

วีระ ฉันทยาภิรักษ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	5
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.5 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.....	7
1.6 ขอบเขตของการวิจัย.....	10
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	10
บทที่ 2 วงจรสมมูลและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	12
2.1 บทนำ.....	12
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	12
2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	15
2.4 แรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากการพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	17
2.5 บทสรุป.....	22
บทที่ 3 การเริ่มหมุนแบบมีโมลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้การควบคุมเฟส.....	23
3.1 บทนำ.....	23
3.2 วงจรควบคุมการปรับขนาดแรงดันสามเฟส.....	26
3.3 รูปแบบการกำเนิดสัญญาณควบคุม PCSS.....	26
3.4 การสร้างสัญญาณปรับมุมจุดชนวนให้กับ SCR ตามแกนเวลา.....	28
3.5 การกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PCSS.....	30
3.6 บทสรุป.....	32

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วงจร เอชซี ซีออปเปอร์.....	33
4.1 บทนำ.....	33
4.2 รูปแบบการกำเนินสัญญาณ Asynchronous PWM AC Chopper.....	34
4.3 การกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PWMSS.....	37
4.4 โหมดการทำงานของวงจร เอชซี ซีออปเปอร์ สามเฟส.....	39
4.4.1 โหมดที่ 1.....	42
4.4.2 โหมดที่ 2.....	42
4.4.3 โหมดที่ 3.....	42
4.4.4 โหมดที่ 4.....	42
4.4.5 โหมดที่ 5.....	42
4.4.6 โหมดที่ 6.....	43
4.5 บทสรุป.....	43
บทที่ 5 ผลการจำลองการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	44
5.1 บทนำ.....	44
5.2 กรณีศึกษาที่ใช้ในการจำลอง.....	44
5.3 ผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink.....	45
5.3.1 กรณีที่ 1 : DOC.....	45
5.3.2 กรณีที่ 2 : PCSS.....	46
5.3.3 กรณีที่ 3,4,5,6,7 และ 8 : PWMSS.....	48
5.3.4 กรณีที่ 9 และ 10.....	51
5.4 บทสรุป.....	53
บทที่ 6 ผลการทดสอบการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	54
6.1 บทนำ.....	54
6.2 กรณีศึกษาที่ใช้ในการทดสอบ.....	54
6.3 ผลการทดสอบ.....	55
6.3.1 กรณีที่ 1 : DOC.....	55
6.3.2 กรณีที่ 2 : PCSS.....	56
6.3.3 กรณีที่ 3,4,5,6,7 และ 8 : PWMSS.....	58
6.3.4 กรณีที่ 9 และ 10.....	61
6.4 บทสรุป.....	68

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	69
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	69
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	72
บรรณานุกรม.....	74
ภาคผนวก.....	77
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	108



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการวิเคราะห์แรงบิดแม่เหล็ก.....	17
5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการจำลอง.....	45
6.1 หน้าที่ของส่วนต่างๆในการกำเนิดสัญญาณควบคุมแบบ PCSS.....	56
6.2 หน้าที่ของส่วนต่างๆในการกำเนิดสัญญาณควบคุมแบบ PWMSS.....	58



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรกำลังพื้นฐานของวงจรควบคุมการปรับขนาดแรงดัน.....	5
1.2 วงจรกำลัง เอชซี ซ็อบเปอร์ แบบเดิม.....	6
1.3 วงจรกำลัง เอชซี ซ็อบเปอร์ แบบใหม่ที่นำเสนอ.....	7
1.4 รูปแบบสัญญาณควบคุมวงจรถวลการปรับขนาดแรงดัน.....	8
1.5 รูปแบบสัญญาณควบคุมวงจรถวล เอชซี ซ็อบเปอร์ ระบบเดิม.....	9
1.6 รูปแบบสัญญาณควบคุมวงจรถวล เอชซี ซ็อบเปอร์ ระบบที่นำเสนอ.....	9
2.1 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน.....	13
2.2 วงจรสมมูลในสถานะไดนามิกของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน.....	13
2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	16
2.4 วงจรจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน.....	18
2.5 แบบจำลองหลักที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	18
2.6 แบบจำลองย่อยที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	19
2.7 กระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน.....	19
2.8 กระแสโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน.....	20
2.9 กระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	20
2.10 สเตเตอร์ฟลักซ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	21
2.11 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	21
3.1 วงจรกำลัง AC voltage controller สามเฟส.....	23
3.2 สัญญาณขับเคลื่อนที่ซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟส.....	24
3.3 รูปคลื่นแรงดันสามเฟสที่ภาระ เมื่อมุม $\alpha = 30^\circ$	25
3.4 รูปคลื่นแรงดันสามเฟสที่ภาระ เมื่อมุม $\alpha = 60^\circ$	25
3.5 รูปคลื่นแรงดันสามเฟสที่ภาระ เมื่อมุม $\alpha = 90^\circ$	26
3.6 วงจรกำลังสามเฟสที่ใช้การควบคุมด้วยวิธีการ PCSS.....	27
3.7 บล็อกไดอะแกรมการกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยวิธีการ PCSS.....	27
3.8 ตัวอย่างการกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยวิธีการ PCSS (Phase A).....	28
3.9 การสร้างสัญญาณแรงดันควบคุมที่ปรับขนาดตามแกนเวลา.....	29
3.10 วงจรสมมูลและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	30
3.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมจุดชนวนและแรงดันที่ภาระ.....	31
3.12 รูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ด้วยวิธีการ PCSS.....	31
3.13 สเปกตรัมของรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสมอเตอร์ด้วยวิธีการ PCSS.....	35
4.1 วงจรกำลังของการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยใช้วงจรถวล เอชซี ซ็อบเปอร์.....	33

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 สัญญาณ PWM สำหรับควบคุม $SW_1 - SW_6$	34
4.3 รูปคลื่นแรงดันซ็อบเปอร์ของมอเตอร์และฟังก์ชันของสัญญาณ PWM.....	34
4.4 การกำเนิดสัญญาณ Asynchronous PWM.....	36
4.5 สัญญาณแรงดันควบคุมที่ถูกปรับขนาดให้เพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นตามแกนเวลา.....	37
4.6 สัญญาณ PWM ที่ถูกปรับค่า D ตามแกนเวลาแบบเชิงเส้นเพื่อควบคุมสวิตช์สองทิศทาง.....	37
4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างดิแวลต์เรโซและแรงดันที่ภาระ.....	38
4.8 รูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ที่ได้จากจากจำลองด้วยวิธีการที่นำเสนอ.....	38
4.9 สเปคตรัมของแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ที่ได้จากจากจำลองด้วยวิธีการที่นำเสนอ.....	39
4.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของมอเตอร์ต่อเฟส.....	39
4.11 โหมดการทำงานทั้งหมดต่อเฟส (Phase A).....	41
5.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองกรณีที่ 1.....	45
5.2 กระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขณะเริ่มหมุนจนเข้าสู่สภาวะคงตัวกรณีที่ 1.....	46
5.3 วงจร PCSS ที่ใช้ในการจำลอง.....	46
5.4 การกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยวิธี PCSS.....	47
5.5 กระแสมอเตอร์ขณะเริ่มหมุนโดยวิธี PCSS ที่ได้จากการจำลอง.....	48
5.6 วงจรจำลองด้วยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	48
5.7 วงจรควบคุมวิธีการที่นำเสนอ.....	49
5.8 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	50
5.9 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	50
5.10 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	51
5.11 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PCSS และ PWMSS.....	52
5.12 ค่า %THDi เฟส A โดยวิธี PCSS และ PWMSS.....	52
5.13 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนโดยวิธี PCSS และ PWMSS.....	53
6.1 ระบบการทดสอบโดยวิธีการ DOC.....	55
6.2 กระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขณะเริ่มหมุนจนเข้าสู่สภาวะคงตัวกรณีที่ 1.....	55
6.3 โปรแกรมควบคุมการเริ่มหมุนมอเตอร์สามเฟสแบบนิ่มนวลโดยวิธีการ PCSS ใน Simulink.....	56
6.4 ระบบการทดสอบโดยวิธีการ PCSS.....	57
6.5 กระแสมอเตอร์สามเฟสขณะเริ่มหมุนโดยวิธี PCSS ที่ได้จากการทดสอบ.....	57
6.6 โปรแกรมควบคุมการเริ่มหมุนมอเตอร์สามเฟสแบบนิ่มนวลโดยวิธีการ PCSS ใน Simulink.....	58
6.7 ระบบการทดสอบโดยวิธีการ PWMSS.....	59
6.8 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	59
6.9 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	60

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	60
6.11 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PCSS และ PWMSS.....	61
6.12 ค่า %THDi เฟส A โดยวิธี PCSS และ PWMSS.....	61
6.13 วงจรสมมูลเมื่อพิจารณาที่รอบอ้างอิงแกนนิ่ง.....	62
6.14 โปรแกรม MATLAB/Simulink หลักที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็ก.....	64
6.15 โปรแกรม MATLAB/Simulink ย่อยที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็ก.....	64
6.16 แรงดันและกระแสจริงที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธี PCSS.....	65
6.17 แรงดันและกระแสจริงที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธี PWWSS.....	65
6.18 รูปคลื่น v_{sd}^s และ v_{sq}^s ที่คำนวณโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	66
6.19 รูปคลื่น i_{sd}^s และ i_{sq}^s ที่คำนวณโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	66
6.20 รูปคลื่น ψ_{sd}^s และ ψ_{sq}^s ที่คำนวณโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	67
6.21 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PCSS และ PWMSS.....	67
7.1 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PCSS.....	71
7.2 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	71
7.3 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PCSS.....	72
7.4 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ.....	72
7.5 ระบบควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยวิธีการ PWMSS ที่มีการตรวจจับกระแส.....	73

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเครื่องจักรกลที่ใช้ในการเปลี่ยนรูปพลังงานจากพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลที่นิยมนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายก็คือมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ[1],[7] ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากลักษณะโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ไม่จำเป็นต้องมีการดูแลรักษามากนัก มีความแข็งแรง ทนทาน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาในเรื่องของราคาก็เป็นปัจจัยหนึ่งที่ยังทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำยังคงถูกเลือกมาใช้ในการขับเคลื่อนภาระ ทั้งในภาคอุตสาหกรรม ภาคเกษตรกรรม หรือ ในอาคารสำนักงานทั่วไป[7] ถึงแม้ว่าในปัจจุบันนี้ด้วยความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีทำให้มีการสร้างและออกแบบมอเตอร์ชนิดใหม่ๆขึ้นมาเพื่อให้ตรงตามความต้องการของผู้ใช้งานมากยิ่งขึ้น ซึ่งเทคโนโลยีสมัยใหม่ในการควบคุมมอเตอร์นั้นยังคงอยู่ในระดับของการวิจัยในห้องปฏิบัติการอีกทั้งลักษณะงานเฉพาะทางที่นำมอเตอร์สมัยใหม่มาลำบากใช้ยังมีไม่มากนัก ในขณะที่ลักษณะงานต่างๆในการนำมอเตอร์มาใช้งานนั้นมอเตอร์เหนี่ยวนำก็สามารถตอบโจทย์การใช้งานได้เพียงพอแล้วนั้นจึงทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำยังคงถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย

โดยมอเตอร์เหนี่ยวนำหากแบ่งตามชนิดของโรเตอร์สามารถแบ่งออกได้ 2 ชนิด คือ แบบกรงกระรอก (Squirrel cage rotor) และชนิดขดลวดพันที่โรเตอร์ (Wound rotor) โดยชนิดกรงกระรอกนั้นใช้กับงานทั่วไปที่ไม่ต้องการแรงบิดหรือการเริ่มหมุนแบบพิเศษจึงทำให้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย [2-3],[7] ในขณะที่ชนิดขดลวดพันที่โรเตอร์ถูกนำมาใช้ลักษณะงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มหมุนที่สูงกว่าชนิดกรงกระรอก โดยขดลวดทางด้านโรเตอร์สามารถต่อกับตัวต้านทานภายนอกได้เพื่อใช้ในการเพิ่มสมรรถนะทางด้านแรงบิดให้กับมอเตอร์ชนิดนี้ นั้นทำให้มีการต่อใช้งานที่ซับซ้อนมากกว่าชนิดกรงกระรอกดังนั้นมอเตอร์ชนิดนี้จึงเหมาะกับบางงานเท่านั้น แต่หากแบ่งชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามแหล่งจ่ายไฟฟ้าแล้วสามารถแบ่งออกได้ 2 ชนิด คือ 1 เฟสและ 3 เฟส ซึ่งชนิด 1 เฟสถูกนำมาใช้ในบ้านพักอาศัย หรือ สำนักงานที่ใช้ระบบไฟฟ้า 1 เฟส ส่วนใหญ่มอเตอร์ชนิดนี้เป็นแบบกรงกระรอกและมีขนาดแรงม้าต่ำกว่า 7.5 แรงม้า [6] ถ้ากรณีที่ใช้ระบบไฟฟ้า 3 เฟสเข้าถึงและต้องใช้มอเตอร์ในการขับเคลื่อนภาระตั้งแต่ 10 แรงม้าขึ้นไปมอเตอร์ชนิด 3 เฟสจึงถูกเลือกใช้งานมากกว่า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในโรงงานอุตสาหกรรมที่ต้องการขับเคลื่อนภาระที่แรงม้าสูงๆและไม่ต้องการเปลี่ยนความเร็วรอบให้กับภาระที่ขับเคลื่อน [4],[7] นั้นจึงทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอกยังเป็นที่นิยมใช้มาจนถึงปัจจุบัน [15]

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำให้เริ่มต้นทำงานนั้นสามารถควบคุมได้ 3 วิธี ได้แก่ วิธีที่ 1 เรียกว่าการต่อแหล่งจ่ายเข้ากับมอเตอร์โดยตรง (Direct-online starting) ซึ่งส่วนใหญ่ใช้กับมอเตอร์ขนาดแรงม้าไม่สูงมาก วิธีการนี้มอเตอร์ใช้กระแสประมาณ 5-7 เท่าของกระแสพิคกิดและนอกจากนี้หากนำไปใช้กับมอเตอร์ที่มีภาระเบา ผลที่ได้ก็คือทำให้อัตราเร่งของโรเตอร์สูงเกินไป เนื่องจากมอเตอร์มีแรงบิดขณะเริ่มหมุนสูง ทำให้เกิดการกระชาก และ เกิดการแกว่งของแรงบิดที่เพลลา ในระยะยาวทำให้ชุดส่งกำลังและชุดเกียร์เกิดการชำรุดได้ [5],[7] วิธีที่ 2 เรียกว่าการลดแรงดันขณะเริ่มหมุน (Reduce voltage starting)

วิธีการนี้นำมาใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีขนาดพิกัดมากกว่า 7.5 แรงม้าทั้งนี้ก็เนื่องมาจากมอเตอร์กินกระแสขณะเริ่มหมุนสูงมากทำให้เกิดแรงดันตกในสายไฟฟ้าช่วงขณะซึ่งส่งผลกระทบต่อภาระอื่นๆได้[13] ซึ่งวิธีการนี้ได้มีวิวัฒนาการเริ่มตั้งแต่การใช้วงจรแบบสตาร์-เดลต้า ผลของการเริ่มหมุนมอเตอร์แบบนี้ทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงเหลือ 1 ใน 3 ของแรงบิดที่พิกัดซึ่งหากมอเตอร์มีขนาดแรงม้าสูงๆก็ทำให้มอเตอร์ใช้กระแสสูงในการเริ่มหมุนด้วย ดังนั้นในภาคอุตสาหกรรมที่จำเป็นต้องใช้มอเตอร์ขนาดแรงม้าสูงๆในกระบวนการผลิตและอาจมีจำนวนหลายๆตัว หากมีการเริ่มต้นการทำงานพร้อมๆกันทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับแรงดันตกในระบบซึ่งอาจส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆที่ต่อใช้ระบบไฟฟ้าร่วมกันได้ [7],[15] นั้นทำให้จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์อื่นมาต่อร่วมเพื่อลดผลกระทบจากการเริ่มต้นทำงานให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งอดีตที่ผ่านมาวิวัฒนาการในการควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายๆแบบ ได้แก่ การใช้หม้อแปลงปรับแรงดัน (Auto transformer) มาปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ซึ่งเป็นวิธีการดั้งเดิม ซึ่งสามารถค่อยๆปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ได้แต่มีค่าใช้จ่ายที่ค่อนข้างสูงเพราะต้องใช้ขนาดหม้อแปลงที่สูงตามขนาดของมอเตอร์ด้วย ในขณะที่ในปัจจุบันได้มีการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมาใช้ในการควบคุมหรือที่เราเรียกว่าการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวล (Soft-start controlling) โดยใช้หลักการควบคุมเฟส (Phase control) ส่วนมากใช้ไทรสเตอร์ต่อสลับหัวท้ายแล้วควบคุมมุมจุดชนวน ซึ่งหลักการนี้สามารถควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำได้อีกวิธีการหนึ่งและเป็นที่ยอมรับในปัจจุบัน ถึงแม้ว่าวิธีเริ่มหมุนแบบนี้ทำให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ก็ตาม [1-4] ส่วนวิธีที่ 3 นั้นคือการใช้อินเวอร์เตอร์ในการปรับความถี่ให้กับมอเตอร์ซึ่งวิธีนี้สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้อีกด้วย แต่วิธีนี้หากไม่ค่อยนิยมนำมาใช้ขับเคลื่อนภาระทั่วไปเพราะว่ามีค่าใช้จ่ายที่สูงกว่าแบบที่ใช้การไทรสเตอร์ในการควบคุมเริ่มหมุน

ในงานวิจัยนี้จึงเน้นศึกษาการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสชนิดกรงกระรอก โดยการเปลี่ยนวงจรกำลังระบบเดิมที่ใช้การควบคุมเฟสมาใช้วงจรกำลัง เอซี ซ็อบเปอร์ ซึ่งใช้หลักการปรับค่าตัวรีโซให้กับวงจรกำลังซึ่งทำหน้าที่ควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อค้นคว้างานวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้องตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันพบว่าส่วนใหญ่ยังคงใช้วิธีการควบคุมเฟสให้กับไทรสเตอร์ที่ต่อแบบสลับหัวท้าย (Back-to-back connected thyristors) แล้วใช้การปรับขนาดมุมจุดชนวนเพื่อปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ซึ่งข้อเสียของหลักการนี้ทำให้รูปคลื่นกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยมีงานวิจัยดังต่อไปนี้

Venkata V. Sastry, M. Rajendra Prasad และ T. V. Sivakumar [1] ได้นำเสนอการควบคุมให้มอเตอร์เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยการควบคุมแรงดันที่เหมาะสมเพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์โดยใช้การควบคุมแรงดันที่ตกคร่อมไทรสเตอร์ พบว่าใช้วิธีการตรวจจับสัญญาณกระแสแล้วทำการกรองเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยทำให้ได้สัญญาณที่ใช้ขับไทรสเตอร์ผลที่ได้คือกราฟความเร็วรอบของมอเตอร์มีการกระเพื่อมในช่วงเริ่มต้นทั้งนี้เนื่องมาจากผลของแรงดันและกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์

Gurkan Zenginobuz, Isik Cadirci, Muammer Ermis และ Cuneyt Barlak [2] ได้ศึกษาการปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยการควบคุมมุมจุดชนวนที่เหมาะสมให้กับ

มอเตอร์พบว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถควบคุมให้มอเตอร์เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลได้ นอกจากนี้ผู้วิจัยยังนำเสนอการนำสัญญาณกระแสมาป้อนกลับในระบบเพื่อควบคุมขนาดแอมพลิจูดของกระแสให้คงที่ อย่างไรก็ตามถึงสามารถควบคุมแอมพลิจูดของรูปคลื่นกระแสไว้ได้ แต่รูปคลื่นกระแสในช่วงที่แรงดันยังไม่เข้าสู่สภาวะคงตัวยังคงมีการผิดเพี้ยนอยู่

Bilal Saracoglu, Murat Kale และ Engin Ozdemir [3] ได้นำเสนอการปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้วงจรเอซี ซ็อบเปอร์ โดยใช้สวิตช์ทั้งหมด 8 ตัว ต่อเป็นวงจรกำลังซึ่งจำเป็นต้องมีการตรวจจับค่าแรงดันศูนย์ (Zero crossing) ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าทั้ง 3 เฟส ผลที่ได้จากงานวิจัยนี้คือ รูปคลื่นแรงดันมีความผิดเพี้ยนเนื่องจากแรงดันที่จ่ายไปให้มอเตอร์มีการซ็อบตามความถี่สวิตซ์ นั่นคือรูปคลื่นแรงดันมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับสูงแต่รูปคลื่นกระแสเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ส่วนผลสรุปจากงานวิจัยที่พบ คือ การปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์โดยใช้วงจรเอซี ซ็อบเปอร์ช่วยให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงขึ้น กล่าวคือ การปรับขนาดแรงดันลงส่งผลให้ค่ามุมประกอบกำลังดีขึ้น กำลังไฟฟ้าอินพุทลดลงและทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ดีขึ้น

Hamdy A. Ashour และ Rania A. Ibrahim [4] ได้ทำการเปรียบเทียบการปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์โดยใช้วงจรควบคุมเฟสพบว่าทั้งรูปคลื่นแรงดันและกระแสมีความผิดเพี้ยน โดยเมื่อนำมาพล็อตสเปกตรัมสิ่งที่ยืนยันได้ชัดเจนก็คือรูปคลื่นทั้งสองมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำซึ่งส่งผลต่อแรงบิดของมอเตอร์

G. Bhuvaneswari, Chares S และ Manjula G. Nair [5] ได้นำเสนอการนำแอกทีฟฟิลเตอร์มาใช้ในการแก้ปัญหารูปคลื่นกระแสของเครื่องควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวล (Soft-starter) เนื่องจากวิธีการเริ่มหมุนที่ใช้การควบคุมเฟสทำให้กระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยงานวิจัยนี้สามารถแก้ไขรูปคลื่นกระแสทั้งสามเฟสให้เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ได้แต่วิธีการนี้มีค่าใช้จ่ายค่อนข้างสูงจึงไม่เหมาะสมที่นำมาใช้แก้ปัญหา

Deniz Yildirim และ Murat Bilgic [6] ได้ใช้วงจรเอซี ซ็อบเปอร์ระบบ 1 เฟส มาใช้เป็นวงจรกำลังโดยใช้สวิตช์ 4 ตัวและมีรูปแบบในการสร้างสัญญาณเหมือนกับกรณี 3 เฟส [5],[8] โดยในการวิจัยนี้ทำการปรับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์พัฒนาชนิด 1 เฟสพบว่ามีการใช้ความถี่สวิตซ์สูงและได้มีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแรงดันก่อนเข้าวงจรกำลังของวงจร เอซี ซ็อบเปอร์ ทั้งนี้เพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากความถี่สวิตซ์นั่นเอง ผลที่ได้ก็อย่างหนึ่งก็คือเมื่อนำผลกราฟแรงบิด-ความเร็วรอบมาวิเคราะห์ผลพบว่า ที่นำเสนอได้คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบต่ำกว่ากรณีจ่ายแรงดันไซน์

Jose Thankachan และ Saly George [7] ได้นำเสนอการนำวงจรเอซี ซ็อบเปอร์ที่ใช้สวิตช์ 8 ตัวซึ่งมีวงจรกำลังเหมือนกับ Bilal Saracoglu [3] และนั่นต้องมีการใช้วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์เช่นเดียวกันจึงสามารถสร้างรูปแบบการควบคุมสวิตซ์ทั้ง 8 ตัวได้ นั่นทำให้มีความซับซ้อนและยุ่งยากในการควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยในงานวิจัยทำการจำลองปรับความถี่สวิตซ์และปรับค่าดีวีโธเพื่อศึกษาค่ามุมประกอบกำลังของมอเตอร์

A.N. Arindan [8] ได้นำเสนอการนำวงจรสวิตซ์แบบสองทิศทาง (Bi-directional switch) มาต่อเป็นวงจรกำลังเพื่อควบคุมภาระแบบ RL อนุกรมต่อสามเฟสแบบสตาร์ โดยทำการวิเคราะห์ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดันและกระแสทั้งของแหล่งจ่ายและของภาระ ผลที่ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมขนาดแรงดันที่จ่ายให้ภาระและยังสามารถควบคุมการไหลของพลังงานจากแหล่งจ่ายไปยังภาระโดยใช้สวิตช์แบบสองทิศทาง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ได้ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังที่ได้กล่าวมาแล้วสามารถสรุปได้ว่าการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสชนิดกรงกระรอกให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลนั้นยังคงมีการใช้หลักการเดิมนั้นคือการควบคุมขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ โดยการนำไทรสเตอร์ 2 ตัวนำมาต่อแบบสลับขั้วดังรูปที่ 1.1 แล้วสร้างวงจรขับไทรสเตอร์ทั้งสามเฟสมาควบคุมขนาดแรงดันตั้งแต่เริ่มต้นหมุนจนถึงเข้าสู่ภาวะคงตัว ซึ่งนั่นคือการปรับมุมจุดชนวนให้กับไทรสเตอร์ ปัญหาที่เกิดขึ้นของวิธีการนี้คือรูปคลื่นแรงดันและกระแสมีความผิดเพี้ยนหรือมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำรวมอยู่ด้วย[1-2],[4-5] นั้นส่งผลทำให้แรงบิดแม่เหล็กมีการกระเพื่อมและนอกจากนี้การสร้างวงจรขับไทรสเตอร์ยังมีความยุ่งยากจำเป็นต้องใช้วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์กลางอีกทั้งขนาดแรงดันที่ปรับได้โดยการปรับมุมจุดชนวนตามเวลานั้นขนาดแรงดันไม่เป็นเชิงเส้น โดยการแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสจากการใช้งานเครื่องควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลอาจต้องใช้วงจรแอกตีฟ ฟิเตอร์ [5] มาช่วยแก้ปัญหาผลกระทบที่เกิดจากตัวมันซึ่งนั่นเป็นการเพิ่มค่าใช้จ่ายมากขึ้น ในขณะที่วงจรเอซี ซีออปเปอร์ สามารถแก้ไขฮาร์มอนิกอันดับต่ำของกระแสได้แต่จำเป็นต้องใช้สวิตช์หลายตัวทำให้มีความยุ่งยากเมื่อนำมาควบคุมขนาดแรงดันให้กับมอเตอร์ [6-8] งานวิจัยนี้จึงสนใจการออกแบบและสร้างวงจรเอซี ซีออปเปอร์ แบบ 3 เฟส เพื่อนำมาใช้ในการควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลเพื่อลดปัญหาความผิดเพี้ยนของกระแส อีกทั้งวงจรกำลังที่สร้างขึ้นเน้นไปที่การควบคุมแบบง่ายเพื่อให้สามารถพัฒนาไปสู่ภาคอุตสาหกรรมได้ วงจรสวิตช์แบบสองทิศทางจำนวน 3 ตัวถูกนำมาใช้เป็นวงจรกำลังทำหน้าที่ควบคุมการไหลของพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปหามอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส และใช้วงจรสวิตช์แบบสองทิศทางอีกจำนวน 3 ตัว เพื่อทำหน้าที่เป็นพรีวิลลิ่งให้กับมอเตอร์ทั้งนี้เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์ลดลงเป็นศูนย์ โดยรูปแบบการสร้างสัญญาณควบคุมนั้นใช้เพียงสัญญาณเดียวแต่สามารถควบคุมการสวิตช์ของสวิตช์สองทิศทางทั้งสามเฟสได้ นั้นหมายถึงวิธีการที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณควบคุมสามารถสร้างได้ง่าย โดยเรียกวิธีการนี้ว่าการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วงจรเอซี ซีออปเปอร์

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

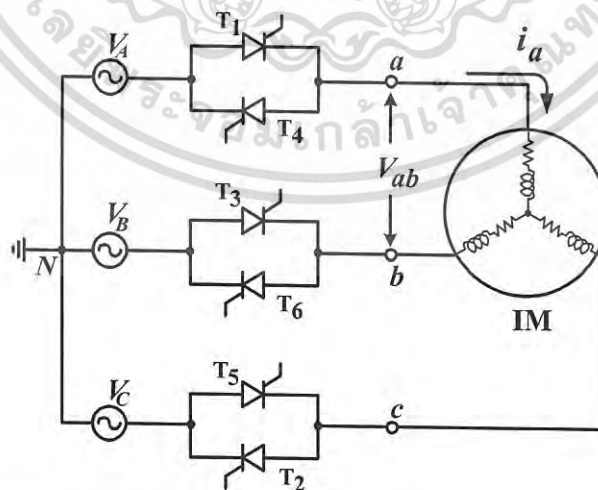
มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อยังไม่เริ่มหมุนค่าอิมพีแดนซ์คอนข้างต่ำถ้าแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์มีขนาดเท่ากับแรงดันที่พิกัด นั้นทำให้มอเตอร์กินกระแสสูงมอเตอร์จึงออกตัวอย่างรวดเร็วจนมีลักษณะเป็นการกระชากเนื่องจากโรเตอร์มีอัตราเร่งสูง ดังนั้นตามหลักการการควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลก็คือ การควบคุมขนาดแรงดันเริ่มต้นให้มีค่ามากพอที่ทำให้มอเตอร์สามารถหมุนออกตัวไปได้และกระแสในช่วงเริ่มหมุนไม่พุ่งขึ้นสูงเหมือนกรณีที่จ่ายแรงดันที่พิกัด เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุนและแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ค่อยๆเพิ่มขึ้นทำให้กระแสของมอเตอร์ค่อยๆเพิ่มขึ้นตามไปด้วย หลังจากนั้นเมื่อแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เพิ่มขึ้นก่อนถึงแรงดันที่พิกัดทำให้กระแสมอเตอร์เพิ่มขึ้นจนถึงค่าสูงสุดและความเร็วรอบมอเตอร์เข้าใกล้ความเร็วซิงโครนัส หลังจากนั้นเมื่อแรงดันมอเตอร์เพิ่มขึ้นถึงแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิกัดทำให้กระแสมอเตอร์ลดลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งหลักการดังที่ได้กล่าวมาแล้วได้มีผู้วิจัยหลายท่านนำหลักการควบคุมเฟสมาใช้ในการควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ แต่หลักการนี้มีข้อเสียคือ ในช่วงที่มอเตอร์เริ่มหมุนจนถึงความเร็วซึ่งโครนัสทำให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ซึ่งส่งผลต่อแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์ ดังนั้นหากต้องการให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์จำเป็นต้องเปลี่ยนวงจรกำลังนั้นคือใช้วงจรถอกร์ ซ็อบเปอร์ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้การสับรูปคลื่นแรงดันของแหล่งจ่ายโดยใช้ความถี่สูง โดยขนาดแรงดันสามารถปรับค่าได้แบบเชิงเส้น หลักการนี้ทำให้รูปคลื่นกระแสเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ในขณะที่รูปคลื่นแรงดันมีองค์ประกอบอันดับสูงเกิดขึ้นตามความถี่สวิทช์ซึ่งนั้นทำให้ไม่มีการสูญเสียจากฮาร์มอนิก ผลดีต่อมาก็คือทำให้แรงบิดกระแสเพื่อลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการควบคุมเฟส แต่วงจรถอกร์ เอช ซ็อบเปอร์แบบเดิมนั้นใช้สวิทช์จำนวน 8 ตัวซึ่งต้องใช้รูปแบบในการควบคุมที่ซับซ้อน โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรถอกร์ เอช ซ็อบเปอร์ 3 เฟส แบบใหม่ที่ใช้สวิทช์สองทิศทางจำนวน 6 ตัว และมีการรูปแบบการควบคุมวงจรถอกร์กำลังที่ไม่ซับซ้อนเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรถอกร์ เอช ซ็อบเปอร์แบบเดิม [1-4]

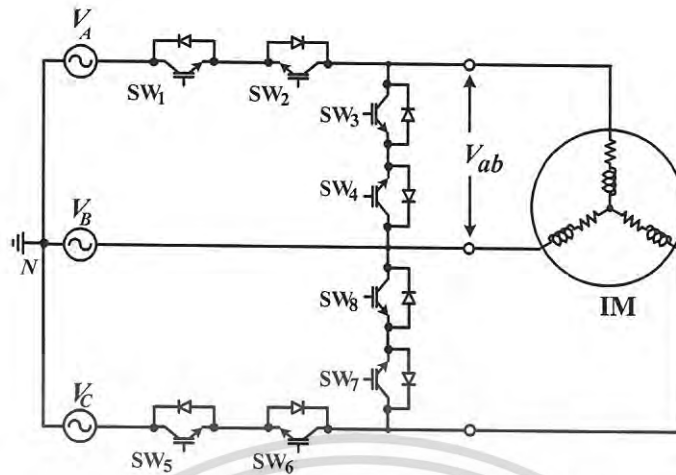
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นพบว่าเครื่องควบคุมการเริ่มหมุนแบบนี้มีผลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีขายอยู่ในท้องตลาดทุกวันนี้ส่วนใหญ่ใช้หลักการควบคุมเฟสของแรงดัน โดยใช้พื้นฐานจากวงจรถอกร์ควบคุมการปรับขนาดแรงดัน (AC voltage controllers) [9]-[10] ซึ่งวงจรถอกร์กำลังของวงจรถอกร์ดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 1.1 โดยวงจรถอกร์กำลังแบบนี้ได้ใช้ SCR ซึ่งมีการพัฒนาการมาอย่างต่อเนื่อง ส่วนรูปแบบในการสวิทช์เพื่อขับไทรสเตอร์แสดงดังรูปที่ 1.4 ในขณะที่วงจรถอกร์ เอช ซ็อบเปอร์ แบบเดิมที่ใช้ควบคุมแรงดัน 3 เฟส นั้นในงานวิจัยที่ผ่านมาใช้สวิทช์จำนวน 8 ตัวในการควบคุมวงจรถอกร์กำลัง [3],[7-8] แสดงดังรูปที่ 1.2 เพื่อพัฒนาระบบควบคุมแบบเดิมโดยมีวัตถุประสงค์ทำให้รูปคลื่นกระแสเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ เนื่องจากจำนวนสวิทช์ที่มากขึ้นนั้นทำให้การสร้างรูปแบบในการสวิทช์มีความซับซ้อนมากขึ้นทำให้ยังไม่เป็นที่นิยมนำมาใช้ในภาคอุตสาหกรรม



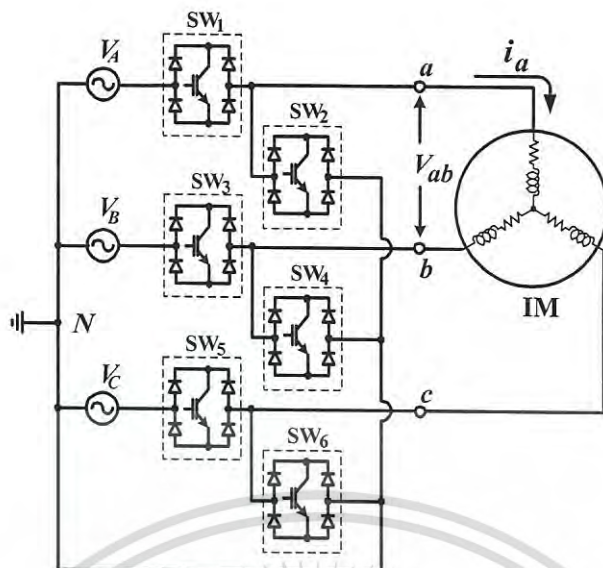
รูปที่ 1.1 วงจรถอกร์กำลังพื้นฐานของวงจรถอกร์ควบคุมการปรับขนาดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 วงจรกำลัง เอซี ซ็อบเปอร์ แบบเดิม

รูปแบบการสร้างวงจรควบคุมให้กับวงจรกำลังของระบบเดิมดังรูปที่ 1.1 และ 1.2 นั้นต้องมีการตรวจจับแรงดันศูนย์ของแรงดันทั้งสามเฟสเพื่อนำไปสร้างสัญญาณควบคุม ทำให้มีความซับซ้อนในการสร้างสัญญาณควบคุมซึ่งหากวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ผิดพลาดส่งผลให้การสร้างสัญญาณไปขับวงจรกำลังมีปัญหาด้วยซึ่งส่งผลเสียหายต่อมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในขณะที่วงจรเอซี ซ็อบเปอร์ ที่นำเสนอใช้สวิตช์จำนวน 6 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 1.3 โดยในการวิจัยนี้ใช้วงจรสวิตช์สองทิศทางมาต่อเป็นวงจรกำลังเพื่อควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดย SW_1 , SW_3 และ SW_5 ทำหน้าที่ควบคุมการไหลของกระแสไฟฟ้าซึ่งสามารถควบคุมได้ทั้งไซเคิลบวกและไซเคิลลบ ไดโอดที่ต่อร่วมอยู่กับสวิตช์นั้นทำหน้าที่ปิดกั้นการไหลของกระแสไฟฟ้าทั้งสองไซเคิล ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของไดโอดที่ยินยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านได้ก็ต่อเมื่อได้รับไบอัสตรง ดังนั้นถึงแม้ว่าสวิตช์ถูกทำให้อยู่ในสถานะ On แต่ไดโอดทำหน้าที่เป็นตัวปิดกั้นทางเดินของกระแส ในขณะที่ SW_2 , SW_4 และ SW_6 ทำหน้าที่เสมือนเป็นฟรีวิลลิงไดโอดให้กับมอเตอร์ กล่าวคือ ทำหน้าที่ให้แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์ในแต่ละสถานะลดลงเป็นศูนย์นั่นเอง ทั้งนี้เนื่องมาจากคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งก็คือคุณสมบัติของวงจร RL อนุกรมกระแสที่ไหลผ่านตัวมันยังคงไหลในทิศทางเดิม ดังนั้น SW_2 , SW_4 และ SW_6 จึงถูกควบคุมให้อยู่ในสถานะ On โดยสัญญาณที่สร้างขึ้นมานั้นใช้เพียงสัญญาณเดียว หรือ สัญญาณที่ควบคุมการสวิตช์ของ SW_1 , SW_3 และ SW_5 ถูกควบคุมโดยสัญญาณเดียวกัน ในขณะที่สัญญาณที่ควบคุม SW_2 , SW_4 และ SW_6 เป็นสัญญาณที่ตรงข้ามกับสัญญาณที่ควบคุม SW_1 , SW_3 และ SW_5 นอกจากนี้สัญญาณควบคุมทั้งหมดไม่จำเป็นต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณแรงดันแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส ดังนั้นการสร้างสัญญาณด้วยวิธีการที่นำเสนอสามารถสร้างได้ง่ายกว่าทั้งสองระบบเดิม

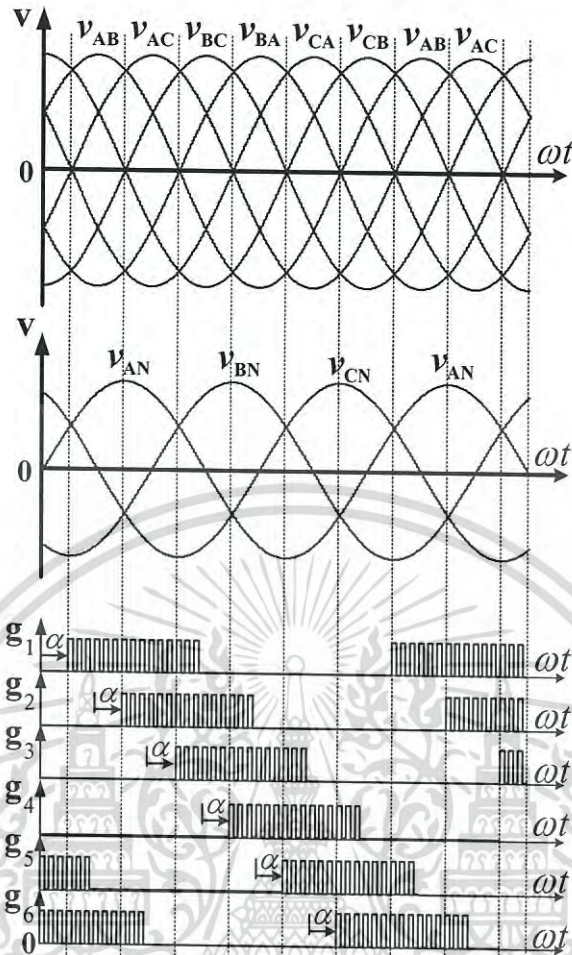


รูปที่ 1.3 วงจรกำลัง เอชอี ซ็อบเปอร์ แบบใหม่ที่น่าเสนอ

1.5 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

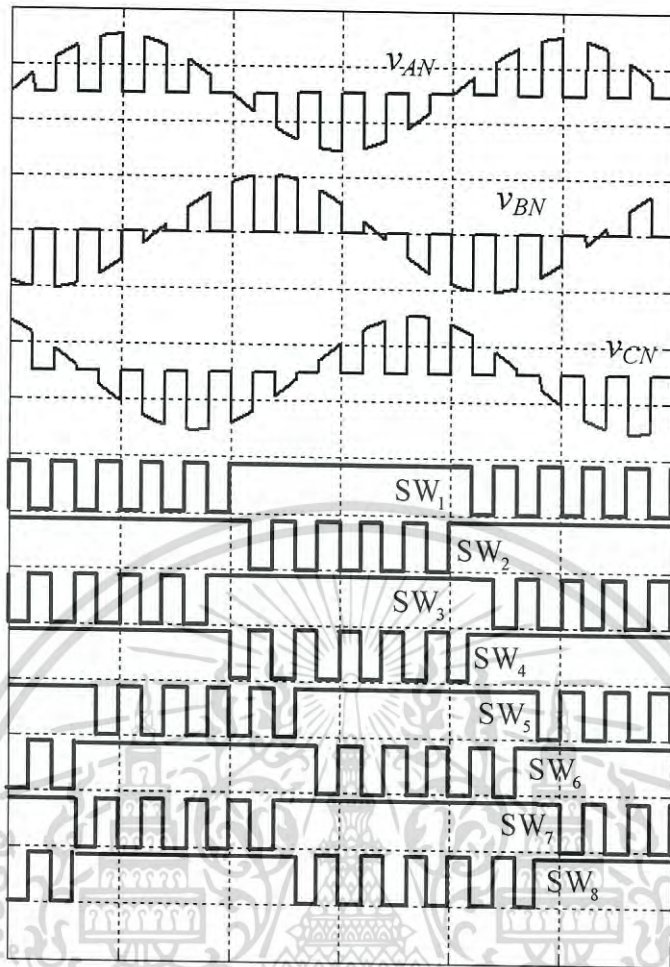
จากรูปวงจรถูกกำลังของวงจรควบคุมการปรับขนาดแรงดัน วงจร เอชอี ซ็อบเปอร์ แบบเดิม และ วงจร เอชอี ซ็อบเปอร์ ที่นำเสนอ ดังแสดงในรูปที่ 1.1, 1.2 และ 1.3 ตามลำดับ มีรูปแบบของสัญญาณควบคุม แสดงได้ดังรูปที่ 1.4 1.5 และ 1.6 ตามลำดับ พบว่าระบบเดิมดังรูปที่ 1.4 และ 1.5 จำเป็นต้องมีการสร้างสัญญาณควบคุมที่ต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณของแหล่งจ่ายสามเฟสและสวิตช์แต่ละตัวต้องถูกควบคุมแยกกันชัดเจน แต่รูปแบบระบบที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 1.6 ไม่จำเป็นต้องสร้างสัญญาณควบคุมให้ซิงโครไนซ์กับสัญญาณของแหล่งจ่ายและนอกจากนี้ สัญญาณที่ใช้ควบคุมสวิตช์ทั้ง 6 ตัวที่สร้างขึ้นมา 1 ชุด สามารถควบคุมสวิตช์ทั้งหมดได้ง่ายกว่าระบบเดิมมาก

ในขณะที่หลักการที่ใช้ในการปรับขนาดแรงดันของวงจรดังรูปที่ 1.1 นั้นใช้การปรับมุมจุดชนวนให้กับ SCR โดยทำการปรับขนาดแรงดันตามแกนเวลา มุมจุดชนวนที่ปรับได้อยู่ระหว่าง 0° ถึง 150° เท่านั้นดังนั้นพบว่าขนาดแรงดันจึงไม่เป็นเชิงเส้น ในขณะที่หลักการที่นำเสนอขนาดแรงดันที่ปรับตามแกนเวลามีลักษณะเป็นเชิงเส้นนั้นทำให้วิธีการที่นำเสนอนี้เกิดแรงบิดกระเพื่อมน้อยกว่าวิธีการเดิม

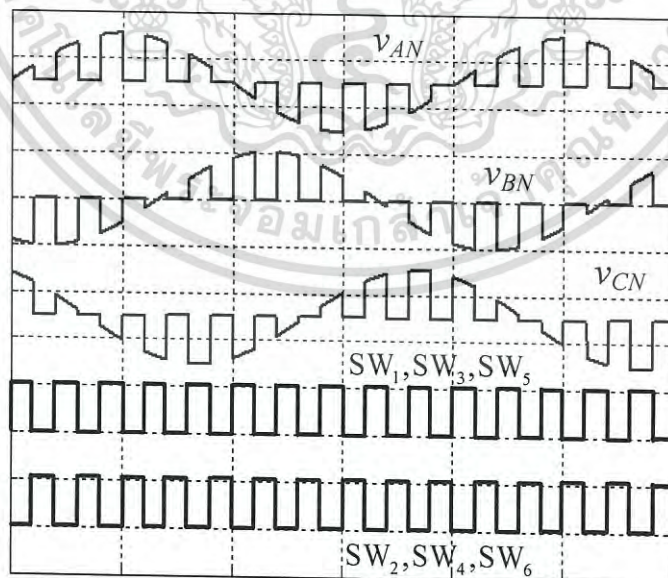


รูปที่ 1.4 สัญญาณควบคุมวงจรควบคุมการปรับขนาดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.5 สัญญาณควบคุมวงจรถ่ายเฟส ซีพียู ระบบเดิม



รูปที่ 1.6 สัญญาณควบคุมวงจรถ่ายเฟส ซีพียู ระบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ขอบเขตของการวิจัย

จากวัตถุประสงค์ จุดมุ่งหมายและแนวคิดในการทำวิจัย จึงนำมาสู่การพัฒนาและปรับปรุงการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิมโนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้หลักการ อะซิงโครนัส พีดีบีเล็ลยู เอ็ม เอช ซี ซ็อบเปอร์ จึงได้กำหนดขอบเขตของการวิจัยบนแนวทางดังต่อไปนี้

- ออกแบบวงจรกำลังแบบ เอช ซี ซ็อบเปอร์ สามเฟสเพื่อใช้ในการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิมโนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีขนาดพิกัด 2.2 กิโลวัตต์ 220/380 โวลต์ 50 Hz 8.6/5 A 4 ขั้ว และความเร็วรอบที่พิกัดที่ 1,420 รอบต่อนาที
- ออกแบบสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมวงจรถูกำลัง เอช ซี ซ็อบเปอร์ สามเฟส จำนวน 1 ชุด แต่สามารถนำไปใช้ควบคุมวงจรถูกำลังสามเฟส
- กำหนดแรงดันเริ่มต้นและความชันของสัญญาณแรงดันควบคุมตามแกนเวลาให้สามารถควบคุมแรงดันสามเฟสเป็นแบบเชิงเส้น
- ทดสอบระบบที่นำเสนอกับระบบเดิมเพื่อเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดัน กระแส สเปกตรัมของแรงดันและกระแส รวมถึง แรงบิดแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากทั้งสองวิธีการ

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

สำหรับงานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เริ่มต้นด้วยการศึกษาข้อมูลที่รวบรวมจากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิมโนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งในอดีตที่ผ่านมาจนถึงปัจจุบัน จากนั้นได้สรุปข้อดี ข้อด้อย ของระบบเดิมเพื่อใช้เป็นข้อมูลในการตั้งโจทย์วิจัยรวมถึงการปรับปรุงและพัฒนาาระบบควบคุมแบบใหม่ที่สามารถสร้างชุดวงจรถูกคุมได้ง่าย สะดวกกว่าวิธีการเดิมเพื่อพัฒนาต่อยอดในเชิงพาณิชย์ และด้วยเหตุผลดังที่ได้กล่าวมาจึงได้แบ่งเนื้อหาของการวิจัยออกเป็น 7 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของปัญหา วัตถุประสงค์และสมมุติฐานในการวิจัย แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ตลอดจนเปรียบเทียบหลักการแบบเดิมกับหลักการที่นำเสนอและขอบเขตในการวิจัย

บทที่ 2 วงจรสมมูลและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยอธิบายสมการทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและวงจรสมมูลในแกน d และ q เมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง นอกจากนี้ยังทำการพิสูจน์สมการแรงบิดแม่เหล็กที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กจากทั้งสองกรอบอ้างอิง

บทที่ 3 การเริ่มหมุนแบบนิมโนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วิธีการควบคุมเฟส โดยอธิบายถึงวงจรถูกคุมการปรับขนาดแรงดันสามเฟส กำเนิดสัญญาณควบคุมแบบ PCSS และการกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PCSS

บทที่ 4 การเริ่มหมุนแบบนิมโนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วงจร เอช ซี ซ็อบเปอร์ โดยอธิบายถึง รูปแบบการกำเนิดสัญญาณแบบ Asynchronous PWM AC Chopper การกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PWMSS โหมดการทำงานของวงจร AC Chopper สามเฟส

บทที่ 5 ผลการจำลองการเริ่มหมุนแบบนิมโนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยอธิบายกรณีศึกษาที่ใช้ในการวิจัย ผลที่ได้จากการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 ผลการทดสอบการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการ PCSS และ PWMSS ที่นำเสนอ โดยอธิบายถึงกรณีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แก่ การกำเนิดสัญญาณควบคุม โดยการเขียนวงจรควบคุมในโปรแกรม MATLAB/Simulink แล้วทำการกำเนิดโค้ดภาษา C หลังจากนั้นจึงใช้โปรแกรม Code Composer Studio (CCS5) ในการคอมไพล์โค้ดภาษา C ลงไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320C2000 เพื่อส่งสัญญาณควบคุมออกสู่วงจรรภายนอก ผลจากการทดสอบสามารถยืนยันความถูกต้องได้เนื่องจากมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลอง

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ได้อธิบายสรุปรายละเอียดของงานวิจัยทั้งหมด รวมถึงข้อเสนอแนะงานวิจัยที่น่าสนใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

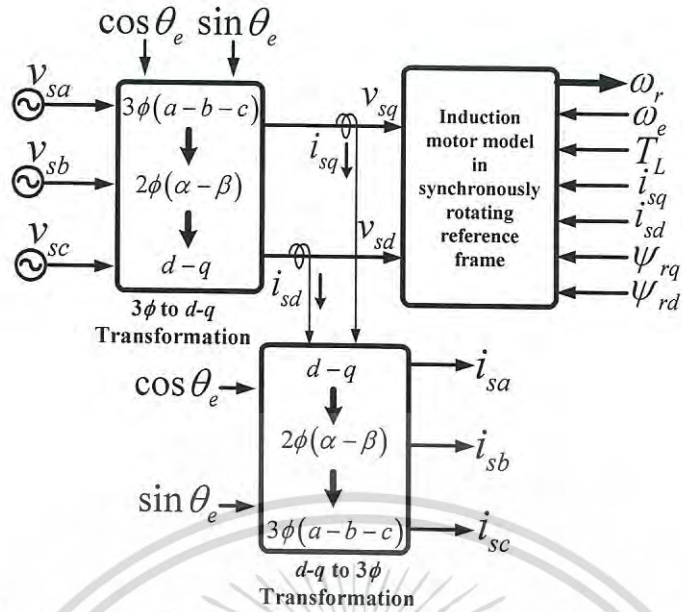
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และวงจรมุมของ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

2.1 บทนำ

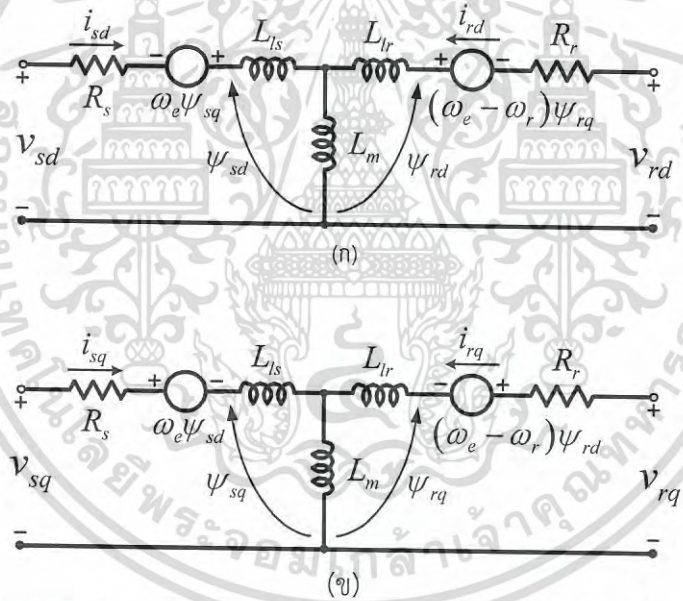
เป็นที่ทราบกันดีแล้วว่าหากระบบไฟฟ้าสามเฟสเข้าถึงมอเตอร์ที่ต้องการติดตั้งเพื่อขับเคลื่อนภาระทางกลแล้วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกเป็นตัวเลือกแรกในการถูกนำมาใช้งาน ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากเป็นภาระในระบบสามเฟสที่มีความสมดุล ราคาถูกกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดแรงม้าเท่ากัน ในขณะที่แรงบิดแม่เหล็กนั้นมีการกระเพื่อมน้อยกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสนั้นทำให้การขับเคลื่อนภาระทางกลมีความราบเรียบมากกว่า และนอกจากนี้ด้วยลักษณะการต่อใช้งานที่ง่ายและสะดวกซึ่งเมื่อนำมาขับเคลื่อนภาระทางกลต่างๆไปที่ไม่ต้องเพิ่มสมรรถนะทางแรงบิดมากนัก มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอกนั้นเป็นตัวเลือกที่ดีในการถูกเลือกใช้งาน ในงานวิจัยนี้จึงเน้นไปที่การควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอก เมื่อพิจารณาจากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่า การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนี้มีผลจากการปรับขนาดแรงดันโดยใช้หลักการควบคุมเฟสนั้นถูกนำมาใช้ในการควบคุมมอเตอร์เป็นส่วนใหญ่ [1]-[3] ในวิทยานิพนธ์นี้หลักการของวงจร เอซี ซ็อบเปอร์ ถูกนำมาใช้ในการควบคุมขนาดแรงดันในช่วงเริ่มหมุนแทนหลักการเดิม ซึ่งรายละเอียดการควบคุมทั้งสองวิธีนั้นจะกล่าวถึงโดยละเอียดในบทที่ 3 และ บทที่ 4 ส่วนในบทนี้กล่าวถึงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และวงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสซึ่งได้ถูกนำมาที่ใช้ในการวิเคราะห์หาแรงบิดแม่เหล็ก กระแสสเตเตอร์ กระแสโรเตอร์ และสเตเตอร์ฟลักซ์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ในบทต่อไป

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ในหัวข้อนี้สมการคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์พฤติกรรมของมอเตอร์ บล็อกไดอะแกรมของระบบเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน (Synchronously rotating reference frame) ซึ่งถูกแสดงดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยบล็อกไดอะแกรมการแปลงแกนแรงดัน 3 เฟสไปแกน d-q บล็อกไดอะแกรมการแปลงกระแสแกน d-q ไป 3 เฟสและบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งภายในบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 (ก) และ (ข) ซึ่งประกอบด้วยวงจรมุมของมอเตอร์แกน d และแกน q ซึ่งสามารถเขียนสมการแรงดันสเตเตอร์และสมการแรงดันโรเตอร์ทั้งแกน d และ q ได้ดังสมการที่ 2.1 ถึง 2.4 [13] ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลในสภาวะไดนามิกของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน
(ก) แกน d (ข) แกน q

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_e \psi_{sq} \tag{2.1}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_e \psi_{sd} \tag{2.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} \quad (2.3)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} \quad (2.4)$$

และจากรูปที่ 2.2 สมการฟลักซ์เมื่อเขียนในเทอมของกระแสสามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.5-2.10

$$\psi_{sd} = L_{ls} i_{sd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.5)$$

$$\psi_{rd} = L_{lr} i_{rd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.6)$$

$$\psi_{md} = L_m (i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.7)$$

$$\psi_{sq} = L_{ls} i_{sq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) \quad (2.8)$$

$$\psi_{rq} = L_{lr} i_{rq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) \quad (2.9)$$

$$\psi_{mq} = L_m (i_{sq} + i_{rq}) \quad (2.10)$$

เมื่อแทนค่าสมการฟลักซ์จากสมการที่ 2.5-2.10 ลงในสมการแรงดันสเตเตอร์และแรงดันโรเตอร์ที่ 2.1-2.4 แล้วจัดรูปสมการแรงดันและกระแสในรูปเมตริกทำให้ได้สมการแรงดันดังสมการที่ 2.11 ดังนั้นสมการกระแสสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์ของทั้งสองแกนหาได้จากการอินเวิร์สสมการที่ 2.11 และเขียนได้ดังสมการที่ 2.12

$$\begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \\ v_{rq} \\ v_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e L_s & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e L_s & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \\ v_{rq} \\ v_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

เมื่อ S คือ ลาปลาซโอเปอเรเตอร์ โดยปกติแล้วกรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีโรเตอร์แบบกรง กระจกค่าแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์จะมีค่าเป็นศูนย์ ($v_{rq} = v_{rd} = 0$) ซึ่งเมื่อทราบค่าแรงดันสเตเตอร์ทั้งสองแกน (v_{sq}, v_{sd}) และค่าความถี่เชิงมุม (ω_e) ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนแล้ว สามารถหาค่ากระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเตเตอร์และกระแสโรเตอร์ได้จากสมการที่ 2.12 ในขณะที่สมการแรงบิดแม่เหล็กสามารถหาได้จากสมการที่ 2.13

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)L_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.13)$$

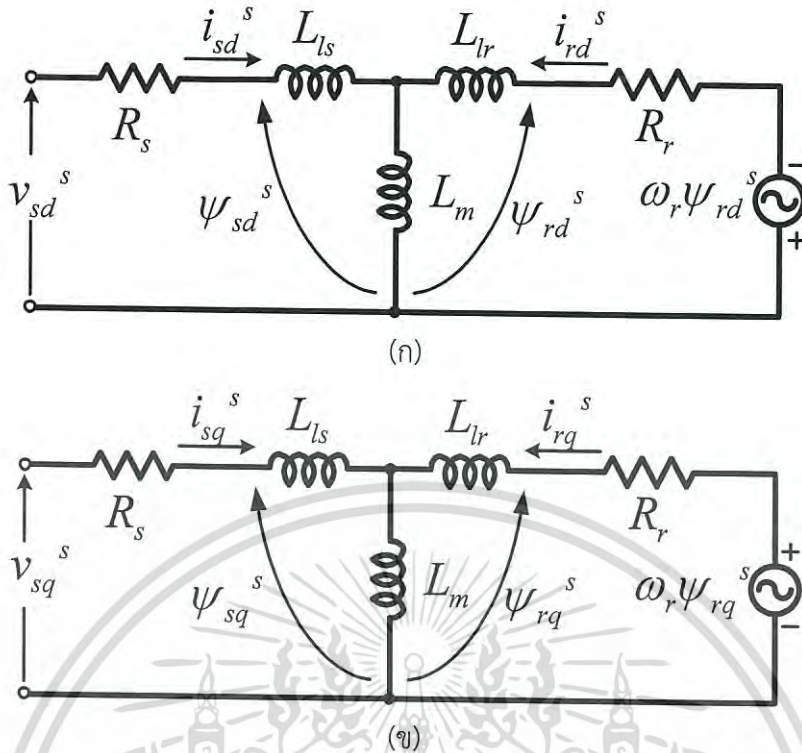
กระแสสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์ที่ได้จากสมการที่ 2.12 สามารถแปลงกลับไปให้อยู่รูปของกระแส 3 เฟสได้โดยใช้บล็อกโตะแกรมการแปลงในรูปที่ 2.1 ซึ่งถูกเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกได้ดังสมการที่ 2.14

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

เมื่อ θ_e คือ มุมใดๆที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน ดังนั้นสมการไดนามิกของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นสามารถบอกพฤติกรรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะเริ่มต้นนั้นพบว่ารูปคลื่นกระแสจะพุ่งขึ้นสูงเมื่อจ่ายแรงดันที่พิกัดให้กับมอเตอร์ ซึ่งหากแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงในขณะที่เริ่มหมุนแล้วมันจะส่งผลให้รูปคลื่นกระแสมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร โดยในงานวิจัยนี้นั้นเน้นวิเคราะห์ไปที่การลดแรงดันขณะเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทำการเปรียบเทียบลักษณะของรูปคลื่นกระแสมอเตอร์ซึ่งเกิดจากการปรับขนาดแรงดันด้วยวิธีการเดิมที่มีใช้อยู่ในปัจจุบันกับวิธีการที่นำเสนอ

2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากหัวข้อที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งระบบเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน โดยมีอินพุตเป็นแรงดันสามเฟสและเอาต์พุตเป็นกระแสของมอเตอร์ แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกเขียนโดยสมการในกรอบอ้างอิงแกนหมุนที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งแบบจำลองนี้ถูกใช้ในการแสดงผลค่าต่างๆที่ต้องการวิเคราะห์หาพฤติกรรมหรือสมรรถนะของมอเตอร์เมื่อแหล่งจ่ายสามเฟสแบบต่างๆเช่น แรงดันของแหล่งจ่ายสมดุลและไม่สมดุลหรือได้รับแหล่งจ่ายที่ปรับความถี่ได้ ซึ่งส่วนใหญ่ทำการวิเคราะห์พฤติกรรมของแรงบิดแม่เหล็กและความเร็วรอบ ส่วนในหัวข้อนี้ได้นำวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อเขียนให้อยู่ในแกน d-q ซึ่งถูกพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 (ก) และ (ข) มาทำการวิเคราะห์หาสมการแรงบิดแม่เหล็กเพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้เมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง
(ก) วงจรสมมูลแกน d (ข) วงจรสมมูลแกน q

จากรูปที่ 2.3 (ก) และ (ข) แรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองแกน (v_{sd}^s, v_{sq}^s) และกระแสสเตเตอร์ทั้งสองแกน (i_{sd}^s, i_{sq}^s) หาได้จากการแปลงแกนจาก 3 เฟสไปเป็น 2 เฟส (3/2 transformation) ซึ่งสามารถเขียนสมการแปลงแกนของแรงดันสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ 2.15 และ 2.16 และกระแสสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ 2.17 และ 2.18 โดยแรงดันในสมการที่ 2.15 และ 2.16 (v_a, v_b และ v_c) ก็คือแรงดันต่อเฟสที่จ่ายเข้ามอเตอร์และกระแสในสมการที่ 2.17 และ 2.18 (i_a, i_b และ i_c) ก็คือกระแสมอเตอร์ต่อเฟสนั่นเอง ในขณะที่สเตเตอร์ฟลักซ์ของทั้งสองแกน (ψ_{sd}^s, ψ_{sq}^s) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.19 และ 2.20

$$v_{sd}^s = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c \quad (2.15)$$

$$v_{sq}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_b - \frac{1}{\sqrt{3}}v_c \quad (2.16)$$

$$i_{sd}^s = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{sq}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_b - \frac{1}{\sqrt{3}}i_c \quad (2.18)$$

$$\psi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - R_{sd}i_{sd}^s) dt \quad (2.19)$$

$$\psi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - R_{sq}i_{sq}^s) dt \quad (2.20)$$

เมื่อสมการแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเขียนได้ดังสมการที่ 2.21

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{sq}^s i_{sd}^s - \psi_{sd}^s i_{sq}^s) \quad (2.21)$$

ดังนั้นการวิเคราะห์แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์สามารถหาได้โดยพิจารณาจากวงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งได้เช่นเดียวกัน เมื่อพิจารณาสมการฟลักซ์แกน d-q ในสมการที่ 2.18 และ 2.19 พบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ต้องใช้ในการหาฟลักซ์ทั้งสองแกนก็คือค่าความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์นั่นเอง

2.4 แรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากการพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

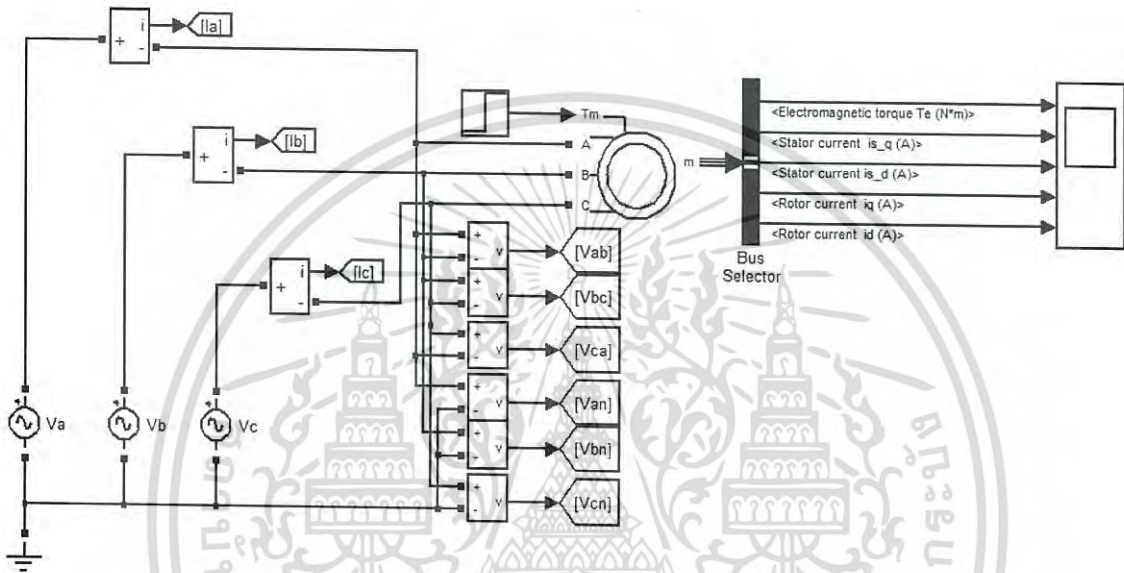
สมการแรงบิดแม่เหล็กที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมาได้จากการวงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง ส่วนในหัวข้อนี้ได้ทำการพิสูจน์สมการแรงบิดแม่เหล็กทั้งสองสมการโดยใช้การจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งทำการวิเคราะห์โดยกำหนดให้แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในวงจรจำลองถูกพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน ในขณะที่แรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรมูลเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งนั้นถูกเขียนขึ้นมาใหม่เพื่อใช้เปรียบเทียบกับแรงบิดแม่เหล็กที่ถูกสร้างจากแบบจำลองของการแสดงผลแรงบิดแม่เหล็กของตัวโปรแกรม MATLAB/Simulink

การจำลองเพื่อวิเคราะห์แรงบิดแม่เหล็กในรูปที่ 2.4 จะทำการจำลองในกรณีที่มีมอเตอร์ได้รับไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายโดยตรง โดยมีมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีค่าพิกัดที่ 2.2 kW 220/380 V 50 Hz 8.5/5 A 4 Pole 1,420 rpm และมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2.1

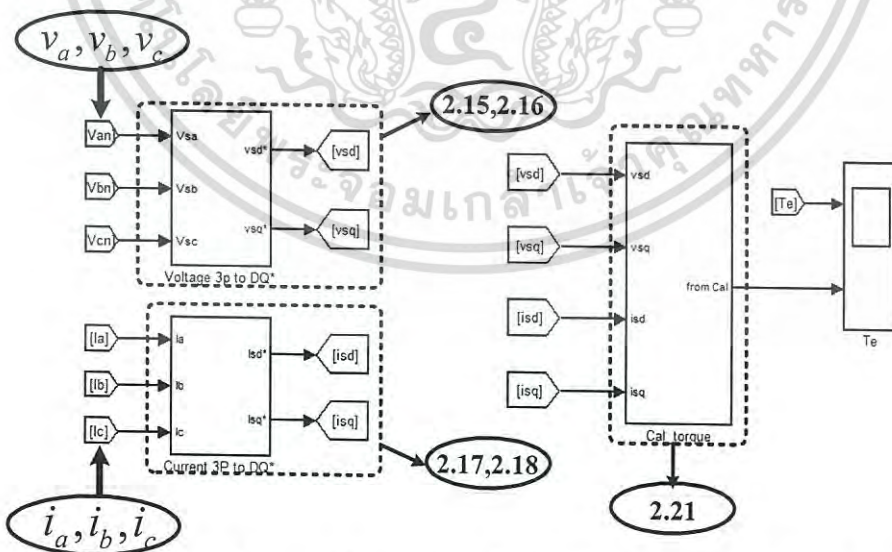
ตารางที่ 2.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการวิเคราะห์แรงบิดแม่เหล็ก

R_s	R_r	L_{ls}	L_{lr}	L_m	J
3.67	2.50	12.23	12.23	232	0.032
Ω	Ω	mH	mH	mH	kg m ²

วงจรจำลองที่แสดงดังรูปที่ 2.4 ประกอบด้วยแบบจำลองแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสซึ่งถูกจ่ายให้กับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสผ่านแบบจำลองการวัดแรงดันและกระแสทั้งสามเฟส โดยแบบจำลองการแสดงผลแรงบิดแม่เหล็กมอเตอร์ถูกต่อเข้ากับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อใช้แสดงผลแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากการพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนตามสมการที่ 2.13 ในขณะที่สมการแรงบิดที่ถูกสร้างมาจากสมการแรงบิดที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งตามสมการที่ 2.21 นั้นแสดงดังรูปที่ 2.5 และ 2.6 โดยรับสัญญาณแรงดันและกระแสสามเฟสเข้ามาแปลงแกนตามสมการที่ 2.15-2.18 หลังจากนั้นจะถูกใช้ในการคำนวณหา ψ_{sd}^s , ψ_{sq}^s และ T_e ตามสมการที่ 2.19 ถึง 2.21 ตามลำดับ

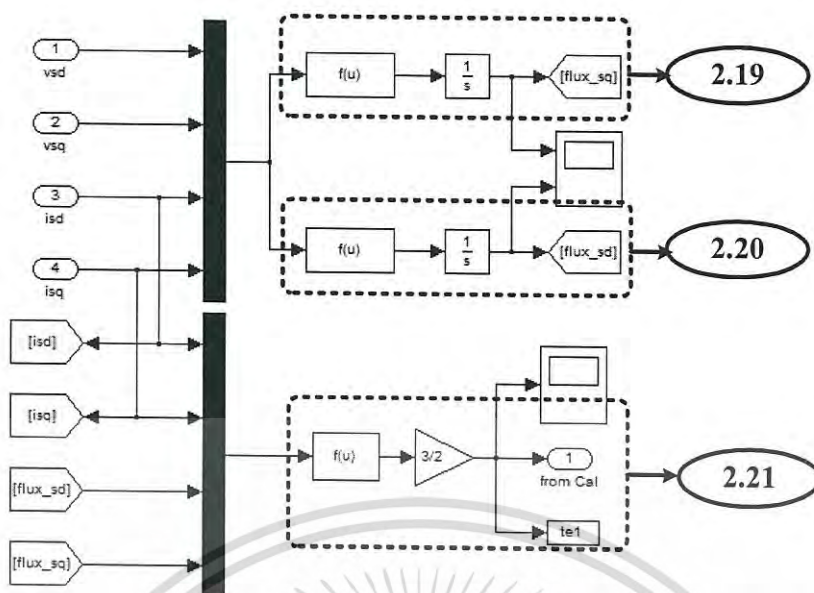


รูปที่ 2.4 วงจรจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน



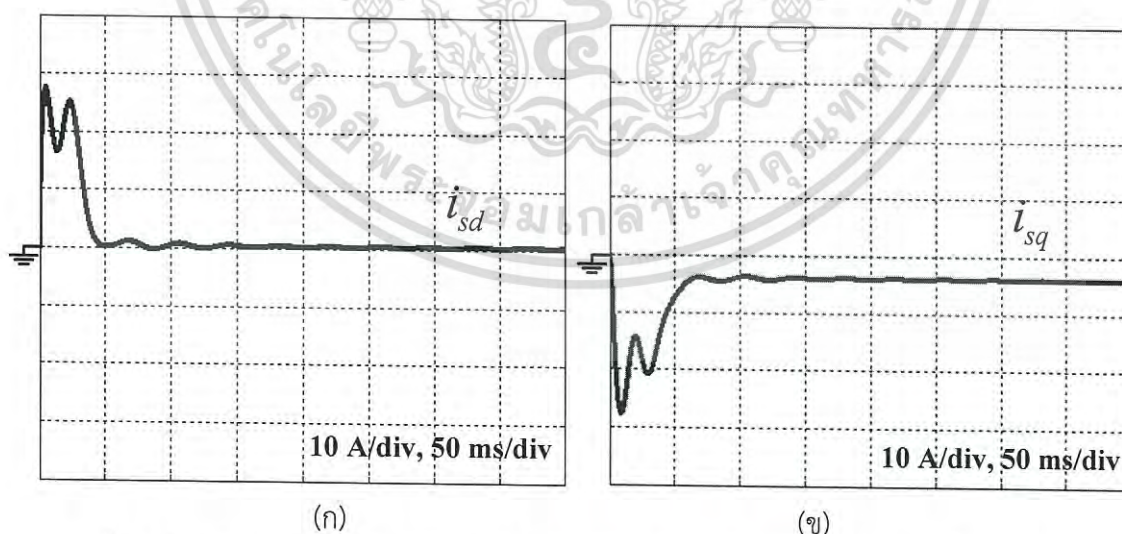
รูปที่ 2.5 แบบจำลองหลักที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



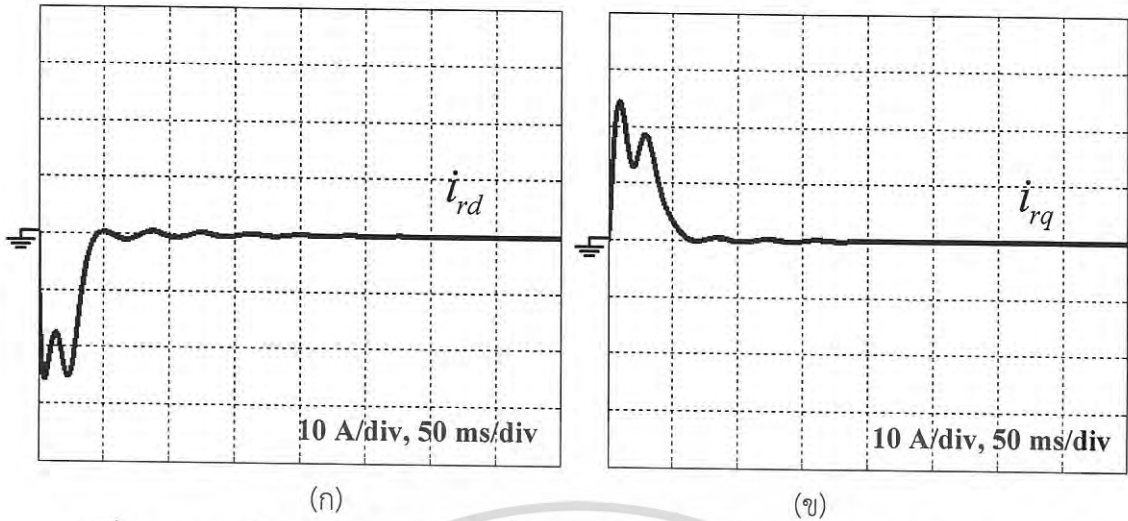
รูปที่ 2.6 แบบจำลองย่อยที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

ผลการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อได้รับไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายสามเฟสโดยตรงตามรูปที่ 2.4 ทำให้ได้กระแสสเตเตอร์ (i_{sd} และ i_{sq}) และกระแสโรเตอร์ (i_{rd} และ i_{rq}) ของมอเตอร์เมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนซึ่งถูกใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กตามสมการที่ 2.13 โดยรูปคลื่น i_{sd} และ i_{sq} แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 (ก) และ (ข) และรูปคลื่น i_{rd} และ i_{rq} แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เมื่อวิเคราะห์รูปคลื่นพบว่ารูปคลื่นทั้งหมดมีเฉพาะองค์ประกอบไฟตรงเท่านั้นเนื่องจากถูกพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน



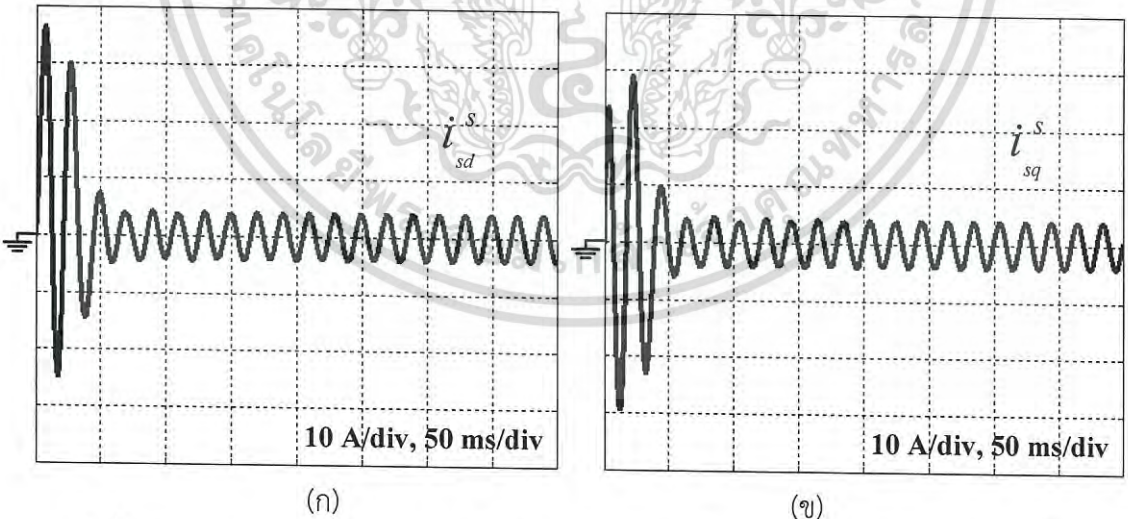
รูปที่ 2.7 กระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน
(ก) กระแสสเตเตอร์แกน d (i_{sd}) (ข) กระแสสเตเตอร์แกน q (i_{sq})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



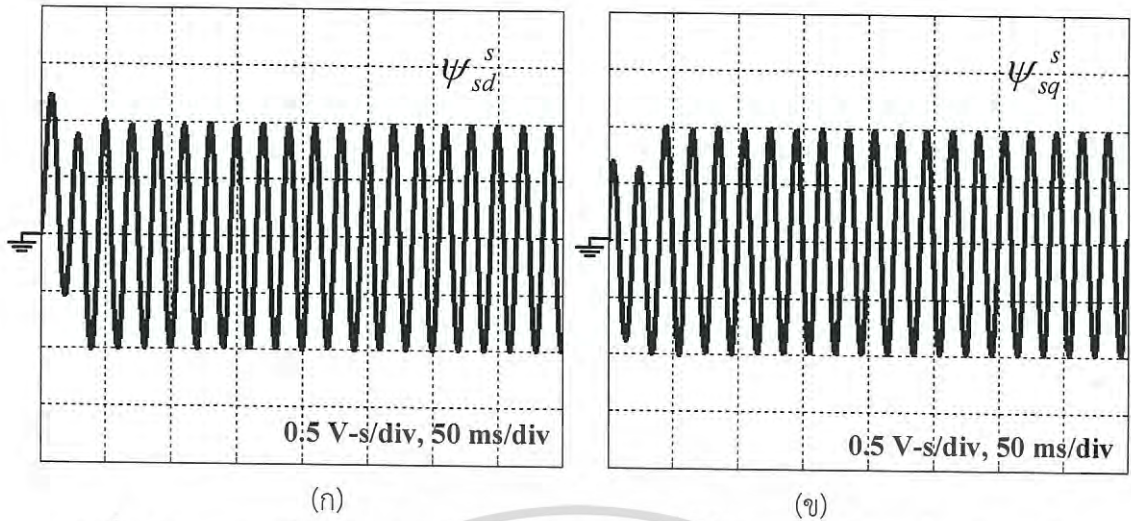
รูปที่ 2.8 กระแสโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน
 (ก) กระแสโรเตอร์แกน d (i_{rd}) (ข) กระแสโรเตอร์แกน q (i_{rq})

ในขณะที่แรงดันและกระแสสามเฟสถูกจ่ายเข้าไปในแบบจำลองในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อหากระแสสเตเตอร์ (i_{sd}^s และ i_{sq}^s) และสเตเตอร์ฟลักซ์ (ψ_{sd}^s และ ψ_{sq}^s) ที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งซึ่งถูกใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กตามสมการที่ 2.21 โดยรูปคลื่น i_{sd}^s และ i_{sq}^s แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 (ก)และ(ข) และรูปคลื่น ψ_{sd}^s และ ψ_{sq}^s แสดงได้ดังรูปที่ 2.10 (ก)และ(ข) ตามลำดับเมื่อพิจารณารูปคลื่นพบว่ารูปคลื่นทั้งหมดเป็นองค์ประกอบไฟสลับเนื่องจากถูกพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง



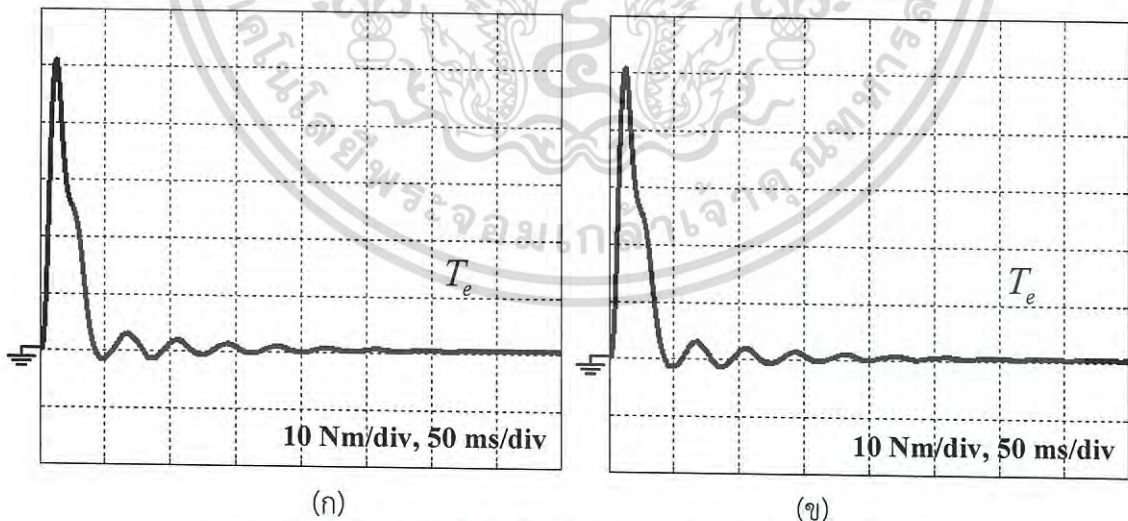
รูปที่ 2.9 กระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง
 (ก) กระแสสเตเตอร์แกน d (i_{sd}^s) (ข) กระแสสเตเตอร์แกน q (i_{sq}^s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 สเตเตอร์ฟลักซ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง
 (ก) สเตเตอร์ฟลักซ์แกน d (i_{sd}^s) (ข) สเตเตอร์ฟลักซ์แกน q (i_{sq}^s)

เมื่อนำรูปคลื่นแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากกรอบอ้างอิงแกนหมุนมาเปรียบเทียบกับแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากกรอบอ้างอิงแกนนิ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 (ก)และ(ข) ตามลำดับ พบว่ารูปคลื่นแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากการคำนวณทั้งสองกรอบอ้างอิงเหมือนกันทุกประการนั้นจึงเป็นการยืนยันผลที่ชัดเจนยิ่งขึ้นว่าแรงบิดแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จากทั้งสองกรอบอ้างอิง แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กที่พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งมาใช้ในการเปรียบเทียบพฤติกรรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อได้รับแรงดันแหล่งจ่ายที่มีการปรับขนาดแรงดันตามแกนเวลาด้วยวิธีการควบคุมเฟสและ อะซิงโครนัส พิดับเบิ้ลยูเอ็ม เอช ซี อีช็อปเปอร์ ซึ่งกล่าวโดยละเอียดในบทที่ 5 และ 6 ต่อไป



รูปที่ 2.11 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
 (ก) พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน (ข) พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดโรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก โดยแบบจำลองได้ถูกเขียนขึ้นมาจากการวิเคราะห์วงจรสมมูลของมอเตอร์ซึ่งถูกพิจารณาทั้งกรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง ซึ่งแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำทั้งระบบที่มีอินพุตเป็นแรงดันในระบบสามเฟสและมีเอาต์พุตเป็นกระแสมอเตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนถูกแทนด้วยวงจรจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ในขณะที่วงจรสมมูลที่พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งถูกสร้างขึ้นมานำมาวิเคราะห์หาแรงบิดแม่เหล็กไปทำการเปรียบเทียบกับแรงบิดแม่เหล็กที่ถูกสร้างขึ้นมาในโปรแกรมดังกล่าว ผลจากการจำลองเมื่อเปรียบเทียบแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากสมการแรงบิดแม่เหล็กทั้งสองกรอบอ้างอิงพบว่ารูปคลื่นแรงบิดที่ได้เหมือนกันทุกประการซึ่งสามารถยืนยันความถูกต้องได้จากรูปที่ 2.21 ในวิทยานิพนธ์นี้นอกจากใช้การจำลองเพื่อวิเคราะห์พฤติกรรมกระแสมอเตอร์และแรงบิดแม่เหล็กเมื่อได้รับแหล่งจ่ายจากการปรับขนาดแรงดันตามแกนเวลาให้ทำงานเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลด้วยวิธีการควบคุมเฟสและวิธีการอะซิงโครนัส พีดีบีบีลยูเอ็ม เอช ซี อี ซี อี แล้วยังสร้างวงจรกำลังจริงเพื่อใช้ควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลซึ่งจะช่วยยืนยันผลของพฤติกรรมกระแสมอเตอร์และแรงบิดแม่เหล็กได้ สมการแรงบิดแม่เหล็กที่พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งถูกนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ เนื่องจากสมการแรงบิดดังกล่าวสามารถใช้การวัดค่าแรงดันและกระแสมอเตอร์แล้วนำมาใช้ในการคำนวณย้อนกลับเพื่อหากระแสสเตเตอร์และสเตเตอร์ฟลักซ์ หลังจากนั้นกระแสและสเตเตอร์ฟลักซ์ถูกนำมาใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็ก ซึ่งในบทนี้ได้พิสูจน์แล้วว่า การหาแรงบิดแม่เหล็กจากแบบจำลองที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสมมูลที่พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งได้ผลของแรงบิดแม่เหล็กเหมือนกับวงจรสมมูลที่พิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุน

บทที่ 3

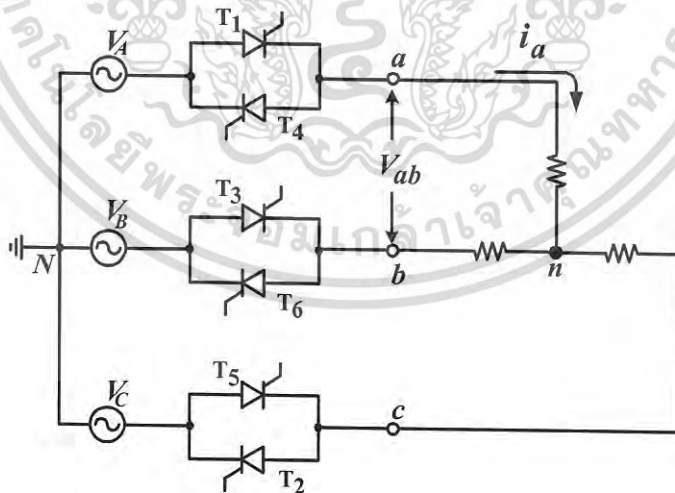
การเริ่มหมุนแบบนิมนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้การควบคุมเฟส

3.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิมนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรง กระจกโดยใช้หลักการควบคุมเฟส (Phase control) ซึ่งได้อธิบายถึงวิธีการคำนวณหาแรงดันขณะเริ่ม หมุนและการปรับมุมจุดชนวนให้กับ SCR ตามแกนเวลารวมถึงอธิบายวิธีการสร้างสัญญาณมุมจุดชนวน ให้กับ SCR โดยใช้การตรวจจับแรงดันศูนย์ (Zero crossing) แล้วสร้างสัญญาณฟันเลื่อยที่ซิงโครไนซ์กับ แรงดันของแหล่งจ่ายสามเฟส หลังจากนั้นสัญญาณถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมและผ่าน กระบวนการทางลอจิกเพื่อนำสัญญาณไปควบคุมวงจรถูกกำลังเพื่อควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้เริ่ม หมุนแบบนิมนวลต่อไป โดยในวิทยานิพนธ์นี้เรียกวิธีการนี้ว่า Phase Control Soft Starter (PCSS)

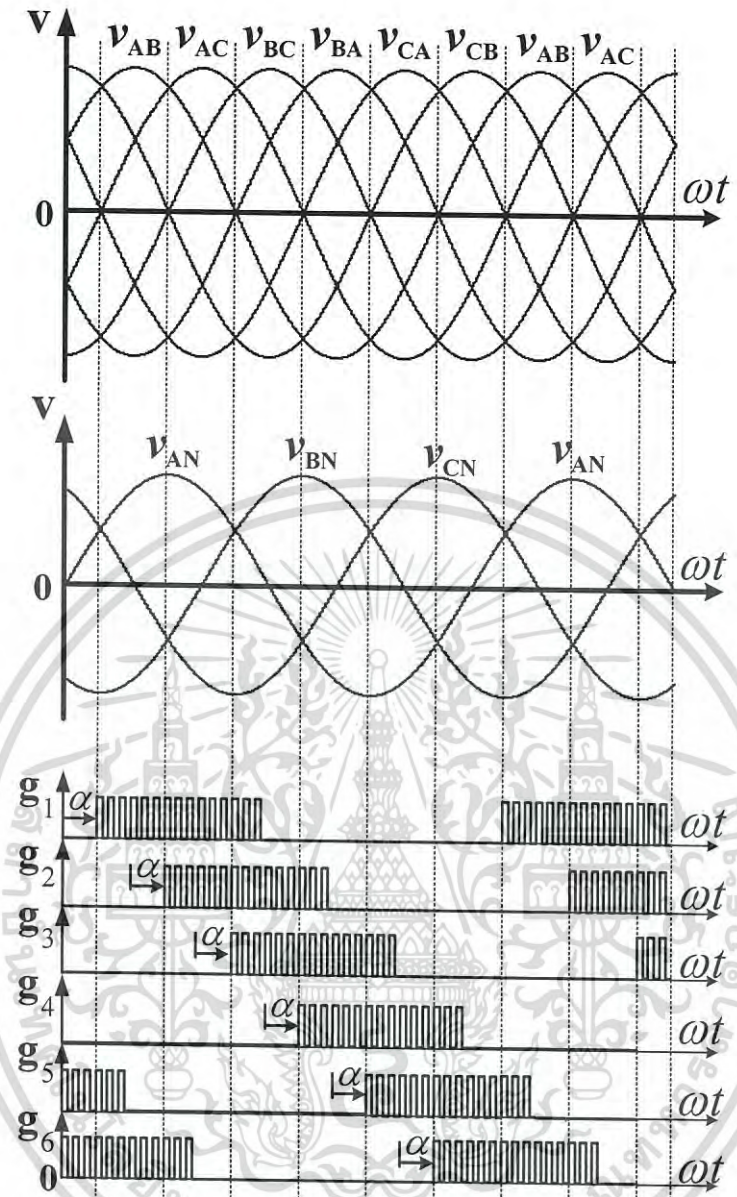
3.2 วงจรควบคุมการปรับขนาดแรงดันสามเฟส

วงจรถวลการปรับขนาดแรงดัน (AC voltage controller) หรือ วงจรถวลเฟสชนิด 3 เฟสนี้ ถูกใช้ในการปรับขนาดแรงดันแต่ความถี่คงที่ (Variable Voltage Constant Frequency : VVCF) วงจรกำลังแสดงดังรูปที่ 3.1 จากวงจรถวลกำลังสัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนของ SCR ทั้ง 6 ตัวนั้นต้อง ซิงโครไนซ์กับสัญญาณของแหล่งจ่ายโดยในแต่ละสภาวะการทำงานมี SCR จำนวน 2-3 ตัวได้รับไบอัสตรง สัญญาณขับเคลื่อนที่ซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายและมีมุมจุดชนวน (α) เท่ากับ 30° แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 วงจรกำลัง AC voltage controller สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



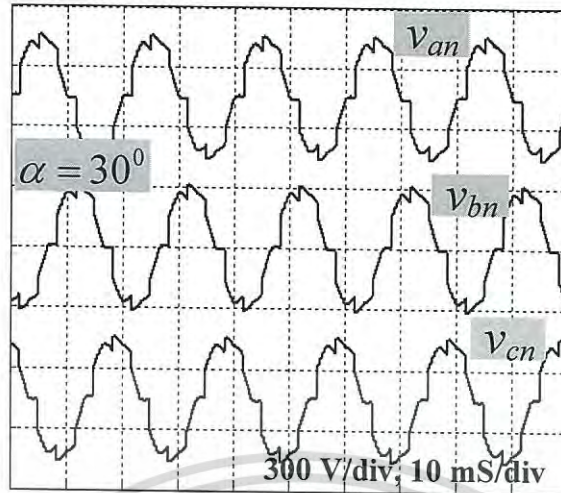
รูปที่ 3.2 สัญญาณขับเคลื่อนที่ซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟส

ในขณะที่การควบคุมขนาดแรงดันเอาต์พุตนั้นได้จากการปรับมุมจุดชนวนให้กับ SCR ทั้ง 6 ตัว โดยที่มุมจุดชนวนของวงจรระบบ 3 เฟสนี้ สามารถปรับได้ตั้งแต่มุมอัลฟา (α) จาก 0° ถึง 150° ซึ่งขนาดแรงดันที่ภาระ (โหลดตัวต้านทาน) ที่ปรับได้นั้นแบ่งออกเป็น 3 ช่วง ดังสมการที่ 3.1 ถึง 3.3 [14]

ช่วงที่ 1 เมื่อ $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right)} \tag{3.1}$$

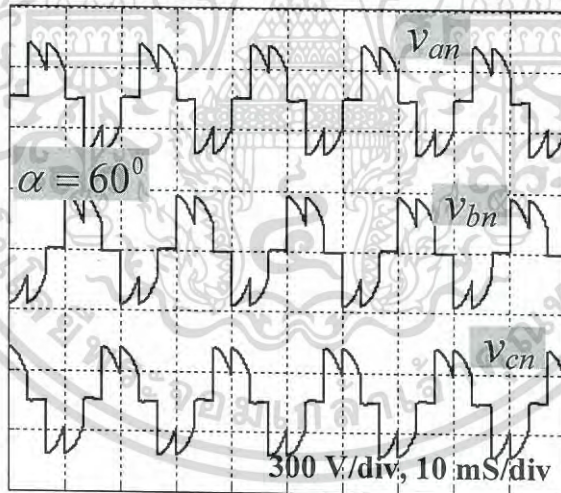
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นแรงดันสามเฟสที่ภาวะ เมื่อมุม $\alpha = 30^\circ$

ช่วงที่ 2 เมื่อ $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3 \sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right)} \quad (3.2)$$

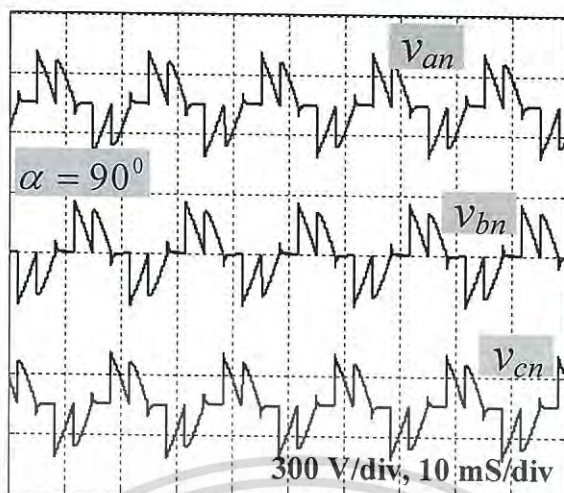


รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแรงดันสามเฟสที่ภาวะ เมื่อมุม $\alpha = 60^\circ$

ช่วงที่ 3 เมื่อ $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right)} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



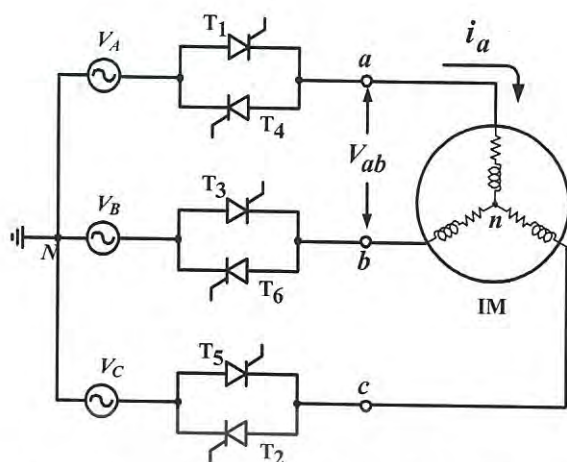
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแรงดันสามเฟสที่ภาระ เมื่อมุม $\alpha = 90^\circ$

จากสมการที่ 3.1 ถึง 3.3 นั้นถูกใช้คำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อภาระเป็นตัวต้านทานเพียงอย่างเดียวแต่สมการดังกล่าวหาค่าได้ไม่ถูกต้องเมื่อภาระเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ทั้งนี้ต้องพิจารณาถึงมุมประกอบกำลังของภาระด้วย กล่าวคือ ถ้ามุมประกอบกำลังมากกว่ามุมจุดชนวนที่ทริกให้กับ SCR นั้นส่งผลให้ SCR ไม่สามารถนำกระแสได้ อีกทั้งในการคำนวณหามุมจุดชนวนเพื่อกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับภาระที่เป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำจำเป็นต้องใช้สมการที่มีความซับซ้อนมากโดยส่วนใหญ่แก้ปัญหาด้วยการจำลองโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์

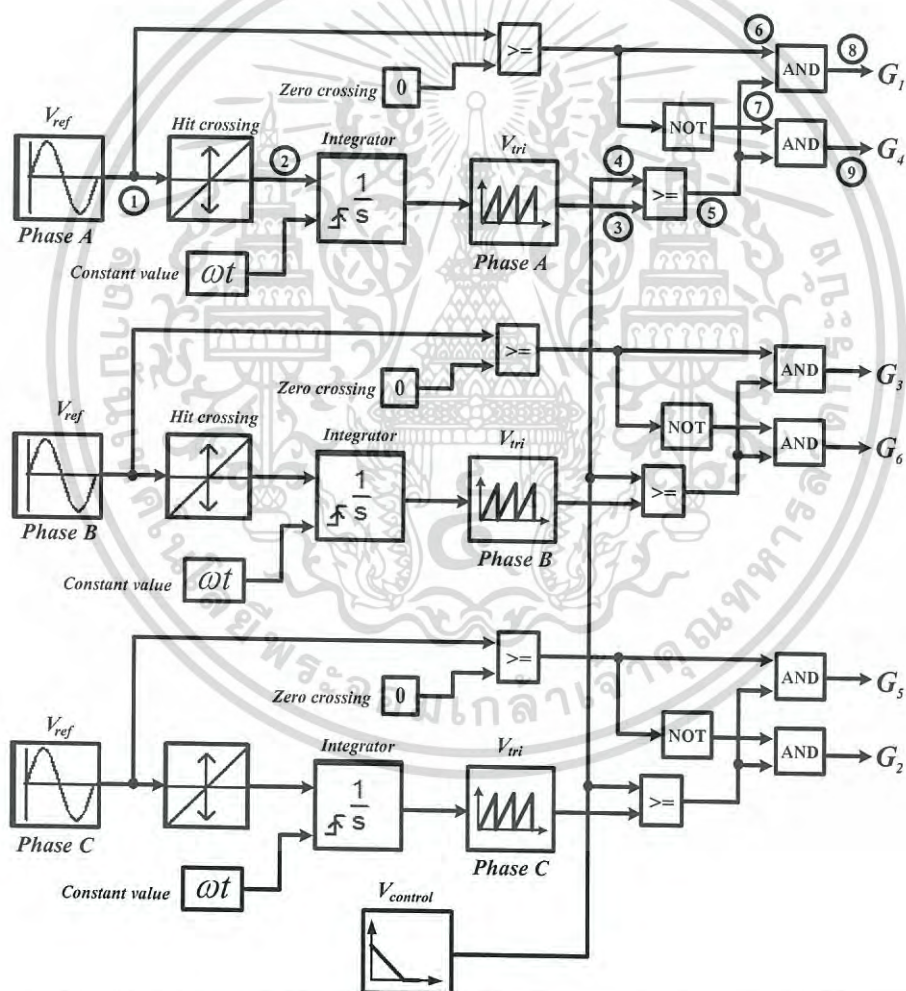
3.3 รูปแบบการกำเนิดสัญญาณควบคุม PCSS

วงจรกำลังสามเฟสที่ใช้วิธีการ PCSS นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 และบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.7 สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมโดยวิธีการ PCSS นี้ถูกสร้างมาจากการตรวจจับสัญญาณแรงดันอ้างอิงของแหล่งจ่ายสามเฟสซึ่งก็คือการตรวจจับแรงดันศูนย์ (Zero crossing) หลังจากนั้นสัญญาณทั้งสามเฟสถูกส่งไปยังบล็อกตรวจจับขอบขาขึ้นและขอบขาลง (Hit crossing) ทำให้ได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของแหล่งจ่าย ในลำดับต่อมาสัญญาณดังกล่าวถูกส่งไปยังบล็อกอินทรีเกรเตอร์ทำให้ได้สัญญาณพาหะ (สัญญาณพินเลื่อย) ที่มีความถี่เป็นสองเท่าของแหล่งจ่ายและเป็นสัญญาณพาหะที่ซิงโครไนซ์กับสัญญาณแหล่งจ่าย หลังจากนั้นสัญญาณดังกล่าวทั้งสามเฟสถูกเปรียบเทียบกับหนึ่งสัญญาณแรงดันควบคุม (Single voltage signal : Vcontrol) ทำให้ได้สัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมสวิตช์ที่ยังคงมีความถี่เป็นสองเท่าของแหล่งจ่าย ซึ่งสัญญาณนี้ถูกนำไปผ่านบล็อก AND gate เพื่อ AND สัญญาณกับสัญญาณ Zero crossing ที่ถูกส่งมาจากแรงดันแต่ละเฟสทำให้ได้สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมวงจรกำลังที่ใช้ SCR ต่อแบบ back to back ทั้งสามเฟส บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณด้วยวิธีการ PCSS และตัวอย่างการกำเนิดสัญญาณควบคุมขั้นตอนต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

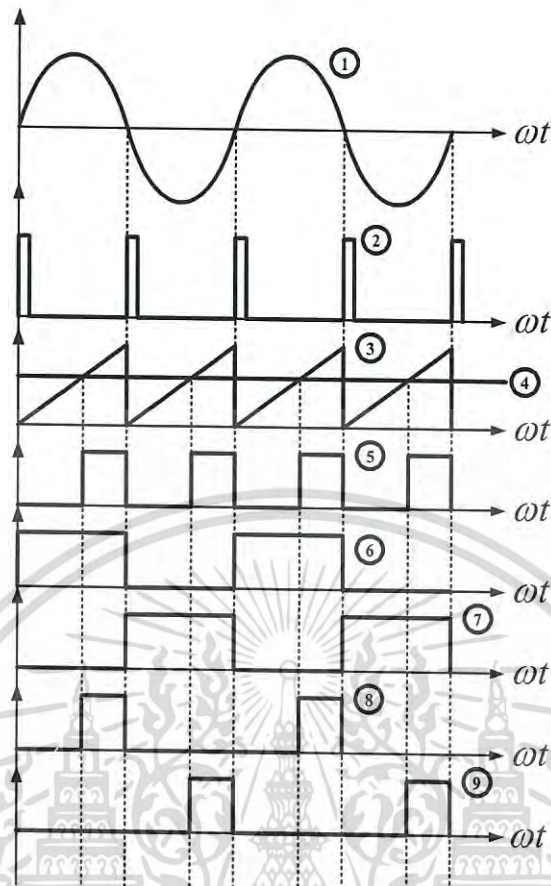


รูปที่ 3.6 วงจรกำลังสามเฟสที่ใช้การควบคุมด้วยวิธีการ PCSS



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมการกำเนิดสัญญาณควบคุมโดยวิธีการ PCSS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



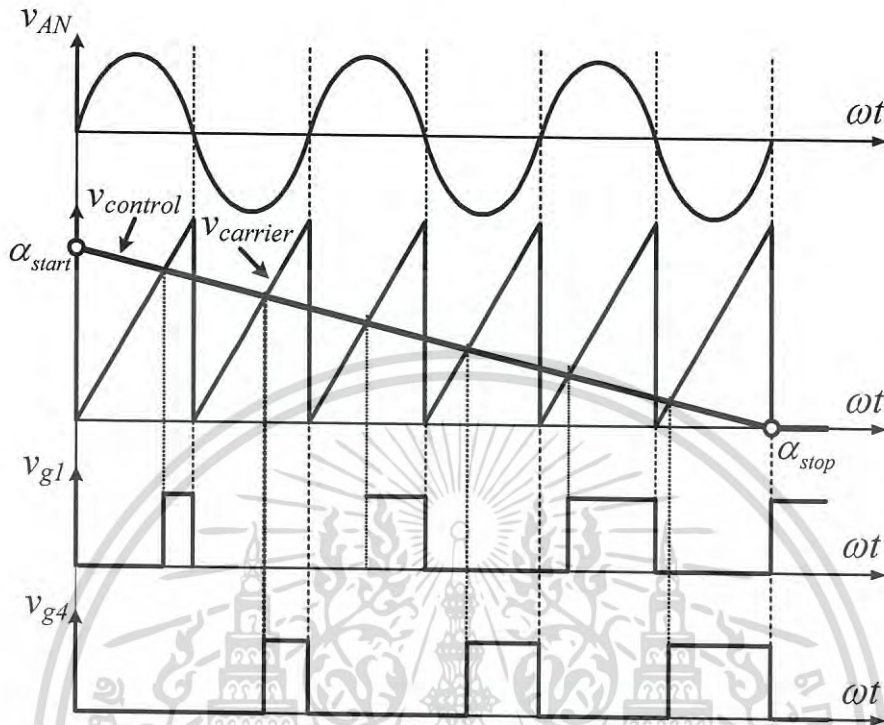
รูปที่ 3.8 ตัวอย่างการกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยวิธีการ PCSS (Phase A)

3.4 การสร้างสัญญาณปรับมุมจุดชนวนให้กับ SCR ตามแกนเวลา

หัวข้อที่ผ่านมาได้อธิบายถึงการสร้างสัญญาณมุมจุดชนวนให้กับ SCR ที่ซิงโครไนซ์กับสัญญาณแหล่งจ่าย ส่วนในหัวข้อนี้ได้อธิบายการสร้างสัญญาณควบคุมการปรับขนาดมุมจุดชนวนตามแกนเวลาซึ่งถูกใช้ในการปรับขนาดแรงดันให้กับมอเตอร์ตั้งแต่ช่วงเริ่มหมุนจนถึงสภาวะคงตัว โดยหลักการพื้นฐานแล้วการควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสก็คือการลดขนาดแรงดันในช่วงเริ่มต้นให้ต่ำกว่าพิกัดแรงดันของมอเตอร์ (20-40% ของพิกัด) โดยอาจมีค่าแรงดันเริ่มต้นที่มุมจุดชนวนมุมใดมุมหนึ่ง หลังจากนั้นมุมจุดชนวนค่อยๆถูกปรับให้ลดลงซึ่งทำให้ขนาดแรงดันสูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.3 ถึง 3.5 ซึ่งมุมจุดชนวนสูงสุดต้องไม่เกิน 150° ทั้งนี้เนื่องจากถ้ามุมจุดชนวนสูงกว่านี้ SCR ทุกตัวในวงจรกำลังจะไม่นำกระแส

ดังนั้นการสร้างสัญญาณควบคุมให้สามารถปรับขนาดตามแกนเวลาก็คือการตั้งค่าความชันของสมการเส้นตรงดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งพบว่าเมื่อเวลาผ่านไปค่าสัญญาณแรงดันควบคุมนั้นถูกปรับให้ค่อยๆลดลง นั่นทำให้ความกว้างของสัญญาณที่ถูกนำไปควบคุม SCR (v_{g1} และ v_{g2}) ค่อยๆปรับกว้างมากขึ้นซึ่งทำให้มุมจุดชนวนค่อยๆลดลงจนเป็น 0° สภาวะหลังจากนี้ SCR ทั้ง 6 ตัวถูกบังคับให้

ทำงานตลอดเวลาและนั่นทำให้มอเตอร์ถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟสทำให้ได้รับแรงดันที่พิกัดตลอดเวลา



รูปที่ 3.9 การสร้างสัญญาณแรงดันควบคุมที่ปรับขนาดตามแกนเวลา

จากรูปที่ 3.9 สัญญาณแรงดันควบคุมถูกกำหนดให้เป็นเส้นตรงดังนั้นในการสร้างแรงดันควบคุมที่ปรับขนาดได้ตามแกนเวลาก็คือการกำหนดค่าความชันตามพื้นฐานของสมการเส้นตรง ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการได้ดังสมการที่ 3.4

$$v_{Stop} = m \cdot t + v_{Start} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ 3.4 จะได้สมการค่าความชันดังสมการที่ 3.5

$$m = \frac{1}{t} (v_{Stop} - v_{Start}) \quad (3.5)$$

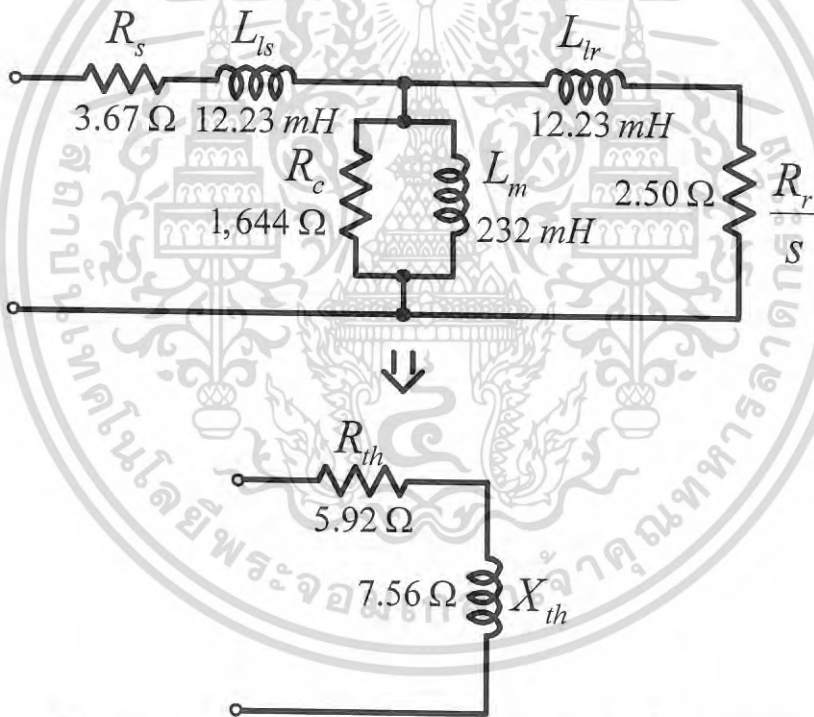
เมื่อ

- m = ค่าความชันของกราฟแรงดันควบคุม
- v_{Start} = แรงดันเริ่มต้น (กำหนดมุม α_{start})
- v_{Stop} = แรงดันสุดท้าย (กำหนดมุม α_{Stop})
- t = ค่าเวลาตั้งแต่ v_{Start} ถึง v_{Stop}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

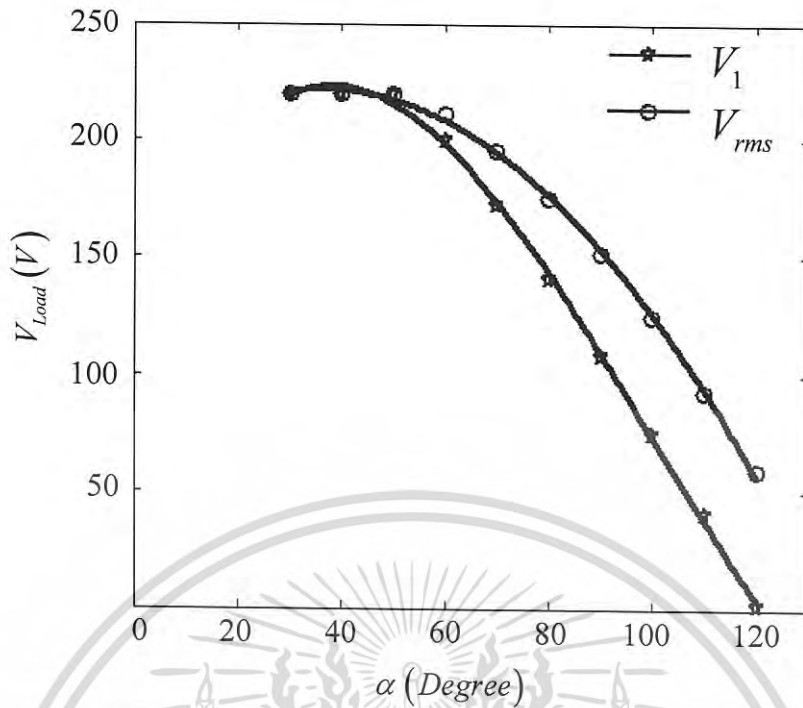
3.5 การกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PCSS

การกำหนดแรงดันเริ่มต้นในการควบคุมมอเตอร์แบบ PCSS นั้นไม่สามารถกำหนดแรงดันเริ่มต้นได้โดยตรงแต่ใช้การกำหนดมุมจุดชนวนให้กับวงจร PCSS ทั้งนี้จากที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.1 โปรแกรมจำลองในคอมพิวเตอร์ถูกนำมาใช้ในการหาค่าแรงดันเริ่มต้น เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำถือได้ว่าเป็นภาระตัวต้านทานต่ออนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจากคุณลักษณะของมอเตอร์ในขณะเริ่มหมุนและเมื่อมอเตอร์หมุนไปแล้วค่าอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์นั้นมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ดังนั้นในการหามุมจุดชนวนเริ่มต้นเพื่อใช้ในการกำหนดค่าแรงดันขณะเริ่มหมุนหาได้จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังแสดงในรูปที่ 3.10 โดยเมื่อแทนค่าสลิปเป็น 1 แล้วทำการยุบรวมอิมพีแดนซ์ทำให้ได้อิมพีแดนซ์รวมซึ่งก็คือค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าขณะมอเตอร์อยู่กับที่ หลังจากนั้นค่าที่ได้ถูกนำไปจำลองโดยการปรับมุมจุดชนวนต่างๆเพื่อหาค่าแรงดันประสิทธิภาพและแรงดันที่ความถี่หลักมูลเพื่อใช้เปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอ ผลจากการจำลองเมื่อนำไปพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมจุดชนวนและค่าแรงดันที่ตกคร่อมภาระแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเมื่อพิจารณาแรงดันที่ 20 % 30 % และ 40 % ของแรงดันที่พิกัดมอเตอร์ทำได้มุมจุดชนวนที่ 109° 102° และ 96° ตามลำดับ



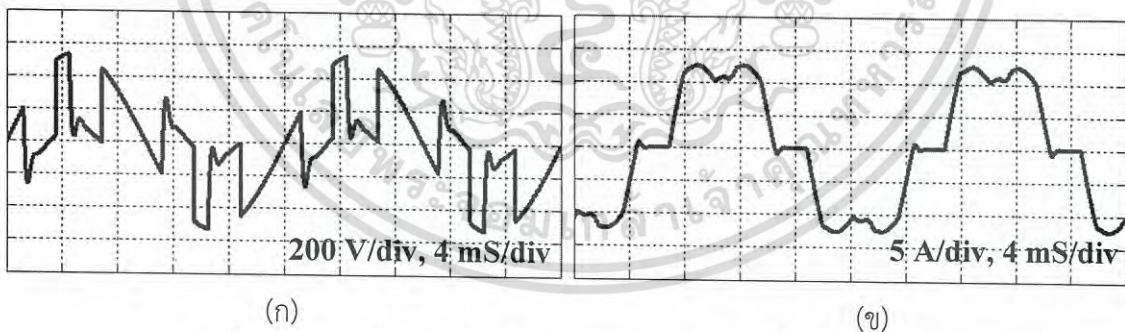
รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



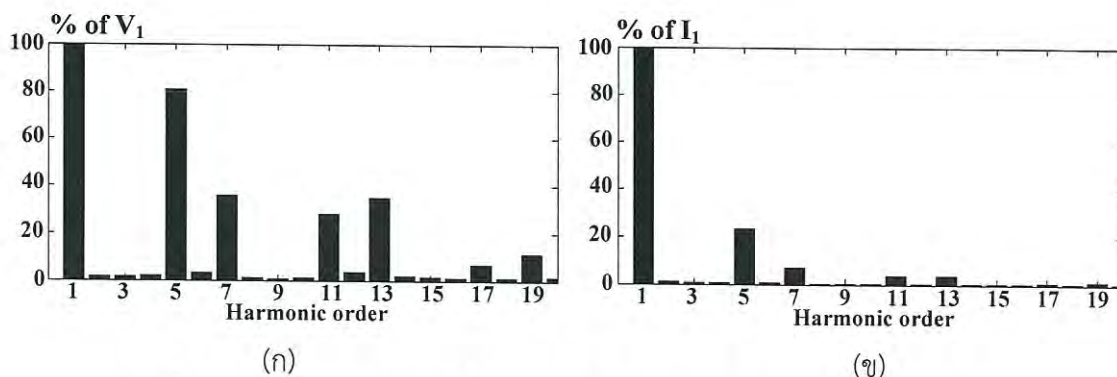
รูปที่ 3.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมจุดชนวนและแรงดันที่ภาระ

เมื่อทำการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.12 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งพบว่ารูปคลื่นทั้งสองนั้นมีความผิดเพี้ยนหรือมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วย ซึ่งเมื่อนำไปพล็อตสเปกตรัมทำให้เห็นองค์ประกอบฮาร์มอนิกดังแสดงในรูปที่ 3.13 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 3.12 รูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ด้วยวิธีการ PCSS
(ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 สเปกตรัมของรูปคลื่นแรงดันโวลต์และกระแสมอเตอร์ด้วยวิธีการ PCSS

(ก) แรงดันโวลต์ (ข) กระแสมอเตอร์

3.6 บทสรุป

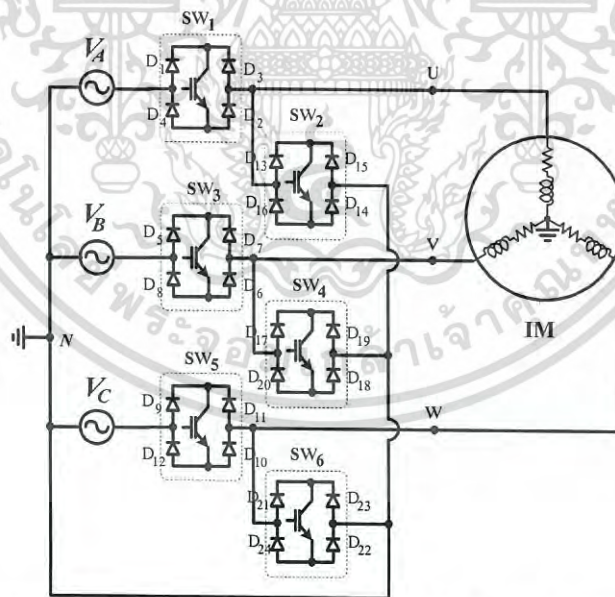
การเริ่มหมุนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธี PCSS โดยใช้ SCR เป็นสวิตช์นั้นสามารถสร้างวงจรกำลังได้ง่าย แต่ขั้นตอนในการสร้างสัญญาณควบคุมเชิงดิจิทัลนั้นมีหลายขั้นตอนและมีความยุ่งยาก นอกจากนี้วิธีการดังกล่าวทำให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสของมอเตอร์มีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งส่งผลให้แรงบิดแม่เหล็กมีการกระเพื่อมมากขึ้น นอกจากนี้อาจกระทบต่อภาระชนิดอื่นๆที่ต่อใช้แรงดัน ณ. จุดใช้งานร่วมกัน ยิ่งไปกว่านั้นในการปรับขนาดแรงดันตามแกนเวลาไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งส่งผลต่ออัตราเร่งของตัวโรเตอร์ก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว

บทที่ 4

การเริ่มหมุนแบบนิมนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้วงจร เอชซี ซ็อบเปอร์

4.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการวิเคราะห์การเริ่มหมุนแบบนิมนวลให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วงจร เอชซี ซ็อบเปอร์ สามเฟสเป็นวงจรกำลังดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสสลับ โดยสัญญาณที่สร้างขึ้นมาเพื่อควบคุมสวิทช์ทั้ง 6 ตัว นั้นเป็นสัญญาณที่มีความถี่สูงเพื่อให้รูปคลื่นกระแสที่ไหลมอเตอร์นั้นเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ซึ่งถ้าสามารถควบคุมขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ขณะเริ่มหมุนให้สามารถปรับขนาดแรงดันได้ตามแกนเวลาให้มีค่าแรงดันต่ำ นั้นทำให้ค่ากระแสขณะเริ่มหมุนมีค่าต่ำด้วยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่จ่ายแรงดันที่พิกัด และเมื่อเวลาผ่านไปหากสามารถควบคุมขนาดแรงดันที่จ่ายเข้ามอเตอร์ก่อนที่เข้าสู่สภาวะคงตัวให้มีขนาดแรงดันค่อยๆเพิ่มขึ้นนั้นทำให้กระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ถูกปรับให้ค่อยๆเพิ่มขึ้นด้วยจนเมื่อเข้าสู่สภาวะคงตัวกระแสมอเตอร์จะค่อยๆลดลงและนั่นทำให้มอเตอร์มีการเริ่มหมุนแบบนิมนวล โดยในวิทยานิพนธ์นี้เรียกวิธีการนี้ว่า Asynchronous PWM AC Chopper Soft Starter (PWMSS)

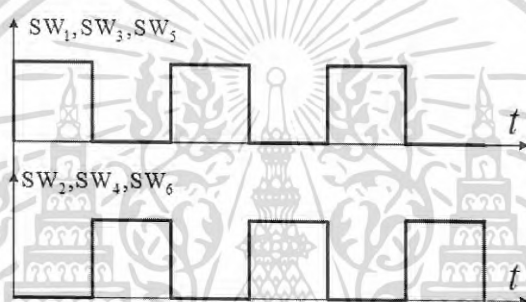


รูปที่ 4.1 วงจรกำลังของการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิมนวลโดยใช้วงจร เอชซี ซ็อบเปอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

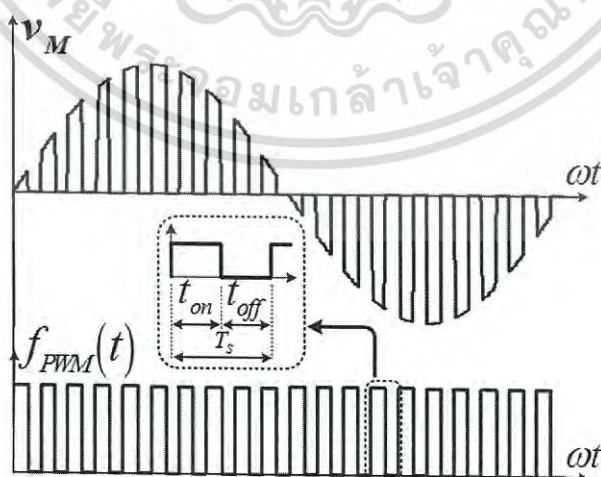
4.2 รูปแบบการกำเนินสัญญาณ Asynchronous PWM AC Chopper

จากรูปที่ 4.1 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังถูกนำมาต่อร่วมกับไดโอดเพื่อทำหน้าที่เป็นสวิตช์กำลังสองทิศทางทำให้กระแสไฟฟ้าสามารถไหลได้ทั้งสองทิศทาง โดยสวิตช์ SW_1 SW_3 และ SW_5 ทำหน้าที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไปยังภาระซึ่งสามารถควบคุมได้ทั้งไซเคิลบวกและไซเคิลลบ ในขณะที่ SW_2 SW_4 และ SW_6 ทำหน้าที่เสมือนฟรีวิลลิงไดโอด กล่าวคือ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์ในแต่ละสภาวะลดลงเป็นศูนย์ หลังจากนั้นพลังงานที่มอเตอร์เก็บสะสมไว้ในรูปของสนามแม่เหล็กหรือในช่วง SW_2 SW_4 และ SW_6 ทำงานในสภาวะ On จะถูกคายพลังงานผ่าน SW_2 SW_4 และ SW_6 นั้นหมายถึง SW_1 SW_3 และ SW_5 ทำงานสลับกันกับ SW_2 SW_4 และ SW_6 ตลอดเวลา โดยสัญญาณที่สร้างขึ้นนี้ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงแรงดันสามเฟส เนื่องจากสัญญาณดังกล่าวไม่จำเป็นต้องอิงโครโนซ์กับสัญญาณของแหล่งจ่ายสามเฟส นั้นทำให้การสร้างสัญญาณ PWM สามารถสร้างได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเดิม ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเรียกสัญญาณควบคุมนี้ว่าสัญญาณ Asynchronous PWM ที่ใช้ในการควบคุม $SW_1 - SW_6$ แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 สัญญาณ PWM สำหรับควบคุม $SW_1 - SW_6$

ในขณะที่รูปคลื่นแรงดันช็อบเปอร์ของมอเตอร์ต่อเฟสและฟังก์ชันของสัญญาณ PWM แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งแรงดันช็อบเปอร์สามารถคำนวณได้จากผลคูณระหว่างแรงดันของแหล่งจ่ายกับฟังก์ชันของสัญญาณ PWM โดยที่ฟังก์ชันดังกล่าวสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.1



รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันช็อบเปอร์ของมอเตอร์และฟังก์ชันของสัญญาณ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{PWM}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_c t + b_n \sin n\omega_c t) \quad (4.1)$$

เมื่อ	a_0	=	องค์ประกอบไฟตรง
	a_n, b_n	=	องค์ประกอบฟูรีเยร์
	n	=	อันดับฮาร์มอนิก
	ω_c	=	ความถี่เชิงมุมของสัญญาณพาหะ

โดยที่ a_0 , a_n และ b_n หาได้จากสมการที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ

$$a_0 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{\hat{V}_{cont}}{\hat{V}_{tri}} = D \quad (4.2)$$

$$a_n = \frac{1}{n\pi} \sin(2n\pi D) \quad (4.3)$$

$$b_n = -\frac{1}{n\pi} [1 + \cos(2n\pi D)] \quad (4.4)$$

เมื่อ	t_{on}	=	คาบเวลาสวิตช์ On
	t_{off}	=	คาบเวลาสวิตช์ Off
	T_s	=	คาบเวลาสวิตช์
	\hat{V}_{cont}	=	แอมพลิจูดของสัญญาณแรงดันควบคุม
	\hat{V}_{tri}	=	แอมพลิจูดของสัญญาณแรงดันพาหะ
	D	=	ค่าดีวตีเรโซ

ดังนั้นแรงดันซิปเปอร์ต่อเฟสที่จ่ายให้กับมอเตอร์สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 4.5

$$v_M(t) = v_S(t) \cdot f_{PWM}(t) = V_m \sin \omega t \cdot f_{PWM}(t) \quad (4.5)$$

แทนสมการที่ 4.1 ลงในสมการที่ 4.5 จะได้สมการที่ 4.6

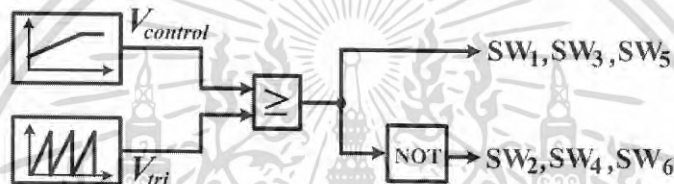
$$v_M(t) = a_0 V_m \sin(\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n V_m (\cos n\omega_c t \cdot \sin \omega t) + b_n V_m (\sin n\omega_c t \cdot \sin \omega t)] \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 4.6 พบว่าแรงดันช็อบเปอร์ต่อเฟสที่ประกอบด้วยองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลและองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ความถี่สวิตซิ่ง ดังนั้นเมื่อทำการกรองรูปคลื่นแรงดันช็อบเปอร์ทำให้ได้แรงดันที่ความถี่หลักมูลต่อเฟสที่มีความเป็นเชิงเส้นตามค่าคิวตี้เรโซ (Duty ratio : D) ดังสมการที่ 4.7

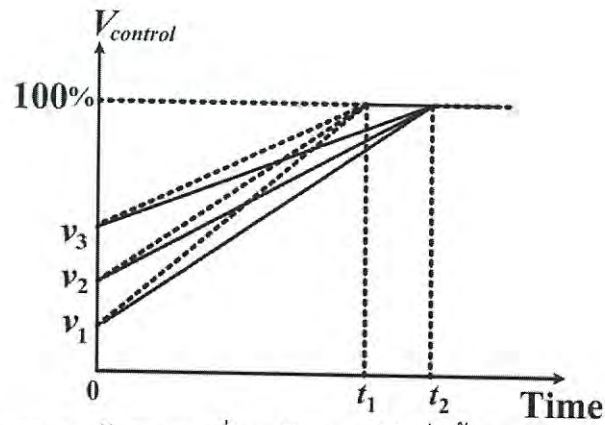
$$v_{M1} = a_0 V_m \sin \omega t = D \cdot V_m \sin \omega t \quad (4.7)$$

รูปแบบการควบคุมโดยวิธีการนี้ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณแรงดันควบคุม (Voltage control signal) กับ สัญญาณพาหะ (Carrier signal) เพื่อกำเนิดสัญญาณ PWM ในการควบคุมวงจรกำลัง PWM AC chopper สามเฟส เพื่อใช้สำหรับการควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวล กล่าวคือแรงดันมอเตอร์ต่อเฟสถูกปรับขนาดโดยการควบคุมค่าเวลาทำงาน (On-time) และค่าเวลาปิดการทำงาน (Off-time) ของสวิตซ์สองทิศทาง $SW_1 - SW_6$ นั่นคือการปรับค่า D ของสัญญาณ PWM โดยรูปแบบการกำเนิดสัญญาณ Asynchronous PWM แสดงได้ดังรูปที่ 4.4

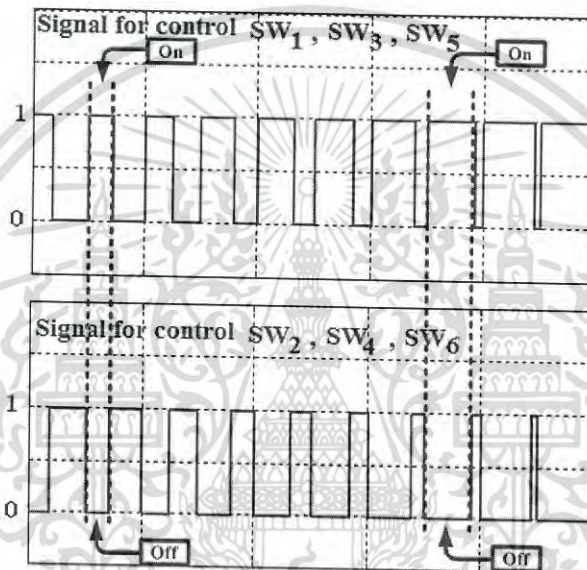


รูปที่ 4.4 การกำเนิดสัญญาณ Asynchronous PWM

ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้หลักการพื้นฐานของวงจร เอชซี ช็อบเปอร์ สามเฟส ทำการควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวล ด้วยวิธีการนี้แรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ต่อเฟสถูกปรับขนาดแรงดันตั้งแต่ค่าเริ่มต้นจนถึงค่าแรงดันที่พิกัด ซึ่งค่าแรงดันดังกล่าวถูกปรับให้เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามค่าเวลาความชัน (Ramp time) ผลก็คือแรงดันของมอเตอร์ถูกปรับเพิ่มขึ้นให้เป็นเชิงเส้นตามแกนเวลาด้วย โดยลักษณะของสัญญาณแรงดันที่ถูกปรับตามแกนเวลาแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ในสภาวะเริ่มต้นนั้นค่า D จะถูกกำหนดที่ค่าเริ่มต้นค่าหนึ่ง (เปอร์เซ็นต์ของแรงดันที่พิกัด) ดังนั้นค่าแรงดันเริ่มต้นที่จ่ายให้กับมอเตอร์นั้นมีค่าต่ำซึ่งนั่นคือทำให้กระแสมอเตอร์มีค่าต่ำด้วย หลังจากนั้นเมื่อค่า D ค่อยๆถูกปรับเพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นนั้นทำให้ค่าแรงดันมอเตอร์และกระแสมอเตอร์นั้นค่อยๆเพิ่มขึ้นตามไปด้วยจนกระทั่งถึงสภาวะคงตัวค่า D ถูกปรับจนถึงค่าที่ 100% โดยสวิตซ์ 2 ทิศทาง SW_1 SW_3 และ SW_5 นั้นถูกบังคับให้ทำงานในสภาวะ On ตลอดเวลา ในขณะที่ SW_2 SW_4 และ SW_6 ถูกบังคับให้ทำงานในสภาวะ Off ตลอดเวลาเช่นกัน หลังจากนั้นเมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์ใกล้เข้าสู่ความเร็วเชิงโครนัสทำให้กระแสมอเตอร์ค่อยๆลดลงต่อนั้นมอเตอร์จึงเริ่มทำงานในสภาวะปกติที่แรงดันพิกัด สัญญาณ PWM ที่ถูกปรับค่า D ตามแกนเวลาแบบเชิงเส้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ซึ่งพบว่าช่วงเวลา On ของสวิตซ์สองทิศทาง SW_1 SW_3 และ SW_5 ค่อยๆเพิ่มขึ้น ในขณะที่ช่วงเวลา Off ของสวิตซ์สองทิศทาง SW_2 SW_4 และ SW_6 ค่อยๆลดลง



รูปที่ 4.5 สัญญาณแรงดันควบคุมที่ถูกปรับขนาดให้เพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นตามแกนเวลา

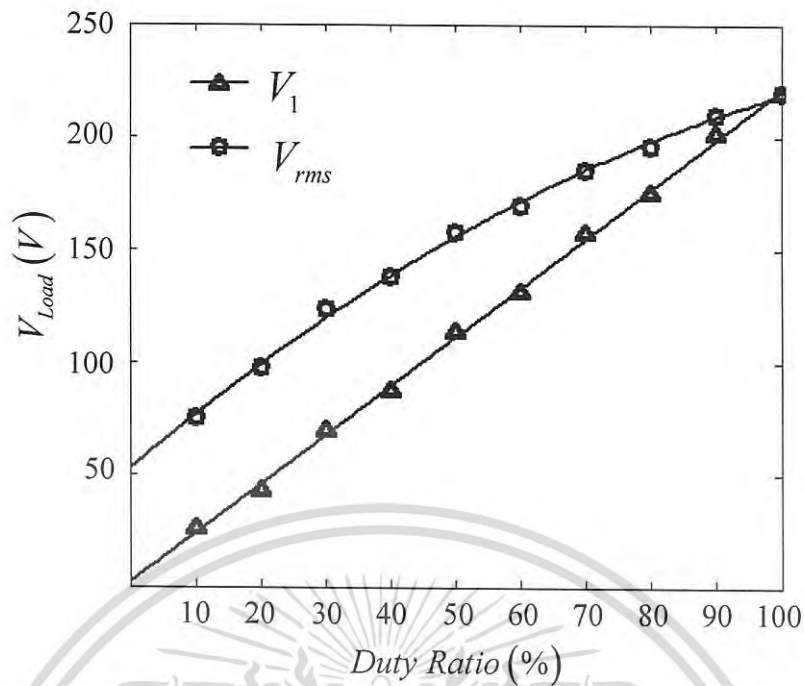


รูปที่ 4.6 สัญญาณ PWM ที่ถูกปรับค่า D ตามแกนเวลาแบบเชิงเส้นเพื่อควบคุมสวิตช์สองทิศทาง

4.3 การกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PWMSS

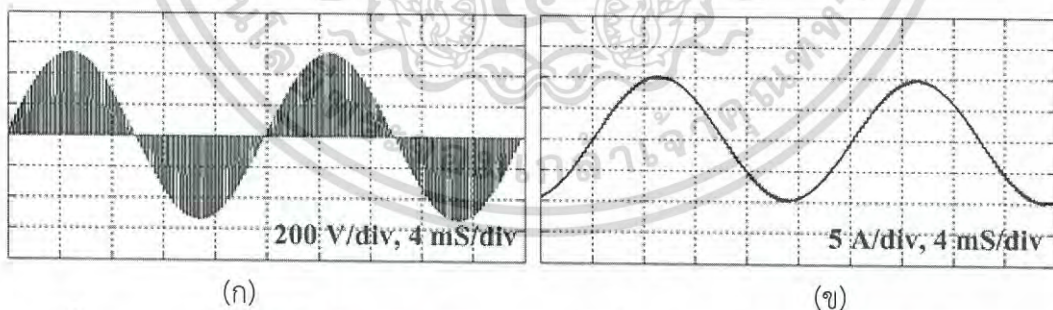
การกำหนดแรงดันเริ่มต้นให้กับวงจร PWMSS สามารถกำหนดได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงภาระนั้นคือ ไม่ว่าภาระเป็นชนิดใดก็ตามค่าแรงดันที่ความถี่หลักมูลจะแปรผันตามค่า D ตามสมการที่ 4.7 ดังนั้นวิธีการ PWMSS สามารถปรับขนาดแรงดันได้เป็นเชิงเส้นซึ่งสะดวกและง่ายกว่าวิธีการ PCSS โดยเมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์เท่าเทียมของมอเตอร์ขณะอยู่กับที่นำไปจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink แล้วทำการปรับค่า D เพื่อหาค่าแรงดันที่ภาระ หลังจากนั้นเมื่อนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า D กับค่าแรงดันที่ตกคร่อมอิมพีแดนซ์เทียบเท่าของมอเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 ซึ่งเมื่อพิจารณาแรงดันเริ่มต้นตามงานวิจัยนี้ที่ค่า D เท่ากับ 20 % 30 % และ 40 % ของแรงดันที่พิกัดทำให้ได้ค่าแรงดันเท่ากับ 44 โวลต์ 66 โวลต์ และ 88 โวลต์ ตามลำดับ ดังนั้นกราฟสัญญาณควบคุมด้วยวิธี PWMSS ที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งได้จากการกำหนดค่าความชันของกราฟตามสมการที่ 3.5 ซึ่งเหมือนกับวิธี PCSS แต่ค่าความชันโดยวิธีนี้เป็นบวกในขณะที่วิธีการ PCSS เป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



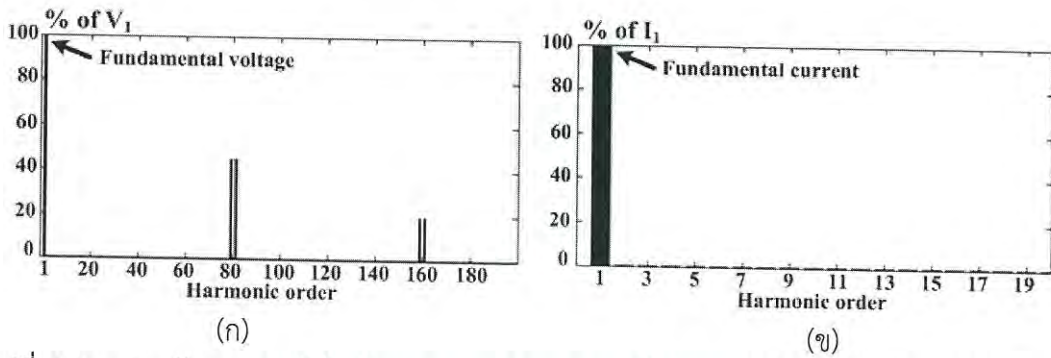
รูปที่ 4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างดิวตี้เรโซและแรงดันที่ภาระ

ด้วยวิธีการที่นำเสนอเมื่อทำการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันไลน์ของมอเตอร์และกระแสมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งพบว่ารูปคลื่นแรงดันไลน์ของมอเตอร์เป็นลักษณะรูปคลื่นไซน์ที่ถูกช้อบ เมื่อนำไปพล็อตสเปคตรัมทำให้เห็นองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับสูงตามความถี่สวิตซึ่งดังแสดงในรูปที่ 4.9 (ก) ในขณะที่รูปคลื่นกระแสดังรูปที่ 4.7 (ข) นั้นเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ซึ่งเมื่อนำไปพล็อตสเปคตรัมดังแสดงในรูปที่ 4.8 (ข) พบว่ามีเพียงองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลเท่านั้น



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ที่ได้จากการจำลองด้วยวิธีการที่นำเสนอ
(ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสมอเตอร์

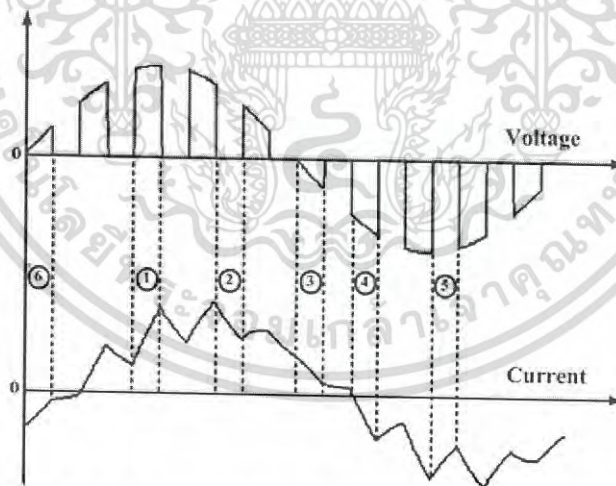
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของแรงดันไลน์และกระแสของมอเตอร์ที่ได้จากจากจำลองด้วยวิธีการที่นำเสนอ
(ก) สเปกตรัมของแรงดันไลน์ (ข) สเปกตรัมของกระแสมอเตอร์

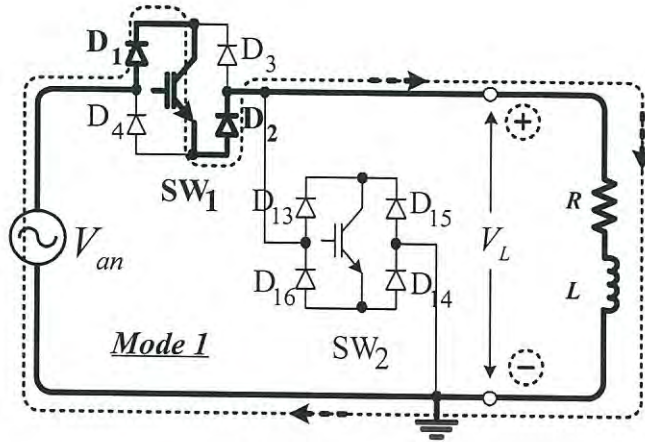
4.4 โหมดการทำงานของวงจร เอช ซี อี ซี อี ซี อี ซี สามเฟส

จากวงจรกำลัง เอช ซี อี ซี อี ซี อี ซี อี ซี อี ซี สามเฟสดังแสดงในรูปที่ 4.1 พบว่าเมื่อพิจารณาวงจรในแต่ละเฟส นั้นถูกต่ออยู่กับสวิตช์สองทิศทางจำนวน 2 ตัว โดย 1 ตัวทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังมอเตอร์เรียกสภาวะนี้ว่าสภาวะจ่ายกำลังไฟฟ้า (Powering mode) และทำหน้าที่คืนพลังงานไปยังแหล่งจ่ายเรียกสภาวะนี้ว่าสภาวะคืนพลังงาน (Regenerative mode) ส่วนสวิตช์สองทิศทางอีก 1 ตัวทำหน้าที่ควบคุมการคายพลังงานที่สะสมที่ตัวมอเตอร์เรียกสภาวะนี้ว่าสภาวะฟรีวิลลิง (Freewheeling mode) รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรต่อเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 ซึ่งพบว่าสามารถแบ่งโหมดการทำงานออกเป็น 6 โหมดและทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (ก) ถึง (ฉ)

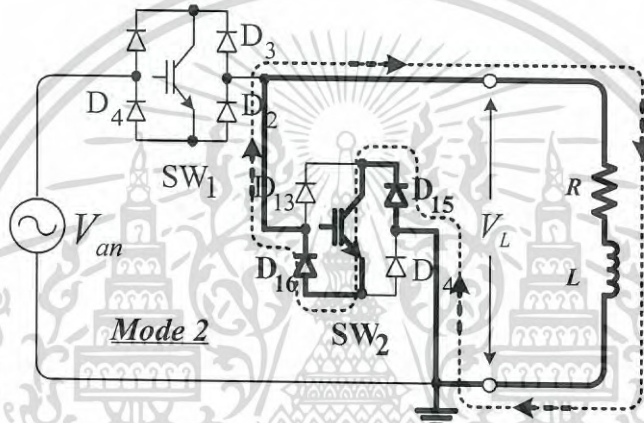


รูปที่ 4.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของมอเตอร์ต่อเฟส

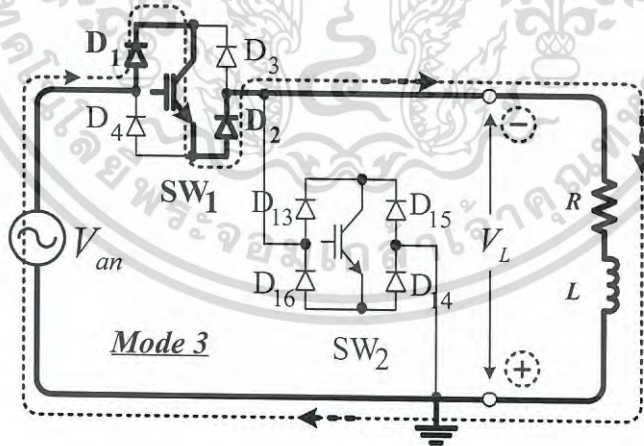
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) $i_L (+)$, $v_L (+)$

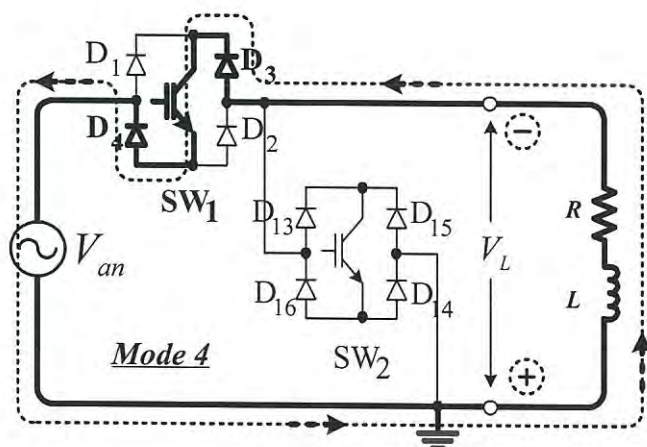
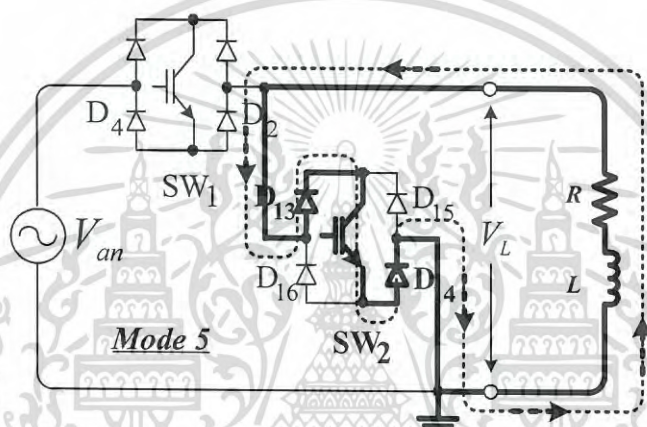
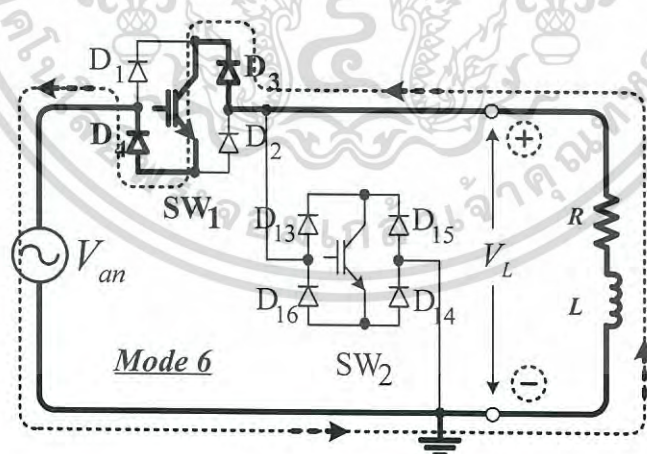


(ข) $i_L (+)$, $v_L (0)$



(ค) $i_L (+)$, $v_L (-)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ง) $i_L (-)$, $v_L (-)$ (จ) $i_L (-)$, $v_L (0)$ (ฉ) $i_L (-)$, $v_L (+)$

รูปที่ 4.11 โหมดการทำงานทั้งหมดต่อเฟส (Phase A)

(ก) โหมดที่ 1 (ข) โหมดที่ 2 (ค) โหมดที่ 3

(ง) โหมดที่ 4 (จ) โหมดที่ 5 (ฉ) โหมดที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1 โหมดที่ 1 (Powering Mode) โหมดนี้ SW_1 อยู่ในสถานะ On และ SW_2 อยู่ในสถานะ Off โดยโหมดนี้เรียกว่าโหมดจ่ายกำลังไฟฟ้าไซเคิลบวก แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์เป็นบวก $\{v_L(+)\}$ และกระแสเป็นบวก $\{i_L(+)\}$ ซึ่งกระแสไหลจากแหล่งจ่ายผ่านไดโอด (D_1 และ D_2) ผ่าน SW_1 และมอเตอร์ แล้วครบวงจรที่แหล่งจ่าย จึงทำให้กำลังในโหมดนี้เป็นบวกทิศทางการไหลของกระแส ศักย์ของแรงดัน ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (ก) และ 4.10 ตามลำดับ

4.4.2 โหมดที่ 2 (Freewheeling Mode) โหมดนี้ SW_1 อยู่ในสถานะ Off และ SW_2 อยู่ในสถานะ On โดยโหมดนี้เรียกว่าโหมดฟรีวีลิ่งไซเคิลบวก แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์เป็นศูนย์ $\{v_L(0)\}$ ส่วนกระแสเป็นบวก $\{i_L(+)\}$ ทำให้กระแสจากโหมดที่ 1 ค่อยๆลดลงโดยไหลผ่านไดโอด (D_{15} และ D_{16}) และ SW_2 แล้วครบวงจรที่มอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของมอเตอร์ที่กระแสยังคงไหลในทิศทางเดิมถึงแม้ว่าไม่ได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายก็ตามจึงทำให้กำลังในโหมดนี้เป็นศูนย์ ทิศทางการไหลของกระแส ศักย์ของแรงดัน ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (ข) และ 4.10 ตามลำดับ

4.4.3 โหมดที่ 3 (Regenerative Mode) โหมดนี้ SW_1 อยู่ในสถานะ On และ SW_2 อยู่ในสถานะ Off โดยโหมดนี้เรียกว่าโหมดรีเจนเนอเรทีฟไซเคิลบวก แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์เป็นลบ $\{v_L(-)\}$ ส่วนกระแสเป็นบวก $\{i_L(+)\}$ ซึ่งกระแสไหลจากแหล่งจ่ายผ่านไดโอด (D_1 และ D_2) ผ่าน SW_1 และมอเตอร์แล้วครบวงจรที่แหล่งจ่าย ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของมอเตอร์นั้นทำให้กระแสล่าช้าลงแรงดันโดยที่ถึงแม้ว่าแรงดันเริ่มกลับสัญญาณไปอยู่ในไซเคิลลบแล้วแต่กระแสยังอยู่ในไซเคิลบวกจึงทำให้กำลังไฟฟ้าในโหมดนี้เป็นลบ ทิศทางการไหลของกระแส ศักย์ของแรงดัน ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (ค) และ 4.10 ตามลำดับ

4.4.4 โหมดที่ 4 (Powering Mode) โหมดนี้ SW_1 อยู่ในสถานะ On และ SW_2 อยู่ในสถานะ Off โดยโหมดนี้เรียกว่าโหมดจ่ายกำลังไฟฟ้าไซเคิลลบ แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์เป็นบวก $\{v_L(-)\}$ และกระแสเป็นลบ $\{i_L(-)\}$ ซึ่งกระแสไหลจากแหล่งจ่ายผ่านมอเตอร์, ไดโอด (D_3 และ D_4) ผ่าน SW_1 และมอเตอร์แล้วครบวงจรที่แหล่งจ่ายจึงทำให้กำลังในโหมดนี้เป็นบวก ทิศทางการไหลของกระแส ศักย์ของแรงดันลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (ง) และ 4.10 ตามลำดับ

4.4.5 โหมดที่ 5 (Freewheeling Mode) โหมดนี้ SW_1 อยู่ในสถานะ Off และ SW_2 อยู่ในสถานะ On โดยโหมดนี้เรียกว่าโหมดฟรีวีลิ่งไซเคิลลบ แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์เป็นศูนย์ $\{v_L(0)\}$ ส่วนกระแสเป็นลบ $\{i_L(-)\}$ ทำให้กระแสจากโหมดที่ 4 ค่อยๆลดลงโดยไหลผ่านไดโอด (D_{13} และ D_{14}) และ SW_2 แล้วครบวงจรที่มอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของมอเตอร์ที่กระแสยังคงไหลในทิศทางเดิมถึงแม้ว่าไม่ได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายก็ตามจึงทำให้กำลังในโหมดนี้เป็นศูนย์ ทิศทางการไหลของกระแส ศักย์ของแรงดัน ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (จ) และ 4.10 ตามลำดับ

4.4.6 โหมดที่ 6 (Regenerative Mode) โหมดนี้ SW_1 อยู่ในสถานะ On และ SW_2 อยู่ในสถานะ Off โดยโหมดนี้เรียกว่าโหมดรีเจนเนอเรทีฟไซเคิลลบ แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์เป็นบวก $\{v_L(+)\}$ ส่วนกระแสเป็นลบ $\{i_L(-)\}$ ซึ่งกระแสไหลจากแหล่งจ่ายผ่านมอเตอร์ ไดโอด (D_3 และ D_4) ผ่าน SW_1

และมอเตอร์แล้วครบวงจรที่แหล่งจ่าย ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของมอเตอร์จะทำให้กระแสล้าหลังแรงดันถึงแม้ว่าแรงดันกลับสัญญาณไปอยู่ในไซเคิลบวกแล้วแต่กระแยังอยู่ในไซเคิลลบจึงทำให้กำลังไฟฟ้าในโหมตนี้เป็นลบ ทิศทางการไหลของกระแส ศักย์ของแรงดัน ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแส สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 (จ) และ 4.10 ตามลำดับ

4.5 บทสรุป

วิธีการควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยใช้วงจร เอชซี ซีออปเปอร์ สามเฟสที่นำเสนอในบทนี้มีจุดประสงค์ที่เน้นไปที่วิธีการสร้างสัญญาณไปควบคุมมอเตอร์ให้มีความง่ายและสะดวกกว่าวิธีการที่ผ่านมา โดยจะใช้สัญญาณควบคุมเพียงคู่เดียวแต่สามารถควบคุมวงจรถูกำลัง เอชซี ซีออปเปอร์ สามเฟสได้ ซึ่งสัญญาณพาหะที่สร้างขึ้นมานั้นไม่จำเป็นต้องสร้างสัญญาณให้ซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส โดยขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์จะถูกปรับขนาดให้เพิ่มขึ้นตามเวลาโดยการปรับสัญญาณควบคุมซึ่งก็คือการปรับค่า D นั้นเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการจำลองการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

5.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการจำลองการเริ่มหมุนมอเตอร์สามเฟสแบบนิ่มนวลทั้งสองวิธีการคือวงจรควบคุมการปรับขนาดแรงดัน (AC voltage controller) หรือวงจรควบคุมเฟสชนิดสามเฟส โดยในวิทยานิพนธ์นี้เรียกวิธีการนี้ว่าการเริ่มหมุนที่ใช้การควบคุมเฟสของแรงดัน (Phase Control Soft Starter : PCSS) ซึ่งเป็นวิธีการดั้งเดิมที่ใช้ในการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวล ทั้งนี้เพื่อใช้เปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอคือการเริ่มหมุนแบบ พัดดับเบิ้ลยูเอ็ม เอช ซี ซ็อบเปอร์ (PWM AC Chopper Soft Starter : PWMSS) ซึ่งกำเนิดสัญญาณ PWM แบบไม่ต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณแหล่งจ่าย โดยทั้งสองวิธีการสร้างจากการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบถูกนำไปใช้ในแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำแล้วทำการสร้างสัญญาณควบคุมมอเตอร์ให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลเพื่อวิเคราะห์พฤติกรรมของแรงบิดแม่เหล็กและกระแสมอเตอร์โดยแบ่งกรณีในการจำลองทั้งหมด 10 กรณีดังหัวข้อถัดไป

5.2 กรณีที่ใช้ในการจำลอง

กรณีที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์นี้นอกจากแบ่งตามชนิดของการควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลที่ได้กล่าวถึงทั้งสองวิธีการแล้วได้เพิ่มกรณีที่มอเตอร์ได้รับไฟจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับโดยตรงด้วยเพื่อใช้ในการอ้างอิงค่ากระแสสูงสุดที่มอเตอร์ใช้ในการเริ่มหมุน ดังนั้นทั้ง 10 กรณีประกอบด้วย

กรณีที่ 1: การเริ่มหมุนแบบจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับโดยตรง (Direct On-line Control : DOC)

กรณีที่ 2: การเริ่มหมุนที่ใช้การควบคุมเฟสของแรงดัน (Phase Control Soft Starter : PCSS)

กรณีที่ 3 – กรณีที่ 8 : การเริ่มหมุนแบบ พัดดับเบิ้ลยูเอ็ม เอช ซี ซ็อบเปอร์ (PWM AC Chopper Soft Starter : PWMSS) ที่มีค่าตั้งค่าแรงดันเริ่มต้น (Starting voltage) และค่าเวลาความชัน (Ramp time) แตกต่างกันดังต่อไปนี้

กรณีที่ 3: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.3 วินาที

กรณีที่ 4: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.5 วินาที

กรณีที่ 5: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 30% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.3 วินาที

กรณีที่ 6: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 30% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.5 วินาที

กรณีที่ 7: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 40% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.3 วินาที

กรณีที่ 8: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 40% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.5 วินาที

กรณีที่ 9: PCSS ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์

และค่าเวลาความชัน ที่ 1 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีศึกษาที่ 10: PWMSS ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์
และค่าเวลาความชัน ที่ 1 วินาที

โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองจะเป็นไปตามตารางที่ 5.1

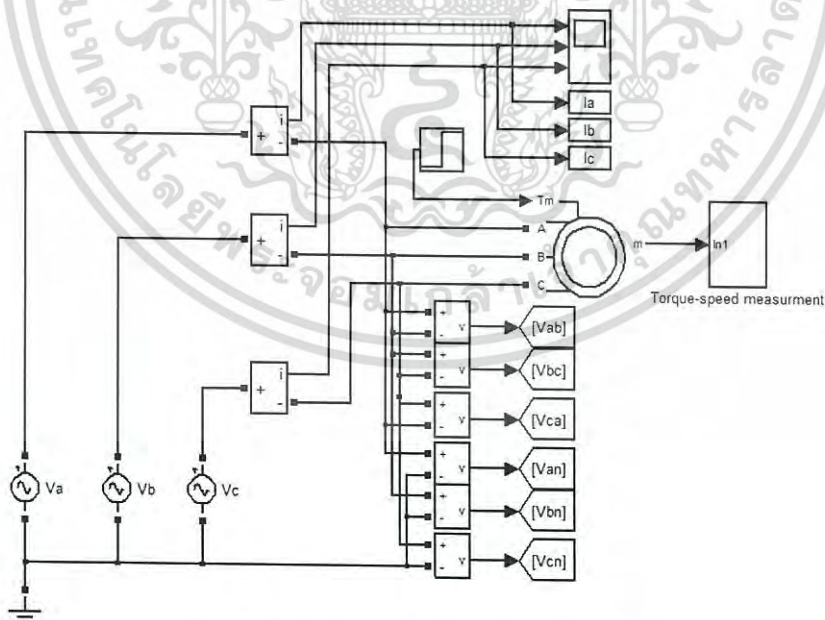
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ใช้ในการจำลอง

Power	Voltage	Current	Frequency	Poles	Speed
2.2 kW.	220/380 V.	8.6/5 A.	50 Hz	4	1,420 rpm.
R_s	R_r	L_{ls}	L_{lr}	L_m	J
3.67 Ω	2.50 Ω	12.23 mH	12.23 mH	232 mH	0.032 kg m ²

5.3 ผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

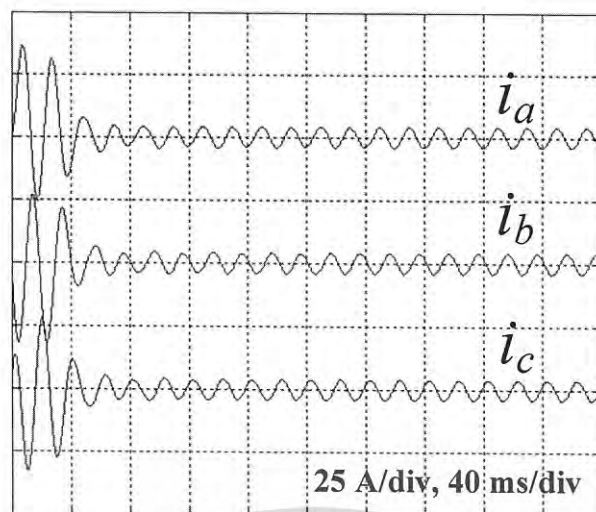
5.3.1 กรณีศึกษาที่ 1 : DOC

กรณีศึกษาแรกที่ใช้การจำลองเพื่อใช้อ้างอิงให้กับกรณีอื่น ๆ นั้นใช้วงจรการจำลองดังแสดงในรูปที่ 5.1 ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟส มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและตัววัดสัญญาณแรงดันและกระแส ผลที่ได้จากการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.2 พบว่าค่ากระแสเริ่มต้นในช่วงเริ่มหมุนมอเตอร์มีค่าสูงสุดประมาณ 35 A(peak) และใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.1 วินาที



รูปที่ 5.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองกรณีศึกษาที่ 1

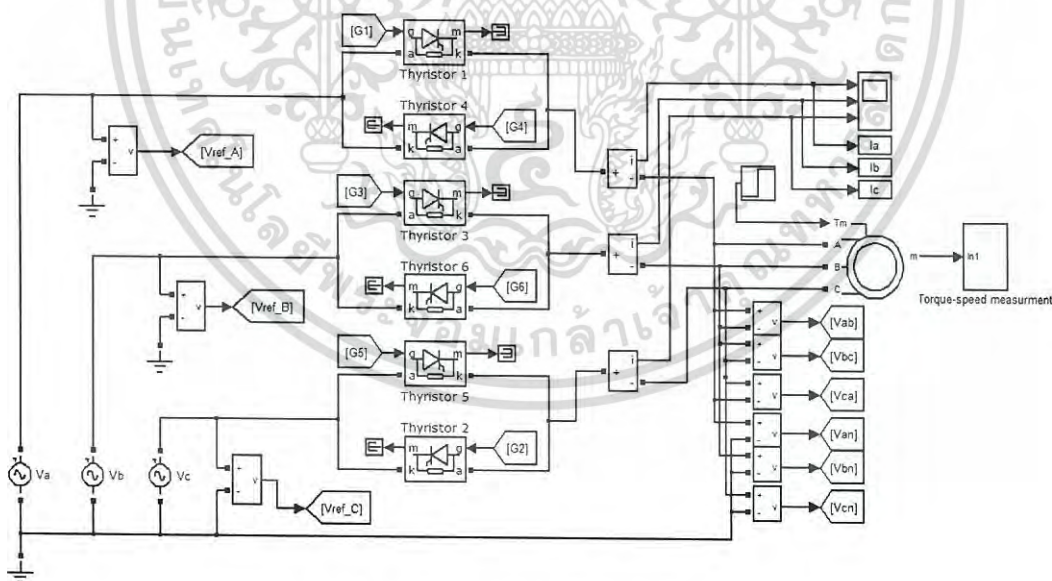
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 กระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขณะเริ่มหมุนจนเข้าสู่ภาวะคงตัวกรณีที่ 1

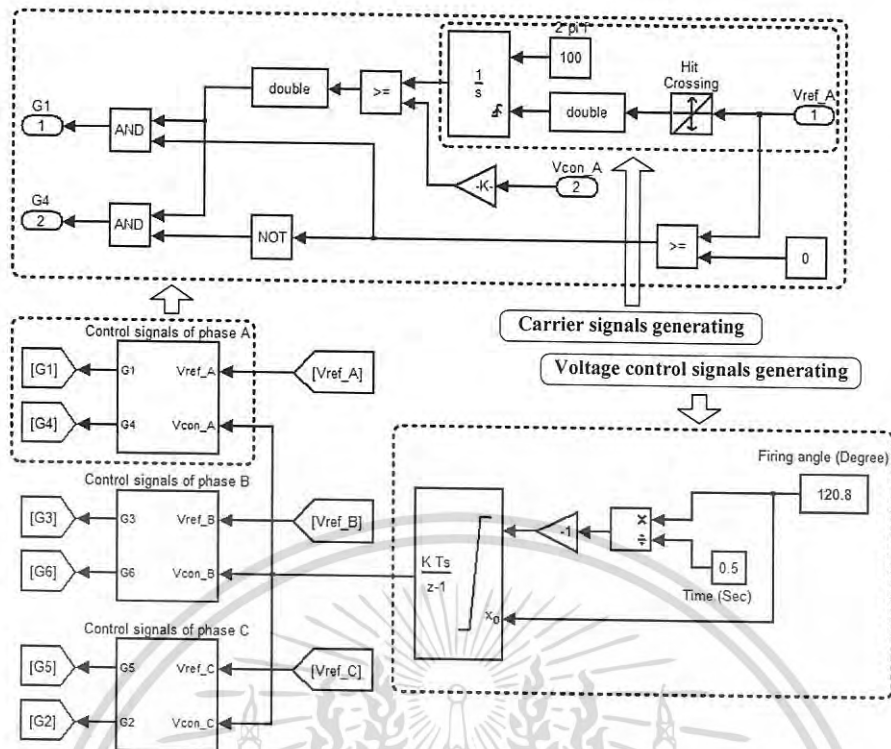
5.3.2 กรณีที่ 2 : PCSS

กรณีนี้เป็นวิธีการดัดเดิมโดยวงจรกำลังที่ใช้ในการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.3 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟส มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ตัววัดสัญญาณแรงดันและกระแส และไทรสเตอร์ต่อแบบ Back-to-back ในขณะที่วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ควบคุมการสวิตช์ของไทรสเตอร์ในกรณีนี้ 2 นี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.4 ซึ่งสามารถกำหนดมุมจุดชนวน (α) เริ่มต้นในการควบคุมไทรสเตอร์ให้ทำงานได้ตั้งแต่ที่มุม 150° จนถึง 0° และยังสามารถกำหนดค่าเวลาความชันได้ด้วย



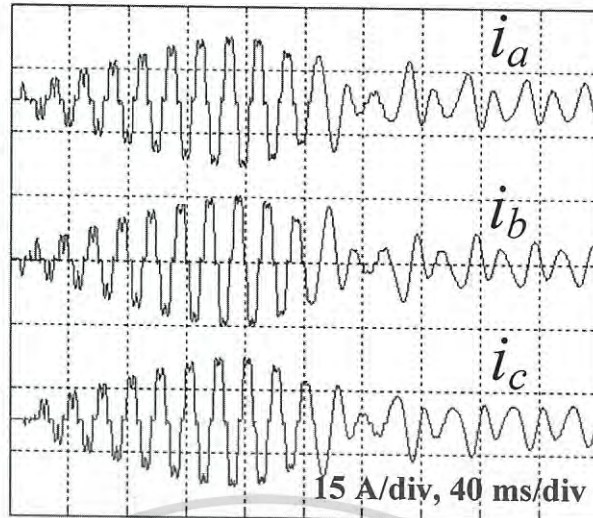
รูปที่ 5.3 วงจร PCSS ที่ใช้ในการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 การกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยวิธี PCSS

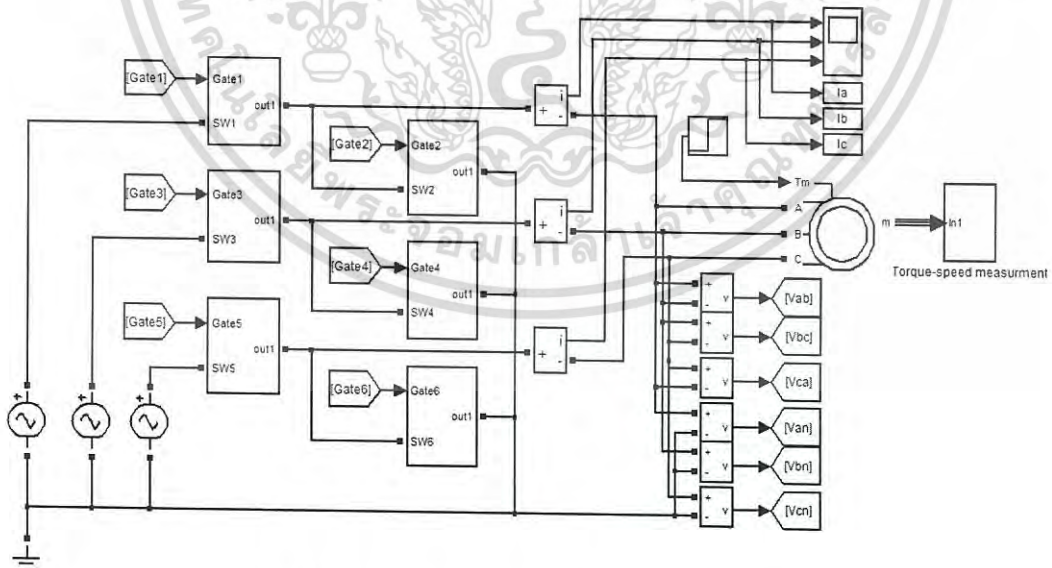
จากรูปที่ 5.4 พบว่าการสร้างสัญญาณแรงดันควบคุมวงจรกำลังนี้ได้จากการกำหนดค่ามุมจุดชนวนและค่าเวลาความชันเพื่อใช้เป็นสัญญาณอินพุตป้อนให้กับบล็อกอินทรีเกรเตอร์ โดยสัญญาณนี้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะที่ถูกสร้างขึ้นจากการตรวจจับแรงดันศูนย์ของแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟส ซึ่งสัญญาณพาหะที่สร้างขึ้นต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณจากแหล่งจ่ายทั้งสามเฟส ผลจากการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งพบว่ากระแสมอเตอร์ทั้งสามเฟสมีแอมพลิจูดเริ่มต้นต่ำและค่อยๆเพิ่มสูงขึ้นจนถึงค่าสูงสุดมีค่าประมาณ 15 A(peak) หลังจากนั้นกระแสมอเตอร์ทั้งสามเฟสค่อยๆลดลงจนเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งเมื่อพิจารณากระแสมอเตอร์ตั้งแต่ช่วงเวลาเริ่มหมุนจนลดลงเข้าสู่สภาวะคงตัวใช้เวลาประมาณ 0.25 S. ซึ่งลักษณะของรูปคลื่นกระแสแบบนี้จะค่อยๆเพิ่มขึ้น นั่นทำให้มอเตอร์ค่อยๆหมุนซึ่งต่างจากกรณีที่จ่ายแรงดันเข้ามอเตอร์โดยตรง (กรณีที่ 1) โดยแอมพลิจูดของกระแสมอเตอร์สูงสุดในกรณีนี้ต่ำกว่ากรณีที่ 1 ประมาณ 2 เท่าแต่ข้อเสียของวิธี PCSS นี้ก็คือรูปคลื่นของกระแสมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ซึ่งส่งผลให้เกิดปัญหาคุณภาพกำลังไฟฟ้า (Power quality problem) โดยมีงานวิจัยบางงานแก้ปัญหาดังกล่าวโดยใช้แอกทิฟฟิลเตอร์[5] ซึ่งก็คือการเพิ่มค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้นนั่นเอง



รูปที่ 5.5 กระแสมอเตอร์ขณะเริ่มหมุนโดยวิธี PCSS ที่ได้จากการจำลอง

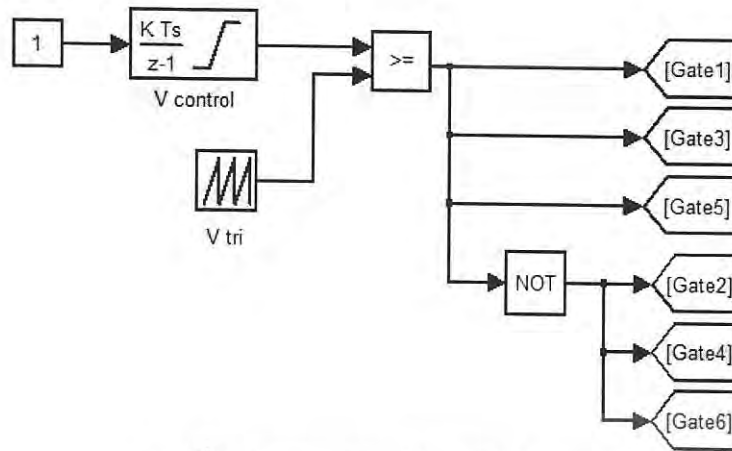
5.3.3 กรณีที่ 3,4,5,6,7 และ 8 : PWMSS

กรณีนี้เป็นวิธีการใหม่ที่น่าเสนอการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซ็อบเปอร์ สามเฟส โดยอุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้การต่อที่เรียกว่าสวิตซ์สองทิศทาง (Bidirectional switch) และนอกจากนี้สัญญาณ PWM ที่ใช้ในการควบคุมสวิตซ์ไม่จำเป็นต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณของแหล่งจ่ายสามเฟส ในงานวิจัยนี้จึงเรียกว่า อะซิงโครนัส พีดับเบิลยูเอ็ม (Asynchronous PWM) ยิ่งไปกว่านั้นสัญญาณควบคุมนี้ยังใช้เพียงสัญญาณคู่เดียวแต่สามารถนำไปควบคุมวงจรกำลัง เอชอี ซีบเปอร์ สามเฟสได้ นั้นหมายความว่าสัญญาณควบคุมที่สร้างขึ้นสามารถสร้างได้ง่ายและสะดวกกว่าวิธีการดั้งเดิมมาก โดยวงจรกำลังดังกล่าวที่ใช้ในการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 ในขณะที่วงจรถวลแสดงได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.6 วงจรจำลองด้วยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

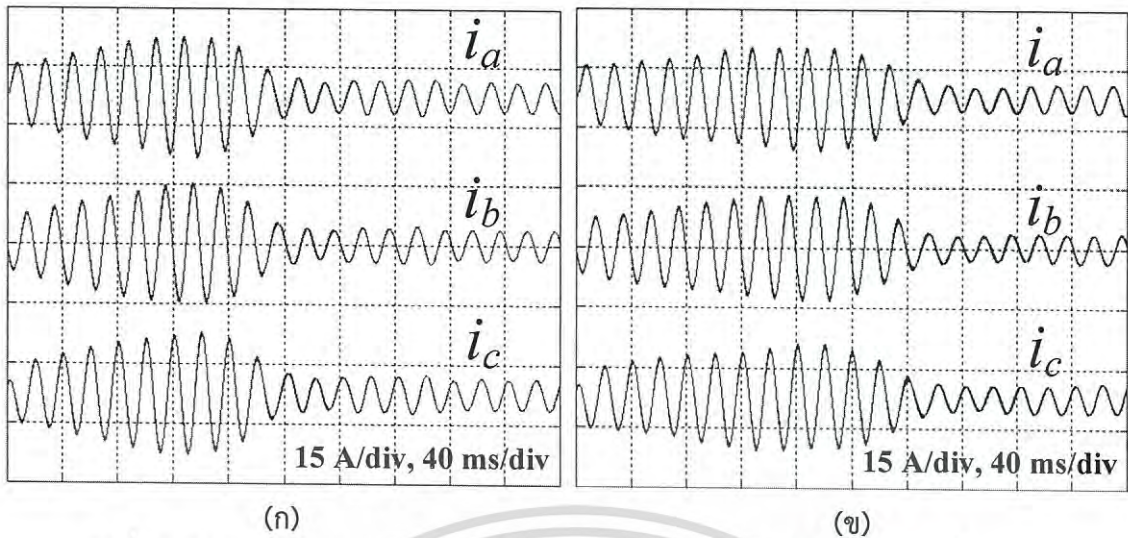


รูปที่ 5.7 วงจรควบคุมวิธีการที่นำเสนอ

ผลการจำลองของกรณีที่ 3 ถึง 8 สัญญาณแรงดันควบคุมถูกสร้างมาจากตัวบล็อกอินทิเกรเตอร์ของโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อกำหนดแรงดันเริ่มต้นและกำหนดค่าเวลาความชัน (กำหนดค่าอัตราขยาย) ของสัญญาณควบคุม โดยที่ความถี่ของสัญญาณพาหะถูกกำหนดไว้ที่ 4 kHz ซึ่งก็เพียงพอให้สัญญาณกระแสเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ซึ่งสัญญาณควบคุมจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะหลังจากนั้นทำให้ได้สัญญาณไปควบคุมสวิตช์สองทิศทางในวงจรกำลัง เอซี ซ็อบเปอร์ สาม เฟส โดยผลการจำลองวิธีที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 ถึง 5.10

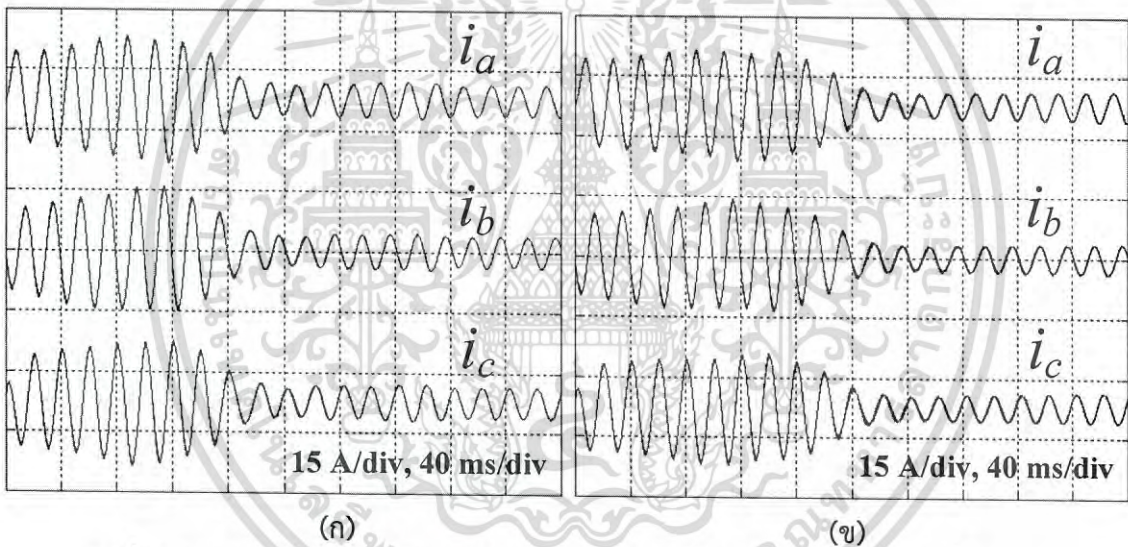
ผลของกระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธีการที่นำเสนอในกรณีที่ 3 และ กรณีที่ 4 แสดงดังรูปที่ 5.8 (ก) และ (ข) พบว่ารูปคลื่นกระแสทั้งสามเฟสค่อยๆเพิ่มสูงขึ้นตามความชันของแรงดันควบคุมที่ถูกกำหนดไว้ นอกจากนี้รูปคลื่นกระแสยังเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ทำให้ไม่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำเหมือนกับวิธีการดั้งเดิม (กรณีที่ 2) โดยกรณีที่ 4 มอเตอร์ใช้เวลาในการเริ่มหมุนจนเข้าสู่สภาวะคงตัวนานกว่ากรณีที่ 3 ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากค่าเวลาความชันกรณีที่ 4 ถูกตั้งไว้นานกว่ากรณีที่ 3 ในขณะที่ค่าแอมเพอเดอร์ในช่วงเริ่มต้นทั้งสองกรณีมีค่าเท่ากันเนื่องจากค่าแรงดันเริ่มต้นของทั้งสองกรณีถูกตั้งให้เท่ากัน ส่วนค่าแอมพลิจูดสูงสุดของกระแสเริ่มหมุนกรณีที่ 4 ต่ำกว่ากรณีที่ 3 เล็กน้อย จึงสามารถสรุปได้ว่าผลของการตั้งค่าเวลาความชันไว้นานขึ้นทำให้แอมพลิจูดสูงสุดของกระแสมอเตอร์ขณะเริ่มหมุนลดลง

เมื่อเปลี่ยนสัญญาณควบคุมให้มีขนาดแรงดันขณะเริ่มต้นสูงขึ้น (30% ของแรงดันที่พิกัด) แต่ค่าเวลาความชันกำหนดไว้ที่ 0.3 และ 0.5 วินาที ซึ่งก็คือกรณีที่ 5 และ 6 ตามลำดับ ผลของการจำลองทำให้ได้กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์แสดงดังรูปที่ 5.9 (ก)และ(ข) ตามลำดับ พบว่า ค่ากระแสเริ่มต้นกรณีที่ 5 และ 6 สูงกว่ากรณีที่ 3 และ 4 แต่ใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวเร็วกว่า ทั้งนี้เป็นผลมาจากแรงดันเริ่มต้นในกรณีที่ 5 และ 6 สูงกว่ากรณีที่ 3 และ 4 แต่เมื่อพิจารณาค่าแอมพลิจูดของกระแสขณะเริ่มต้นจนถึงค่าสูงสุดแล้วพบว่าการเปลี่ยนแปลงน้อยมากนั้นหมายถึงความนิ่มนวลในการออกตัวของมอเตอร์น้อยกว่ากรณีที่ 3 และ 4



รูปที่ 5.8 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

(ก) กรณีที่ 3 (ข) กรณีที่ 4

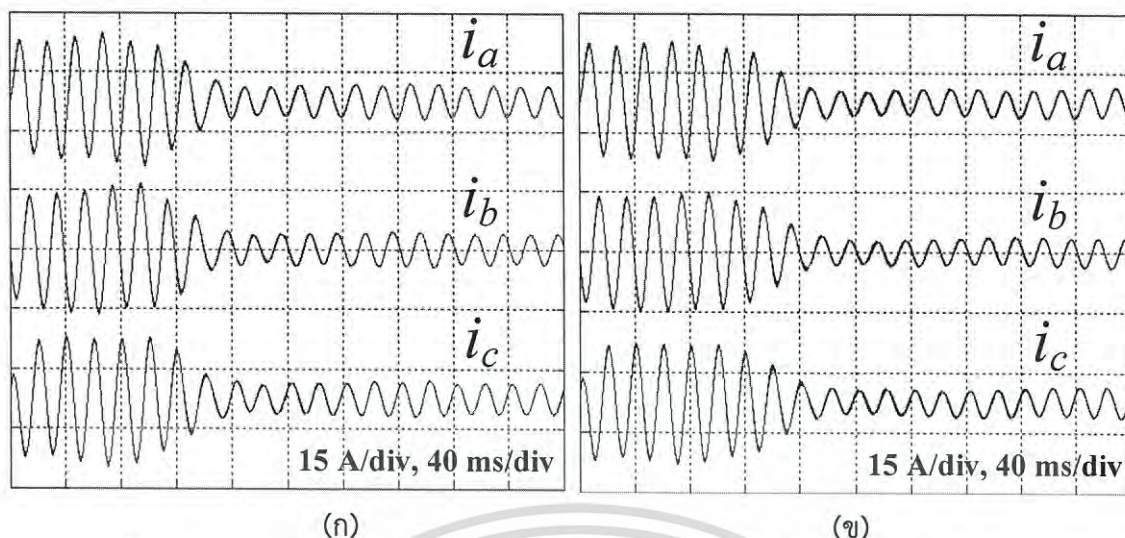


รูปที่ 5.9 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

(ก) กรณีที่ 5 (ข) กรณีที่ 6

และเมื่อเปลี่ยนสัญญาณควบคุมให้มีขนาดแรงดันเริ่มต้นสูงขึ้นเป็น 40% ของแรงดันที่พิกัด และใช้ค่าเวลาความชันที่ 0.3 และ 0.5 วินาที ซึ่งก็คือการจำลองของกรณีที่ 7 และ 8 ตามลำดับ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.10 (ก) และ (ข) ตามลำดับ พบว่าขนาดแอมพลิจูดของกระแสขณะเริ่มต้นจนถึงค่าสูงสุดแทบไม่มีการเปลี่ยนแปลงนั้นหมายถึงความนิ่มนวลในการออกตัวของมอเตอร์จะน้อยกว่าทุกกรณีที่ผ่านมา จึงไม่อาจถือว่าเป็นการเริ่มต้นหมุนให้กับมอเตอร์แบบนิ่มนวลถึงแม้ว่าจะใช้เวลาในการออกตัวเร็วกว่าทุกกรณีก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

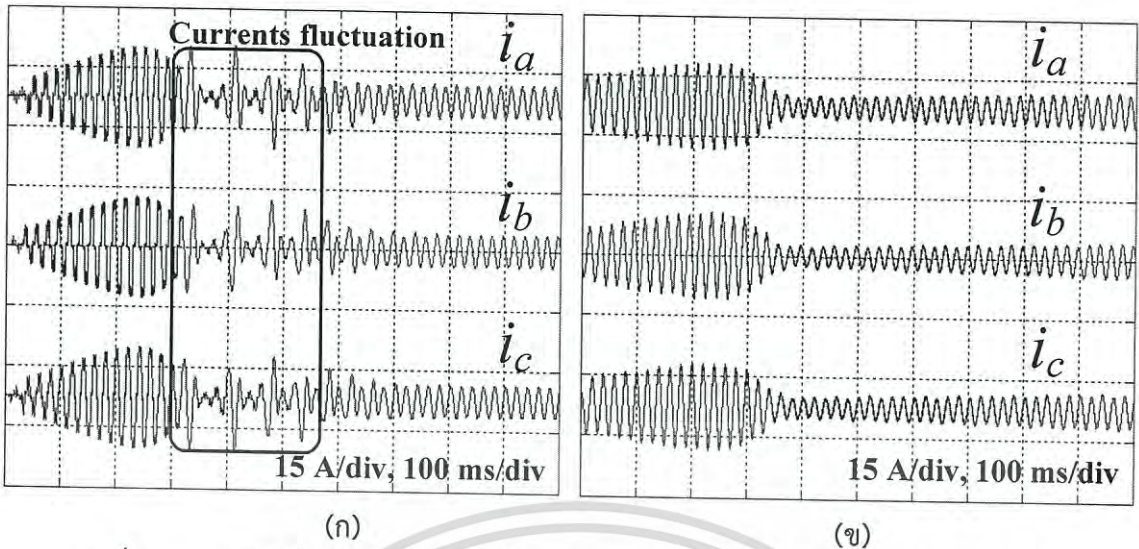


รูปที่ 5.10 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ
(ก) กรณีที่ 7 (ข) กรณีที่ 8

จากการจำลองกรณีที่ 3 ถึง 8 สรุปได้ว่าการกำหนดแรงดันเริ่มต้นและค่าเวลาความชันส่งผลต่อการเริ่มหมุนมอเตอร์แบบนี้มีนวล กล่าวคือถ้ากำหนดแรงดันเริ่มต้นต่ำ (10-20%) ทำให้กระแสเริ่มหมุนมีค่าต่ำไปด้วย ในขณะที่ค่าเวลาความชันถ้าถูกกำหนดให้นานขึ้นทำให้การไต่ระดับของกระแสมีความราบเรียบมากขึ้น ซึ่งเมื่อพิจารณากรณีที่ใช้วิธีการ PWMSS ที่นำเสนอทั้งหมดพบว่า กรณีศึกษาที่ 4 ได้ผลดีที่สุดเพราะการไต่ระดับของกระแสมีความราบเรียบที่สุดและนอกจากนี้ขนาดแอมพลิจูดสูงสุดยังต่ำกว่าทุกกรณี ในลำดับต่อไปวิธีการที่นำเสนอถูกกำหนดแรงดันเริ่มต้นที่ 20 % ของแรงดันที่พิกัดมอเตอร์และกำหนดเวลาความชันให้ยาวนานขึ้น (1 วินาที) โดยทำการเปรียบเทียบกับวิธีการ PCSS เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของมอเตอร์ทางด้านแรงบิดแม่เหล็กซึ่งก็คือกรณีศึกษาที่ 9 และ 10 ในหัวข้อถัดไป

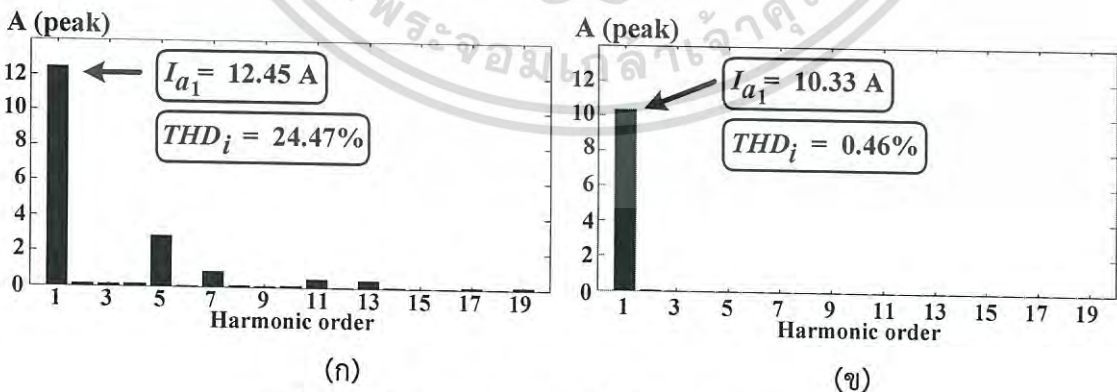
5.3.4 กรณีที่ 9 และ 10

กรณีในหัวข้อนี้ได้ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของมอเตอร์จากการเริ่มหมุนแบบนี้มีนวลระหว่างวิธีการ PCSS และวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอ โดยค่าแรงดันเริ่มต้นและค่าเวลาความชันของทั้งสองวิธีการถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากัน นั่นคือแรงดันเริ่มต้นที่ 20 % ของแรงดันที่พิกัด และค่าเวลาความชันที่ 1 วินาที โดยทำการเปรียบเทียบลักษณะของกระแสเริ่มหมุนจนถึงเข้าสู่สภาวะคงตัว ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดรวมของกระแสและแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์ ผลจากการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.12 ถึง 5.14 ตามลำดับ ซึ่งพบว่าการกำหนดค่าเวลาความชันให้กับทั้งสองวิธีการให้ยาวนานขึ้นนั้นส่งผลให้ค่าแอมพลิจูดสูงสุดของรูปคลื่นกระแสลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีศึกษาที่ 2 และ 4 แต่รูปคลื่นกระแสมอเตอร์ทั้งสามเฟสที่ได้จากวิธีการ PCSS มีการกระเพื่อมค่อนข้างชัดเจนดังรูปที่ 5.11 (ก) ในขณะที่การกำหนดค่าแรงดันเริ่มต้นและค่าเวลาความชันดังกล่าวให้กับวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอไม่ทำให้รูปคลื่นกระแสมีการกระเพื่อมแสดงได้ดังรูปที่ 5.11 (ข)



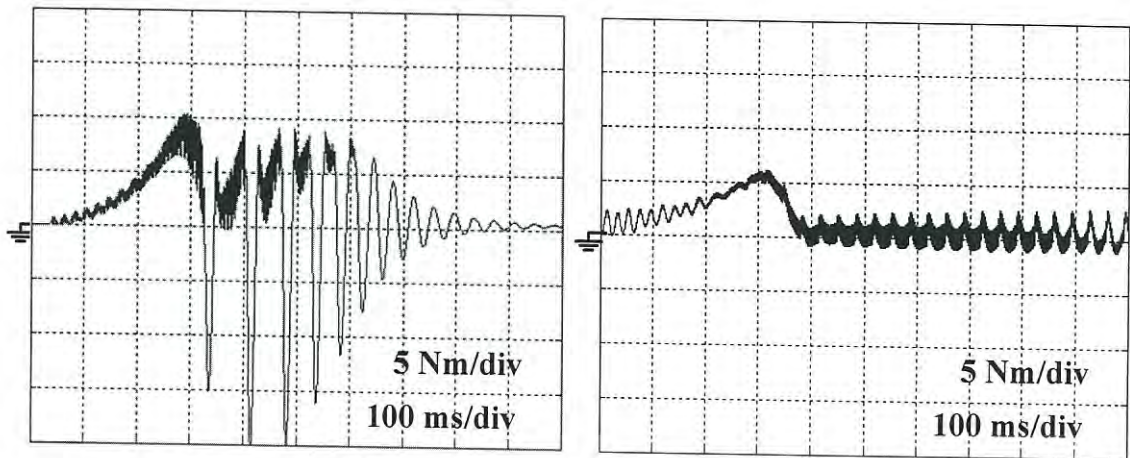
รูปที่ 5.11 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการจำลองโดยวิธี PCSS และ PWMSS
 (ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

และเมื่อนำรูปคลื่นกระแสเฟส A ในช่วงที่กระแสสูงสุดจากวิธีการทั้งสองมาทำการพล็อตสเปกตรัมเพื่อพิจารณาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสเฟส A (Total Harmonic Distortion current : THDi) แสดงดังรูปที่ 5.12 (ก) และ (ข) ตามลำดับ พบว่าค่า THDi โดยวิธีการ PCSS มีค่าเท่ากับ 24.47% ในขณะที่วิธีการ PWMSS ที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ 0.46% นั่นจึงเป็นที่ชัดเจนว่าวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอสามารถลดค่า THDi ลงได้จากวิธีการเดิม และนอกจากนี้เมื่อพิจารณาถึงกราฟแรงบิดแม่เหล็กตั้งแต่ช่วงที่มอเตอร์เริ่มหมุนจนถึงสภาวะคงตัวที่ได้จากทั้งสองวิธีการ พบว่าผลของกระแสมอเตอร์ที่ได้จากวิธีการ PCSS ที่มีการกระเพื่อมนั้นส่งผลให้แรงบิดแม่เหล็กให้มีการแกว่งดังแสดงในรูปที่ 5.13 (ก) ในขณะที่วิธีการ PWMSS ที่นำเสนอไม่มีการกระเพื่อมดังแสดงในรูปที่ 5.13 (ข) นั่นทำให้เป็นที่ชัดเจนว่าวิธีการที่นำเสนอช่วยทำให้มอเตอร์มีการเริ่มหมุนที่นิ่มนวลและราบเรียบกว่าวิธีการเดิม



รูปที่ 5.12 ค่า %THDi เฟส A โดยวิธี PCSS และ PWMSS
 (ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

(ข)

รูปที่ 5.13 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนโดยวิธี PCSS และ PWMSS
(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

5.4 บทสรุป

ผลจากการจำลองสรุปได้ว่าการควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอทำให้รูปคลื่นกระแสมอเตอร์เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์นั้นส่งผลให้ค่า %THDi ลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเดิม และนอกจากนี้เมื่อกำหนดค่าเวลาความชันให้ยาวนานขึ้นส่งผลให้ค่ากระแสสูงสุดของมอเตอร์ลดลง ยิ่งไปกว่านั้นยังทำให้แรงบิดแม่เหล็กมีความราบเรียบมากกว่าวิธีการเดิม ซึ่งเป็นที่ชัดเจนว่าในการกำหนดค่าเวลาความชันให้กับวิธีการ PCSS ให้ยาวนานขึ้นนั้นทำให้รูปคลื่นกระแสมอเตอร์มีการกระเพื่อมเป็นช่วงๆก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัวและมันส่งผลให้แรงบิดแม่เหล็กมีการแกว่ง ทำให้หมุนออกตัวไม่ราบเรียบและนั่นส่งผลต่อการขับเคลื่อนภาระที่ต่ออยู่ที่เพลลาของมอเตอร์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบการสร้างสัญญาณควบคุมมอเตอร์โดยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอสามารถสร้างได้ง่ายและสะดวกกว่าวิธีการเดิม

บทที่ 6

ผลการทดสอบการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลให้กับ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

6.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงผลจากการทดสอบการเริ่มหมุนมอเตอร์สามเฟสแบบนิ่มนวลทั้งจากวิธีการ PCSS ซึ่งเป็นวิธีการเดิมและวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอเพื่อยืนยันผลที่ได้จากการจำลองในบทที่ 5 ที่ผ่านมามีความสอดคล้องกับผลจากการทดสอบในบทนี้หรือไม่ โดยในการทดสอบยังคงใช้กรณีทั้งหมด 10 กรณีเหมือนกับการจำลอง การสร้างสัญญาณจริงในวิทยานิพนธ์นี้ได้จากเขียนบล็อกการควบคุมโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink (R2012a) โดยใช้ Tool block ใน Library ของ Embedded Coder และใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ของ Texas Instrument C2000 ในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งโปรแกรมที่เขียนขึ้นโดย Simulink ทำการกำเนิดโค้ดภาษา C ขึ้นมาหลังจากนั้นโปรแกรม Code Composer Studio เวอร์ชัน 5 (CCS5) ถูกใช้ในการคอมไพล์โค้ดภาษา C ของโปรแกรมที่สร้างขึ้นมาลงสู่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320C2000 เพื่อส่งสัญญาณที่สร้างขึ้นออกสู่วงจรภายนอกเพื่อใช้ในการควบคุมฮาร์ดแวร์ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

6.2 กรณีที่ใช้ในการทดสอบ

กรณีที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีทั้งหมด 10 กรณีเหมือนกับการจำลอง ประกอบด้วย

กรณีที่ 1: การเริ่มหมุนแบบจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับโดยตรง (Direct On-line Control : DOC)

กรณีที่ 2: การเริ่มหมุนที่ใช้การควบคุมเฟสของแรงดัน (Phase Control Soft Starter : PCSS)

กรณีที่ 3 – กรณีที่ 8 : การเริ่มหมุนแบบ พัดดับเบิ้ลยูเอ็ม เอช ซี ซ็อบเปอร์ (PWM AC Chopper Soft Starter : PWMSS) ที่มีการตั้งค่าแรงดันเริ่มต้น (Starting voltage) และ ค่าเวลาความชัน (Ramp time) แตกต่างกันดังต่อไปนี้

กรณีที่ 3: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.3 วินาที

กรณีที่ 4: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.5 วินาที

กรณีที่ 5: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 30% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.3 วินาที

กรณีที่ 6: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 30% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.5 วินาที

กรณีที่ 7: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 40% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.3 วินาที

กรณีที่ 8: ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 40% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์ และ ค่าเวลาความชัน ที่ 0.5 วินาที

กรณีที่ 9: PCSS ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์

และ ค่าเวลาความชัน ที่ 1 วินาที

กรณีที่ 10: PWMSS ค่าแรงดันเริ่มต้นที่ 20% ของแรงดันพิกัดมอเตอร์

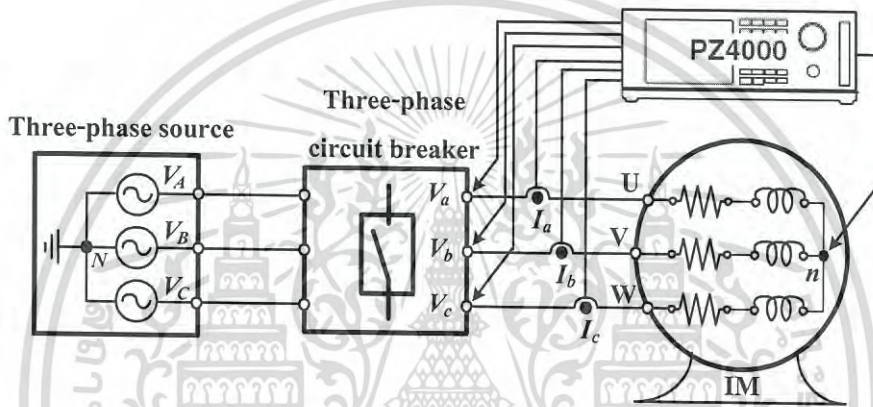
และ ค่าเวลาความชัน ที่ 1 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

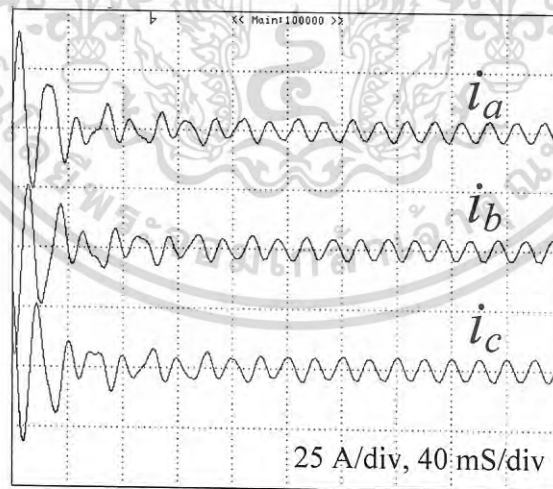
6.3 ผลการทดสอบ

6.3.1 กรณีที่ 1 : DOC

กรณีนี้ได้ทำการทดสอบโดยการจ่ายไฟฟ้ากระแสลับเข้ากับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยตรง โดยมอเตอร์มีขนาด 2.2 kW 220/380 V 50 Hz 8.6/5 A 4 ขั้ว และ ความเร็วรอบที่พิกัด 1,420 rpm โดยใช้ดิจิตอลอสซิลโลสโคป YOKOGAWA PZ4000 ถูกใช้เป็นเครื่องมือในการวัดสัญญาณ การต่อวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบที่ทดสอบกรณีนี้ 1 แสดงดังรูปที่ 6.1 และผลการวัดรูปคลื่นกระแสแสดงดังรูปที่ 6.2 ซึ่งพบว่ารูปคลื่นกระแสที่ได้มีค่าใกล้เคียงค่าจากการจำลอง คือ มีค่าแอมพลิจูดของกระแสมอเตอร์สูงสุดประมาณ 38 A(peak) และใช้เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวประมาณ 0.1 วินาที



รูปที่ 6.1 ระบบการต่อทดสอบโดยวิธีการ DOC

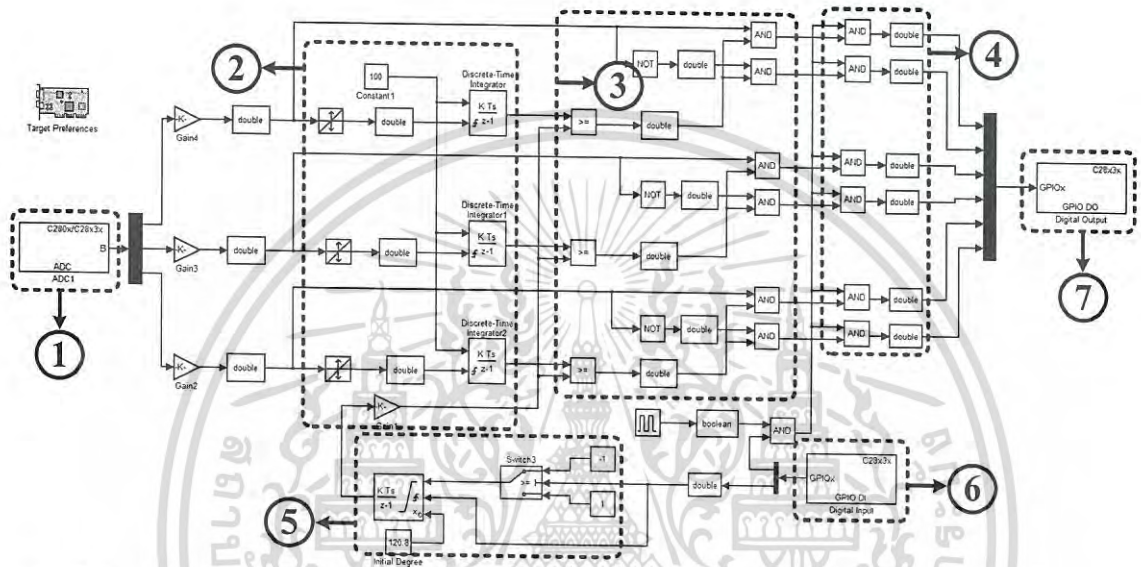


รูปที่ 6.2 กระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขณะเริ่มหมุนจนเข้าสู่สภาวะคงตัวกรณีนี้ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3.2 กรณีที่ 2 : PCSS

ส่วนของซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมมอเตอร์นั้นใช้การเขียนโปรแกรมใน Simulink ดังแสดงในรูปที่ 6.3 ซึ่งประกอบไปด้วย 7 ส่วนประกอบด้วยกันซึ่งแต่ละส่วนมีหน้าที่ดังแสดงในตารางที่ 6.1 และในส่วนของการวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบที่ทดสอบกรณีที่ 2 แสดงดังรูปที่ 6.4 ผลการทดสอบทำให้ได้รูปคลื่นกระแสมอเตอร์สามเฟสดังแสดงในรูปที่ 6.5 ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 6.3 โปรแกรมควบคุมการเริ่มหมุนมอเตอร์สามเฟสแบบนิมโนวลโดยวิธีการ PCSS ใน Simulink

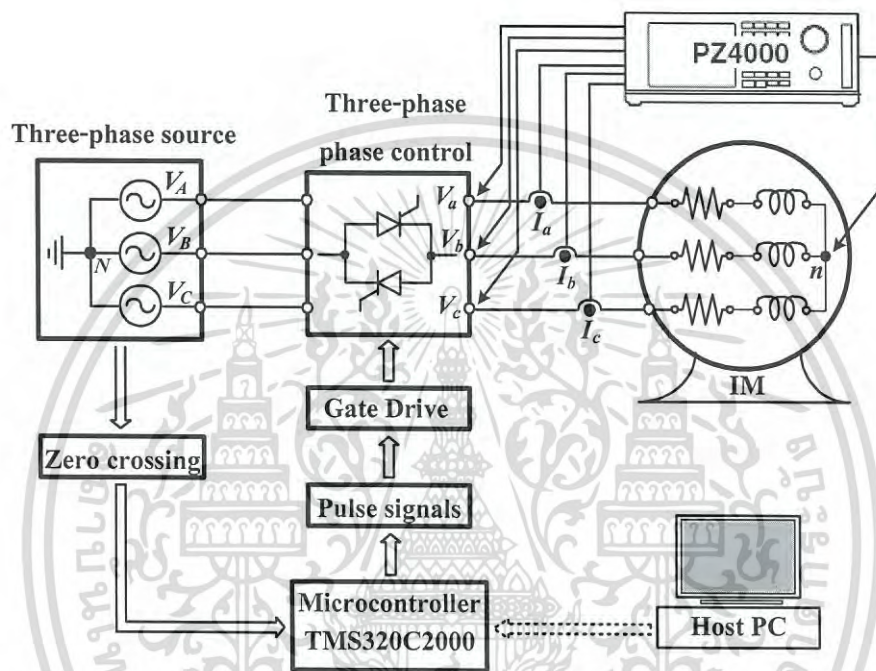
ตารางที่ 6.1 หน้าที่ของส่วนต่างๆในการกำเนิดสัญญาณควบคุมแบบ PCSS

ส่วนที่	หน้าที่
1	รับสัญญาณ Analog แรงดันพัลซ์อ้างอิงสามเฟสแล้วแปลงเป็นสัญญาณ Digital
2	ตรวจสอบขอบขาขึ้นและขาลงของสัญญาณพัลซ์จากส่วนที่ 1 เพื่อส่งสัญญาณไปยังตัวอินทิเกรเตอร์ หลังจากนั้นสัญญาณพื้นเลื่อยถูกสร้างขึ้นให้มีความถี่ 100 Hz โดยมีการรีเซตค่าทุกๆขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณที่รับมาจากส่วนที่ 1
3	สัญญาณที่ได้จากส่วนที่ 2 ถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมที่มาจากส่วนที่ 5 ทำให้ได้สัญญาณพัลซ์ที่มีความถี่ 100 Hz โดยสัญญาณที่ได้ถูกนำมา AND กับสัญญาณพัลซ์ของแหล่งจ่ายสามเฟสซึ่งมีความถี่ 50 Hz ทำให้ได้สัญญาณพัลซ์ที่นำมาควบคุม อุปกรณ์สวิตซ์
4	สัญญาณที่ได้จากส่วนที่ 3 ถูกนำมา AND กับสัญญาณพัลซ์ที่มีความถี่สูง (16 kHz) ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ (SCR) ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ต้องใช้ความถี่สูงในการทริกให้ SCR ทำงาน

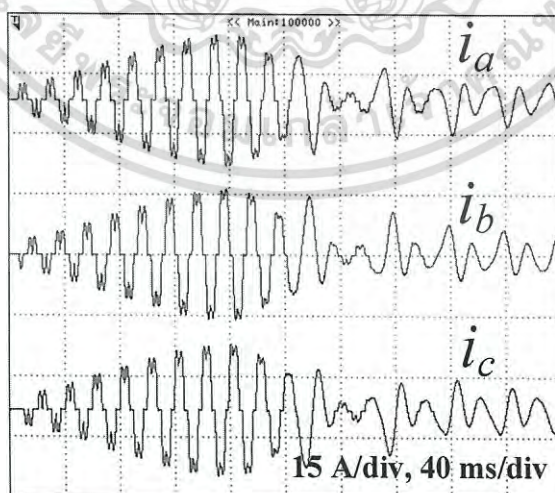
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 (ต่อ) หน้าที่ของส่วนต่างๆในการกำเนิดสัญญาณควบคุมแบบ PCSS

ส่วนที่	หน้าที่
5	กำเนิดสัญญาณแรงดันควบคุม ($V_{control}$) ที่รับคำสั่งมาจากสัญญาณสวิทช์ควบคุมจากส่วนที่ 6
6	ส่งสัญญาณควบคุมไปสร้างแรงดันควบคุมในส่วนที่ 5 และส่งสัญญาณควบคุมไป AND กับพัลส์ความถี่สูง
7	สัญญาณ Digital output ส่งไปควบคุมฮาร์ดแวร์ภายนอก



รูปที่ 6.4 ระบบการทดสอบโดยวิธีการ PCSS

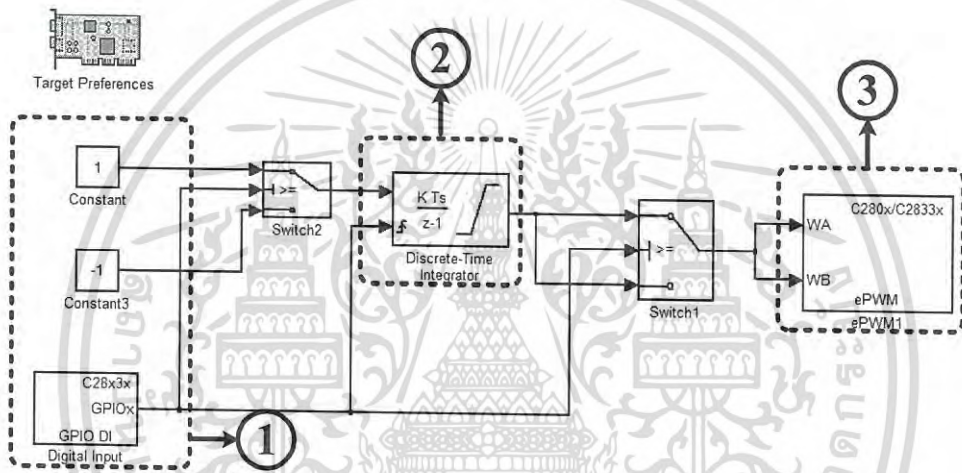


รูปที่ 6.5 กระแสมอเตอร์สามเฟสขณะเริ่มหมุนโดยวิธี PCSS ที่ได้จากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3.3 กรณีที่ 3,4,5,6,7 และ 8 : PWMSS

เนื่องจากวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอนี้ไม่จำเป็นต้องสร้างสัญญาณที่ซิงโครนัสกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟสและใช้สัญญาณเพียงคู่เดียวในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จึงทำให้การเขียนโปรแกรมโดยใช้ Simulink ทำได้ง่ายและสะดวกกว่าวิธีการเดิม ดังแสดงในรูปที่ 6.6 ซึ่งพบว่ามีส่วนประกอบหลักๆของโปรแกรมเพียง 3 ส่วนเท่านั้นและมีหน้าที่ดังตารางที่ 6.2 ในส่วนของการต่อวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบที่ทดสอบกรณีที่ 3 ถึง 8 แสดงดังรูปที่ 6.7 ผลการทดสอบทำให้ได้รูปคลื่นกระแสมอเตอร์สามเฟสดังแสดงในรูปที่ 6.8-6.10 ตามลำดับ ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองที่แสดงในบทที่ 5 ดังแสดงในรูปที่ 5.9 – 5.11 ตามลำดับ จึงเป็นการยืนยันความถูกต้องของผลจากการทดสอบโดยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอสามารถสร้างสัญญาณควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

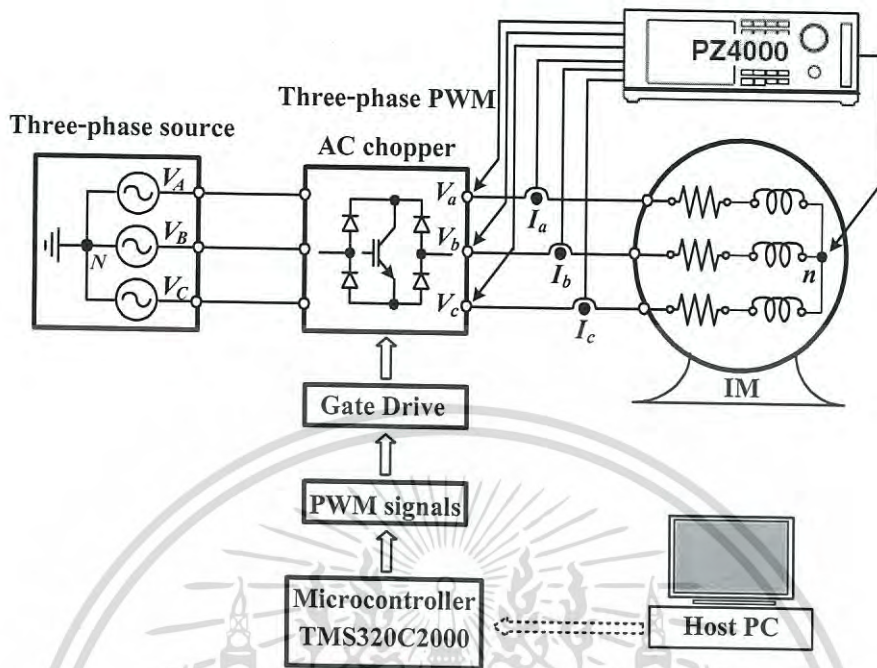


รูปที่ 6.6 โปรแกรมควบคุมการเริ่มหมุนมอเตอร์สามเฟสแบบนิมนวลโดยวิธีการ PCSS ใน Simulink

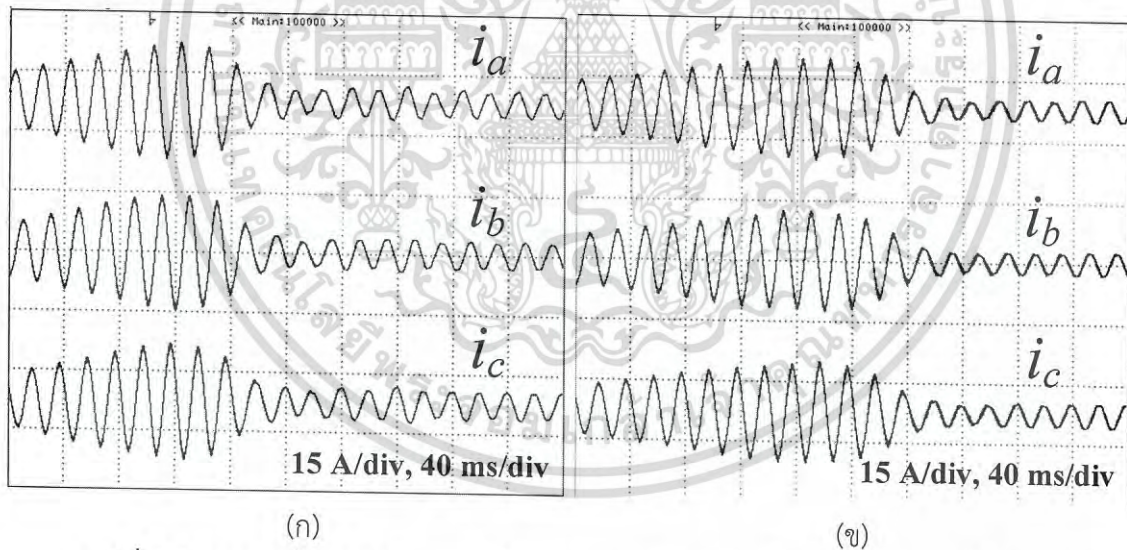
ตารางที่ 6.2 หน้าที่ของส่วนต่างๆในการกำเนิดสัญญาณควบคุมแบบ PWMSS

ส่วนที่	หน้าที่
1	รับสัญญาณคำสั่งเริ่มการทำงานจาก Digital input แล้วส่งสัญญาณไปยังตัวอินทิเกรเตอร์ในส่วนที่ 2
2	รับสัญญาณคำสั่งมาจากส่วนที่ 1 แล้วสร้างสัญญาณแรงดันควบคุม (Vcontrol) ส่งไปยังส่วนที่ 3
3	รับสัญญาณแรงดันควบคุมที่เปลี่ยนแปลงตามแกนเวลา แล้วตัว ePWM ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 จะสร้างสัญญาณ PWM ที่มีค่าดีวีดีเรโซที่ปรับขนาดตามสัญญาณแรงดันควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

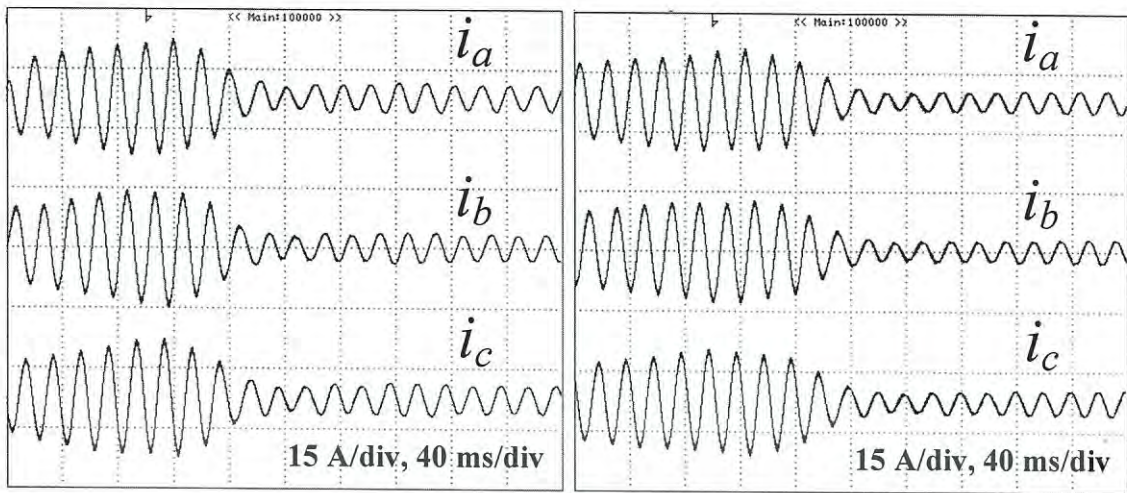


รูปที่ 6.7 ระบบการทดสอบโดยวิธีการ PWMSS



รูปที่ 6.8 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ
(ก) กรณีที่ 3 (ข) กรณีที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

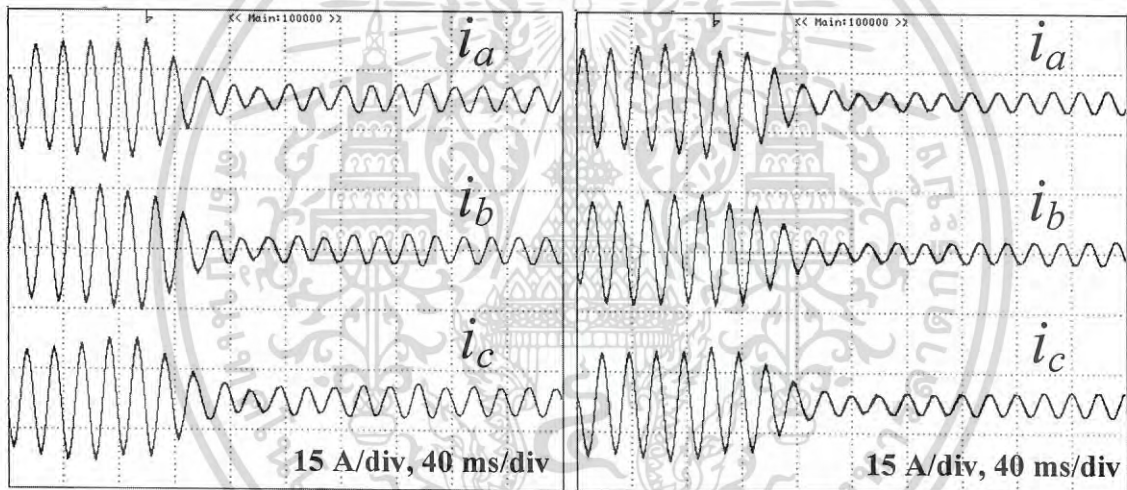


(ก)

(ข)

รูปที่ 6.9 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

(ก) กรณีที่ 5 (ข) กรณีที่ 6



(ก)

(ข)

รูปที่ 6.10 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

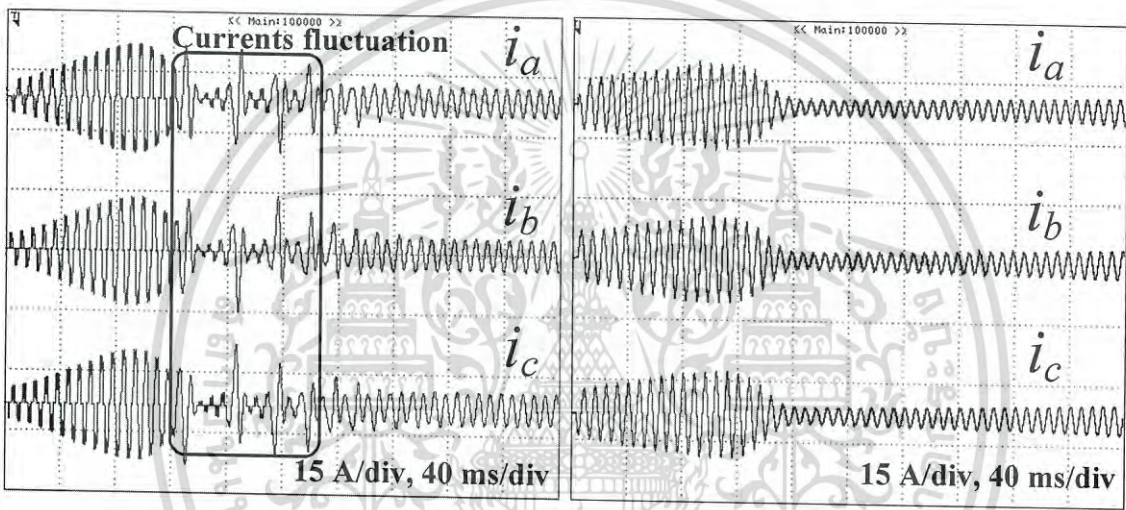
(ก) กรณีที่ 7 (ข) กรณีที่ 8

สิ่งที่พบในการทดสอบระบบจริงซึ่งช่วยยืนยันได้ถึงความมั่นใจในการออกตัวของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสก็คือเสียงที่เกิดขึ้นขณะออกของกรณีที่ 7 และ 8 ดังว่ากรณีที่ 3 ถึง 6 ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากกรณีดังกล่าวถูกตั้งค่าแรงดันเริ่มต้นไว้สูงกว่า และนอกจากนี้กรณีที่ 4 ยังให้ผลที่สอดคล้องกับการจำลองในเรื่องการออกตัวของมอเตอร์ได้น่าเชื่อถือกว่ากรณีอื่นๆ ทั้งนี้เนื่องจากแรงดันที่กำหนดในตอนเริ่มต้นหมุนไว้ที่ 20% และค่าเวลาความชันที่ 0.5 วินาที ในการวิเคราะห์ต่อไปใช้การทดสอบตั้งค่าเวลาความชันให้นานขึ้นเหมือนกับการจำลองเพื่อยืนยันผลให้ชัดเจนยิ่งขึ้นว่าการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์ด้วยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอไม่ส่งผลกระทบต่อแรงบิดแม่เหล็กที่มอเตอร์

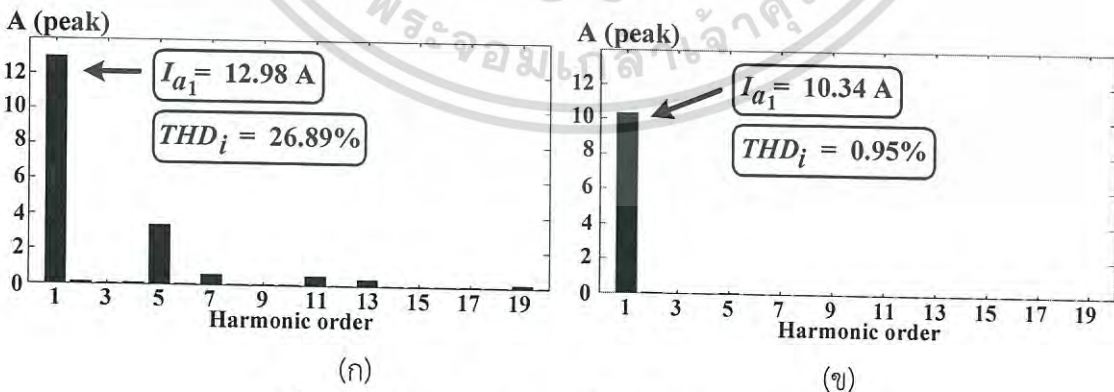
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3.4 กรณีที่ 9 และ 10

ในการทดสอบจริงของกรณีศึกษาที่ 9 และ 10 นี้ยังคงใช้เงื่อนไขเดียวกันกับการจำลอง กล่าวคือค่าแรงดันเริ่มต้นและค่าเวลาความชันของทั้งสองวิธีการถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากัน นั่นคือแรงดันเริ่มต้นที่ 20 % ของแรงดันที่พิกัดและค่าเวลาความชันที่ 1 วินาที โดยทำการเปรียบเทียบลักษณะของกระแสเริ่มหมุนจนถึงเข้าสู่สภาวะคงตัวและค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสผลจากการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.11 และ 6.12 ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้นั้นเป็นที่ชัดเจนว่ามีความสอดคล้องไปเป็นแนวทางเดียวกันกับผลจากการจำลอง กล่าวคือรูปคลื่นกระแสที่ได้จากวิธีการ PCSS มีการกระเพื่อมในช่วงก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัวในขณะที่วิธีการ PWMSS ที่นำเสนอไม่มีการกระเพื่อมและในขณะเดียวกันเมื่อนำค่ากระแสเฟส A มาพล็อตสเปกตรัมก็เห็นผลที่สอดคล้องกับการจำลองเช่นเดียวกัน



รูปที่ 6.11 กระแสเริ่มหมุนของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PCSS และ PWMSS
(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

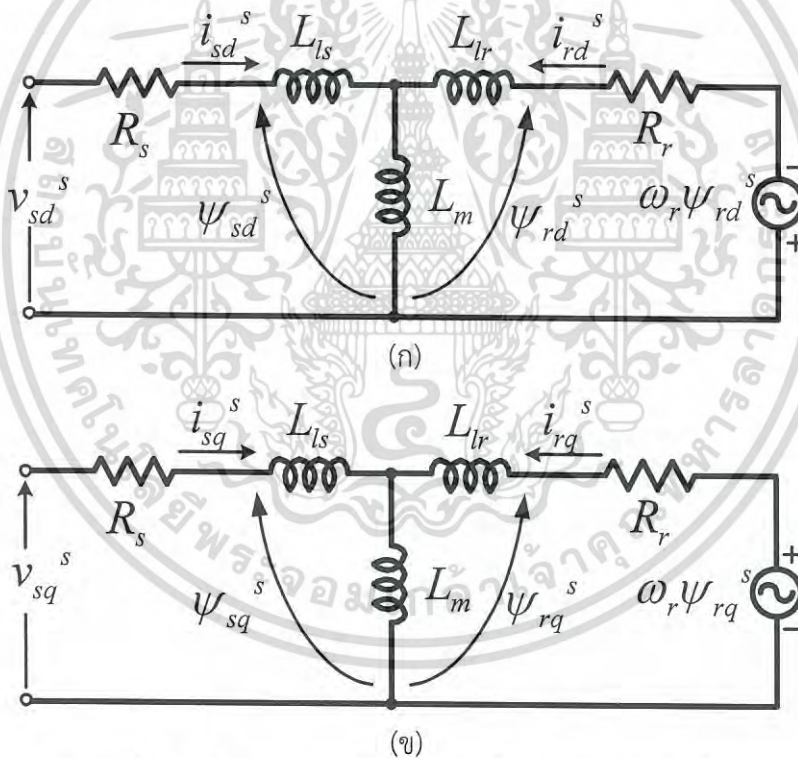


รูปที่ 6.12 ค่า %THDi เฟส A โดยวิธี PCSS และ PWMSS
(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากในการทดสอบระบบจริงนั้นจำเป็นต้องทำการประมาณการค่าแรงบิดแม่เหล็กเพื่อวิเคราะห์พฤติกรรมของมอเตอร์เมื่อถูกขับเคลื่อนด้วยวิธีการ PCSS และวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอ ดังนั้นในบทที่ 2 ของวิทยานิพนธ์นี้จึงได้กล่าวถึงการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กโดยใช้วงจรมุมของมอเตอร์เมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง โดยในลำดับแรกได้นำสมการคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าแรงบิดแม่เหล็กที่แสดงให้เห็นในบทที่ 2 มาเขียนในโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยทำการเปรียบเทียบกับแบบจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งเป็นเครื่องมือสำเร็จรูปที่ใช้ในการแสดงผลแรงบิดแม่เหล็ก หลังจากนั้นค่าของแรงดันและกระแสจริงทั้งสามเฟสที่ได้จากการทดสอบในกรณี 9 และ 10 ถูกนำไปใส่เป็นสัญญาณอินพุตให้กับโปรแกรมคำนวณที่สร้างขึ้น ซึ่งค่าแรงดันและกระแสถูกแปลงข้อมูลจากรูปแบบ ASCII file มาอยู่ในรูป MATH file เพื่อให้โปรแกรมคำนวณที่เขียนขึ้นมาทำการคำนวณแรงบิดแม่เหล็กตั้งแต่เริ่มหมุนจนความเร็วมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงตัว

จากวงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปแกน d-q และพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (Stationary reference frame) ดังแสดงในรูปที่ 6.13 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 6.13 วงจรมุมเมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

(ก) วงจรมุมแกน d (ข) วงจรมุมแกน q

จากรูปที่ 6.13 (ก) และ (ข) นั้นแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองแกน (v_{sd}^s, v_{sq}^s) และกระแสสเตเตอร์ทั้งสองแกน (i_{sd}^s, i_{sq}^s) หาได้จากการแปลงแกนจาก 3 เฟสสู่ 2 เฟส (3/2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

transformation) ซึ่งสามารถเขียนสมการแปลงแกนของแรงดันสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ 6.1 และ 6.2 และกระแสสเตเตอร์ได้ดังสมการที่ 6.3 และ 6.4 ในขณะที่สเตเตอร์ฟลักซ์ของทั้งสองแกน (ψ_{sd}^s, ψ_{sq}^s) สามารถเขียนตามสมการแรงดันได้ดังสมการที่ 6.5 และ 6.6

$$v_{sd}^s = \frac{2}{3}v_{sa} - \frac{1}{3}v_{sb} - \frac{1}{3}v_{sc} \quad (6.1)$$

$$v_{sq}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{sb} - \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sc} \quad (6.2)$$

$$i_{sd}^s = \frac{2}{3}i_{sa} - \frac{1}{3}i_{sb} - \frac{1}{3}i_{sc} \quad (6.3)$$

$$i_{sq}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{3}}i_{sc} \quad (6.4)$$

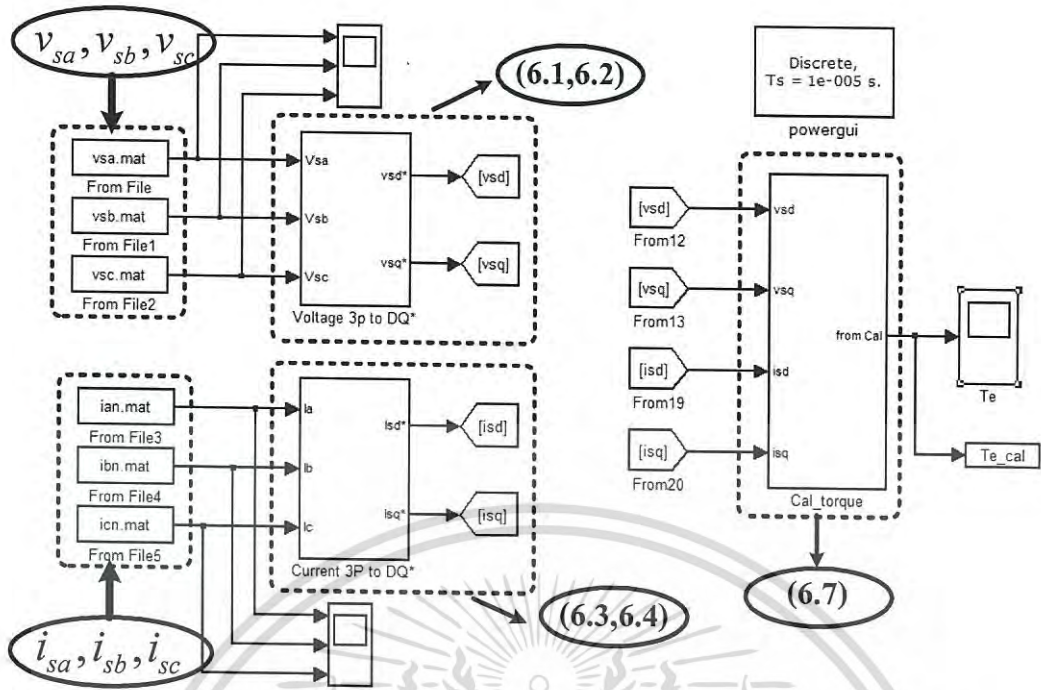
$$\psi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - R_{sd}i_{sd}^s) dt \quad (6.5)$$

$$\psi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - R_{sq}i_{sq}^s) dt \quad (6.6)$$

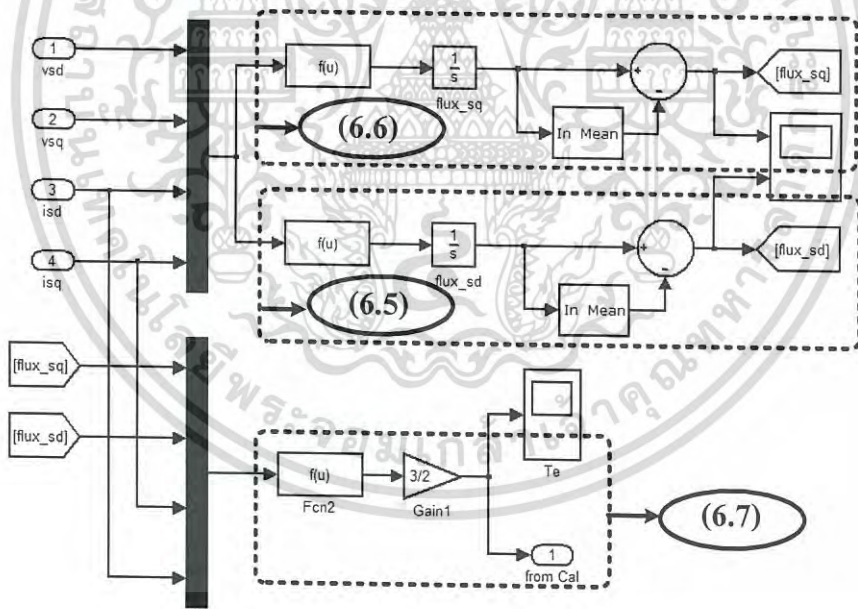
เมื่อสมการแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเขียนได้ดังสมการที่ 6.7

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{sq}^s i_{sd}^s - \psi_{sd}^s i_{sq}^s) \quad (6.7)$$

สมการที่ (6.1) ถึง (6.7) ถูกลำมาเขียนในโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังแสดงในรูปที่ 6.14 และ 6.15 แรงดันและกระแสอินพุตที่ใช้ในการคำนวณในโปรแกรมดังกล่าวได้จากรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่วัดจริงซึ่งถูกบันทึกไว้ตั้งแต่เริ่มทำการควบคุมมอเตอร์แบบนิมนวลจนถึงสภาวะคงตัว โดยรูปคลื่นแรงดันและกระแสจริงที่ทำการทดสอบด้วยวิธี PCSS แสดงดังรูปที่ 6.16 (ก) และ (ข) ในขณะที่รูปคลื่นแรงดันและกระแสจริงที่ทำการทดสอบด้วยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 6.17 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งรูปคลื่นทั้งหมดถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของ Math file และต้องมีค่า sampling time เท่ากับที่โปรแกรมกำหนดไว้

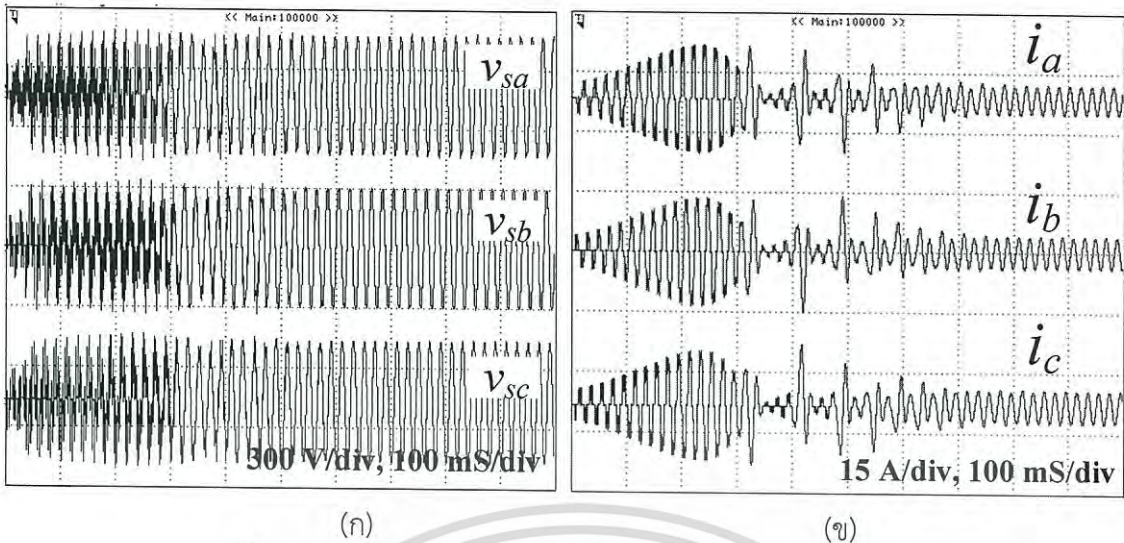


รูปที่ 6.14 โปรแกรม MATLAB/Simulink หลักที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็ก



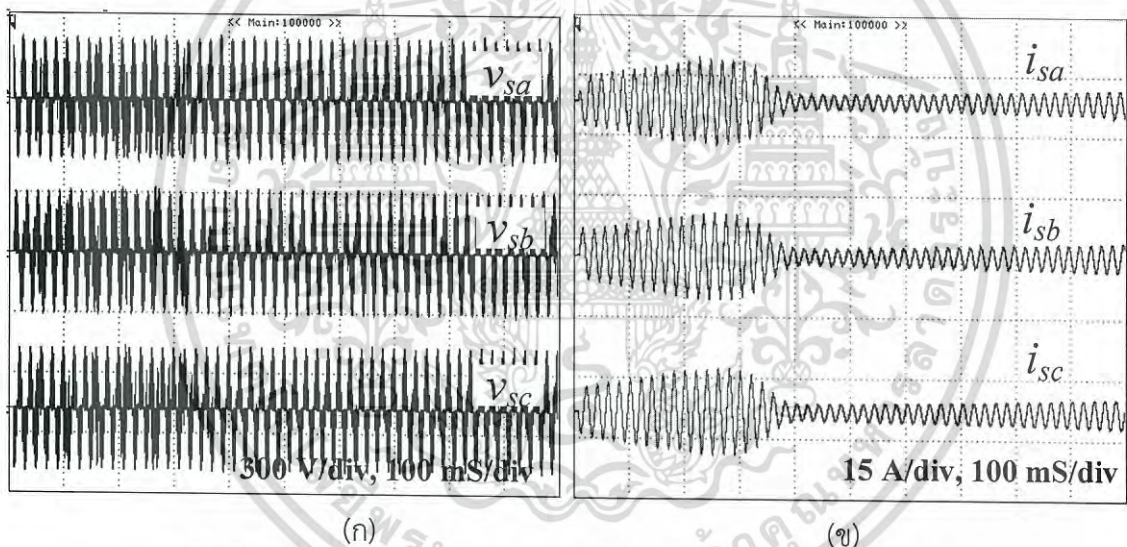
รูปที่ 6.15 โปรแกรม MATLAB/Simulink ย่อยที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 แรงดันและกระแสจริงที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธี PCSS

(ก) แรงดันสามเฟส (ข) กระแสสามเฟส

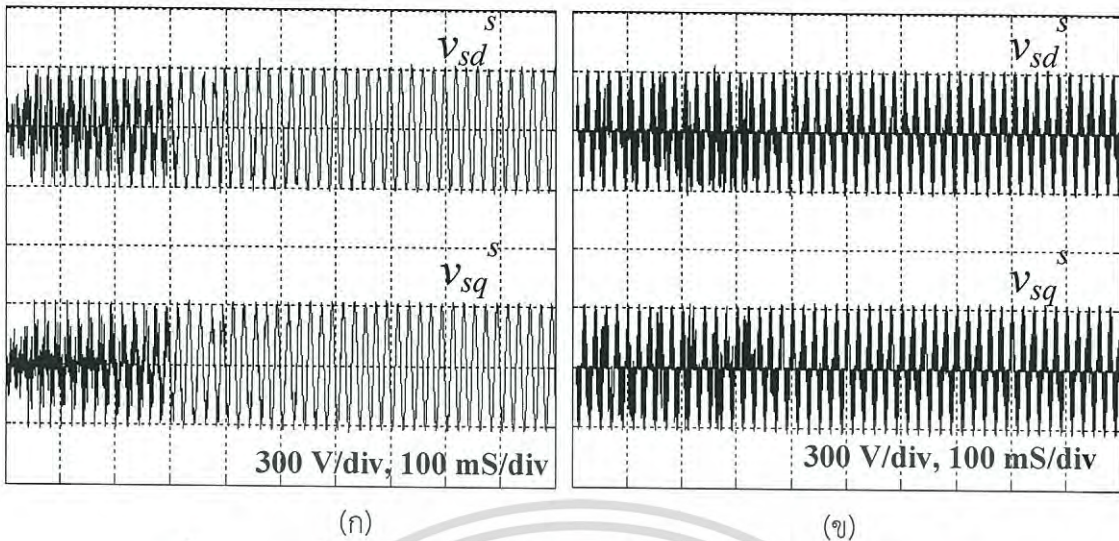


รูปที่ 6.17 แรงดันและกระแสจริงที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธี PWWSS

(ก) แรงดันสามเฟส (ข) กระแสสามเฟส

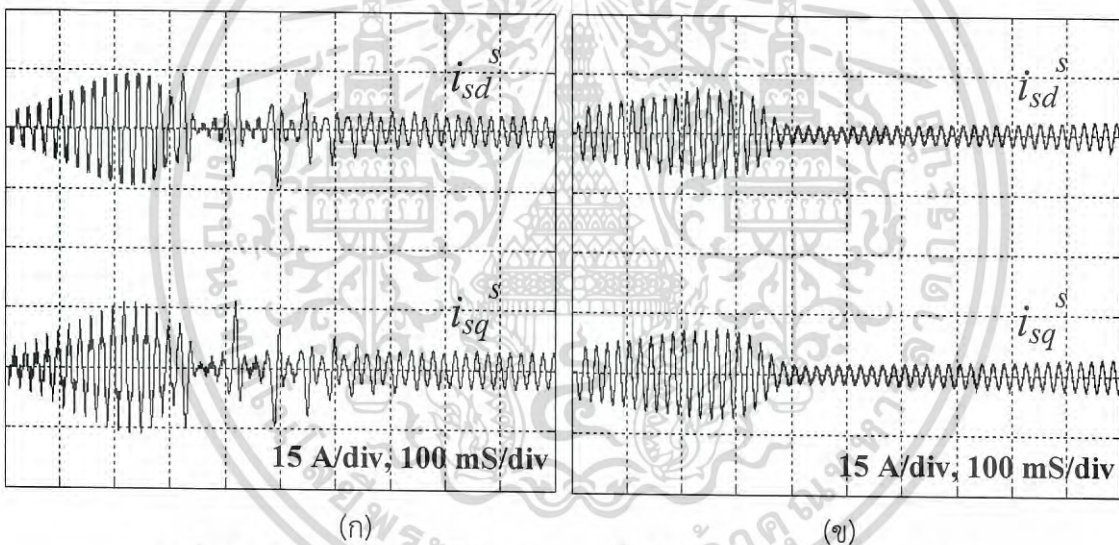
แรงดันและกระแสจริงทั้งสามเฟสที่ได้จากการทดสอบด้วยวิธี PCSS ดังแสดงในรูปที่ 6.16 เมื่อแปลงให้อยู่ในแกน d-q โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ดังแสดงรูปที่ 6.14 และ 6.15 ทำการคำนวณแล้วสามารถแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 6.18 (ก) และ 19 (ก) ตามลำดับ ในขณะที่รูปคลื่นแรงดันและกระแสจริงที่ได้จากวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 6.17 เมื่อแปลงให้อยู่ในแกน d-q แสดงได้ดังรูปที่ 6.18 (ข) และ 19 (ข) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.18 รูปคลื่น v_{sd}^s และ v_{sq}^s ที่คำนวณโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink

(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

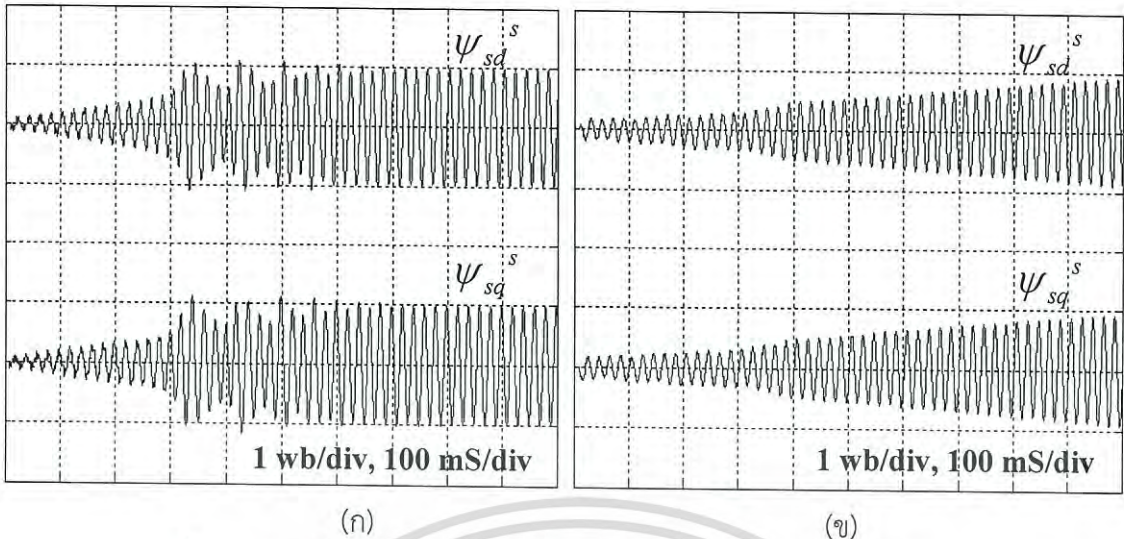


รูปที่ 6.19 รูปคลื่น i_{sd}^s และ i_{sq}^s ที่คำนวณโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink

(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

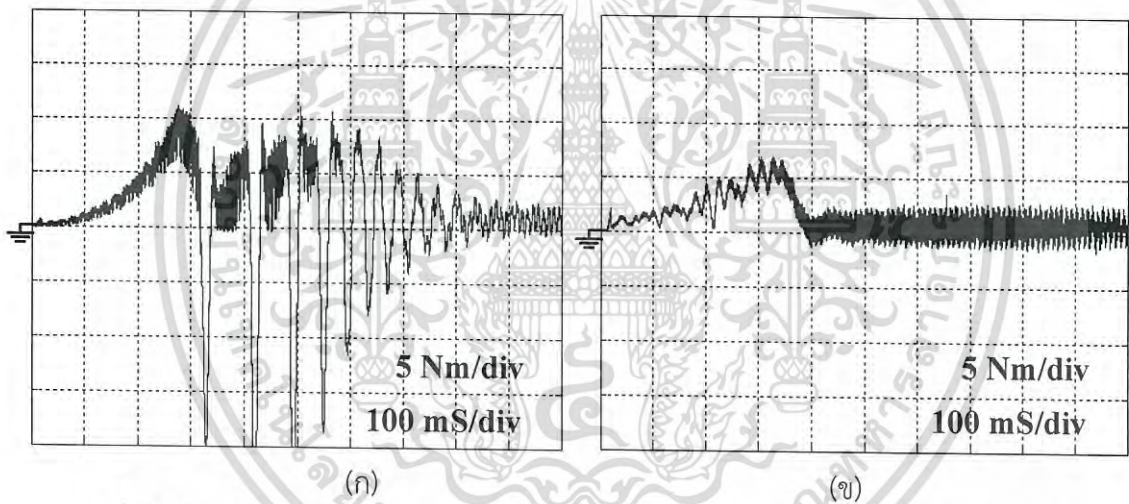
ผลจากการคำนวณทำให้ได้สเตเตอร์ฟลักซ์ทั้งแกน d และ q ทั้งสองวิธีการ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 6.20 และสุดท้ายได้แรงบิดแม่เหล็กที่เกิดจากการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำให้เริ่มหมุนของทั้งสองวิธีการดังแสดงในรูปที่ 6.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.20 รูปคลื่น ψ_{sd}^s และ ψ_{sq}^s ที่คำนวณโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink

(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)



รูปที่ 6.21 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์สามเฟสจากการทดสอบโดยวิธี PCSS และ PWMSS

(ก) กรณีที่ 9 (PCSS) (ข) กรณีที่ 10 (PWMSS)

จากรูปที่ 6.20 เมื่อพิจารณาสเตเตอร์ฟลักซ์ของทั้งสองวิธีการพบว่า ψ_{sd}^s และ ψ_{sq}^s ที่ได้จากวิธีการ PCSS นั้นขณะที่มอเตอร์เริ่มหมุนสเตเตอร์ฟลักซ์ทั้งสองแกนมีการไต่ขึ้นค่อนข้างเร็วและมีการแกว่งซึ่งเป็นผลมาจากกระแสสเตเตอร์มีการกระเพื่อมนั่นเองซึ่งส่งผลต่อแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์ ในขณะที่วิธีการ PWMSS ที่นำเสนอกระแสสเตเตอร์มีความราบเรียบหรือมีการไต่ขึ้นมีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากกว่าและนั่นทำให้สเตเตอร์ฟลักซ์มีความเป็นเชิงเส้นด้วย ซึ่งส่งผลให้แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์มีความราบเรียบและนั่นทำให้การเริ่มหมุนด้วยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอมีความนุ่มนวลกว่าวิธีการเดิม และเมื่อเปรียบเทียบแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากการทดสอบและจากการจำลองที่ได้กล่าวถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทที่ 5 ที่ผ่านมามีผลที่ได้มีความสอดคล้องไปในทิศทางเดียวกันและนั่นยังเป็นการยืนยันผลและความถูกต้องของวิธีการที่นำเสนอว่าสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้

6.4 บทสรุป

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้เริ่มหมุนด้วยวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอนี้ถือได้ว่าเป็นการควบคุมกระแสเริ่มหมุนให้มีความเป็นเชิงเส้นมากกว่าวิธีการเดิมที่มีใช้กันอยู่ทั้งนี้ก็เนื่องจากการปรับขนาดแรงดันโดยใช้วงจร เอซี ซีออปเปอร์ สามเฟสมีความเป็นเชิงเส้น และด้วยวิธีการนี้ทำให้การออกตัวของมอเตอร์มีความนิ่มนวลและลดการกระชากขณะออกตัวได้ดีกว่าวิธีการเดิม ข้อดีอีกประการหนึ่งก็คือการเขียนซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอสามารถสร้างได้ง่าย สะดวกและไม่ซับซ้อนจึงเป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ได้จริงในภาคอุตสาหกรรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

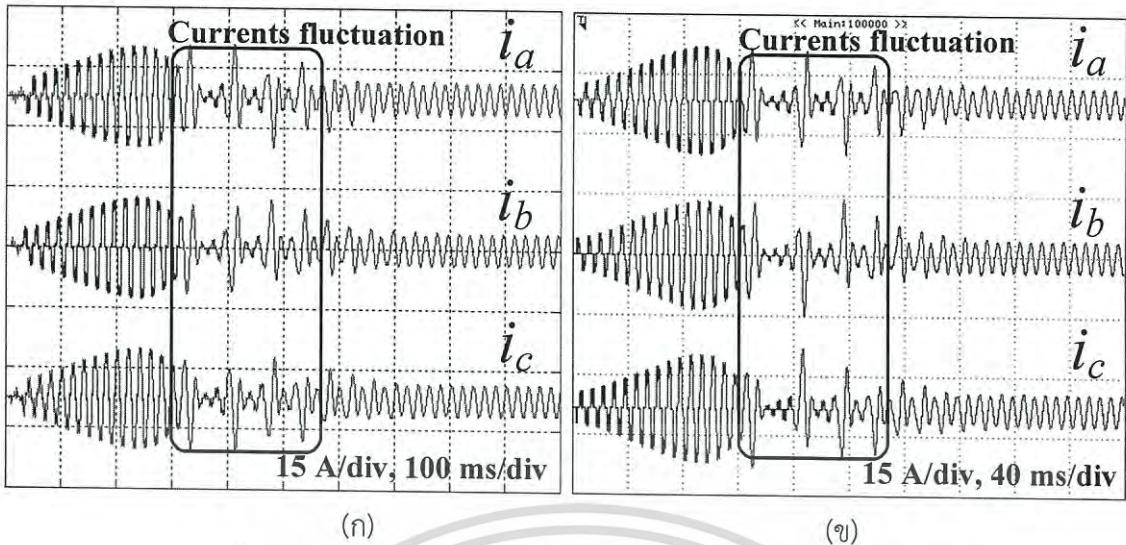
7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการใหม่ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอกให้เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยใช้วงจร เอชซี ซ็อบเปอร์ สามเฟส ที่ใช้สวิตช์แบบสองทิศทางในการสร้างวงจรกำลัง ด้วยวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถสร้างวงจรควบคุมได้ง่าย สะดวก และไม่ซับซ้อนเหมือนวิธีการเดิมที่ผ่านมากล่าวคือ ใช้สัญญาณเพียงหนึ่งคู่ไปควบคุมวงจรกำลังสามเฟสซึ่งสัญญาณที่สร้างขึ้นไม่จำเป็นต้องให้ซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส นอกจากนี้รูปคลื่นกระแสของมอเตอร์ยังเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ซึ่งช่วยลดปัญหาทางด้านคุณภาพกำลังไฟฟ้า ด้วยข้อดีของวิธีการควบคุมที่นำเสนอสามารถปรับขนาดแรงดันตั้งแต่เริ่มต้นไปจนถึงสถานะคงตัวได้แบบเชิงเส้น นั้นทำให้สเตเตอร์ปลั๊กซีมีความเป็นเชิงเส้นตามไปด้วยซึ่งส่งผลดีต่อแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์มีความราบเรียบทำให้มอเตอร์ออกตัวได้นิ่มนวลกว่าวิธีการเดิม ผลการจากจำลองในบทที่ 5 และ ผลจากการทดสอบในบทที่ 6 สามารถยืนยันผลได้อย่างชัดเจน สิ่งที่เพิ่มเติมคือวิธีการที่นำเสนอสามารถกำหนดแรงดันเริ่มต้นและค่าเวลาความได้ง่ายและมีความเป็นเชิงเส้นดีกว่าวิธีการเดิมซึ่งนั้นทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานและพัฒนาสู่งานเชิงพาณิชย์ได้ ซึ่งเมื่อสรุปรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอมีดังต่อไปนี้

- แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกใช้ในการวิเคราะห์สมการแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์ โดยแบบจำลองถูกสร้างจากวงจรสมมูลในแกน d และ q ซึ่งได้พิจารณาทั้งกรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่งซึ่งพบว่ารูปคลื่นแรงบิดแม่เหล็กที่ได้จากสมการของทั้งสองกรอบอ้างอิงนั้นสามารถหาได้เท่ากันซึ่งพิสูจน์ได้ในบทที่ 2 ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้สมการแรงบิดแม่เหล็กจากวงจรสมมูลที่กรอบอ้างอิงแกนนิ่งเนื่องจากสมการมีความง่ายและสะดวกในการสร้างแบบจำลองในการคำนวณในโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งได้ยืนยันผลอีกครั้งในผลการทดสอบในบทที่ 6
- การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยใช้วิธีการควบคุมเฟสซึ่งเป็นวิธีการเดิมนั้นการปรับขนาดแรงดันตั้งแต่เริ่มต้นจนถึงสถานะคงตัวไม่เป็นเชิงเส้นอีกทั้งรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เกิดจากวิธีการนี้มืองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำ อีกทั้งขั้นตอนในการสร้างวงจรควบคุมมุมจุดฉนวนที่สามารถปรับตามแกนเวลาที่มีความยุ่งยาก ซับซ้อน นอกจากนี้ในการกำหนดแรงดันเริ่มต้นยังกำหนดได้ค่อนข้างยากทั้งนี้เนื่องจากภาระเป็นแบบตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ
- การควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยใช้วิธีการ Asynchronous PWM AC Chopper ที่นำเสนอสามารถแก้ปัญหาทางด้านความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสได้ กล่าวคือ รูปคลื่นกระแสที่เกิดจากวิธีการนี้เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ในขณะที่รูปคลื่นแรงดันมีเพียงฮาร์มอนิกอันดับสูงตามความถี่สวิตซ์ซึ่งไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของมอเตอร์ ในขณะที่การกำหนดแรงดัน

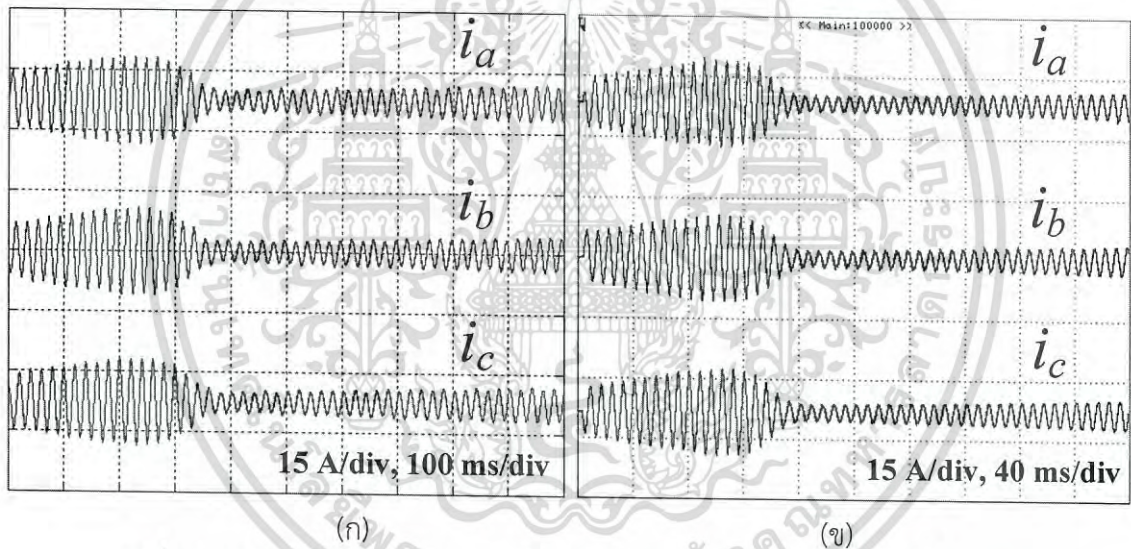
เริ่มต้นสามารถทำได้ง่ายโดยการปรับค่าตัวรีโฆซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ไม่ซับซ้อน และนอกจากนี้ขนาดแรงดันที่ถูกปรับตามแกนเวลานั้นเป็นเชิงเส้น โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้วงจรสวิตช์สองทิศทางนำมาต่อเป็นวงจรกำลังสามเฟสเพื่อใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอกให้ทำการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวล ซึ่งสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมจะใช้สัญญาณเพียงหนึ่งคู่ในการควบคุมวงจรกำลังทั้งสามเฟสและสัญญาณที่สร้างขึ้นไม่จำเป็นต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณแหล่งจ่ายสามเฟส

- การจำลองการควบคุมการเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์สามเฟสแบบนิ่มนวลระหว่างวิธีการเดิมกับวิธีการใหม่ที่น่าสนใจ ทำให้เห็นผลที่ชัดเจนยิ่งขึ้นโดยสรุปได้ว่าวิธีการเดิมที่ทำการควบคุมมอเตอร์เริ่มหมุนแบบนิ่มนวลนั้นหากกำหนดค่าเวลาความชันไม่เหมาะสมแล้วมันส่งผลให้กระแสมอเตอร์มีการกระเพื่อมผลต่อมาทำให้แรงบิดแม่เหล็กมีการแกว่งและนั่นส่งผลกระทบต่อการเริ่มหมุนของมอเตอร์มีการกระตุกก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว ในขณะที่วิธีการ PWMSS ที่น่าสนใจ การกำหนดเวลาความชันให้ยาวนานขึ้นไม่ส่งผลต่อรูปคลื่นกระแสมอเตอร์และนั่นทำให้แรงบิดแม่เหล็กมีความราบเรียบทำให้อัตราการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลมากกว่าวิธีการเดิมซึ่งสามารถยืนยันได้จากผลการจำลอง
- การทดสอบระบบจริงได้สร้างฮาร์ดแวร์ทั้งในส่วนของการใช้วิธีการ PCSS และ วิธีการ PWMSS ที่น่าสนใจ โดยวิธีการเดิมใช้ SCR ต่อแบบ Back to back เป็นวงจรกำลังในขณะที่วิธีการ PWMSS ใช้ไอจีบีทีต่อเป็นแบบสวิตช์สองทิศทางเป็นวงจรกำลัง ทั้งสองวิธีการถูกควบคุมโดยใช้ซอฟต์แวร์ที่เขียนขึ้นโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink (R2012a) และใช้ Tool block ในไลบรารี Embedded Coder ใช้โปรเซสเซอร์ของ Texas Instrument C2000 ในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งโปรแกรมที่เขียนขึ้นโดย Simulink นี้ทำการกำเนิดโค้ดภาษา C ขึ้นมา หลังจากนั้นโปรแกรม Code Composer Studio เวอร์ชัน 5 (CCS5) ถูกใช้ในการคอมไพล์โค้ดภาษา C ของโปรแกรมที่สร้างขึ้นมาลงสู่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320C2000 เพื่อส่งสัญญาณควบคุมฮาร์ดแวร์ที่สร้างขึ้นทั้งสองวิธีการ ผลการทดสอบช่วยยืนยันความถูกต้องของวิธีการที่นำเสนอว่าสามารถควบคุมการทำงานของมอเตอร์ให้ทำการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลได้จริง โดยผลที่ได้มีความสอดคล้องและมีทิศทางไปในทางเดียวกันกับผลจากการจำลองเช่นรูปคลื่นกระแสมอเตอร์และแรงบิดแม่เหล็ก โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่มีการกำหนดค่าเวลาความชันยาวนานเกินไปให้กับวิธีการ PCSS ทำให้รูปคลื่นกระแสมีการกระเพื่อมในขณะที่การกำหนดค่าเวลาความชันเดียวกันนี้ไม่ส่งผลกระทบต่อวิธีการ PWMSS ที่น่าสนใจสามารถยืนยันผลได้จากรูปที่ 7.1 และ 7.2 ตามลำดับในขณะที่แรงบิดแม่เหล็กที่เกิดจากการกำหนดค่าเวลาความชันยาวนานเกินไปแสดงผลได้ดังรูปที่ 7.3 และ 7.4 ตามลำดับ



รูปที่ 7.1 กระแสริ้วหมุ่นของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PCSS

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดสอบ

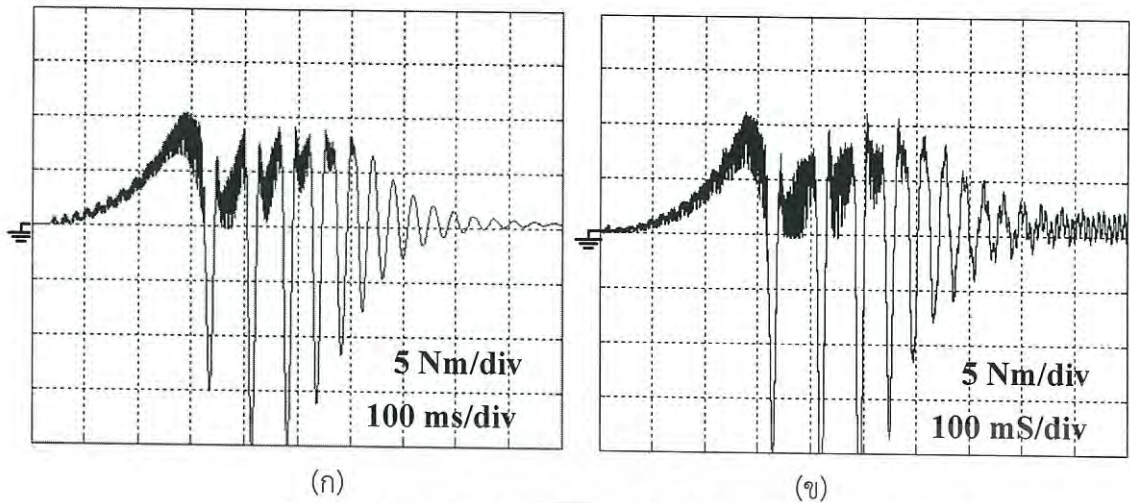


รูปที่ 7.2 กระแสริ้วหมุ่นของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดสอบ

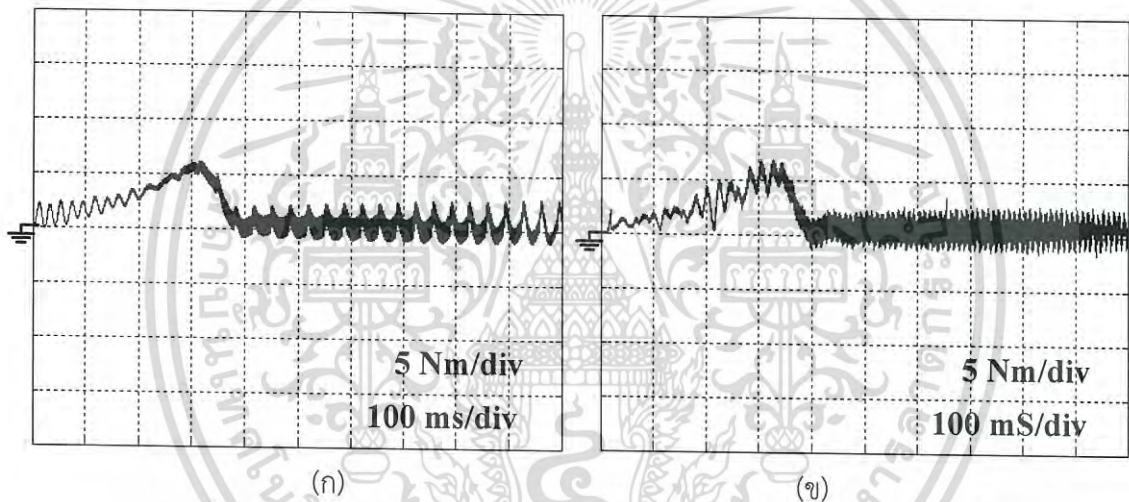
- ทดสอบวิธีการประมาณค่าแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้การเก็บข้อมูลรูปคลื่นแรงดันและกระแสจริงที่ได้จากการบันทึกผลในการทดสอบจริง หลังจากนั้นทำการแปลงข้อมูลในรูป ASCII file ให้อยู่ในรูป MATH file เพื่อนำข้อมูลแรงดันและกระแสจริงทั้งหมดไปคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งผลที่ได้ทำให้ทราบพฤติกรรมของมอเตอร์ที่เกิดจากกระแสในรูปที่ 7.1 และ 7.2 ซึ่งสามารถแสดงผลได้จากรูปที่ 7.3 และ 7.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.3 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PCSS

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดสอบ

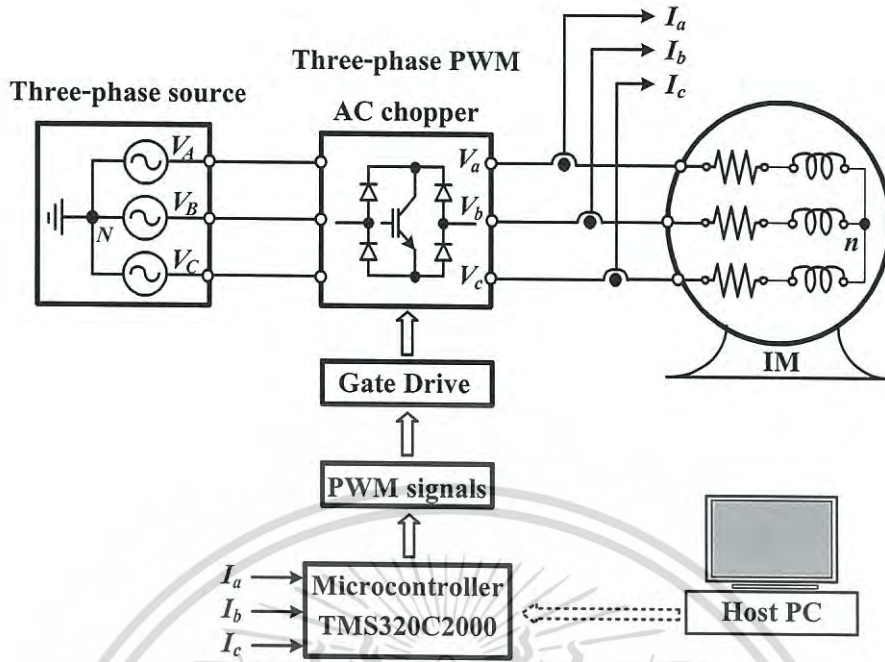


รูปที่ 7.4 แรงบิดแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยวิธี PWMSS ที่นำเสนอ

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดสอบ

7.2 ข้อเสนอแนะ

- เมื่อพิจารณาทางด้านอินพุทของวงจร เอซี ซีออปเปอร์ สามเฟสแล้วพบว่ารูปคลื่นกระแสมีความผิดเพี้ยนตามความถี่สวิตชิ่งซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อระบบอื่นๆ ดังนั้นอาจแก้ปัญหาด้วยการต่อวงจรฟิลเตอร์ด้านหน้าเพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากวงจร เอซี ซีออปเปอร์
- เนื่องจากวิธีการ PWMSS ที่นำเสนอ ยังเป็นแบบวงรอบเปิดดังนั้นแม้จะสามารถลดกระแสชั่วขณะเริ่มหมุนให้กับมอเตอร์ได้ แต่กระแสมอเตอร์ก็ยังมีค่าพุ่งขึ้นไป 2 เท่าของกระแสปกติ ดังนั้นหากมีการตรวจจับกระแสมอเตอร์เพื่อมาทำเป็นวงรอบปิดดังรูปที่ 7.5 ที่สามารถควบคุมแอมพลิจูดของกระแสได้ ก็จะเป็นอีกงานวิจัยหนึ่งที่น่าสนใจ



รูปที่ 7.5 ระบบควบคุมการเริ่มหมุนแบบนิ่มนวลโดยวิธีการ PWMSS ที่มีการตรวจจับกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Venkata V. Sastry, M. Rajendra Prasad and T. V. Sivakumar, "Optimal Soft Starting of Voltage-Controller-Fed IM Drive Based on Voltage Across Thyristor", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 6, 1997.
- [2] G. Zenginobuz, I. Cadirci, M. Ermis and C. Barlak, "Performance Optimization of Induction Motors During Voltage-Controlled Soft Starting", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 19, Issue 2, pp. 278-288, 2004.
- [3] Bilal Saracoglu, Murat Kale and Engin Ozdemir, "A novel Technique for Optimal Control of Induction Motor Fed By PWM IGBT AC Chopper", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf., Vol. 5, pp. 3353-3358, 2004.
- [4] Hamdy A. Ashour and Rania A. Ibrahim, "Implementation and Analysis of Microcontroller Based Soft Starters for Three Phase Induction Motor", The International Conference on Computer as a Tool, EUROCON 2007, pp. 2193-2199, 2007.
- [5] G. Bhuvanewari, Chares S and Manjula G. Nair, "Power Quality Studies on a Soft-start for an Induction Motor", IEEE/PES 2008 Transmission and Distribution Conf., pp. 1-6, 2008.
- [6] Deniz Yildirim and Murat Bilgic, "PWM AC Chopper Control of Single-Phase Induction Motor for Variable-Speed Fan Application", IEEE Industrial Electronics 34th Annual Conf., pp. 1337-1342, 2008.
- [7] Jose Thankachan and Saly George, "A Novel Switching Scheme for Three Phase PWM AC Chopper Fed Induction Motor", IEEE 5th Proc. IICPE 2012, pp. 1-4, 2012.
- [8] A.N. Arvindan, "Investigation for Power Quality in PWM AC Controller Feeding a 3-Phase 3-Wire Wye Load", IEEE 2nd Proc. ICEES 2014 , pp. 194-201, 2014.
- [9] Li Kai, Chen Xinglin and Wang Yan , " Analysis of Thyristor Controlled Induction Motors Based on VVCF", Proc. of the Eighth International Conf. on Electrical Machines and Systems, vol.1, pp. 115-118, Sep. 2005.

- [10] Li Shue and Fu Chao, “**Design and Simulation of Three-Phase AC Motor Soft-Start**”, Proc. of 3rd International conf. on Intelligent System Design and Engineering Applications, vol. 1, pp. 554-557, Jan. 2013.
- [11] Charles S. and C. Vivekanandan , “**Modelling and Power Quality Enhancement of Induction Motor with Soft Starter using Synchronous Reference Frame Theory**”, Proc. of International conf. on Sustainable Energy and Intelligent Systems, vol. 1, pp. 47-51, Jul. 2011.
- [12] Raúl Gregor, Guido Valenzano, Jorge Rodas , José Rodríguez-Piñero and Derlis Gregor, “**Design and Implementation of an FPGA-based Real-time Simulator for a Dual Three-Phase Induction Motor Drive**”, Journal of Power Electronics, Vol. 16, No. 2, pp. 553-563, March 2016.
- [13] B. K. Bose, “**Modern Power Electronics and AC Drives**”, Prentice-Hall, 2002.
- [14] M. H. Rashid, “**Power electronics: Circuits, Devices and Applications**”, Prentice-Hall, 2004.
- [15] G. Zenginobuz, I. Cadirci, M. Ermis and C. Barlak, “**Soft Starting of Large Induction Motors at Constant Current With Minimized Starting Torque Pulsations**”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 37, No. 5, pp. 1334-1347, 2001.
- [16] F. M. Bruce, et al, “**Reduced-voltage starting of squirrel-cage induction motors**”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no.1, pp.46- 55, 1984.
- [17] Y.X. Yuan, Z.Z. Xia, and Y.L. Wang, et al., “**A soft starter of three phase asynchronous motor**”, IEEE PESC Conf., pp. 563-567, 2007.
- [18] J. Larabee, B. Pellegrino, and B. Flick, “**Induction motor starting methods and issues**”, IEEE PCICON Conf., pp. 217-222. 2005.
- [19] A. Nied, J. Oliveira, and R.F. Campos, et al., “**Soft starting of induction motor with torque control**”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-46, no.3, pp. 1002-1010, 2010.
- [20] Chia-Chou Yeh, Nabeel A. O. Demerdash, “**Fault-tolerant soft starter control of induction motors with reduced transient torque pulsations**”, IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 24, No. 4, Dec. 2009.

- [21] M. G. Solveson, B. Mirafzal, and N. A. O. Demerdash, "Soft-started induction motor modeling and heating issues for different starting profiles using a flux linkage ABC frame of reference", IEEE Trans Ind. Appl., vol. 42, no. 4, pp. 973-982. Jul/Aug. 2006.
- [22] D. Gritter, D. Wang, and T. G. Habetler, "Soft starter inside delta motor modeling and its control", in Proc. Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, vol. 2, pp. 1137-1141. Oct. 2000.
- [23] Juxing Yang ,Shoudong Shi, Shibin Ren,Enfeng Cai, Jingbo Zhou, "A Study of Fuzzy Control Algorithm Applying to Induction Motor Soft-starter", in Proc. International conf. on Systems and Informatics, vol.1, pp. 347-350, May 2012.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Journal of Electrical Engineering & Technology

Electric Power Engineering

- Wind Power Interval Prediction Based on Improved PSO and BP Neural Network
..... Jidong Wang, Kaijie Fang, Wenjie Pang and Jiawen Sun 989
- Optimal Placement of Phasor Measurement Unit for Observation Reliability Enhancement
..... Van-Khoi TRAN, He-sheng ZHANG and Van-Nghia NGUYEN 996
- Active and Reactive Power Control of ESS in Distribution System for Improvement of Power Smoothing Control
..... Seong-Su Shin, Joan-Seak Oh, Su-Hyeong Jang, Jae-Hun Cha and Jae-Eon Kim 1007
- Detection of Voltage Sag using An Adaptive Extended Kalman Filter Based on Maximum Likelihood
..... Yanhui Xi, Zewen Li, Xiangjun Zeng and Xin Tang 1016
- Hybrid BFFSO Approach for Effective Tuning of PID Controller for Load Frequency Control Application in an Interconnected Power System
..... S.Anbarasi and S. Muradidharan 1027
- An Investigation Into the Impact of Limiting Carbon Emissions on the Korean Power System and the Electricity Market
..... Changseob Kim and Hyeongan Park 1038
- The Study on the Efficient HVDC Capacity Considering Extremely Low Probability of 765kV Double Circuit Transmission Lines Trip
..... Bang-Soo Moon, Boyung Ko and Jin-San Choi 1046
- Enhanced Markov-Difference Based Power Consumption Prediction for Smart Grids
..... Yiwen Le and Jinghan He 1053
- Dynamic Economic Dispatch for Microgrid Based on the Chance-Constrained Programming
..... Daizheng Huang, Lingling Xie and Zhihui Wu 1064

Electric Machinery and Power Electronics

- Modelling of Magneto-Elastic Phenomena in Inductive Dynamic Drive
..... Piotr Jankowski 1073
- Improved DC Model and Transfer Functions for the Negative Output Elementary Super Lift Luo Converter
..... Faqiang Wang 1082
- Comparison of Starting Current Characteristics for Three-Phase Induction Motor Due to Phase-control Soft Starter and Asynchronous PWMAC Chopper
..... Veera Thanyaphirak, Vjiti Kinnares and Anantawat Kunakorn 1090

THE KOREAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Comparison of Starting Current Characteristics for Three-Phase Induction Motor Due to Phase-control Soft Starter and Asynchronous PWM AC Chopper

Veera Thanyaphirak[†], Vijit Kinnares* and Anantawat Kunakorn*

Abstract – This paper presents the comparison of starting current characteristics of a three-phase induction motor fed by two types of soft starters. The first soft starter under investigation is a conventional AC voltage controller on the basis of a phase-control technique. The other is the proposed asynchronous PWM AC chopper which is developed from the conventional synchronous PWM AC chopper. In this paper, the proposed asynchronous PWM AC chopper control scheme is developed by generating only two asynchronous PWM signals for a three-phase main power circuit (6 switching devices) from a single voltage control signal which is compared with a single sawtooth carrier signal. By this approach, the PWM signals are independent and easy to implement since the PWM signals do not need to be synchronized with a three-phase voltage source. Details of both soft starters are discussed. The experimental and simulation results of the starting currents are shown. It is found that the asynchronous PWM AC chopper efficiently works as a suitable soft starter for the three-phase induction motor due to that the starting currents are reduced and are sinusoidal with less harmonic contents, when being compared with the starting current waveforms using the conventional phase-control starting technique. Also the proposed soft starter offers low starting electromagnetic torque pulsation.

Keywords: Soft starter control, Asynchronous PWM, AC chopper, Induction motor

1. Introduction

High starting current of a three-phase induction motor (TPIM) is a significant problem in an industrial power system due to that the starting current is about to 5-7 times the rated motor current with a Direct On-Line (DOL) starting method. As a consequence it causes supply voltage dips which can adversely affect to other equipment connected to the power grid. To control the magnitude of the motor starting current, there are several soft start techniques which are used commercially. A soft starter with a phase-control technique is a popular technique because of circuit simplicity and convenient implementation [1-4]. The principle of the phase-control technique is based on varying the firing angle of two electronic switching devices (usually, Silicon Control Rectifier, SCR) so that the motor voltage waveforms can be adjusted [2, 3]. However, the significant disadvantages of this soft starter are effects on the output voltage and current waveforms in terms of harmonic contents with high distortion and low harmonic orders [2, 3] resulting in derating of the induction motor.

To overcome waveform distortion issue of the phase-control starter, the active power filter can be employed for improving the power quality from the phase-control technique with the additional cost in the system [5, 6]. There are alternatives in controlling the starting current of the motor. A PWM AC chopper is a suitable candidate technique since this technique offers less harmonic contents in the motor voltages and currents when being compared with the harmonic contents from the conventional phase-control technique [7-10].

In this paper, the comparison of starting current of a TPIM with a conventional phase-control soft starter and with the proposed asynchronous PWM AC chopper technique is detailed. It is noted that a soft start control scheme of the proposed asynchronous PWM AC chopper is developed so that the motor starting current can be reduced. The harmonic contents in supply voltages and currents are concerned when using the PWM AC chopper as a soft starter. The starting current of the TPIM using the proposed asynchronous PWM AC chopper soft-starter or “PWM Soft Starter (PWMSS)” is compared with the starting current of a “Direct On-line Control (DOC)” and the starting current of a “Conventional Phase-Control Soft-Starter (PCSS)”. Various parameters such as starting voltage and ramp time are set in the scheme to observe the response of the control algorithm. Starting current and starting up time of the motor with PWMSS are considered from simulation results and experimental results.

[†] Corresponding Author: Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. (veeramuti@gmail.com)

* Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. (kkwijit, kkananta}@kmitl.ac.th)

Received: July 29, 2016; Accepted: December 19, 2016

2. Dynamic Model of Induction Motor

The block diagram of a system in synchronously rotating reference frame with three-phase input voltage and three-phase output current transformations is illustrated in Fig. 1 [11, 14]. It consists of 3ϕ to $d-q$ transformation for voltage, $d-q$ to 3ϕ transformation for current and induction motor model block diagram. The $d-q$ axes dynamic equivalent circuits for the induction motor model are shown in Fig. 2(a) and (b) [11]. The q -axis and d -axis stator voltage and rotor voltage equations can be written as (1), (2), (3), and (4), respectively [11].

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_e \psi_{sd} \tag{1}$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_e \psi_{sq} \tag{2}$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + (\omega_r - \omega_e) \psi_{rd} \tag{3}$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - (\omega_r - \omega_e) \psi_{rq} \tag{4}$$

The flux linkage equations of the current term can be derived as (5)-(10).

$$\psi_{sq} = L_{\sigma} i_{sq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) \tag{5}$$

$$\psi_{sd} = L_{\sigma} i_{sd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) \tag{6}$$

$$\psi_{rq} = L_{\sigma} (i_{sq} + i_{rq}) \tag{7}$$

$$\psi_{rd} = L_{\sigma} (i_{sd} + i_{rd}) \tag{8}$$

$$\psi_{rd} = L_{\sigma} i_{rd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) \tag{9}$$

$$\psi_{sd} = L_{\sigma} (i_{sd} + i_{rd}) \tag{10}$$

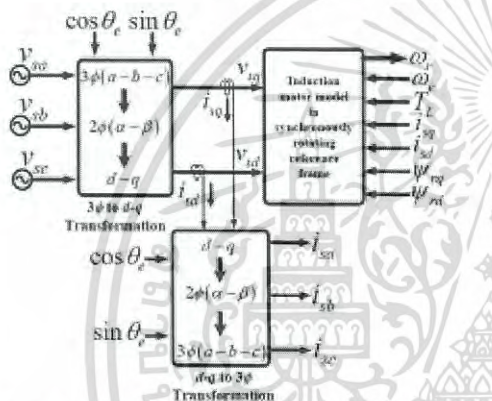


Fig. 1. Synchronously rotating reference frame machine model with input voltage and output current transformations

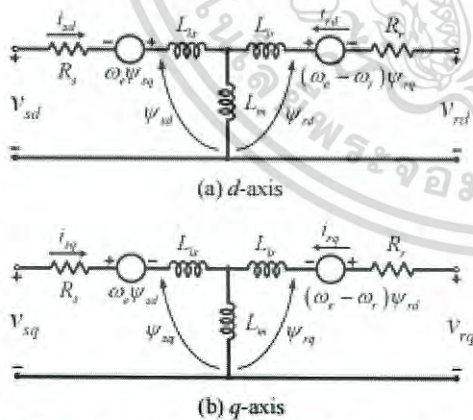


Fig. 2. Dynamic equivalent circuits of induction motor in $d-q$ axes synchronously rotating reference frame

The flux linkage equations from (5)-(10) can be substituted to the stator and the rotor voltage equations (1)-(4). Then, the relationship between voltages and currents can be given as the matrix equation (11). Therefore, the stator currents and the rotor currents of both axes can be given by inverse matrix equation (11) and can be written as (12).

$$\begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \\ v_{rq} \\ v_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_{\sigma} & \omega_e L_{\sigma} & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_{\sigma} & R_s + SL_{\sigma} & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & SL_m & (\omega_r - \omega_e) L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \tag{11}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_{\sigma} & \omega_e L_{\sigma} & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_{\sigma} & R_s + SL_{\sigma} & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & SL_m & (\omega_r - \omega_e) L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \\ v_{rq} \\ v_{rd} \end{bmatrix} \tag{12}$$

where S is the Laplace operator. For an induction motor, $v_{sq} = v_{rd} = 0$. Knowing the inputs v_{sd} , v_{rd} and ω_e , the currents i_{sq} , i_{sd} , i_{rq} and i_{rd} can be solved from (12). The rotor speed (ω_r) in (11) cannot be treated as a constant during startup and transient conditions. The electromagnetic torque can be derived as (13).

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \tag{13}$$

The stator currents in $d-q$ axes from (12) can be transformed to three-phase stator currents using the $d-q$ to the 3ϕ transformation block diagram as shown in Fig. 1 which can be derived as the matrix Eq. (14).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (14)$$

where θ_r is the angle of angular speed in synchronously rotating reference frame. When considering the dynamic model in the synchronously rotating frame, for a given motor, stator current depends on rotor speed and stator voltage. During startup, high starting current can be reduced with reduced stator voltage. If three-phase motor voltage waveforms are non-sinusoidal, stator currents are affected. The motor dynamic model in the synchronously rotating frame is performed on Matlab/Simulink for digital simulation. In this paper, the simulation results in terms of starting current and electromagnetic torque will be compared with the experimental results for all techniques.

3. Conventional Phase-Control Soft Starter

In this section, a phase-control technique which is used as a soft starter for the TPIM is briefly introduced. The PCSS is considered as the control and variation of input voltages which are supplied to the motor. The main power circuit of the PCSS is illustrated in Fig. 3. In this technique, three-phase soft starter control signals are generated so that the variation of voltages which are applied to the motor can be achieved. It is noted that the control signals must be synchronized with the three-phase voltages source, and depend on a firing angle (α). A sample waveform set at firing angle of 30 degrees ($\alpha = 30^\circ$) of three-phase back-to-back-connected thyristors is illustrated in Fig. 4.

When the α value is varied from 0° to 150° , the rms value of the output voltage ($V_{o,rms}$) supplied to the TPIM is changed and can be derived as follows [12].

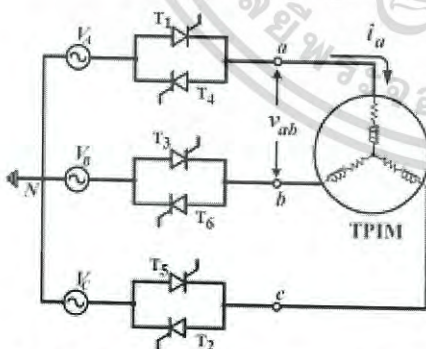


Fig. 3. Power circuit configuration of PCSS

For $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$:

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi - \alpha}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right)} \quad (15)$$

For $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$:

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3 \sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right)} \quad (16)$$

For $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$:

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right)} \quad (17)$$

The sample line voltage and phase current waveforms for PCSS are shown in Fig. 5(a) and (b), respectively. Both waveforms are non-sinusoidal. Also the motor current is discontinuous resulting in electromagnetic torque pulsation.

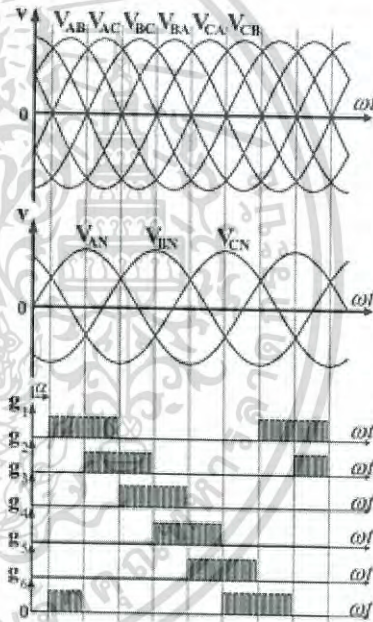


Fig. 4. Gate signals synchronized with the three-phase voltages source

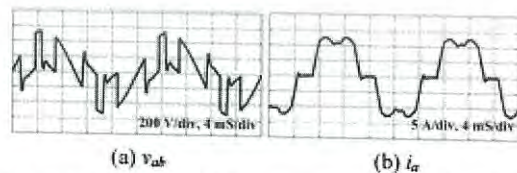
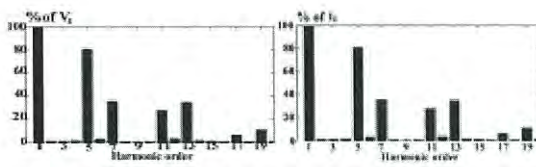


Fig. 5. Line voltage and phase current waveforms for PCSS



(a) Harmonic spectrum of v_{0s} (b) Harmonic spectrum of i_0
 Fig. 6. Line voltage and phase current spectra for PCSS

The corresponding peak harmonic contents normalized with the fundamental are shown in Fig. 6(a) and (b). The disadvantage of this technique is that low order harmonic contents which are 5th, 7th, 11th, 13th, etc. are present.

4. Proposed Asynchronous PWM AC Chopper Configuration

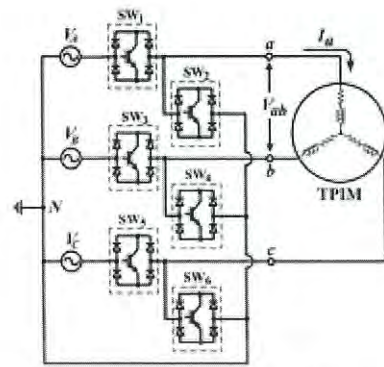
From the previous section, it showed that the voltage and current waveforms contain low order harmonic contents. In this section, a candidate approach as a soft starter for the TPIM is proposed. This approach is an application of a power converter circuit which is so-called a PWM AC chopper. The advantage of the PWM AC chopper is the elimination on harmonic contents in output voltage and current waveforms. The soft starter technique which is developed from the PWM AC Chopper is named as the PWM Soft Starter (PWMSS). The main power circuit of PWMSS is shown in Fig. 7(a).

As shown in Fig. 7(a), the power bidirectional switches ($SW_1 - SW_6$) are used for control of power flow between a source and the TPIM load. The PWM signals (Fig. 7(b)) are used for controlling all power bidirectional switches. A common asynchronous PWM signal is used for SW_1, SW_3 and SW_5 whilst a common inverting asynchronous PWM signal is used for SW_2, SW_4 and SW_6 . This technique is very useful since the AC chopper does not require three-phase voltage signals for generating PWM signals due to that the three-phase PWM signals do not need to be synchronized with a three-phase voltage source.

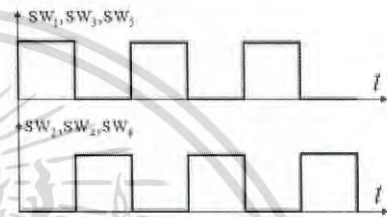
Fig.8 illustrates per phase motor voltage waveform and PWM signal function ($f_{PWM}(t)$) [13] which is the signal for SW_1, SW_3 and SW_5 . The chopping voltage can be calculated by multiplying between a supply voltage and a PWM signal function ($f_{PWM}(t)$). The PWM signal function can be expressed in Fourier series as

$$f_{PWM}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \omega_c t + b_n \sin n \omega_c t) \quad (18)$$

where a_0 is the DC component, a_n and b_n are the Fourier components, n is the harmonic order and ω_c is the angular carrier frequency. a_0 , a_n and b_n can be derived as (19)-(22) [13].



(a) Power circuit configuration



(b) PWM signals for controlling $SW_1 - SW_6$.

Fig. 7. Power circuit and PWM signals for the proposed PWMSS

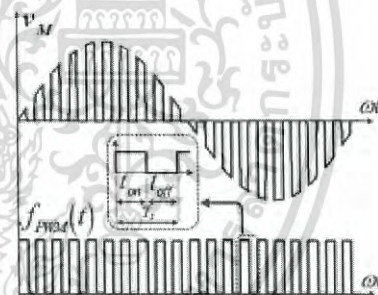


Fig. 8. Motor voltage waveform and PWM signal function

$$a_0 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{\hat{V}_{cwm}}{\hat{V}_{m}} = D \quad (19)$$

$$a_n = \frac{1}{n\pi} \sin(2n\pi D) \quad (20)$$

$$b_n = -\frac{1}{n\pi} [1 + \cos(2n\pi D)] \quad (21)$$

$$c_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \quad (22)$$

where t_{on} is the on-time period, t_{off} is the off-time period, T_s is the switching time, \hat{V}_{cwm} is the peak value of the

control voltage, \hat{V}_{cr} is the peak of the carrier signal and D is the duty ratio which is a ratio of the peak control voltage to the peak value of the sawtooth carrier signal. Therefore, the per phase chopping voltage supplied to the motor can be expressed as

$$v_M(t) = v_s(t) \cdot f_{PWM}(t) = V_m \sin \omega t \cdot f_{PWM}(t) \quad (23)$$

Substituting $f_{PWM}(t)$ from (18) into (23) yields

$$v_M(t) = a_0 V_m \sin(\omega t) + \sum [a_n V_m (\cos n \omega_c t \cdot \sin \omega t) + b_n V_m (\sin n \omega_c t \cdot \sin \omega t)] \quad (24)$$

The chopping voltage consists of the fundamental component and the high frequency harmonic components. Therefore, when those are filtered, the fundamental phase voltage of the motor can be expressed as (25) which is linearly proportional to the D value [13].

$$v_{M1} = a_0 V_m \sin \omega t = D \cdot V_m \sin \omega t \quad (25)$$

In the control scheme, the proposed PWMSS uses a comparison between a voltage signal and a carrier signal for generating PWM signals. In order to use the three-phase PWM AC chopper for a soft starter control with the motor, the motor phase voltage can be varied by controlling on-time and off-time of bidirectional $SW_1 - SW_6$ thus varying the D value of the PWM signals. The bidirectional SW_1, SW_3 and SW_5 are alternately operated with the bidirectional SW_2, SW_4 and SW_6 . The scheme for generating the asynchronous PWM signals is shown in Fig. 9.

In this paper, the concept for PWMSS is varying the motor phase voltage from the initial voltage to the rated voltage with a given ramp time resulting in linearly increase of the duty ratio (D) with the time. The smooth change in the motor voltage is possible. Profiles of the voltage ramp can be shown in Fig. 10. In the initial condition, the D value is set at the initial value (% of rated voltage). Therefore, the initial voltage value supplied to the motor is low. As a consequence, the motor starting current is low too. Then the D value is gradually linearly increased resulting in gradually increased motor starting voltage and current. Until the steady-state condition, the D value is increased to the final value of 100%. As a consequence the bidirectional SW_1, SW_3 and SW_5 are operated at on state all times. Before the motor speed approaches the synchronous

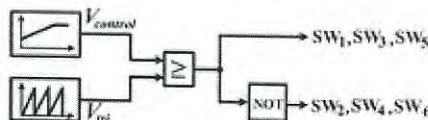


Fig. 9. Block diagram of asynchronous PWM generation

speed, the motor current are suddenly decreased. Eventually the motor is operated at the rated voltage. According to a given voltage ramp from Fig. 10, PWM signals are varied as shown in Fig. 11. As can be seen, the pulse width of the PWM signal for SW_1, SW_3 and SW_5 is increased from initial to final due to an increase in the D value.

The sample line voltage waveform using the proposed asynchronous PWMSS is shown in Fig. 12(a), and it is found that the waveform is chopped in sinusoidal. This type of the waveform contains high order harmonic contents depending on a switching frequency of PWM signals. As a results the motor current waveform is nearly sinusoidal as shown in Fig. 12(b). When being compared with the output current waveform of the PCSS as in Fig. 5(b), it is obviously found that the proposed PWMSS gives the less distortion level in terms of output current waveforms. It is implied that the proposed PWMSS offers low electromagnetic torque pulsation for the motor. The

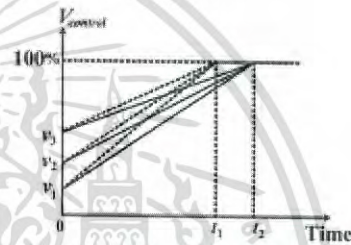


Fig. 10. Profile of voltage control ramp for case studies (case 3-8)

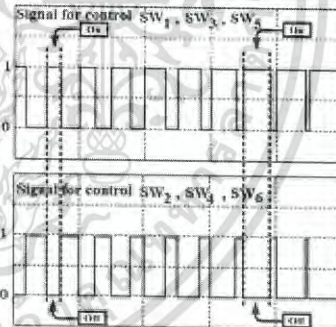


Fig. 11. Corresponding variation of PWM signals during start up

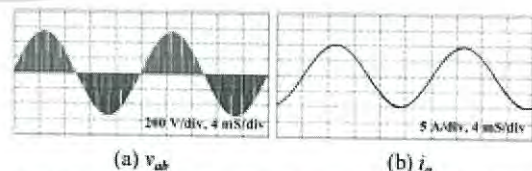


Fig. 12. Line voltage and phase current waveforms for the proposed asynchronous PWMSS

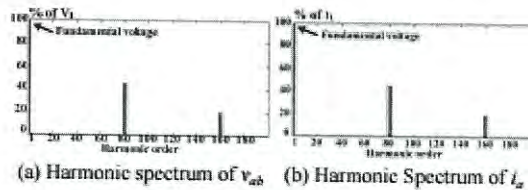


Fig. 13. Line voltage and phase current spectra for the proposed asynchronous PWMSS

corresponding line voltage and current spectra are shown in Fig. 13(a) and (b), respectively.

5. Simulation and Experimental Results

In previous sections, a concept of PCSS and PWMSS with their control scheme to reduce starting current of the TPIM was discussed. From simulation results, it has been found that the PWMSS has a capability in eliminating the harmonic contents in the motor current waveforms. To investigate the usefulness of these two techniques in controlling the starting currents of the TPIM, 8 case studies are investigated as follows:

- Case 1: "Direct On-line Control (DOC)"
- Case 2: "Conventional Phase-Control Soft-Starter (PCSS)"
- Cases 3,4,5,6,7 and 8 : "PWM Soft Starter (PWMSS)" with different set up parameters as follows.
- Case 3: The initial voltage is set at 20% (v_1) and the ramp time is set at 0.3 s (t_1).
- Case 4: The initial voltage is set at 20% (v_1) and the ramp time is set at 0.5 s (t_2).
- Case 5: The initial voltage is set at 30% (v_2) and the ramp time is set at 0.3 s (t_1).
- Case 6: The initial voltage is set at 30% (v_2) and the ramp time is set at 0.5 s (t_2).
- Case 7: The initial voltage is set at 40% (v_3) and the ramp time is set at 0.3 s (t_1).
- Case 8: The initial voltage is set at 40% (v_3) and the ramp time is set at 0.5 s (t_2).

The parameters of the motor under investigation are obtained from conventional testing procedures such as a short circuit test, an open circuit test and an acceleration test. The motor details are shown in Table 1. The motor is used as a load for three different starting techniques which are DOC, PCSS and PWMSS. In all these 8 case studies, starting currents are measured by YOKOGAWA PZ4000 Power Analyzer. Computer simulations on MATLAB / Simulink in all case studies are also performed in order to study correctness of setting a testing bench.

5.1 Case 1: DOC

The first case study is to use DOC with the TPIM. The

Table 1. Parameters of the TPIM

Power	Voltage	Current	Frequency	Poles	Speed
2.2kW	220/380 V	8.6/5 A	50 Hz	4	1,420 rpm
R_s	R_r	L_s	L_r	L_m	J
3.67 Ω	2.50 Ω	12.23 mH	12.23 mH	232 mH	0.032 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$

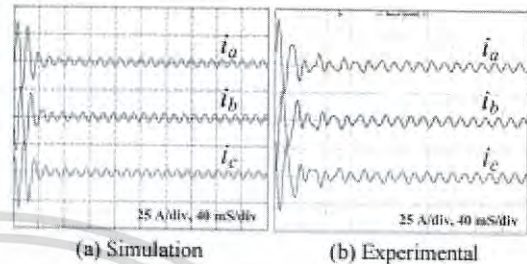


Fig. 14. Three-phase starting currents using DOC (case 1)

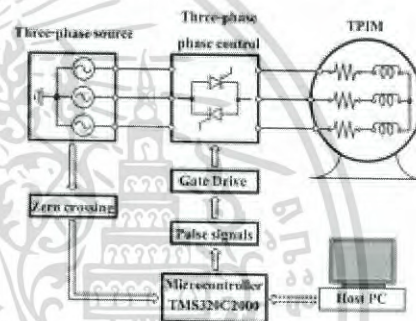


Fig. 15. Testing system of PCSS

motor parameters are applied in the simulation circuit on MATLAB/Simulink. The simulation and experimental results are shown in Fig. 14 (a) and (b), respectively. They are in good agreement which confirm the correctness of the motor parameters obtained from the tests in Table 1. Additionally, the amplitude of the motor starting currents is around 35 A (peak value), and the time to reach the steady-state condition is about 0.1 s.

5.2 Case 2: PCSS

The second case is to use PCSS with the TPIM. There are several parameters in PCSS which should be addressed such as initial voltages and the ramp time. These parameters have an effect in the starting current of the motor. To include these parameters into the testing bench, a control algorithm is developed on the basis of a TMS320C200 microcontroller. To implement PCSS correctly, simulations have to be performed to adjust parameters of the PCSS. The test bench for the PCSS is set up as illustrated in Fig. 15.

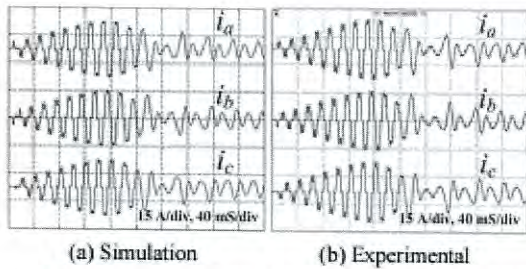


Fig. 16. Three-phase starting currents using PCSS (case 2)

As being mentioned, the starting voltage and the ramp time of PCSS can be varied, and can affect the starting current characteristics of the TPIM. For example, the starting voltage is set at 20% (v_1) of rated voltage and the ramp time is set at 0.5 Sec (t_2). The firing angle (α) used in setting the initial voltage value is calculated from equation (17). The simulation results and the experimental results are shown in Fig. 16(a) and (b), respectively. The three-phase starting currents of the simulation results are in accordance with the experimental results. These results confirm the correctness of the motor parameters and the control scheme. Additionally, the amplitude of the motor starting currents using the PCSS is around 15 A (peak value), and the time to reach the steady-state condition is about 0.4 s. Therefore, this technique can reduce the amplitude of the motor starting currents when being compared with the DOC.

5.3 Cases 3,4,5,6,7 and 8 : proposed asynchronous PWMSS

Other cases are to use the proposed PWMSS with the TPIM. The initial voltage and the ramp time are also parameters which can affect the starting current characteristics of the motor. The setting of these parameters are also taken into account when employing a TMS320C200 microcontroller as a control unit for a test bench.

The test bench for confirming the proposed PWMSS using the digital technique is constructed and illustrated in Fig. 17. The host pc is used for as a source to implement the control circuit with C-Language programming code with a MATLAB/Simulink toolbox. Then, the Code Composer Studio version 4 (CCS4) is used for compiling the C code program to a microcontroller board with a TMS320C2000 slave digital signal processor. The microcontroller generates the asynchronous PWM signals which are sent to gate drive circuits to control the three-phase PWM chopper. A switching frequency of the PWMSS is set at 4 kHz. The three-phase bidirectional switches are constructed from IGBT discrete modules and fast-recovery power diodes. Fig.18 shows the experimental setup.

The motor starting currents of the simulation results and the experimental results (case 3-8) using PWMSS are illustrated in Figs. 19-24, respectively. They are in good

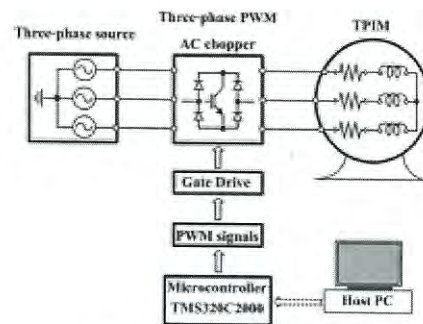


Fig. 17. Proposed system



Fig. 18. Proposed hardware system and PZ4000 power analyzer

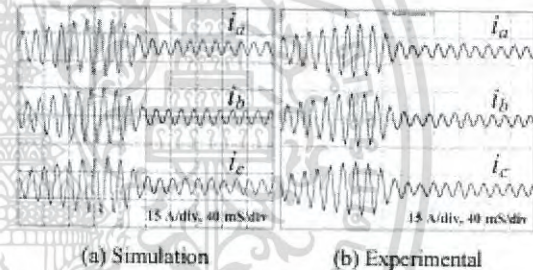


Fig. 19. Three-phase starting currents using PWMSS (case 3)

agreement which confirms the correctness of the proposed PWMSS.

The comparison between the results in case 3 and case 4 are shown in Figs. 19 and 20. It can be seen that the amplitudes of currents for case 4 are lower than those of case 3 since the ramp time for case 4 is longer than that for case 3. While, the results of the motor starting currents in case 5, case 6, case 7 and case 8 show that the time to the steady-state condition of the motor currents is dependent on the ramp time which is set in the microcontroller. It is found that the amplitudes of the initial starting currents of case 3 are the same as those of case 4 because the starting voltage of the both cases are set equally. The initial starting currents from case 5, case 6, case 7 and case 8 are also equal. However, if the set value of the initial starting voltage is about 40% (case 7 and 8), the PWMSS is not functioned as a soft-starter because the amplitudes of the

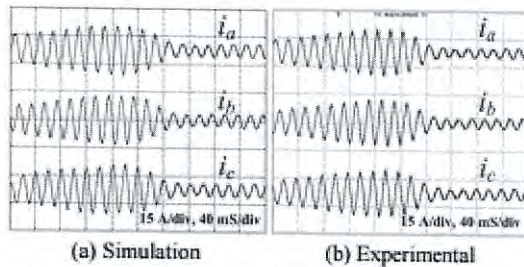


Fig. 20. Three-phase starting currents using PWMSS (case 4)

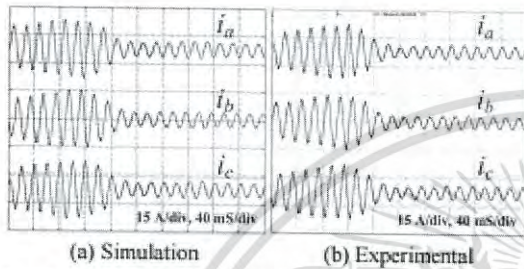


Fig. 21. Three-phase starting currents using PWMSS (case 5)

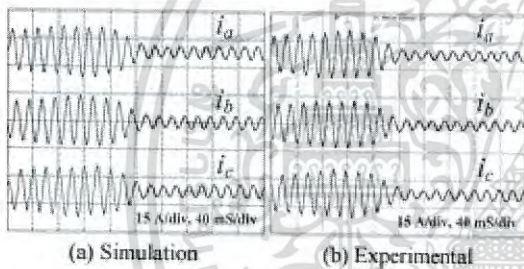


Fig. 22. Three-phase starting currents using PWMSS (case 6)

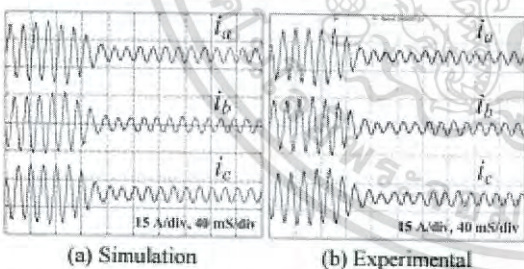


Fig. 23. Three-phase starting currents using PWMSS (case 7)

starting currents are not changed as shown in Figs. 23 and 24.

As shown in Figs. 19-24, the motor currents between the initial starting condition and the steady state condition are varied in PWMSS due to different starting voltages and ramp times. It is found that the starting current by case 4 is

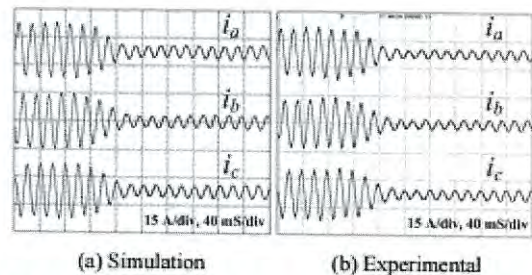


Fig. 24. Three-phase starting currents using PWMSS (case 8)

gradually increased until the steady state condition. Additionally, the maximum starting current of case 4 are lower than other cases. Therefore, the PWMSS with the starting voltage of 20% and the ramp time of 0.5 s is functioned properly and best suitable as a soft-starter for the motor under investigation.

6. Simulation and Experimental Results of Total Harmonic Distortion in Starting Currents as Well as Electromagnetic Torque

The starting currents using the PWMSS (case 4) are compared with those obtained from the PCSS (case 2) as shown in Figs. 26 and 21. The initial voltage and the ramp time of both PCSS and PWMSS are set equally. It is found that the motor starting current waveforms for the PWMSS are sinusoidal but there is distortion in starting current waveforms for the PCSS. This is according to the power quality issue of the PCSS as being discussed previously in section 2 of this paper. To further present the advantage of the proposed PWMSS in terms of less total harmonic distortion of the starting current waveforms, two additional cases are considered as follows:

Case 9: PCSS

The initial voltage is set at 20% (v_1) and the ramp time is set at 1 s (t_3).

Case 10: PWMSS

The initial voltage is set at 20% (v_1) and the ramp time is set at 1 s (t_3).

The starting currents for both cases are illustrated in Figs. 25 and 26, respectively. They are in good agreement. Obviously, as can be seen, current fluctuation occurs before the motor voltage reaches the rated value. The reason is that the motor voltage does not linearly varies with the firing angle. As a result the motor voltage does not smoothly vary during start up. In order to assess the harmonic contents of the starting currents, the maximum starting current (phase A) of 1 cycle during the start up process are used for calculating a spectrum frequency of the current. Then, the fundamental phase current and the

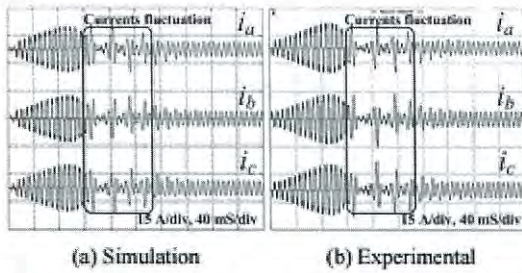


Fig. 25. Three-phase starting currents using PCSS (case 9)

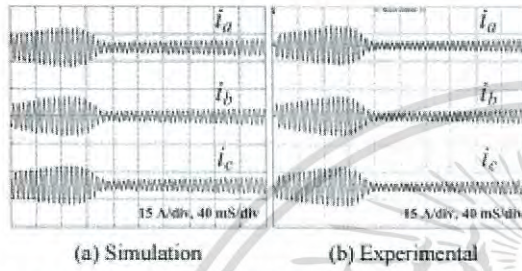


Fig. 26. Three-phase starting currents using PWMSS (case 10)

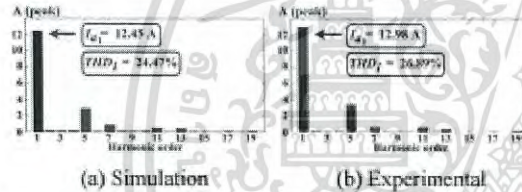


Fig. 27. Spectra of the motor phase current (phase A) using PCSS

Total Harmonic Distortion of the current (THDi) are extracted from the spectrum. The spectrum of the motor currents using the PCSS and the PWMSS are shown in Figs. 27 and 28, respectively. It is found that the harmonic components for both simulation and experimental results by PCSS consist of the fundamental current and low order harmonic such as 5th, 7th, 11th, 13th, etc. as shown in Fig. 27(a) and (b). The fundamental current magnitude and THDi for the simulation results are 12.45 A(peak) and 24.47 % whilst those for the experimental results are 12.98 A(peak) and 26.89 %, respectively. It is noted that the harmonic components for simulation and experimental results by the PWMSS consist of the fundamental current only as shown in Fig. 28(a) and (b), respectively. The fundamental current magnitude and THDi for the simulation results are 10.33 A(peak), 0.46 % whilst those for the experimental results are 10.34 A (peak), 0.95%, respectively.

The another issue to prove that the proposed PWMSS is

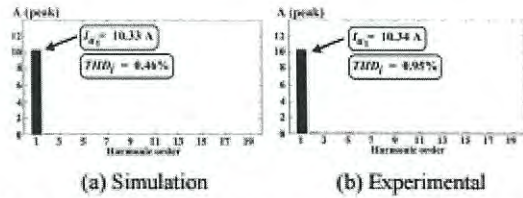


Fig. 28. Spectra of the motor phase current (phase A) using PWMSS

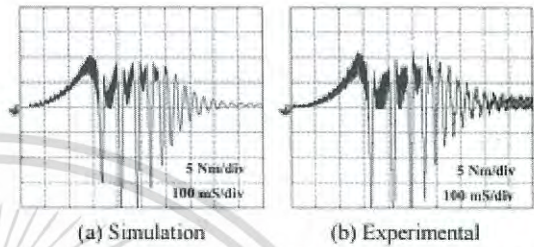


Fig. 29. Electromagnetic torque of the motor using PCSS

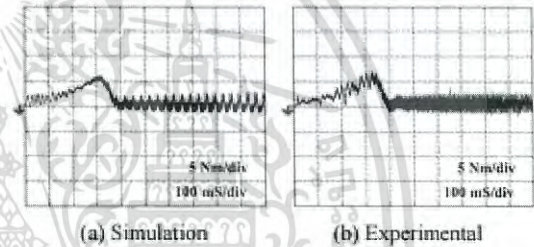


Fig. 30. Electromagnetic torque of the motor using PWMSS

suitable for soft starting is the comparison between starting electromagnetic torque for the PCSS and the proposed PWMSS as shown in Figs.29 and 30, respectively. Clearly, the proposed PWMSS gives less torque pulsation. For the PCSS, the large torque pulsation results from the starting current fluctuation (see Fig.25). Again the simulation and experimental results for the PCSS and the proposed PWMSS are in good agreement.

7. Conclusion

The comparison of starting currents of the TPIM due to DOC, PCSS and PWMSS has been discussed. The details of PCSS and PWMSS have been presented. For the PWMSS, a control scheme for a PWM AC chopper to operate as a soft-starter with an asynchronous operation in a PWM signal generating algorithm has been proposed and developed in this paper. Ten case studies have been investigated with the simulation on MATLAB/Simulink

and with the experiments on test benches. It has been found that the PCSS and the PWMSS can be successfully employed to reduce the starting currents of the three-phase induction motor. Two parameters which are a starting voltage and the ramp time need to be properly set in soft-starter control schemes in both techniques so that the PCSS and the PWMSS can function appropriately. The PWMSS has an advantage in terms of nearly sinusoidal waveforms in motor currents with less harmonic contents, and less electromagnetic torque pulsation when being compared with the motor currents obtained from the conventional PCSS technique.

Acknowledgements

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the scholarship support.

References

- [1] Gurkan Zenginobuz, Isik Cadirci, Muammer Ermis and Cuncy Barlak, "Performance Optimization of Induction Motors During Voltage-Controlled Soft Starting", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 19, pp. 278-288, Jun. 2004.
- [2] Li Kai, Chen Xinglin and Wang Yan, "Analysis of Thyristor Controlled Induction Motors Based on VVCF," in *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, vol.1, pp. 115-118, Sep. 2005.
- [3] Hamdy A. Ashour and Rania A. Ibrahim, "Comparison Analysis of AC Voltage Controllers Based on Experimental and Simulated Application Studies," in *Proceedings of the 2006 International Conference on Computer Engineering and Systems*, vol. 1, pp. 79-84, Nov. 2006.
- [4] Li Shue and Fu Chao, "Design and Simulation of Three-Phase AC Motor Soft-Start," in *Proceedings of 3rd International conference on Intelligent System Design and Engineering Applications*, vol. 1, pp. 554-557, Jan. 2013.
- [5] Bilal Saracoglu, Murat Kale and Engin Ozdemir, "A novel technique for Optimal Efficiency Control of Induction Motor Fed by PWM IGBT AC Chopper," in *Proceedings of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 5, pp. 3353-3358, Jun. 2004.
- [6] G. Bhuvanawari, Charles S. and Manjula G. Nair, "Power Quality Studies on a Soft-Start for an Induction Motor," in *Proceedings of IEEE PES T&D 2008 Conference*, vol. 1, pp. 1-6, April. 2008.
- [7] A. N. Arvindan, "Investigation for Power Quality in a PWM AC Controller feeding 3-phase, 3-wire Wye Load," in *Proceedings of IPEC 2010*, vol. 1, pp. 648-653, Oct. 2010.
- [8] Charles S. and C. Vivekanandan, "Modelling and Power Quality Enhancement of Induction Motor with Soft Starter using Synchronous Reference Frame Theory," in *Proceedings of International conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems*, vol. 1, pp. 47-51, Jul. 2011.
- [9] Jose Thankachan and Saly George, "A Novel Switching Scheme for Three phase PWM AC Chopper Fed Induction Motor," in *Proceedings of IEEE 5th India International Conference on Power Electronics*, vol. 1, pp. 1-4, Dec. 2012.
- [10] V. Thanyaphirak, V. Kinnares and A. Kunakorn "Soft starting control scheme for three-phase induction motor fed by PWM AC chopper" in *Proceedings of International Conference of Electrical Machines and Systems, Hangzhou, China, October 2014*
- [11] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 2002.
- [12] M. H. Rashid, "Power electronics: Circuits, Devices and Applications", Prentice-Hall, 2004.
- [13] D. Yildirim and M. Bilgic, "PWM AC Chopper Control Single-Phase Induction Motor for variable Speed Fan Application", in *Proceedings of 34th Annual IEEE Industrial Electronics conference, Vol. 1, No. 1*, pp. 1337-1342, Nov. 2008.
- [14] Raúl Gregor, Guido Valenzano, Jorge Rodas, José Rodríguez-Piñero and Derlis Gregor, "Design and Implementation of an FPGA-based Real-time Simulator for a Dual Three-Phase Induction Motor Drive", *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 2, pp. 553-563, March 2016.



Veera Thanyaphirak He received B.Eng. in electrical engineering from Rajamangala Institute of Technology, Pathumthani, Thailand, in 1996, and M.Eng. in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 2004. Since 2011, he has worked for his D.Eng. in electrical engineering at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His research interests include energy conversion, electrical machines and electric drives.



Vijit Kinnares He received B.Eng. (Hons.) and M.Eng. in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, and Ph.D. in electrical engineering from the University of Nottingham, U.K., in 1997. He is an

associate professor at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His current research interests include energy conversion, power electronics and electric drives.



Anantawat Kunakorn He received B.Eng. (Hons.) in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, M.Sc. in electrical power engineering from the University of Manchester and Ph.D. in electrical engineering from Heriot-Watt University. He is an associate professor at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His current research interests include electrical machines and electromagnetic transients.



ICEMS
Hangzhou 2014

**The 17th International Conference
on Electrical Machines and Systems**

ICEMS 2014
Hangzhou, China, October 22-25, 2014

Welcome Message

Committees

Keynote Speeches


Invited Speeches

Industry Technical Sessions

Technical Sessions

Author Index

Supporters and Exhibitors



Sponsored by: ● China Electrotechnical Society(CES)

Organized by: ● Zhejiang University

Co-sponsored by: ● Institute of Electrical Engineers of Japan-Industry Applications Society(IEEJ-IAS)

● Korean Institute of Electrical Engineers(KIEE)

▲ Natural Science Foundation of China(NSFC)

Technical Co-sponsored by: ◆ IEEE ● IEEE Industry Applications Society(IAS)

ISBN: 978-1-4799-5161-1
IEEE Catalog Number: CFP14801-USB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Soft Starting Control Scheme for Three-Phase Induction Motor Fed by PWM AC Chopper

Veera Thanyaphirak, Vijit Kinnares and Anantawat Kunakorn*
 Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Bangkok, Thailand

E-mail: veearmuti@gmail.com, kkwijit@kmitl.ac.th, kkananta@kmitl.ac.th

Abstract— This paper presents a soft starting control scheme of a three-phase induction motor using a PWM AC chopper technique to reduce the magnitude of currents during a start up process. To control bidirectional power switches in the PWM AC chopper, a PWM signal is generated by a single voltage signal, and compared with a single carrier signal. By this approach, the PWM signal is independent since the PWM signal does not need to be synchronized with three-phase voltages from a source. Details of the control scheme are discussed. Simulation results of the starting currents using this control technique are shown, and it is found that the control scheme can be employed in the PWM chopper in order to limit the amplitude of the starting currents.

Keywords—Soft-starting; PWM AC Chopper; Three-phase Induction motor

I. INTRODUCTION

Three-phase induction motors (TPIM) are widely used for driving the mechanical load and many industrial applications because of its low cost, simple, strong construction and minimal maintenance requirements. Usually, when a three-phase induction motor is started by a Direct On-line (DOL) method, the starting current is very high about to 500-700% of the motor rated current. The simple method in limitation for the starting current of a three-phase induction motor is voltage control technique or the so-called soft-starter, and the technique has been discussed in various aspects [1,2]. It is clearly shown that the technique affects the output voltage and current waveforms with high distortion and low power factor. To improve waveform distortion, a control scheme using active power filter has been presented [3]. However, the economical disadvantage is the additional cost of the active power filter. There is an alternative, in control the starting current of the three-phase induction motor with better power quality of the system, which is a PWM AC chopper [4]. The main power circuit of the PWM AC chopper is shown in Fig.1.

This paper presents a scheme to generate a PWM signal to control the main power circuit of the three-phase PWM AC chopper. A single voltage signal is compared with a single carrier signal to generate the PWM signal. By this approach, the PWM signal does not need to be synchronized with a three-phase voltage source. To verify the applicability of the scheme proposed in this paper, simulation results are performed using MATLAB/Simulink. The starting currents of

a three-phase induction motor with a PWM AC chopper, which is named "With Soft Starting Control (WSSC)", is compared with those of a "Direct On-line Control (DOC)" and those from a "Conventional Phase-control Soft Starter (PCSS)" starting methods. Various parameters such as starting voltage and ramp time are set in the scheme to observe the response of the control algorithm. Starting current and starting up time of TPIM with WSSC are considered from simulation results.

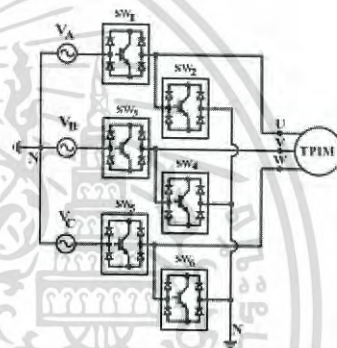


Fig. 1. The main power circuit of three-phase PWM AC chopper

II. PHASE-CONTROLLED SOFT STARTER

The conventional phase-control soft starter (PCSS) is shown in Fig.2. It consists of a three-phase source, three-phase back-to-back-connected thyristors and TPIM. The three-phase soft starter control signals which must be synchronized with the three-phase source are illustrated in Fig.3. The firing angle (α) is of 30 degrees.

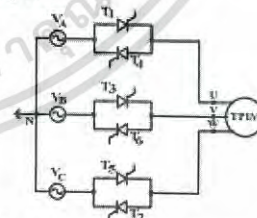


Fig. 2. The main power circuit of phase-control soft starter

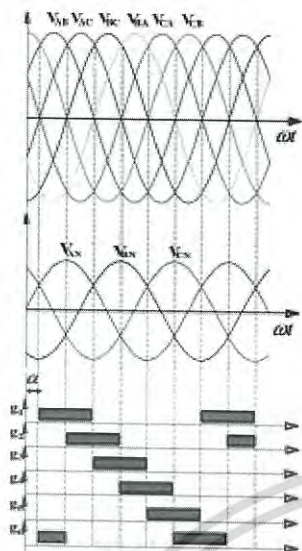


Fig. 3. Control signals which are synchronized with the three-phase source.

The PCSS method, the value of α can be varied between 0 - 150 degree. Therefore, The rms value of the output voltage (V_o) supplied to TPIM can be found as follows [5].

For $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$:

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi - \alpha}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right]^{1/2} \quad (1)$$

For $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$:

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3 \sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (2)$$

For $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$:

$$V_{o,rms} = \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (3)$$

In this method, a three-phase source is used as three-phase reference voltages in order to generate carrier signals (V_{cs}) which must be synchronized with the three-phase source. After that, they are compared with the single voltage signal ($V_{control}$) to generate three-phase control signals. The generating scheme of PCSS method is illustrated in Fig.4.

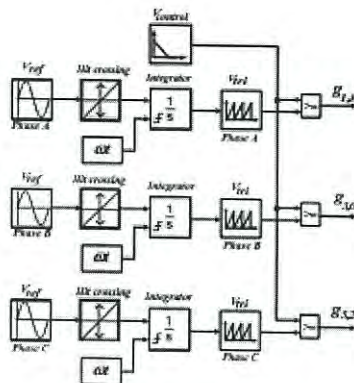


Fig.4. Block diagram of the PCSS method.

III. PWM AC CHOPPER SOFT STARTING CONTROL

The bidirectional $SW_1 - SW_6$ as shown in Fig.1 are controlled by T_{on} and T_{off} . A duty ratio (D) can be expressed as (4). Then, the fundamental phase voltage supplied to the motor can be derived as (5) [4].

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (4)$$

$$V_p(t) = D \cdot V_m \sin(\omega t) \quad (5)$$

The motor phase voltages can be varied by controlling the duty ratio of PWM signals to turn-on and turn-off bidirectional $SW_1 - SW_6$. The bidirectional SW_1, SW_3 and SW_5 are alternately operated with the bidirectional SW_2, SW_4 and SW_6 respectively. The generating scheme of the PWM signals is illustrated in Fig.5. This is called "With Soft Starting Control (WSSC)" method.

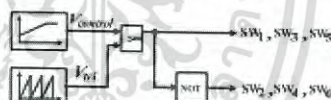


Fig. 5. Block diagram of the WSSC method.

The duty ratio (D) is controlled by a single voltage signal ($V_{control}$) to follow the ramp time which is compared with a single carrier signal (V_{cs}) to generate the PWM signals to control three-phase bidirectional switches. In addition, the PWM signals is non-synchronized with a three-phase source as shown in Figs.6 and 7. In the initial condition, the width of SW_1 signal is narrow. After that, when the value of $V_{control}$ increases, the width of SW_1 signal increases too. Therefore, the phase voltage supplied to the motor and the motor phase current are gradually increased.

In this paper, the starting currents of TPIM are investigated with 5 case studies as follows:

- Case 1: DOC method
- Cases 2,3,4 and 5 are WSSC method.
- Case 2: The starting voltage is set at 30% (v_1) and the ramp time is set at 0.3 Sec (t_1).
- Case 3: The starting voltage is set at 30% (v_1) and the ramp time is set at 0.4 Sec (t_2).
- Case 4: The starting voltage is set at 40% (v_2) and the ramp time is set at 0.3 Sec (t_1).
- Case 5: The starting voltage is set at 40% (v_2) and the ramp time is set at 0.4 Sec (t_2).

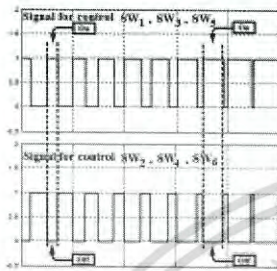


Fig. 6. PWM signals for control SW_1 , SW_2 , SW_3 .

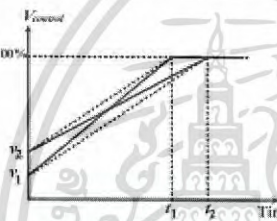


Fig. 7. Single voltage signals ($V_{control}$) for case studies (case 2-5)

IV. SIMULATION RESULTS

In this paper, simulations are performed on a TPIM with parameters and rated values as shown in Table 1. A switching frequency in the PWM AC Chopper control method is set at 4 kHz. The motor is running at no load condition in all simulations. The simulation circuits are constructed on MATLAB/Simulink as shown in Figs. 8 and 9.

Table 1. Parameters of a TPIM.

Power kW.	Voltage V.	Current A.	Frequency Hz	Poles	Speed rpm.
2.2	220/380	8.6/5	50	4	1,420
R_s	R_r	L_b	L_r	L_m	J
3.67 Ω	2.50 Ω	12.23 mH	12.23 mH	232 mH	0.032 $kg \cdot m^2$

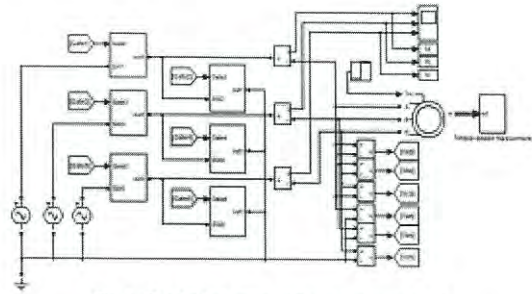


Fig. 8. The block diagram of the main power circuit.

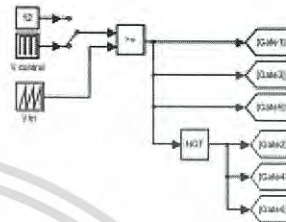
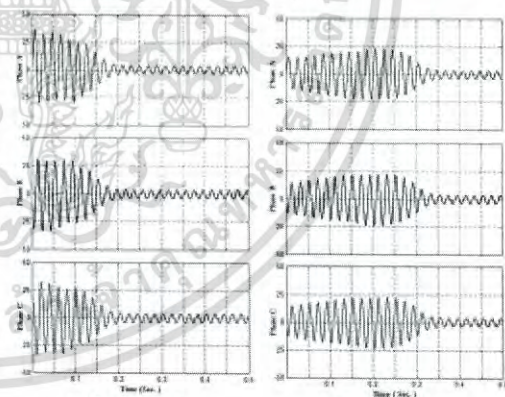


Fig. 9. The block diagram of the control circuit proposed in this paper.

The comparison of the three-phase starting currents of TPIM obtained from DOC and WSSC are shown in Fig. 10. It is found that the motor starting current with the DOC method is 35 A. of a peak value, but with the WSSC method, the three-phase starting current is gradually decreases and lower than DOC method. However, the magnitude of the starting current with WSSC depends on the applied voltage and the ramp time which can be set from the control scheme. It is noted that starting current (phase A) from cases 2-5 are varied due to the change in voltage and ramp time setting as shown in Fig. 11. It can be concluded that for this three-phase motor the optimum scheme is case 4 due to reduction in starting peak current and less starting up time.



(a) DOC method (b) WSSC method (Case 2)

Fig.10 The comparison of three-phase starting currents.

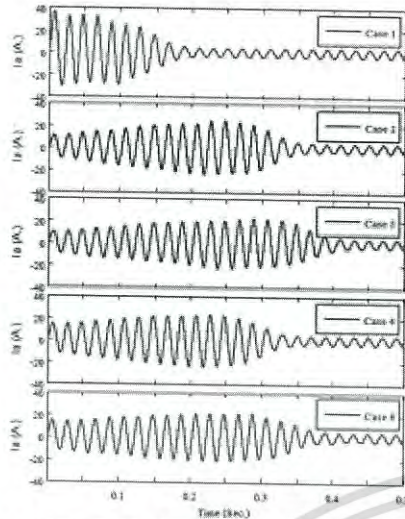


Fig.11 The comparison a starting current of phase A in cases 1 – 5.

One advantage of PWM AC chopper when being considered with other soft starters is the improvement of current waveform distortion. The PWM AC chopper is capable of maintaining sinusoidal waveforms of the current. Comparison between starting currents from WSSC PWM AC chopper and those from PCSS are illustrated in Fig 12., and comparison of the total harmonic distortion of the starting currents from both methods are illustrated in Fig 13.

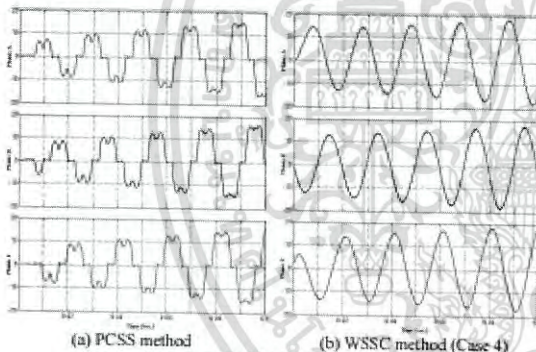


Fig.12 The comparison of three-phase starting currents.

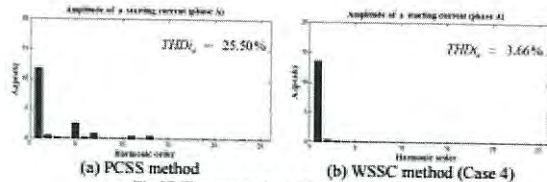


Fig.13 The comparison of THDi (Phase A)

V. CONCLUSIONS

In this paper, a soft starting control scheme for a three-phase induction motor fed by a three-phase PWM AC Chopper has been proposed. This scheme uses an adjustment of the duty ratio for control the three-phase bidirectional switch in order to control the voltage supplied to the motor. The PWM signals generated from the scheme introduced in the paper are non-synchronized with the three-phase source. The control scheme has been verified with simulation results obtained from MATLAB/Simulink. It has been found that the optimum performance of the TPIM with WSSC method can be achieved by setting proper starting voltage and ramp time. In addition, the PWM AC chopper has shown better characteristics of current distortion when being compared with a conventional phase phase-control soft starter.

ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the financial support in the form of a scholarship for Mr. Veera Thanayaphirak.

REFERENCES

- [1] G. Zenginobuz, I. Cadirci, M. Ermis and C. Barlak, "Performance optimization of induction motors during voltage-controlled soft starting", *IEEE Trans. Energy. Conv.*, vol. 19, pp. 278-288, Jun, 2004.
- [2] L. Shue and F. Chan, "Disagn and simulation of three-phase ac motor soft start", 3rd International conference on Intelligent System Design and Engineering Applications., Vol. 1, pp. 554-557, Jun, 2013.
- [3] G. Bhuvaneshwari, G. Charles and M. G. Nair, "Power quality studies on a soft start for an induction motor", *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition* vol. 1, pp. 1-6, Apr., 2008.
- [4] D. Yildirim and M. Bilgic, "PWM AC Chopper Control Single-Phase Induction Motor for variable Speed Fan Application", 34th Annual conference of IEEE., *Industrial Electronics*, Vol. 1, No. 1, 2008, pp. 1337-1342.
- [5] M. H. Rashid, "Power electronics: Circuits, Devices and Applications", Prentice-Hall, 2004.








www.icems2013.com

ICEMS 2013

International Conference on
Electrical Machines and Systems 2013

October 26 (Sat.) - 29 (Tue.), 2013
Haeundae Grand Hotel, Busan, Korea

- Organized by:  KIEE (The Korean Institute of Electrical Engineers)
- Co-organized by:  CES (China Electrotechnical Society)
-  IEEJ (The Institute of Electrical Engineers of Japan)
- Technical Co-sponsor:  IEEE  IEEE Industry Application Society

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Soft Starting Control of Single-Phase Induction Motor Using PWM AC Chopper Control Technique

Veera Thanyaphirak*, Vijit Kinnares and Anantawat Kunakorn
 Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand
 E-mail: veerarmuti@gmail.com

Abstract — This paper presents a soft starting control scheme of a capacitor start and run type single-phase induction motor (SPIM) using a PWM AC Chopper control technique to control an amplitude of the motor starting current. The actual current of the motor during start up is used as a feedback signal for comparing with a setting value. The error, then, is sent to a PI controller. The output of the PI controller is compared with a carrier to generate a PWM signal. The MATLAB/Simulink is used for simulations. The results of the simulations are the amplitude of the motor starting current in accordance with the setting value which is around 150-200% of the rated motor current, the energy consumption during the start up and the ripples in the electromagnetic torque. It is found that the control scheme proposed in this paper is effective and can be considered as an alternative in a starting method for SPIM.

I. INTRODUCTION

Single-phase induction motors (SPIMs) are widely used for driving mechanical loads in many industrial and manufacturing processes. Usually, when a SPIM is started by a direct on-line starting method, the motor starting current can be around 500-700% of the motor full-load current, which can cause an abnormal operation to electrical systems and mechanical systems. An auto-transformer is used for reducing a voltage magnitude which is supplied to a single phase induction motor as one of motor starting methods to limit a starting current [1]. However, there are a number of limits in auto-transformer starting method such as costs and sizes. In some of industrial processes or applications, reduced-voltage starters, or the so-called soft starters, are employed as effective and low-cost means of reducing high starting currents through the use of thyristor-based voltage control or phase control technique [1,2]. However, this technique affects the output voltage and current waveforms due to high distortion and low power factor. Currently, a PWM AC chopper technique has become interesting for researchers as an alternative since the technique can overcome those problems associated with the conventional thyristor-based voltage control [3].

In this paper, the simulations of a single phase induction motor operation with a PWM AC chopper using MATLAB/Simulink are given. The main power circuit, shown in Fig.1, consists of two bidirectional switches. The advantage

of this topology is easy to control due to less count of switches compared with other topologies. A soft-starting control of the capacitor start and run type SPIM using the PWM AC chopper control technique by a close-loop current control is discussed. The motor starting current is limited at 150-200% of rated current. The scheme proposed in this paper is called "With Starting Current Control (WSCC)", and the comparison of performances with two widely used techniques which are "Without Starting Current Control (WOSCC)" and "Direct On-line Control (DOC)" are shown respectively.

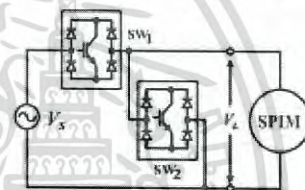


Fig. 1. A main power circuit of a PWM AC chopper for a soft-starting control.

II. THE CHARACTERISTIC OF SPIMS

A capacitor start and run type SPIM is also called two-value capacitor motor. The motor consists of two stator windings which are a main winding and an auxiliary winding, with a centrifugal switch as shown in Fig.2

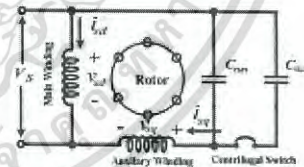


Fig. 2. A Schematic diagram of a capacitor start and run type SPIM.

The capacitor-start is connected in series with the centrifugal switch and the auxiliary winding. The function of capacitor-start is to build-up the motor starting torque. When the motor speed reaches to 75% of synchronous speed, the capacitor-start is disconnected by the centrifugal switch. The function of capacitor-run is to build-up the motor running torque and to improve the performance of a SPIM. The

instantaneous electromagnetic torque produced by a SPIM is then given by [4]:

$$T_e = \frac{P L_{mq}}{2 L_r} (\lambda_{rd} \cdot i_{sq} - \lambda_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (1)$$

where, P , L_{mq} and L_r are the machine poles, the stator mutual inductance and the rotor self inductance, respectively. λ_{rd} and λ_{rq} are d-q axis of rotor fluxes. i_{sd} and i_{sq} are d-q axis of stator currents in the stator reference frame.

The torque-speed characteristics of SPIMs with variable voltages as shown in Fig.3 to find that the starting current and the starting torque are decreased. Therefore, the soft-starting control is aimed at varying the voltage supplied to the motor.

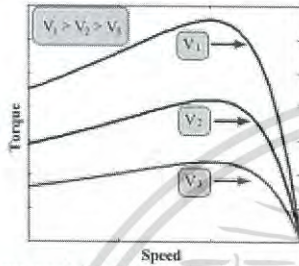


Fig. 3. Torque-speed characteristics of SPIMs with variable voltage.

III. THE CONCEPTS OF SOFT STARTING CONTROL.

The bidirectional SW_1 and SW_2 as shown in Fig.1 are controlled by T_{on} and T_{off} . A duty ratio (D) can be expressed as (2). Then, the fundamental voltage supplied to the motor can be derived as (3) [3].

$$D = \frac{T_{on}}{T_r} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (2)$$

$$V_L(t) = D \cdot V_m \sin(\omega t) \quad (3)$$

The motor voltage can be varied by controlling the duty ratio of a PWM signals to turn-on and turn-off bidirectional SW_1 and SW_2 . Both switches is alternately operated.

The generating scheme of the PWM signals without a close-loop signal from the motor starting current is shown in Fig.4. This is called "Without Starting Current Control (WOSCC)" technique.

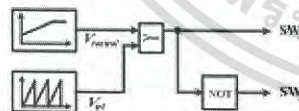


Fig. 4. The generating scheme of the PWM signals using WOSCC technique.

The duty ratio (D) is controlled by a voltage control signal ($V_{control}$) to follow the ramp time which is compared with a carrier (V_{tri}) to generate the PWM signals to control bidirectional switches as shown in Fig.5. In the initial condition, the width of SW_1 signal is narrow. After that, when the value of $V_{control}$ increases, the width of SW_1 signal increases too. Therefore, the voltage supplied to the motor and the motor current is gradually increased.

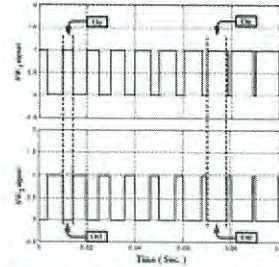


Fig. 5. PWM signals for control SW_1 and SW_2 .

For the control scheme proposed in this paper, the actual current of the motor during a start up process is used as a feedback signal to be compared with the current reference or the setting value. Then, the error is sent to a PI controller. The output of the PI controller is compared with the carrier to generate the PWM signals. The motor starting current is limited at 150-200% of the motor rated current, this technique is called "With Starting Current Control (WSCC)"

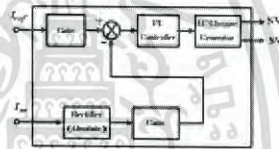


Fig. 6. The generating scheme of PWM AC Chopper with starting current control.

IV. SIMULATION CIRCUITS

In this paper, a capacitor start and run type SPIM with 220 V, 50 Hz, 2 poles, 4 HP, 10.4 A, 1,450 rpm, $C_{start} = 150 \mu F$, $C_{run} = 21.5 \mu F$ is used in simulations. A switching frequency in the PWM AC Chopper control technique is set at the value of 2 kHz. The simulation circuits are constructed on MATLAB/Simulink as shown in Figs. 7 and 8.

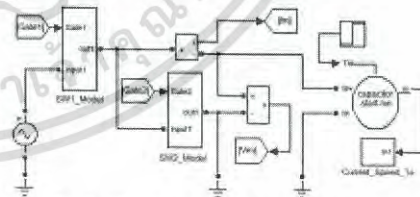


Fig. 7. The simulation block of the main circuit.

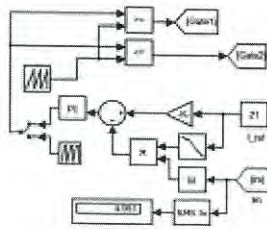


Fig. 8. The simulation block of the proposed feedback control circuit.

V. SIMULATION RESULTS

When the motor is operated at a no-load condition, the results from simulations are shown in Figs.9-11. The motor starting current using the DOC technique is very high about to 70 A. of a peak value, but when using the WOSCC technique, the current is gradually increased and lower than DOC technique. While, the starting currents using the WSCC technique are limited in accordance with the setting values (150% and 200% of the motor rated current). The current is lower than those of the DOC and of the WOSCC technique as shown in Fig.9. The ripple of electromagnetic torques using the WOSCC and the WSCC technique are decreased as shown in Fig. 10.

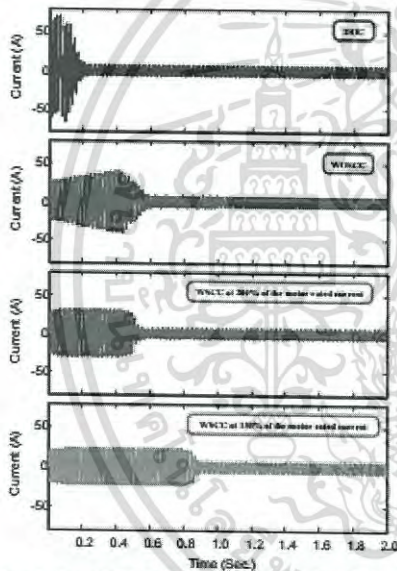


Fig. 9. The comparison of the motor current using DOC, WOSCC and WSCC technique.

It is also found that WSCC technique can have an effect in reducing the energy consumption of the motor during the starting up process. The comparison of the energy consumed among the WOSCC, the WSCC and the DOC techniques are as shown in Fig. 11. It is found that the setting value employed

in the WSCC technique has an effect in energy consumption of the motor. The WSCC technique with a setting value of 150% of the rated current draws less energy that that due to the setting value of 200% of the rated current. The WSCC technique with the setting value of 200% of the rated current also gives the higher energy consumption that the energy drawn by WOSCC technique. It is, Taken into account for the WSCC technique to designate a proper setting value in term of the energy consumption reduction.

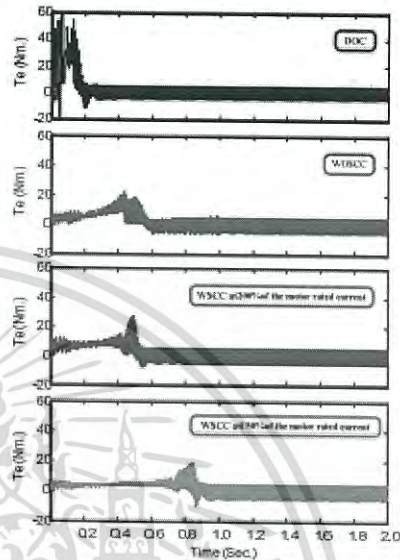


Fig. 10. The comparison of the electromagnetic torques using DOC, WOSCC and WSCC technique.

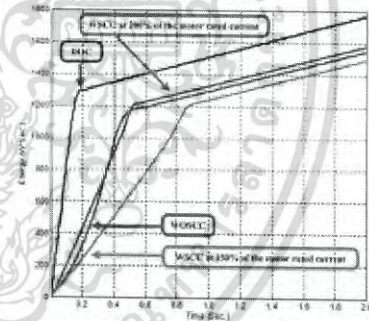


Fig. 11. The comparison of the energy used for starting the motor using DOC, WOSCC and WSCC technique.

It is also, important to consider the on-load condition of the motor during the starting up process. When the motor operates at 2 Nm on-load condition, the results in terms of starting current, energy consumption and torque ripples are shown in Figs. 12-14. It is found that the motor takes the starting up time longer than that required in the no-load condition. The WOSCC technique is still able to keep the amplitude of the

starting current depending on the setting values. However, the energy drawn by the motor is changed due to the variation in the starting up time. As a result, the load must be considered into the WOSCC scheme so that the most appropriate setting value can be determined.

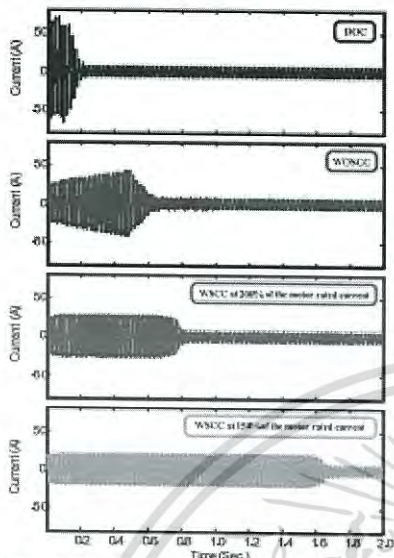


Fig. 12. The comparison of the motor current using the DOC, WOSCC and WSCC technique (load torque 2 Nm).

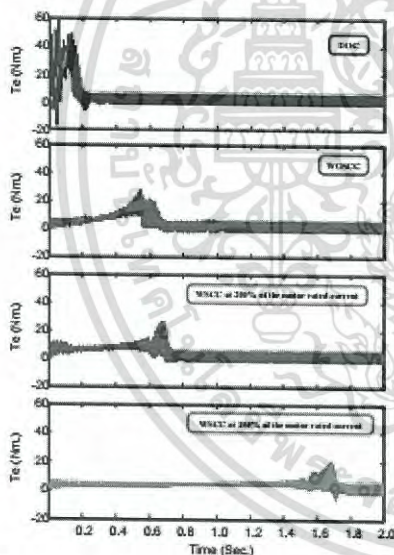


Fig. 13. The comparison of the electromagnetic torque using DOC, WOSCC and WSCC technique (load torque 2 Nm).

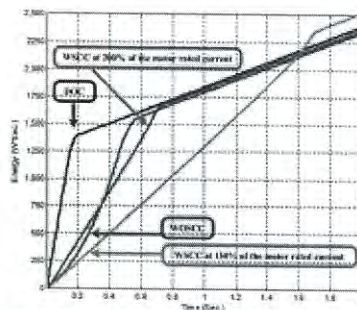


Fig. 14. The comparison of the energy used for starting the motor using DOC, WOSCC and WSCC technique (load torque 2 Nm).

VI. CONCLUSIONS

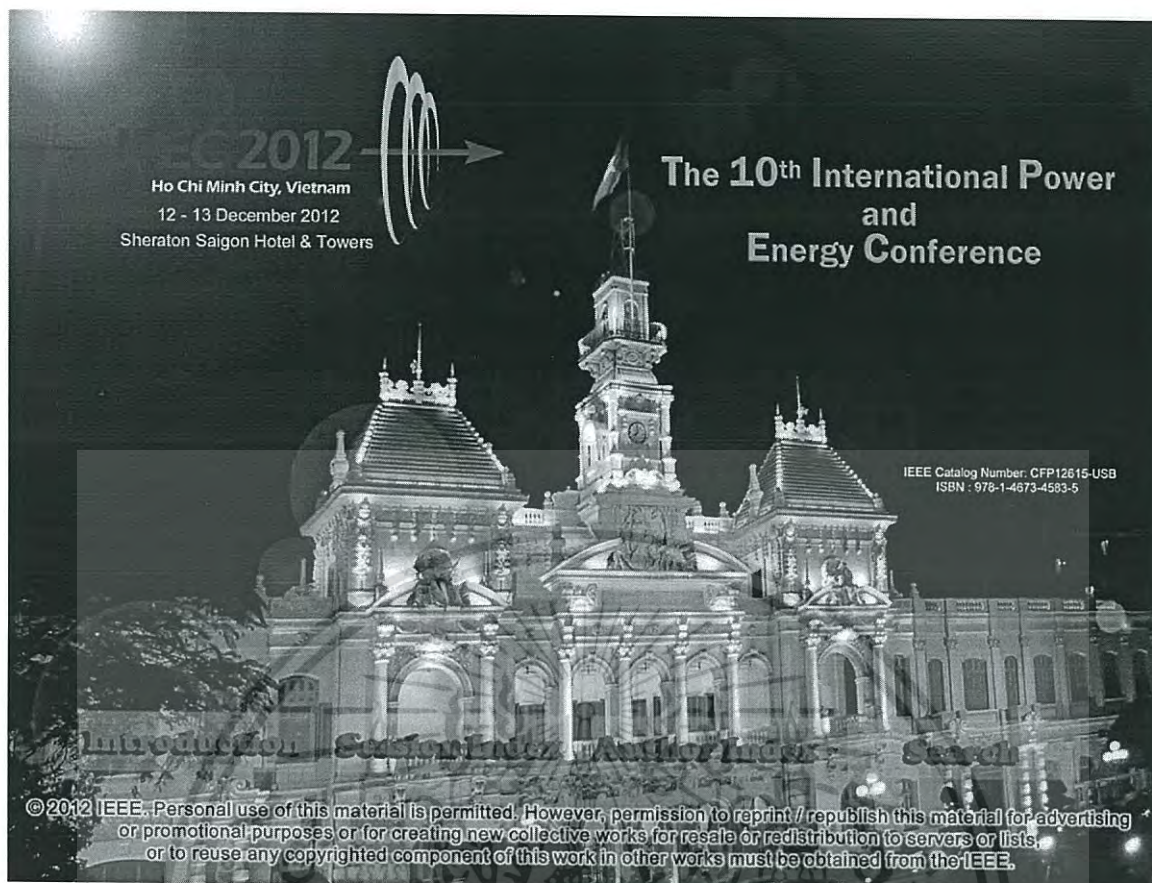
The scheme which is called "With Starting Current Control (WSCC)" employed in a soft starting with PWM AC Chopper control for a single phase induction motor has been presented. The technique is to adjust the duty ratio for control bidirectional switches in order to control the amplitude of the motor starting current with a feedback signal. Computer models have been constructed and implemented on MATLAB/Simulink to illustrate the capability of the WSCC technique. It has been found that the WSCC technique is able to control the starting current of the motor depending on the setting values. Comparing with the WOSCC technique, the WSCC scheme with a proper selection of the setting value is able to reduce the maximum amplitude of the motor starting current. In addition, the WSCC technique has shown that the energy consumed by the motor during the starting process with no-load condition is less comparing with the direct online starting method. The hardware control on the basis of a microcontroller board is being developed, so that experimental results will be obtained in order to verify the WSCC technique.

ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the financial support in term of a scholarship for Mr.Veera Thanayaphirak.

REFERENCES

- [1] F. M. Bruce, R. J. Gmeffe, A. Lutz and M. D. Panlener "Reduced-voltage starting of squirrel-cage induction motors" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 1, pp. 46-55, January/February 1984.
- [2] V. V. Sasiry, M. R. Prasad and T. V. Sivakumar, "Optimal soft starting of voltage-controller-fed IM drive based on voltage across thyristor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 1041-1051, November 1997.
- [3] D. Yildirim and M. Bilgic, "PWM AC Chopper Control Single-Phase Induction Motor for variable Speed Fan Application", *34th Annual conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, IECON 2008 , Vol. 1, No. 1, pp. 1337-1342, November 2008.
- [4] V. Verma, P. Pant and B. Singh "Simulation of a Single-Phase Induction Motor with Dynamic Capacitor for Maximum Torque Operation" *Power System Technology and IEEE Power India Conference* , POWERCON 2008, Vol. 1, pp. 1-6, October 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PWM AC Chopper Control Schemes for Energy Saving of Single-Phase Induction Motors

Veera Thanyaphirak
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
veerarmuti@gmail.com

Vijit Kinnares
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
kkwijit@kmitl.ac.th

Anantawat Kunakorn
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand
kkananta@kmitl.ac.th

Abstract—This paper presents control schemes for energy saving of a capacitor start and run type single-phase induction motor using a PWM AC Chopper to adjust the appropriate motor voltage under various load levels. MATLAB/Simulink is used for the simulation. The main winding stator current is used to feedback for minus with the appropriate current obtained from the multiple of the auxiliary winding stator current and the appropriate constant. Then, the error is sent to a PI Controller. The output of the PI controller will be compared with a carrier to generate PWM signals for controlling all bidirectional switches of the single-phase AC chopper. With the proposed scheme under any motor load level, the motor will always operate at the rated speed, which allows for high efficiency and energy saving. The motor energy saving is 43.97%, particularly at light load.

Keywords—Single-Phase Induction Motor; Energy saving ; PWM AC chopper.

I. INTRODUCTION

Single phase induction motors (SPIMs) are widely used for fixed speed in low power residential and industrial applications such as HVAC blowers and compressors [1-3]. Power electronic equipment has been introduced for the starting and speed control of SPIMs replacing conventional methods. Moreover, this equipment is able to cope with the improvement of the motor performance. More importantly, energy saving has been made possible with variable supply voltage for a partial load condition. A voltage controller using thyristor/triac is normally used in energy saving applications such as fan, blower etc. (i.e. torque is proportional to squared speed) due to simplicity and low cost. An energy saving technique using phase control for thyristor/triac on the basis of the relation between the main and auxiliary winding stator currents in order to accomplish optimal efficiency under constant torque operation can be found in [2]-[7]. However,

the SPIMs controlled by this technique suffers from harmonic current and low power factor problems. Generally, a conventional main power circuit of a phase control technique is shown in Fig. 1.

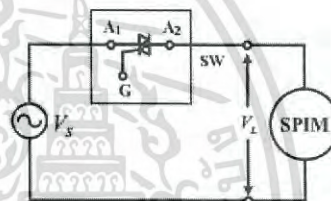


Fig. 1 The main power circuit of a conventional phase control technique for energy saving.

Currently, with the advent of solid state and microprocessor technologies, a PWM AC chopper has become interesting for researchers [1]. Since it can overcome those problems associated with the conventional phase control. As shown in Fig. 2, a main power circuit of the proposed PWM AC chopper consists of two bidirectional switches. The advantage of this topology is easy to control due to less count of switches compared to other topologies.

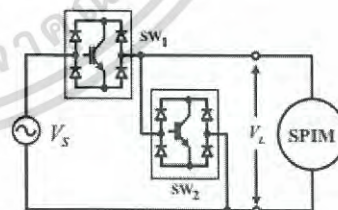


Fig. 2 The main power circuit of a PWM AC chopper for energy saving.

The motor voltage can be varied by controlling duty ratio of PWM signals to turn-on and off bidirectional SW₁ and SW₂. Note that both switches operate alternately. The voltage and current waveforms of phase control technique and the proposed PWM AC chopper control technique are shown in Fig. 3.

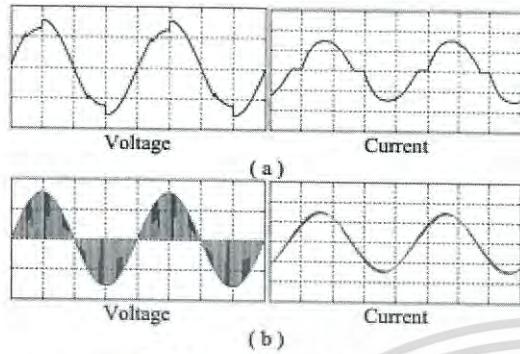


Fig. 3 Voltage and current waveforms of (a) Phase control technique (b) PWM AC chopper control technique.

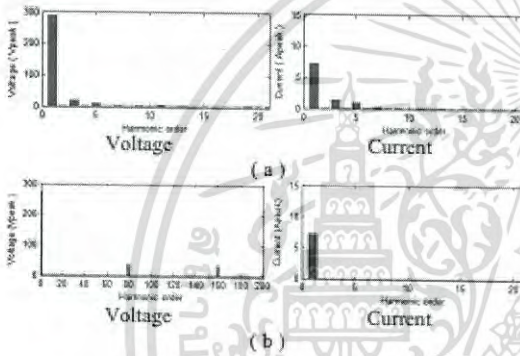


Fig. 4 Voltage and current spectrum of (a) Phase control technique. (b) PWM AC chopper control technique.

Fig. 3 (a) and (b).shows the difference of the voltage and current waveforms for phase control technique and the proposed PWM AC chopper control technique, respectively. The voltage and current waveforms for phase control contains low order harmonics namely 3rd, 5th, 7th, etc. Unlike the phase control, the voltage waveform for the proposed PWM AC chopper contains high order harmonics depending on switching frequency of PWM signals without low order harmonics as the current waveform is nearly sinusoidal due to eliminated low order harmonic voltage. The voltage and current spectrum of phase control technique and the proposed PWM AC chopper control technique are shown in Fig. 4.

In this paper, the simulation of the motor operation using MATLAB/Simulink is given. PWM AC chopper control schemes for energy saving using voltage controller to adjust

the appropriate voltage supplied to the main and auxiliary winding of SPIMs.

II. MATHEMATICAL MODEL OF SPIMs

The equivalent circuit of a capacitor start and run type SPIMs under a steady state condition is shown in Fig.5.

The main stator winding can be represented by the equivalent circuit, where E_{μ} and E_{β} are the voltages induced by own fluxes Φ_{μ} and Φ_{β} , respectively. The voltage induced, $-jE_{\mu}/a$ and $-jE_{\beta}/a$ ($a = N_s/N_m$), in the main stator winding by the respective fluxes Φ_{μ} and Φ_{β} of the auxiliary stator winding are shown as internal voltage[8].

The auxiliary stator winding is shown in Fig. 4, where the internal voltages jaE_{μ} and $-jaE_{\beta}$ are the voltages induced in the auxiliary stator winding by revolving fluxes Φ_{μ} and Φ_{β} of the main stator winding.

The voltage and current equations for the two winding are shown in (1) and (2). More details can be found in [2], [8].

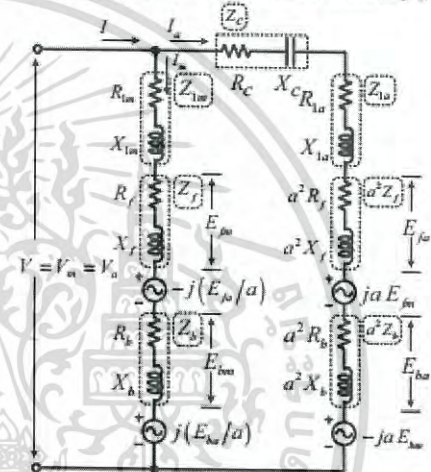


Fig. 5 The equivalent circuit of SPIMs. (a capacitor start and run types, steady state condition)

$$V_m = (Z_{1m} + Z_f + Z_b)I_m - j \frac{E_{\mu}}{a} + j \frac{E_{\beta}}{a} \tag{1}$$

$$V_a = (Z_c + Z_{1a} + a^2 Z_f + a^2 Z_b)I_a + ja E_{\mu} - ja E_{\beta} \tag{2}$$

Where

$$E_{\mu} = a^2 Z_f I_a = a^2 (R_f + X_f) I_a \tag{3}$$

$$E_{\beta} = a^2 Z_b I_a = a^2 (R_b + X_b) I_a \tag{4}$$

$$E_{\mu} = Z_f I_m = (R_f + X_f) I_m \tag{5}$$

$$E_{\beta} = Z_b I_m = (R_b + X_b) I_m \tag{6}$$

Substituting (3)-(6) into (1) and (2), yields

$$V_m = (Z_{1m} + Z_f + Z_b)I_m - ja(Z_f - Z_b)I_a \quad (7)$$

$$V_s = ja(Z_f - Z_b)I_m + (Z_c + Z_{1a} + a^2(Z_f + Z_b))I_a \quad (8)$$

(7) = (8), yields

$$\left\{ (Z_{1m} + Z_f + Z_b) - ja(Z_f - Z_b) \right\} I_m = \left\{ (Z_c + Z_{1a} + a^2(Z_f + Z_b)) + ja(Z_f - Z_b) \right\} I_a \quad (9)$$

From (9), the ratio of the main winding stator current and the auxiliary winding stator current is K_1 , shown in (10)[2], [5].

$$\frac{I_m}{I_a} = \frac{(Z_c + Z_{1a} + a^2(Z_f + Z_b)) + ja(Z_f - Z_b)}{(Z_{1m} + Z_f + Z_b) - ja(Z_f - Z_b)} = K_1 \quad (10)$$

From (10), the value of K_1 depending on the impedance of the motor due to dependent slip. Thus, when the motor load increases, the value of K_1 will increase. For various loads, the appropriate value of K_1 is obtained at rated speed thus occurring optimal efficiency. In this paper, the control technique is proposed to adjust the appropriate voltage supplied to the motor for the various loads in accordance with suitable K_1 . The optimal efficiency can be achieved.

III. PWM AC CHOPPER CONTROL SCHEMES

From Fig. 2, the bidirectional SW_1 and SW_2 is controlled by T_{on} and T_{off} . A duty ratio (D) can be expressed as (11). Then the fundamental voltage supplied to the motor can be derived as (12), [1].

$$D = \frac{T_{on}}{T_a} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (11)$$

$$V_t(t) = D \cdot V_m \sin(\omega t) \quad (12)$$

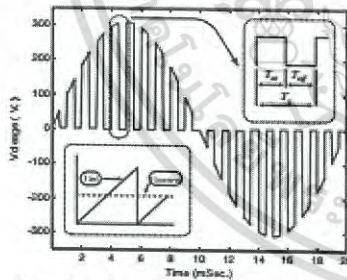


Fig. 6 The signal for a PWM AC Chopper control.

The main winding stator current (I_m) is used to feedback for minus with the appropriate current obtained from the multiple of the auxiliary winding stator current (I_a) and the appropriate constant (K_1). Then, the error is sent to a PI controller. The output of the PI controller ($V_{control}$) will be compared with a carrier (V_{tri}) to generate PWM signals to control bidirectional switches. The principle of PWM signals for the PWM AC chopper control is shown in Fig. 6. The control scheme is shown in Fig. 7. The PWM signals for control bidirectional switches is shown in Fig. 8., respectively.

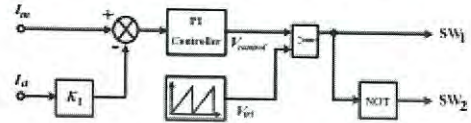


Fig. 7 PWM AC Chopper control scheme.

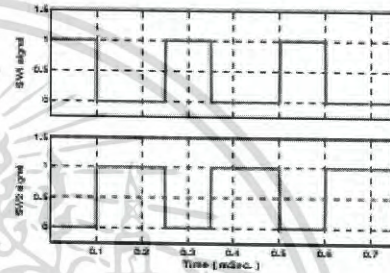


Fig. 8 PWM Signals for control SW_1 and SW_2 with duty ratio is 40%.

IV. CIRCUIT OPERATION ANALYSIS

According to Fig. 2, the motor voltage and current waveforms of the proposed chopper is shown in Fig. 9. The operation of the proposed PWM AC chopper circuit is illustrated in Figs. 10. (a)-(f), consisting of 6 operation modes.

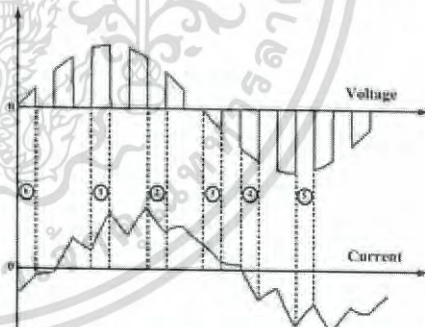
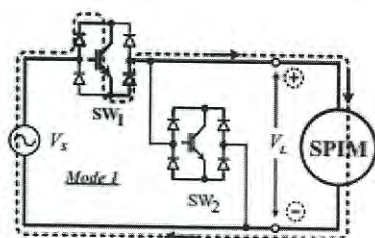
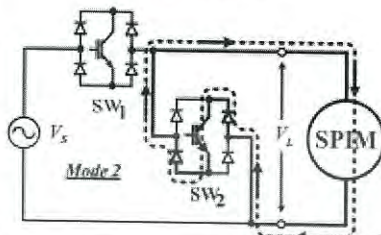
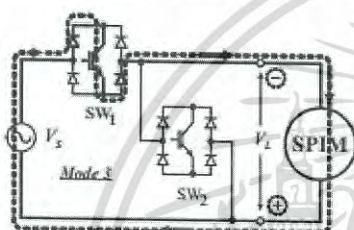
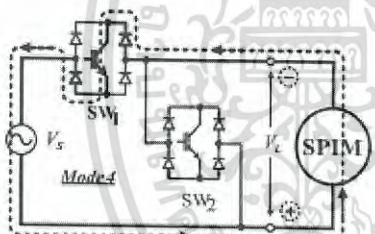
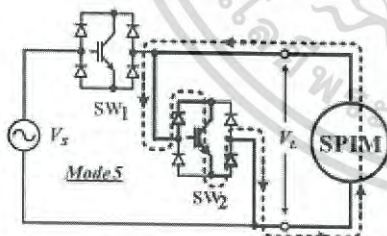
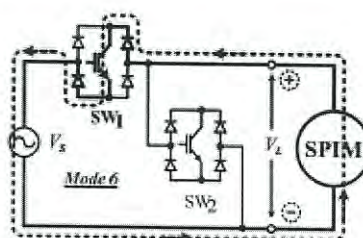


Fig. 9 The voltage and current output waveforms of the proposed scheme.

Fig. 10 (a) $I_L (+)$, $V_L (+)$.Fig. 10 (b) $I_L (+)$, $V_L (0)$.Fig. 10 (c) $I_L (+)$, $V_L (-)$.Fig. 10 (d) $I_L (-)$, $V_L (-)$.Fig. 10 (e) $I_L (-)$, $V_L (0)$.Fig. 10 (f) $I_L (-)$, $V_L (+)$.Fig. 10 Overall operating modes
(a) Mode 1 (b) Mode 2 (c) Mode 3
(d) Mode 4 (e) Mode 5 (f) Mode 6.

Mode 1 : SW_1 is turned on and SW_2 is turned off. This mode is called powering. The current flows from the supply (V_s) through SW_1 to the motor. The motor current is positive. The voltage V_L across the motor is $+V_s$. The power is positive. It means that the motor absorbs power from the source.

Mode 2 : SW_1 is turned off and SW_2 is turned on. This mode is called freewheeling. SW_2 allows the current to circulate in the motor without flowing back to the supply. As a consequence, the motor voltage is zero. The current still positive flowing through SW_2 , diode and the motor, resulting in a decrease in motor current.

Mode 3 : SW_1 is turned on and SW_2 is turned off. This mode is called regenerative. The current flows the same direction as Mode 1 but the motor voltage polarity is opposite. The power is negative and fed back to the supply.

Mode 4 : SW_1 is turned on and SW_2 is turned off. This mode is powering. The current flows from the supply (V_s) through the motor to SW_1 . The motor current is negative. The voltage V_L across the motor is $-V_s$. The power is positive. It means that the motor absorbs power from the source.

Mode 5 : SW_1 is turned off and SW_2 is turned on. This mode is freewheeling. SW_2 allows the current to circulate in the motor without flowing back to the supply. As a consequence, the motor voltage is zero. The current still negative flowing through SW_2 , diode and the motor, resulting in a decrease in motor current.

Mode 6 : SW_1 is turned on and SW_2 is turned off. This mode is called regenerative. The current flows the same direction as Mode 4 but the motor voltage polarity is opposite. The power is negative and fed back to the supply.

V. SIMULATION CIRCUITS

In this paper, the nameplate of the capacitor start and run type single phase induction motor are 220 V, 50 Hz, 2 pole, 4 HP, 10.4 A, 1,450 rpm, $C_{start} = 150 \mu F$, $C_{run} = 21.5 \mu F$ and a switching frequency for control schemes is 4 kHz. The simulation circuit is used for the energy saving condition as shown in Figs. 11 and 12.

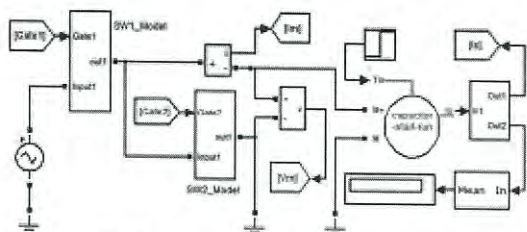


Fig. 11 The simulation block of the main circuit.

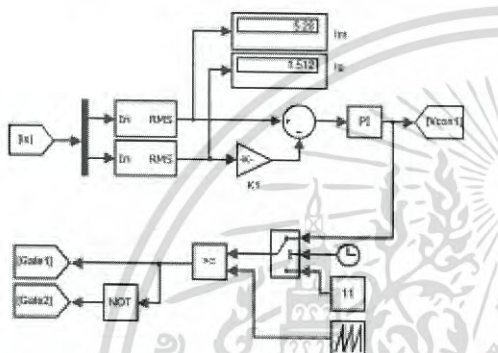


Fig. 12 The simulation block of the proposed feedback control circuit.

VI. SIMULATION RESULTS

In initial stage, in order to find out the mentioned appropriate K_1 , the simulation was conducted using an adjustable sinusoidal voltage supply applied to the motor under variations of loads and stator voltages. The obtained result is shown in Fig.13.

In Fig.13, the maximum efficiency at each load level can be found as shown with the circled point. At those points for each load, K_1 value are found very close. Then, the average of K_1 values is obtained will be used in a feedback control scheme in the simulation. Note that result of Fig. 13 is the same as that obtained from the proposed PWM AC chopper

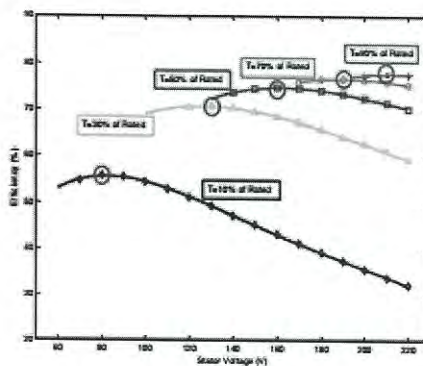


Fig. 13 The efficiency of the motor versus stator voltage.

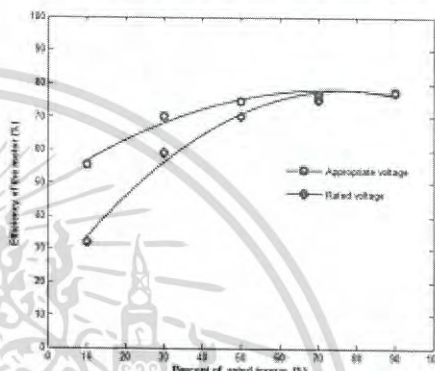


Fig. 14 The efficiency of the motor versus load torque.

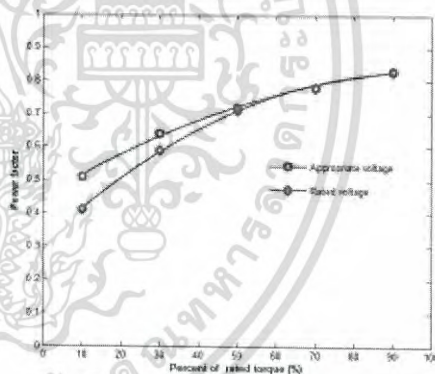


Fig. 15 The power factor of the motor versus load torque.

The simulation results for dynamic response are shown in Fig. 16. The comparison of the motor operation between no-load, on-load and energy saving conditions, has been made. For the on-load condition, the motor load varies from 10%, 50% to 90% of rated torque, respectively, in order to see how the rotor speed is where the motor is on the energy saving condition. It is found that the motor will adjust itself rotor speed to the rated speed. In addition, all motor load, when the motor change condition from on-load condition to energy saving condition. The power input of the motor will be reduced. Especially, when the motor operates on-load at 10% of rated torque (light load), the power input of the motor is reduced from 473 W. to 265 W. Therefore, the motor energy saving is 43.97%. The efficiency of the motor increases from 32.54% to 55.58%. Thus, the motor efficiency increase is 23.04% as shown in Fig. 14. Note that when the load torque increases, the energy saving is reduced. The power factor of the motor are obtained with PWM AC chopper control at appropriate voltage compared to that at rated voltage as shown in Fig. 15. Quite clearly, the power factor is also increased with the appropriated voltage level supplied by the proposed PWM AC chopper control.

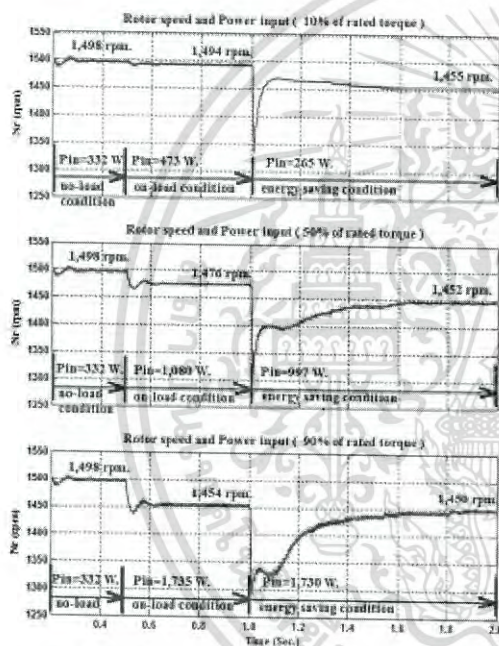


Fig. 16 The dynamic response of the motor for loads various.

VII. CONCLUSIONS

This paper has presented control schemes for energy saving of SPIMS using a PWM AC chopper control technique to adjust the appropriate motor voltage under various load levels. The simulation results show that when the motor operate on energy saving condition, the motor will always operate at the rated speed. When the motor operates on-load at 10% of rated torque (light load). The motor energy saving is 43.97% and the motor efficiency increase is 23.04%. When the load torque increases, the motor efficiency increase is lower than this figures.

VIII. ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the Ministry of Science and Technology, Thailand for the scholarship support.

IX. REFERENCE

- [1] D. Yildirim and M. Bilgic, "PWM AC Chopper Control Single Phase Induction Motor for variable Speed Fan Application", 34th Annual conference of IEEE., Industrial Electronics, Vol. 1, No. 1, 2008, pp. 1337-1342.
- [2] C. Mademlis, I. Kioskeridis and T. Theodoros, "Optimization of Single-Phase Induction Motors - Part I: Maximum Energy Efficiency Control," IEEE Trans. Energy Conversion., Vol. 20, No. 1, 2005, pp. 187-195.
- [3] B. Zahedi and S. Vaez-Zadeh, "Efficiency Optimization Control of Single-Phase Induction Motor Drives," IEEE Trans. Energy conversion., Vol. 24, No. 4, April 2009, pp. 1062-1071.
- [4] J. D. Law and T. A. Lipo, "A single phase induction motor voltage controller with improved performance," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-1, no. 4, pp. 240-247, Oct. 1986.
- [5] D. E. Cattermole and R. M. Davis, "A triac voltage (speed) control for improved performance of split-phase fan motors," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-93, no. 3, pp. 786-791, May/June 1975.
- [6] D. E. Cattermole, R. M. Davis, and A. K. Wallace, "The design Optimization of a split phase fan motor with triac voltage (speed) control," IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-94, no. 3, pp. 778-785, May/June 1975.
- [7] J. D. Law and T. A. Lipo, "A single phase induction motor voltage Controller with improved performance," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-1, no. 4, pp. 240-247, Oct. 1986.
- [8] P.C. Sen, Principle of Electric Machines and power Electronics. New York: John Wiley & Sons, 1997.

ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ - นามสกุล นายวีระ ฉันทยาภิรักษ์
- วัน เดือน ปี เกิด 2 กันยายน 2517
- ที่อยู่ปัจจุบัน บ้านเลขที่ 134 หมู่ 8 ต.พังโคน อ.พังโคน จ.สกลนคร
- ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2539 จบการศึกษาระดับปริญญาตรี
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล
พ.ศ. 2544 จบการศึกษาระดับปริญญาโท
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- ประวัติการทำงาน เมื่อจบการศึกษาระดับปริญญาตรีในปี พ.ศ. 2539 ได้บรรจุเข้าทำงาน
ในตำแหน่ง อาจารย์ 1 ระดับ 3 ณ. สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล
วิทยาเขตสกลนคร ปัจจุบันได้เปลี่ยนชื่อเป็นมหาวิทยาลัยเทคโนโลยี
ราชมงคลอีสาน วิทยาเขตสกลนคร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้