

การควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส



ภาณุวัฒน์ แก้วมา

วิทยานิพนธ์เสนอมหาวิทยาลัยพะเยา เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

กุมภาพันธ์ 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยพะเยา

การควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส



ภาณุวัฒน์ แก้วมา

วิทยานิพนธ์เสนอมหาวิทยาลัยพะเยา เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

กุมภาพันธ์ 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยพะเยา

FLUX-WEAKENING CONTROL FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTORS



PANUWAT KAEWMA

A Thesis Submitted to University of Phayao
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Master of Engineering Degree in Electrical Engineering
February 2025
Copyright 2025 by University of Phayao

วิทยานิพนธ์

เรื่อง

การควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

ของ ภาณุวัฒน์ แก้วมา

ได้รับพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ของมหาวิทยาลัยพะเยา

..... ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์
(ศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา ขำสุวรรณ)

..... ประธานที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงษ์ โพธิ์)

..... กรรมการที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. เกรียงศักดิ์ ไกรกิจราษฎร์)

..... อาจารย์บัณฑิตศึกษามหาวิทยาลัยพะเยา
(รองศาสตราจารย์ ดร. เขวศักดิ์ รักเป็นไทย)

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงศ์ ดำรงวิริยะนุภาพ)

เรื่อง:	การควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส
ผู้วิจัย:	ภาณุวัฒน์ แก้วมา, วิทยานิพนธ์: วศ.ม. (วิศวกรรมไฟฟ้า), มหาวิทยาลัยพะเยา, 2567
อาจารย์ที่ปรึกษา:	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงษ์ โพธิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เกรียงศักดิ์ ไกรกิจราษฎร์
คำสำคัญ:	การควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว, มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส, แรงบิดกระแสเพิ่ม, กระแสกระแสเพิ่ม, ข้อจำกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้า, การควบคุมปรับฟลักซ์, ตัวควบคุมพีไอ

บทคัดย่อ

มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรมการผลิตชิ้นส่วน รวมไปถึงถึงต้นกำลังหลักในการผลิตพลังงาน ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสในปัจจุบันส่วนใหญ่ใช้วิธีการควบคุมเวกเตอร์ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมที่มีความน่าเชื่อถือในเรื่องประสิทธิภาพการทำงาน และสามารถตอบสนองต่อการทำงานติดตามค่าอ้างอิงที่เปลี่ยนแปลงได้ดี อย่างไรก็ตาม ในการประยุกต์ใช้งานที่ความเร็วรอบสูง อาทิ ในยานยนต์ไฟฟ้าและระบบอากาศยาน วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวจึงมีบทบาทสำคัญในการทำให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถทำงานในย่านความเร็วรอบสูงเกินกว่าความเร็วรอบปกติ ภายใต้ข้อจำกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้า

ทั้งนี้ ยังคงมีประเด็นสำคัญในการพิจารณาเนื่องจากระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนพื้นฐานการควบคุมเวกเตอร์นั้น จำเป็นต้องอาศัยตัวควบคุมกระแสและตัวควบคุมความเร็วรอบที่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากตัวควบคุมกระแสและความเร็วรอบส่งผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบขับเคลื่อน อาทิเช่น แรงบิดกระแสเพิ่ม และกระแสกระแสเพิ่ม นอกจากนี้ วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวซึ่งเป็นวิธีการที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งในการวิจัยด้านระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตาม เทคนิคการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่มีในปัจจุบันนั้นมีความหลากหลาย ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อจำกัดและความยากง่ายในการนำไปประยุกต์ใช้แตกต่างกัน ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงวิเคราะห์และนำเสนอแนวทางการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยมุ่งเน้นการเพิ่มประสิทธิภาพและเสถียรภาพในการทำงานของระบบขับเคลื่อนในทุกย่านความเร็วรอบ พิจารณาการออกแบบตัวควบคุมกระแสและความเร็วรอบที่มีประสิทธิภาพสูงเพื่อลดการกระเพื่อมในแรงบิดและกระแส พร้อมทั้งปรับปรุงวิธีการควบคุมฟลักซ์ให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในทุกย่านการทำงานและมีความถูกต้องตามทฤษฎี พิจารณาผลกระทบจากการเลือกค่าอัตราขยายสำหรับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า และพิจารณาเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว

ผลการวิจัยพบว่า การควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่นำเสนอสามารถส่งผลให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในทุกย่านความเร็วสูง ภายใต้ข้อจำกัดด้านแรงดันและกระแสไฟฟ้า ทั้งนี้ กระบวนการออกแบบได้รับการทดสอบอย่างละเอียดผ่านการจำลองในสภาวะการทำงานที่หลากหลาย ผลการจำลองแสดงให้เห็นถึงความสำเร็จของวิธีการควบคุมที่นำเสนอ สามารถเพิ่มความแม่นยำในการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว และลดปัญหาการสูญเสียเสถียรภาพของระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ งานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบขับเคลื่อนที่ต้องการความแม่นยำสูง เช่น ยานยนต์ไฟฟ้า และระบบพลังงานหมุนเวียน นอกจากนี้ ยังเป็นแนวทางสำคัญในการพัฒนาเทคโนโลยีขับเคลื่อนที่ทันสมัย เพื่อตอบสนองความต้องการในภาคอุตสาหกรรมได้อย่างมีประสิทธิภาพ

Title: FLUX-WEAKENING CONTROL FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTORS
Author: Panuwat Kaewma, Thesis: M.Eng. (Electrical Engineering), University of Phayao, 2024
Advisor: Assistant Professor Nattapong Pothisri, Ph.D. Co-advisor Assistant Professor Kreangsak Kraikitrat, Ph.D.
Keywords: Flux-weakening control, Three-phase induction motor, Torque ripple, Current ripple, Current and voltage limit, Flux-oriented control, PI controller

ABSTRACT

Three-phase induction motors are extensively applied in various industries, including component manufacturing and power generation systems, due to their reliability and efficiency. Most modern induction motor drives utilize vector control methods, which are well regarded for their high performance and responsiveness to reference changes. However, in high-speed applications such as electric vehicles and aerospace systems, flux-weakening control plays a crucial role in enabling the motor to operate beyond its base speed under current and voltage constraints.

The vector-controlled induction motor drive system requires efficient current and speed controllers, as these components significantly impact the overall system performance, particularly in minimizing torque ripple and current ripple. While flux-weakening control techniques are essential for induction motor drives, existing methods vary significantly in their complexity and limitations. This research investigates and proposes advanced flux-weakening control strategies for three-phase induction motors, focusing on enhancing performance and stability across all speed ranges. The study also evaluates the effectiveness of current and speed controller designs to reduce ripple effects and improve stability, assesses the impact of voltage controller gain settings, and compares the performance of various flux-weakening control methods.

The proposed flux-weakening control method has demonstrated its capability to stabilize the three-phase induction motor drive system in high-speed regions under voltage and current constraints. The design process was thoroughly tested through simulations under diverse operating conditions. Results show that the proposed method improves flux-weakening control accuracy and mitigates instability issues effectively. This research offers practical applications in precision drive systems such as electric vehicles and renewable energy systems. Moreover, it provides significant insights into the development of advanced drive technologies to meet industrial demands for efficiency, reliability, and sustainability.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เกิดขึ้นจากแรงสนับสนุน ความเอาใจใส่ และคำแนะนำที่ทรงคุณค่าจากหลายท่าน ซึ่งเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้ข้าพเจ้าสามารถก้าวข้ามผ่านอุปสรรคไปได้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงษ์ โพธิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก ผู้ซึ่งไม่เพียงแต่ถ่ายทอดความรู้ด้านการค้นคว้าวิจัยอย่างลึกซึ้ง แต่ยังมอบคำแนะนำและข้อเสนอแนะอันมีคุณค่าที่ช่วยให้ข้าพเจ้าได้เรียนรู้ เข้าใจ และพัฒนาศักยภาพของตนอย่างแท้จริง ความกรุณาและความทุ่มเทในการให้คำแนะนำของท่านมีบทบาทสำคัญต่อการเติบโตทางวิชาการของข้าพเจ้า และปลูกฝังมุมมองที่ลึกซึ้งต่อความหมายของงานวิจัย

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. เกรียงศักดิ์ ไกรกิจราษฎร์ และ รองศาสตราจารย์ ดร. เสวศักดิ์ รักเป็นไทย ที่ได้เปิดโอกาสให้ข้าพเจ้าได้สำรวจและพัฒนาศักยภาพทางวิชาการ ผ่านกระบวนการไตร่ตรองและการแลกเปลี่ยนความคิดเห็น การให้คำปรึกษาและแนวทางของท่านช่วยให้ข้าพเจ้าเข้าใจถึงความสำคัญของความรู้และความคิดสร้างสรรค์ในงานวิจัย นอกจากนี้ การมอบอิสระในการศึกษาและค้นคว้ายังทำให้ข้าพเจ้ามีโอกาสดำเนินงานในทุกด้านและเติบโตในเส้นทางวิชาการอย่างมั่นคง และขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา ขำสุวรรณ ที่กรุณาเป็นประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ พร้อมให้คำแนะนำเพื่อปรับปรุงและเสริมความสมบูรณ์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ท้ายที่สุดนี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณครอบครัวของข้าพเจ้าที่เปรียบเสมือนร่มเงาและกำลังใจอันอบอุ่นอยู่เสมอ โดยเฉพาะบิดามารดาที่ได้มอบความรัก ความเอื้ออาทร และการสนับสนุนอย่างไม่มีเงื่อนไขในทุกย่างก้าวของชีวิต คำปลอบโยนและแรงใจจากท่านช่วยให้ข้าพเจ้าสามารถก้าวผ่านความท้าทายและอุปสรรคมากมายในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ความสำเร็จในครั้งนี้เป็นผลมาจากการสนับสนุนอันอบอุ่นและความหวังใจจากทุกท่าน ข้าพเจ้าขออุทิศผลสำเร็จนี้ให้กับทุกท่านที่กล่าวถึงข้างต้น และรวมไปถึงผู้ที่จากไประหว่างการสร้างวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ด้วยความเคารพรักและซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง

หากมีข้อผิดพลาดหรือบกพร่องประการใด ข้าพเจ้าขออภัยเป็นอย่างสูง และหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีคุณูปการและเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจในงานวิจัยด้านระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในอนาคต

ภาณุวัฒน์ แก้วมา



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	จ
กิตติกรรมประกาศ	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตาราง	ฅ
สารบัญภาพ	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	4
1.3 ประโยชน์ที่จะได้รับการวิจัย.....	4
1.4 แผนดำเนินการวิจัย.....	4
1.5 ระยะเวลาดำเนินการวิจัย.....	5
1.6 สถานที่ที่ใช้ในการวิจัยและรวบรวมข้อมูล	5
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 การแปลงเฟรมอ้างอิง.....	6
2.1.1 การแปลงคลาร์ก	7
2.1.2 การแปลงปาร์ค.....	8
2.1.3 การประยุกต์ใช้และประโยชน์ของหลักการแปลงเฟรมอ้างอิง	10
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	11
2.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง.....	11
2.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงหมุน	14

2.2.3	สมการแรงบิดไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้า	20
2.3	วิธีการควบคุมแวกเตอร์	22
2.3.1	พื้นฐานวิธีการควบคุมแวกเตอร์	24
2.3.2	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนตีสเตเตอร์กับฟลักซ์โรเตอร์	25
2.3.3	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนคิกของสเตเตอร์กับแรงบิดไฟฟ้าเอาต์พุต	27
2.3.4	วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ทางอ้อม	30
2.4	ตัวควบคุมพีไอสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	34
2.4.1	ความหมายและหลักการทำงานของตัวควบคุมพีไอ	34
2.4.2	ตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมกระแส	35
	ความสำคัญของการควบคุมกระแส	35
	ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิดสำหรับตัวควบคุมกระแสแบบพีไอ	35
2.4.3	ตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมความเร็วรอบ	36
	ความสำคัญของการควบคุมความเร็วรอบ	36
	ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิดสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบแบบพีไอ	36
2.5	กลยุทธ์ตัวกล้ำสัญญาณ	37
2.5.1	ตัวกล้ำสัญญาณสเปซแวกเตอร์	37
2.5.2	การมอดูเลตเกินแบบพลวัต	46
	การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส	47
	การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด	48
2.6	วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว	57
2.6.1	พิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์	57
2.6.2	ช่วงการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	59
	ย่านการทำงานแรงบิดคงตัว	60
	ย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว	60

ย่านการทำงานความเร็วเชิงมุมสลิปคังตัว	62
2.6.3 วิธีการควบคุมการอ่อนตัวฟลักซ์แบบป้อนไปข้างหน้า	64
2.6.4 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนกลับ	65
บทที่ 3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอ สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	69
3.1 ตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	69
3.2 วิธีการออกแบบตัวควบคุมกระแส	70
3.2.1 วิธีการตัดทอนโพลซีโรสำหรับตัวควบคุมกระแส	70
3.2.2 วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลสำหรับตัวควบคุมกระแส	73
3.3 วิธีการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ	75
3.3.1 วิธีการตัดทอนโพลซีโรสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบ	75
3.3.2 วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลสำหรับลูปควบคุมความเร็วรอบ	76
3.4 ผลการจำลอง	80
3.5 สรุปผลการจำลอง	89
บทที่ 4 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทาน สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	90
4.1 ข้อจำกัดของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าพิกัด	91
4.1.1 ย่านการทำงานแรงบิดคังตัว	92
4.1.2 ย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคังตัว	93
4.1.3 ย่านการทำงานความเร็วเชิงมุมสลิปคังตัว	95
4.2 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า	98
4.3 ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ	100
4.4 ผลการจำลอง	103
4.5 สรุปผลการจำลอง	108

บทที่ 5 การวิเคราะห์ผลกระทบจากค่าอัตราขยายในตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว สำหรับระบบ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	110
5.1 ข้อกำหนดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าพิกัด	111
5.2 วิธีการควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์แบบแรงดันป้อนกลับ	113
5.2.1 ตัวควบคุมแอลฟาและเบตาสำหรับรูปควบคุมแรงดัน	113
5.2.2 ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปควบคุมแรงดัน.....	115
5.3 ผลการจำลอง.....	119
5.4 สรุปผลการจำลอง.....	126
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	127
6.1 สรุปผลการวิจัย	127
6.2 ข้อเสนอแนะ	128
ภาคผนวก	129
ภาคผนวก ก สมการแรงดันไฟฟ้าสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ	130
ภาคผนวก ข ตัวอย่างการคำนวณตามทฤษฎีและผลการจำลองที่สอดคล้องกัน	132
ภาคผนวก ค ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	139
บรรณานุกรม	142
ประวัติผู้วิจัย	153

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 1 ระยะเวลาในการดำเนินการวิจัย	5
ตาราง 2 แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟสบนพื้นฐานตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์	41
ตาราง 3 การมอดูเลตเวลาในสเปซเวกเตอร์	45
ตาราง 4 รูปแบบตัวกล้ำสัญญาณ	45
ตาราง 5 แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงแอลฟาและเบตาที่ถูกปรับตามการมอดูเลตเก็นแบบลดค่าความผิดพลาด ของขนาด (ระบบต่อหน่วย)	56
ตาราง 6 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง	79
ตาราง 7 การตั้งค่านำเข้าสำหรับตัวควบคุมพีไอ	79
ตาราง 8 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง	103
ตาราง 9 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง	119
ตาราง 10 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง	132

สารบัญภาพ

	หน้า
ภาพ 1 เวกเตอร์การแปลงคลาร์ก	8
ภาพ 2 เวกเตอร์การแปลงปาร์ค	9
ภาพ 3 วงจรไฟฟ้าสมมูลในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง	14
ภาพ 4 แผนภาพการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง	14
ภาพ 5 วงจรไฟฟ้าสมมูลในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหมุน	16
ภาพ 6 ตัวควบคุมกระแสกับวิธีการชดเชยแบบป้อนไปข้างหน้า	18
ภาพ 7 แผนภาพการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหมุน	19
ภาพ 8 ผังวิธีการควบคุมความถี่แบบปรับเปลี่ยนได้	22
ภาพ 9 ส่วนประกอบเวกเตอร์กระแสด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ในเฟรมอ้างอิงนิ่งและฟลักซ์โรเตอร์	23
ภาพ 10 วิธีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยกกับวิธีการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ ...	24
ภาพ 11 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนดีด้านสเตเตอร์กับฟลักซ์โรเตอร์	26
ภาพ 12 คำสั่งกระแสด้านสเตเตอร์แกนดีและแกนคว	30
ภาพ 13 วงจรสมมูลในสภาวะคงตัวของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	31
ภาพ 14 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางอ้อม	33
ภาพ 15 ตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมกระแส	34
ภาพ 16 ผังการควบคุมกระแสแกนดีแบบวงปิด	35
ภาพ 17 ผังการควบคุมความเร็วรอบแบบวงปิด	36
ภาพ 18 ตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบ	36
ภาพ 19 โครงสร้างวงจรของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามเฟส	38
ภาพ 20 สถานะการสลับของสเปซเวกเตอร์	39
ภาพ 21 สถานะการสลับในสถานะ (100), เซกเตอร์ 1	40

ภาพ 22	เวกเตอร์แรงดันแบบสุมในเซกเตอร์ 1	42
ภาพ 23	รูปแบบตัวกล้ำสัญญาณในเซกเตอร์ 1	44
ภาพ 24	รูปแบบการสลับตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์สำหรับทุกเซกเตอร์.....	46
ภาพ 25	การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส	47
ภาพ 26	การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด.....	49
ภาพ 27	สถานะการสลับของการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด	50
ภาพ 28	เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ 1	51
ภาพ 29	เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ 2	53
ภาพ 30	เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ 3	55
ภาพ 31	วิธีแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว	59
ภาพ 32	ย่านการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ภายใต้ข้อจำกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้า.....	59
ภาพ 33	ผังวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	63
ภาพ 34	ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า	65
ภาพ 35	ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า	66
ภาพ 36	ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบวิเคราะห์ข้อผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า.....	67
ภาพ 37	ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมค่าความผิดพลาดแรงดันไฟฟ้า.....	67
ภาพ 38	ผังการควบคุมกระแสแกนดีแบบวงปิด	71
ภาพ 39	การออกแบบตัดทอนโพลซีโรสำหรับควบคุมกระแสแกนดี.....	72
ภาพ 40	แบบจำลองวงจรสมมูลของส่วนคล่องเกียร์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับการแยกส่วนประกอบแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับในอุดมคติ	72
ภาพ 41	ผังการควบคุมความเร็วรอบแบบวงปิด.....	75

ภาพ 42 การออกแบบตัดทอนโพลีซีโรสำหรับควบคุมความเร็วรอบ.....	75
ภาพ 43 บล็อกควบคุมกระแสผนวกกับการป้องกันการสะสมค่าเกินพิกัด	77
ภาพ 44 บล็อกควบคุมความเร็วรอบผนวกกับการป้องกันการสะสมค่าเกินพิกัด	78
ภาพ 45 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมเวกเตอร์	78
ภาพ 46 การตอบสนองของแรงบิดเมื่อรักษาความเร็วรอบที่ 500 รอบต่อนาที	80
ภาพ 47 การตอบสนองของกระแสแกนคิมเมื่อรักษาความเร็วรอบที่ 500 รอบต่อนาที	81
ภาพ 48 การตอบสนองของกระแสแกนดีเมื่อรักษาความเร็วรอบที่ 500 รอบต่อนาที	82
ภาพ 49 การตอบสนองของความเร็วรอบเมื่อรักษาความเร็วที่ 500 รอบต่อนาที	83
ภาพ 50 ผลการตอบสนองของความเร็วรอบภายใต้เงื่อนไขไม่ขับโหลด	84
ภาพ 51 ผลการตอบสนองของความเร็วรอบภายใต้เงื่อนไขแรงบิดโหลด 5 นิวตันเมตร.....	85
ภาพ 52 ผลการตอบสนองตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ภายใต้เงื่อนไขแรงบิดโหลด 5 นิวตันเมตร.....	86
ภาพ 53 การตอบสนองความเร็วรอบเมื่อมีการกลับทางหมุน.....	87
ภาพ 54 การตอบสนองแรงบิดเมื่อมีการกลับทางหมุน.....	87
ภาพ 55 การตอบสนองตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์เมื่อมีการกลับทางหมุน.....	88
ภาพ 56 วิธีแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว	91
ภาพ 57 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า	99
ภาพ 58 แผนภาพวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทาน	101
ภาพ 59 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทานที่เสนอ สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	101
ภาพ 60 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ	104
ภาพ 61 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ	105
ภาพ 62 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ	106
ภาพ 63 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ	107

ภาพ 64 ผลการจำลองตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์เมื่อเทียบกับความเร็วรอบ.....	108
ภาพ 65 วิธีทางเดินกระแสทำงานภายใต้พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า.....	110
ภาพ 66 วิธีกระแสและแรงดันที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว	113
ภาพ 67 วิธีการควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์แบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า	114
ภาพ 68 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าอาศัยตัวควบคุมพีไอ.....	118
ภาพ 69 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า	118
ภาพ 70 แรงบิดเทียบกับความเร็วรอบ.....	120
ภาพ 71 โรเตอร์ฟลักซ์เทียบกับความเร็วรอบ	120
ภาพ 72 กระแสแกนดีเทียบกับความเร็วรอบ.....	121
ภาพ 73 กระแสแกนคิวเทียบกับความเร็วรอบ.....	121
ภาพ 74 แรงบิดเทียบกับความเร็วรอบ.....	122
ภาพ 75 โรเตอร์ฟลักซ์เทียบกับความเร็วรอบ	122
ภาพ 76 กระแสแกนดีและแกนคิวเทียบกับความเร็วรอบ	123
ภาพ 77 กระแสสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ.....	123
ภาพ 78 แรงดันสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ	124
ภาพ 79 ความเร็วเชิงมุมสลิปเทียบกับความเร็วรอบ	124
ภาพ 80 ตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ในกรณีศึกษาที่ 1	125
ภาพ 81 ตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ในกรณีศึกษาที่ 2	125
ภาพ 82 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์	132
ภาพ 83 ผลการจำลองฟลักซ์โรเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ.....	133
ภาพ 84 ผลการจำลองแรงบิดไฟฟ้าเทียบกับความเร็วรอบ	134
ภาพ 85 ผลการจำลองแรงดันไฟฟ้าแกนดีและแกนคิวเทียบกับความเร็วรอบ	135
ภาพ 86 ผลการจำลองแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ	135

ภาพ 87 ผลการจำลองกระแสไฟฟ้าแกนดีและแกนคิวยเทียบกับความเร็วรอบ	136
ภาพ 88 ผลการจำลองความเร็วเชิงมุมสลิปเทียบกับความเร็วรอบ	137
ภาพ 89 ผลการจำลองกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ	137
ภาพ 90 บล็อกไดอะแกรมภาพรวมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางอ้อม	139
ภาพ 91 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส	140
ภาพ 92 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองส่วนชดเชยแรงดันไฟฟ้าคล่องเกี่ยว	140
ภาพ 93 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองการประมาณค่าตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์	140
ภาพ 94 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองตัวควบคุมสำหรับลูปความเร็วรอบและลูปกระแส	141
ภาพ 95 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ	141



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในหลายภาคส่วน อาทิเช่น อุตสาหกรรมการผลิต เกษตรกรรม ยานยนต์ไฟฟ้า [1-3] และเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในที่พักอาศัย ความนิยมของมอเตอร์ชนิดนี้เกิดจากคุณสมบัติที่โดดเด่น ได้แก่ โครงสร้างเรียบง่าย สามารถทนทานต่อการใช้งานในระยะยาว การบำรุงรักษาที่ไม่ซับซ้อน และต้นทุนต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้าประเภทอื่น [4-6] การนำไปประยุกต์ใช้ในงานบางประเภท เช่น ปั๊มและพัดลม [7] ไม่ต้องการผลตอบแทนที่มีความแม่นยำสูง ซึ่งยังคงใช้วิธีการควบคุมแบบสเกลาร์ เช่น การควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่ แต่อย่างไรก็ตาม สำหรับระบบควบคุมที่ต้องการความแม่นยำและการตอบสนองเชิงพลวัตที่ดี เช่น การประยุกต์ใช้กับอุตสาหกรรมการผลิตที่ต้องการความแม่นยำสูง [8, 9] การประยุกต์ใช้ในระบบขนส่งโดยเฉพาะอย่างยิ่งในส่วนของการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า [10, 11] การผลิตพลังงานหมุนเวียน และเทคโนโลยีด้านอากาศยาน การควบคุมเวกเตอร์ (Vector control) จึงเป็นตัวเลือกที่เหมาะสมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส [12-15]

วิธีการควบคุมเวกเตอร์หรือวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ (Flux-oriented control) ได้รับความนิยมในการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ [16, 17] ในวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์นั้น การควบคุมฟลักซ์และแรงบิดสามารถควบคุมแยกกันได้อย่างเป็นอิสระ โดยกระแสแกนตีถูกใช้ในการควบคุมฟลักซ์ และกระแสแกนควใช้ควบคุมแรงบิด [18, 19] อาศัยหลักการแปลงพิกัดสมการทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้อยู่ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous reference frame) [20, 21] โดยมีตัวควบคุมพีไอ (Proportional-Integral controller, PI) ทั้งในลูกระแส (Current control loop) และลูบความเร็วรอบ (Speed control loop) วิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่ได้รับความนิยมในปัจจุบัน ได้แก่ วิธีการตัดทอนโพลซีโร่ (Pole-zero cancellation, PZC) [22-25] และวิธีการกำหนดตำแหน่งโพล (Pole placement, PP) [26-29] ซึ่งแต่ละวิธีสามารถให้ประสิทธิภาพผลการตอบสนองโดยรวมของระบบขับเคลื่อนที่แตกต่างกันอย่างมีนัยสำคัญ [30] ข้อดีของวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ คือความแม่นยำในการควบคุมแรงบิดและกระแสในสภาวะคงตัว การตอบสนองเชิงพลวัต (Dynamic response) ในการทำงานติดตามค่าอ้างอิงที่รวดเร็ว และความถี่

การสวิตช์ที่คงที่ตลอดช่วงการทำงานของระบบขับเคลื่อน [31, 32] อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนนั้นขึ้นอยู่กับตัวควบคุม โดยเฉพาะตัวควบคุมกระแส (Current controller) ซึ่งได้รับผลกระทบจากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ [33-35] และถึงแม้ว่าวิธีการควบคุมปรับพลักซ์ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย สืบเนื่องมาจากความแม่นยำในการควบคุม และความสามารถในการตอบสนองเชิงพลวัตที่ดี [36] อย่างไรก็ตาม สำหรับการประยุกต์ใช้งานที่ต้องการการขยายย่านความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เช่น การประยุกต์ใช้งานในยานยนต์ไฟฟ้า หรือระบบผลิตพลังงานหมุนเวียน ดังนั้น การควบคุมพลักซ์อ่อนตัว (Flux-weakening control) จึงมีบทบาทสำคัญสำหรับการขยายย่านความเร็วรอบ [37, 38] ซึ่งสามารถช่วยให้ระบบขับเคลื่อนสามารถทำงานในย่านความเร็วรอบสูงเกินกว่าความเร็วรอบพิกัดได้ โดยการทำให้ปริมาณพลักซ์โรเตอร์อ่อนตัวลง ในขณะที่แรงดันและกระแสไฟฟ้าไม่เกินพิกัดของอินเวอร์เตอร์ [39]

วิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวถูกใช้เพื่อขยายย่านการทำงานของระบบขับเคลื่อนที่ความเร็วรอบสูงกว่าความเร็วรอบพิกัด ภายใต้ข้อจำกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าสูงสุด วิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบดั้งเดิม (Traditional flux-weakening control method) [40, 41] หรือเรียกว่า วิธีการควบคุมอัตราส่วนความเร็วรอบ ถูกนำเสนอในบทความ [42] โดยตั้งค่าปริมาณของพลักซ์โรเตอร์อ้างอิงให้แปรผกผันกับความเร็วรอบโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น เป็นวิธีการออกแบบที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตาม วิธีการควบคุมอัตราส่วนความเร็วรอบดังกล่าว ไม่สามารถสร้างแรงบิดเอาต์พุตสูงสุดในบริเวณย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัวได้ [43-45] เนื่องจากไม่สามารถรักษาระดับความต้องการแรงดันไฟฟ้าของระบบขับเคลื่อนให้เหมาะสมสำหรับการควบคุมปริมาณกระแสไฟฟ้าอ้างอิงได้ นอกจากนี้ ประสิทธิภาพการควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีการควบคุมอัตราส่วนความเร็วรอบยังขึ้นอยู่กับความแม่นยำของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ และไม่สามารถปรับลดระดับพลักซ์ให้สอดคล้องกับสภาวะการทำงานที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลด [46] ในบทความที่ [47-49] ได้นำเสนอวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ (The voltage regulation method) โดยใช้คำสั่งแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์อ้างอิงมาหักล้างกับค่าพิกัดแรงดันสเตเตอร์ สร้างค่าความผิดพลาดของกระแสแกนติเพื่อให้ปริมาณพลักซ์อ่อนตัวลงผ่านตัวควบคุมแรงดัน [50-53] วิธีการนี้สามารถสร้างแรงบิดสูงสุดได้อย่างมีประสิทธิภาพ และไม่อ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของมอเตอร์ [54-56] อย่างไรก็ตาม วิธีการนี้ไม่สามารถใช้งานปริมาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ ในบทความที่ [57] นำเสนอวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดแรงดันไฟฟ้า (The voltage error method) ใช้ร่วมกับเทคนิคการมอดูเลตเกิน วิธีการนี้สามารถขยายย่าน

ความเร็วรอบพิกัดได้ โดยไม่เกิดปัญหาเรื่องเสถียรภาพของระบบควบคุม อย่างไรก็ตาม วิธีการนี้ไม่สามารถรองรับการทำงานได้ทุกย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัว เนื่องจากขาดการอธิบายทฤษฎีที่ชัดเจนในบทความ [58-61] ได้นำเสนอวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมค่าความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า (The voltage error regulation method) โดยใช้แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงมาหักล้างกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตเกิน [62-66] วิธีการนี้สามารถดำเนินการแรงบิดสูงสุดได้อย่างมีประสิทธิภาพในทุกย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัว และสามารถขยายย่านความเร็วรอบพิกัดได้ [67-69] แต่อย่างไรก็ตาม ทุกวิธีการที่ถูกลำเสนอจะต้องมีการพิจารณาการออกแบบตัวควบคุมพีไอหรือค่าอัตราขยายของตัวควบคุม เนื่องจากเป็นส่วนที่ส่งผลกระทบโดยตรงต่อระบบขับเคลื่อน ทั้งในสภาวะพลวัต (Dynamic state operation) และสภาวะคงตัว (Steady state operation) [70] อาทิเช่น แรงบิดกระเพื่อม (Torque ripple) กระแสไฟฟ้ากระเพื่อม (Current ripple) และรวมถึงการกระชากของกระแสในย่านเริ่มต้นการทำงานพลักซ์อ่อนตัว ซึ่งยังคงเป็นประเด็นที่ได้รับความสนใจในปัจจุบัน [71-73]

ดังนั้น การปรับปรุงประสิทธิภาพของตัวควบคุมพลักซ์อ่อนตัวสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเรื่องปัญหาแรงบิดกระเพื่อม กระแสกระเพื่อม และเสถียรภาพของระบบ จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องศึกษาค้นคว้าและวิเคราะห์ถึงสาเหตุของปัญหา รวมถึงการหาแนวทางพัฒนาวิธีการควบคุมให้สามารถทำงานได้อย่างแม่นยำในทุกย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัว งานวิจัยนี้จึงศึกษาเพื่อเปรียบเทียบการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบและควบคุมกระแสที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพเชิงพลวัต นำเสนอวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวที่มีความทนทาน เพื่อเพิ่มความแม่นยำของการควบคุมในทุกย่านการทำงาน อีกทั้งยังเปรียบเทียบการเลือกค่าอัตราขยายสำหรับการออกแบบตัวควบคุมให้มีความเหมาะสมแก่ระบบขับเคลื่อน เพื่อลดปัญหาแรงบิดกระเพื่อมและกระแสกระเพื่อม และนอกจากนี้ ยังทำการเปรียบเทียบวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัว เพื่อประเมินข้อดีและข้อเสียของแต่ละวิธีการ ตลอดจนความเหมาะสมในการประยุกต์ใช้ในสภาวะการทำงานที่แตกต่างกัน ทั้งนี้ ผลลัพธ์ของการวิจัยนี้สามารถนำไปต่อยอดในการพัฒนาระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้มีประสิทธิภาพสูงยิ่งขึ้น และมีศักยภาพในการประยุกต์ใช้งานในภาคอุตสาหกรรมและเทคโนโลยีที่ต้องการการควบคุมที่มีความแม่นยำและเสถียรภาพสูง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. ศึกษาและเปรียบเทียบวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบและรูปกระแสของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการตอบสนองเชิงพลวัตและแก้ปัญหาที่เกี่ยวข้องกับแรงบิดกระเพื่อมและกระแสกระเพื่อม

2. พัฒนาวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวให้มีความแม่นยำในทุกย่านการทำงาน เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยแก้ปัญหาแรงบิดและกระแสกระเพื่อม และเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว

1.3 ประโยชน์ที่จะได้รับการวิจัย

1. การศึกษาและเปรียบเทียบวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบและกระแสสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการตอบสนองเชิงพลวัตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ลดปัญหาแรงบิดกระเพื่อมและกระแสกระเพื่อมซึ่งทำให้ระบบขับเคลื่อนมีความเสถียรมากขึ้นในทุกสภาวะการทำงาน และสามารถตอบสนองได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำเมื่อค่าอ้างอิงมีการปรับเปลี่ยนอย่างฉับพลัน

2. ประสิทธิภาพของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวถูกปรับปรุงให้สามารถรองรับการทำงานในทุกย่านการทำงาน และความสามารถในการทำงานติดตามค่าอ้างอิงของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น สามารถลดปัญหาแรงบิดและกระแสกระเพื่อมซึ่งนำไปสู่สภาวะการทำงานที่มีเสถียรภาพและประสิทธิภาพสูง อีกทั้งการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่แตกต่างกัน สามารถชี้ให้เห็นถึงแนวทางพิจารณาใช้วิธีการที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการประยุกต์ใช้งานในแต่ละสภาวะการทำงาน

1.4 แผนดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาและวิเคราะห์แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
2. ศึกษาวิธีการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
3. ทำการจำลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
4. รวบรวมวิเคราะห์ผลการจำลอง และเผยแพร่ทางวิชาการ
5. วิจัยและสรุปผลการวิจัย
6. จัดทำวิทยานิพนธ์

1.5 ระยะเวลาดำเนินการวิจัย

ตาราง 1 ระยะเวลาในการดำเนินการวิจัย

การดำเนินการวิจัย	ระยะเวลา (เดือน)											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1. ศึกษาและวิเคราะห์แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	✓											
2. ศึกษาวิธีการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	✓	✓	✓									
3. ทำการจำลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ		✓	✓	✓	✓	✓						
5. รวบรวมวิเคราะห์ผลการจำลองและเผยแพร่ทางวิชาการ						✓	✓	✓	✓			
6. วิจัยและสรุปผลการวิจัย								✓	✓	✓	✓	✓
7. จัดทำวิทยานิพนธ์								✓	✓	✓	✓	✓

1.6 สถานที่ที่ใช้ในการวิจัยและรวบรวมข้อมูล

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยพะเยา

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ประกอบไปด้วย การแปลงเฟรมอ้างอิงของตัวแปรทางไฟฟ้าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งและเฟรมอ้างอิงโรตอรีส วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ตัวควบคุมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส กลยุทธ์ตัวกล้ำสัญญาณ และวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว

2.1 การแปลงเฟรมอ้างอิง

ทฤษฎีการแปลงเฟรมอ้างอิง (Reference frame transformation) ถือเป็นพื้นฐานสำคัญสำหรับการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยอาศัยหลักการการแปลงคลาร์ก (Clarke transformations) และการแปลงปาร์ค (Park transformations) เป็นหลักการพื้นฐานที่สำคัญสำหรับการควบคุมเวกเตอร์ วัตถุประสงค์หลักของการแปลงเฟรมอ้างอิง คือ การแปลงผันตัวแปร อาทิเช่น แรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และฟลักซ์ ให้เปลี่ยนเป็นเฟรมอ้างอิงตามความเหมาะสมสำหรับการใช้งาน เพื่อให้สะดวกต่อการวิเคราะห์และการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส [74, 75]

การแปลงเฟรมอ้างอิงสามารถลดจำนวนตัวแปรที่ต้องพิจารณา ส่งผลให้การออกแบบระบบควบคุมมีความเรียบง่ายและไม่ซับซ้อน อีกทั้งยังเพิ่มความสะดวกในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยเฟรมอ้างอิงสามารถจำแนกเป็นสองประเภทได้แก่ เฟรมหยุดนิ่ง (Stationary frame) และเฟรมซิงโครนัส (Synchronous frame)

เฟรมหยุดนิ่ง สามารถแบ่งออกเป็น

เฟรมหยุดนิ่งสามเฟส (Three-phase stationary frame) ซึ่งเฟรมนี้ประกอบไปด้วยแกนอ้างอิงสามแกนที่สัมพันธ์กับแต่ละเฟสของระบบไฟฟ้ากระแสสลับ (เฟสเอ เฟสบี และเฟสซี)

เฟรมหยุดนิ่งสองเฟส (Two-phase stationary frame) หรือ เฟรมแอลฟาและเบตา (α - β frame) เฟรมนี้ประกอบไปด้วยแกนอ้างอิงแอลฟา (α) และเบตา (β) โดยเฟรมอ้างอิงนี้มีมุมมองที่หยุดนิ่งอยู่กับที่ถึงแม้จะมีการหมุนของไฟฟ้ากระแสสลับ การเขียนแทนด้วยแกนแอลฟาและเบตา

สามารถใช้ในการวิเคราะห์และควบคุมระบบขับเคลื่อนได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งโดยปกติแล้วในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับทุกประเภทระบุแกนแอลฟาให้เป็นแกนเดียวกับไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเอ (Phase A)

เฟรมชิงโครนัส หรือเฟรมหมุน (Rotating frame)

เฟรมอ้างอิงนี้หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมชิงโครนัส (ω_e) และสามารถเขียนแทนด้วยแกนดีและคิว ($d-q$) ตัวแปรที่อยู่ในเฟรมอ้างอิงชิงโครนัสหมุนด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วเชิงมุมชิงโครนัสทำให้การวิเคราะห์และควบคุมระบบเป็นไปได้อย่างมีประสิทธิภาพและแม่นยำ

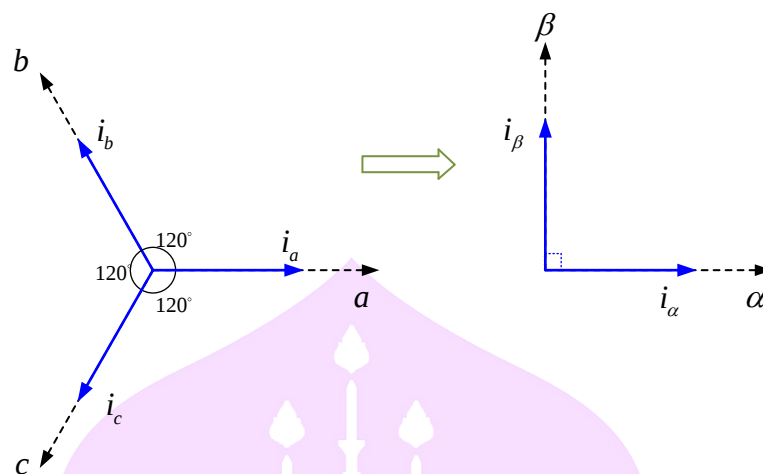
ดังนั้น การแปลงเฟรมอ้างอิงของตัวแปรทางไฟฟ้าระหว่างเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งกับเฟรมอ้างอิงชิงโครนัส ประกอบไปด้วย การแปลงคลาร์ก การแปลงปาร์ค การแปลงคลาร์กผกผัน และการแปลงปาร์คผกผัน สามารถอธิบายได้ดังนี้

2.1.1 การแปลงคลาร์ก

ภาพ 1 แสดงถึง การแปลงคลาร์ก (Clarke Transformation) ซึ่งเป็นวิธีการแปลงเวกเตอร์กระแสจากรูปแบบสามเฟส (ABC) ให้เป็นรูปแบบสองเฟส ($\alpha-\beta$) การแปลงนี้ช่วยลดจำนวนตัวแปรจากสามตัวแปรเป็นสองตัวแปร ทำให้การวิเคราะห์และควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์มีความสะดวกและเรียบง่าย การแปลงคลาร์กเป็นหนึ่งในขั้นตอนสำคัญในการควบคุมมอเตอร์บนพื้นฐานวิธีการควบคุมแบบปรับพลักซ์ ซึ่งนำไปสู่การคำนวณที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สมการการแปลงคลาร์กแสดงดังสมการ (2.1) [14, 74]

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$



ภาพ 1 เวกเตอร์การแปลงคลาร์ก

ในทางกลับกัน เมื่อต้องการแปลงเฟรมอ้างอิงจากเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสไปเป็นเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสามเฟส เรียกว่าการแปลงคลาร์กผกผัน (The inverse Clarke's transformation) สามารถรับได้จากสมการ (2.2)

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.1.2 การแปลงปาร์ค

ภาพ 2 แสดงถึง การแปลงปาร์ค (Park Transformation) ซึ่งเป็นการแปลงปริมาณตัวแปรไฟฟ้าจาก เฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง (α - β) ไปเป็น เฟรมอ้างอิงซิงโครนัส (d - q) หรือที่เรียกว่า การแปลง α - β เป็น d - q การแปลงปาร์คทำให้สามารถควบคุมและวิเคราะห์ปริมาณกระแสในเฟรมอ้างอิงที่หมุนตามความเร็วเชิงมุมของสนามแม่เหล็กหมุน ทำให้การควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ของมอเตอร์มีความแม่นยำมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ [14, 74] สมการการแปลงปาร์คสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

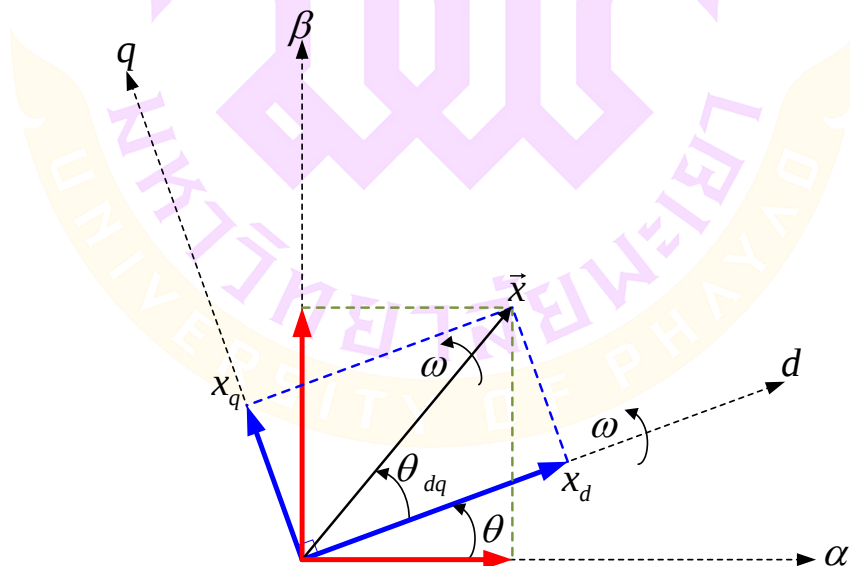
การแปลงนี้เป็นการเปลี่ยนตัวแปรกระแสไฟฟ้าจากเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสไปเป็นเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสสองเฟส ซึ่งส่งผลให้ตัวแปรอยู่ในเฟรมอ้างอิงที่มีความสอดคล้องกับการออกแบบตัวควบคุมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

การแปลงปาร์คผกผัน (The inverse Park's transformation) รับผิดชอบสมการ (2.4)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

ในทางปฏิบัติการแปลงคลาร์กและปาร์คสามารถผนวกกันเพื่อแปลงกระแสในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง (แกน เอ-บี-ซี) ไปเป็นเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส (แกนดีคว) เรียกว่า การแปลง เอ-บี-ซี เป็น ดีคว (abc to $d-q$ transformations) ดังสมการ (2.5)

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_e & -\sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$



ภาพ 2 เวกเตอร์การแปลงปาร์ค

2.1.3 การประยุกต์ใช้และประโยชน์ของหลักการแปลงเฟรมอ้างอิง

1. การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

การแปลงเฟรมอ้างอิงช่วยในการแยกกระแสไฟฟ้าออกเป็นส่วนเพื่อใช้ในการสร้างแรงบิดและฟลักซ์สำหรับวิธีการควบคุมเวกเตอร์ โดยการใช้การแปลงพาร์ค ส่งผลให้สามารถควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ได้อย่างอิสระและมีความแม่นยำ ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานสำคัญในการพัฒนาเทคนิคการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าระดับสูง เช่น วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมการผลิตและยานยนต์ไฟฟ้า [1-3]

2. การวิเคราะห์และควบคุมระบบกำลังไฟฟ้า

การแปลงเฟรมอ้างอิงช่วยแยกกระแสออกเป็นสองส่วนคือ กระแสด้านฟลักซ์และกระแสด้านแรงดัน ส่งผลให้สามารถควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้อย่างแม่นยำและมีความเสถียร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบพลังงานแสงอาทิตย์และลมที่มีการเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่าย [10, 36]

การวิเคราะห์คุณภาพพลังงานไฟฟ้า (Power quality analysis) ใช้ในการตรวจสอบความผิดปกติและการรบกวนในระบบกำลังไฟฟ้า เช่น การวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ (Harmonics analysis) และการวิเคราะห์การทำงานของระบบในกรณีที่มีโหลดไม่สมดุล

3. การควบคุมแรงบิดและความเร็วรอบในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

การเพิ่มประสิทธิภาพการขับเคลื่อน (Drive efficiency optimization) ใช้ในการปรับแต่งการทำงานของมอเตอร์และระบบการขับเคลื่อนให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ลดการสูญเสียพลังงานและเพิ่มระยะทางในการขับเคลื่อน [10, 11]

การแปลงเฟรมอ้างอิงเป็นเครื่องมือที่สำคัญในด้านการควบคุมและการวิเคราะห์ระบบไฟฟ้าและมอเตอร์ไฟฟ้า การประยุกต์ใช้งานที่หลากหลาย เช่น การควบคุมแรงบิด การเพิ่มประสิทธิภาพการขับเคลื่อน หรือการปรับปรุงเสถียรภาพของระบบ ดังนั้น หลักการนี้จึงเป็นพื้นฐานสำคัญที่มีส่วนช่วยให้ระบบไฟฟ้าสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีเสถียรภาพในหลากหลายสภาวะการทำงาน

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

การวิเคราะห์การทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส สามารถวิเคราะห์ได้โดยใช้วงจรสมมูลต่อเฟส ซึ่งวงจรสมมูลต่อเฟสมีความเรียบง่าย และมีประโยชน์สำหรับการวิเคราะห์ผลการตอบสนองในสถานะอยู่ตัว (Steady-state response) แต่อย่างไรก็ตาม สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การพิจารณาการแปลงผันพลังงานอิเล็กทรอนิกส์ในสภาวะพลวัต (Dynamic-state response) จำเป็นต้องอาศัยสมการวงจรสมมูลในรูปแบบเฟรมหยุดนิ่งและเฟรมชิงโครนัส สำหรับการสร้างแบบจำลองและวิเคราะห์การทำงานในสภาวะต่าง ๆ ซึ่งสามารถแสดงผลการตอบสนองในสภาวะพลวัตที่เกิดขึ้น อาทิ เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และฟลักซ์ รวมถึงการแปลงผันพลังงานระหว่างไฟฟ้าและทางกลเป็นต้น [76, 77]

2.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง

สมการแรงดันไฟฟ้าที่ใช้สำหรับการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง (Mathematical model of Three-phase induction motor in the stationary reference frame) ประกอบไปด้วย สมการแรงดันไฟฟ้าด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ สมการแรงดันไฟฟ้าด้านโรเตอร์สามารถแสดงได้ดังสมการ 2.6 [14, 16, 28]

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

โดยที่ R_r คือ ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ และ $v_{ar}, v_{br}, v_{cr}, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$ และ $\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$ คือแรงดันไฟฟ้า กระแส และฟลักซ์ของโรเตอร์ตามลำดับ

สมการแรงดันไฟฟ้าในรูปของเวกเตอร์เชิงซ้อน (Complex vector) เป็นดังสมการ (2.7)

$$\vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\psi}_s^s}{dt} \quad (2.7)$$

สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสจะไม่มีการจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าด้านโรเตอร์ ดังนั้น สามารถแสดงสมการแรงดันไฟฟ้าของโรเตอร์ที่มีค่าเป็นศูนย์ได้ดังนี้

$$0 = R_r \cdot \vec{i}_r + L_r \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_m \frac{d(\vec{i}_s e^{-j\theta_m})}{dt} \quad (2.8)$$

ดำเนินการแปลงสมการแรงดันไฟฟ้าด้านโรเตอร์ในสมการ (2.8) ไปยังเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งเป็นดังสมการ (2.9)

$$0 = R_r \cdot \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\psi}_r^s}{dt} - j \cdot \omega_e \cdot \vec{\psi}_r^s \quad (2.9)$$

โดยที่สัญลักษณ์ตัวห้อย s และ r หมายถึง ส่วนประกอบด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ สัญลักษณ์ด้วยก่าลิ่ง s หมายถึงเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง และเมื่อนำสมการ (2.9) ผนวกกับสมการ (2.7) ได้รับสมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง โดยสามารถแยกส่วนประกอบแรงดันด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ให้เป็นส่วนประกอบแกนแอลฟาและเบตาได้เป็นสมการ (2.10)-(2.11) และ (2.12)-(2.13) ตามลำดับ [16]

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \quad (2.10)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \quad (2.11)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_e \psi_{\beta r} \quad (2.12)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_e \psi_{\alpha r} \quad (2.13)$$

โดยที่ R_s คือ ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ R_r คือ ความต้านทานขดลวดโรเตอร์ ω_e คือ ความเร็วเชิงมุมซิงโครนัส ψ_α คือ ฟลักซ์แกนแอลฟา และ ψ_β คือ ฟลักซ์แกนเบตา

จากความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์ของฟลักซ์ด้านสเตเตอร์และฟลักซ์ด้านโรเตอร์ที่อยู่ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ (2.14) และ (2.15) ตามลำดับ

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (2.14)$$

$$\psi_r = L_m i_s + L_r i_r \quad (2.15)$$

สามารถแยกเป็นส่วนประกอบแกนแอลฟาและเบตา ได้ดังสมการ (2.16)-(2.19)

$$\psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (2.16)$$

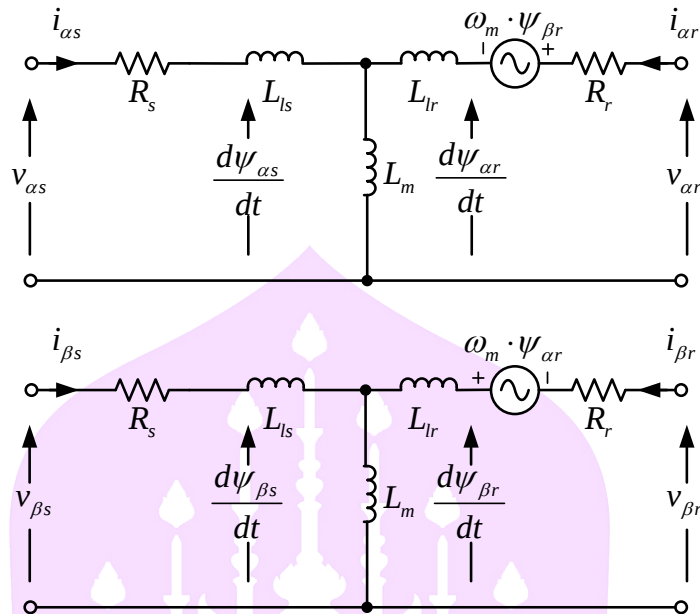
$$\psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (2.17)$$

$$\psi_{\alpha r} = L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r} \quad (2.18)$$

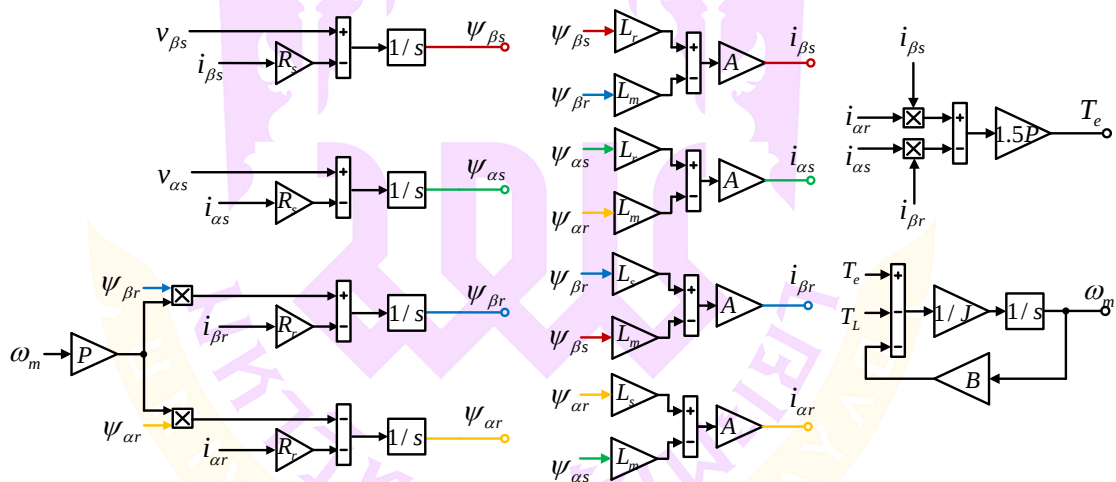
$$\psi_{\beta r} = L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r} \quad (2.19)$$

โดยที่ L_s คือ ตัวเหนี่ยวนำสเตเตอร์ L_r คือ ตัวเหนี่ยวนำโรเตอร์ และ L_m คือ ตัวเหนี่ยวนำร่วม

จากสมการ (2.16)-(2.19) สามารถแสดงเป็นวงจรสมมูลในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งได้ดังที่ปรากฏในภาพ 3 โดยที่องค์ประกอบในแกนแอลฟาและเบตาเชื่อมโยงกันเฉพาะในสมการของโรเตอร์เท่านั้น ซึ่งมีการเชื่อมต่อกันผ่านตัวเหนี่ยวนำร่วม การควบคุมในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งนี้เน้นไปที่การวิเคราะห์พฤติกรรมของมอเตอร์ภายใต้สถานะที่ความถี่กระแสไฟฟ้าคงที่ สมการที่เกี่ยวข้องช่วยในการประเมินแรงบิดและฟลักซ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพในระบบขับเคลื่อนที่ทำงานภายใต้เงื่อนไขคงที่ เช่น ระบบที่มีโหลดคงตัว [14, 28] ดังนั้น จากสมการ (2.10)-(2.13) และ (2.16)-(2.19) แผนภาพโมเดลการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งแสดงในภาพ 4 โดยที่ $A = 1/(L_s L_r - L_m^2)$



ภาพ 3 วงจรไฟฟ้าสมมูลในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง



ภาพ 4 แผนภาพการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง

2.2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงหมุน

จากสมการเชิงพลวัตของวงจรสมมูลด้านสเตเตอร์และด้านโรเตอร์ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง ดังแสดงในสมการ (2.7) และ (2.9) ตามลำดับ สามารถแปลงให้อยู่ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส โดยการพหุคูณพจน์ $e^{j\theta}$ (กระบวนการแปลงผันเฟรมอ้างอิง) ดังนั้น ผลลัพธ์คือ สมการแรงดันด้านสเตเตอร์และด้านโรเตอร์ ดังสมการ (2.20)-(2.23)

$$\vec{v}_s^a = R_s \vec{i}_s^a + \frac{d\vec{\psi}_s^a}{dt} + j\omega_e \vec{\psi}_s^a \quad (2.20)$$

$$0 = R_s \vec{i}_s^a + \frac{d\vec{\psi}_r^a}{dt} + j(\omega_e - \omega_m) \vec{\psi}_r^a \quad (2.21)$$

โดยที่เครื่องหมายยกกำลัง e หมายถึง เฟรมอ้างอิงหมุน นำใช้ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส (Mathematical model of Three-phase induction motor in the synchronous reference frame) [28]

สามารถแยกเป็นส่วนประกอบแกนดีและคิว ได้เป็นสมการ (2.22)-(2.23) ตามลำดับ

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \quad (2.22)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \quad (2.23)$$

ในทำนองเดียวกัน สมการแรงดันไฟฟ้าของโรเตอร์สามารถแยกเป็นส่วนประกอบแกนดีและคิวได้เป็นสมการ (2.24)-(2.25)

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_m) \psi_{qr} \quad (2.24)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_m) \psi_{dr} \quad (2.25)$$

เมื่อพิจารณาถึงความสัมพันธ์ของสมการฟลักซ์ด้านสเตเตอร์และด้านโรเตอร์ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง ดังแสดงในสมการ (2.14) และ (2.15) ตามลำดับ ดังนั้น ในทำนองเดียวกัน ความสัมพันธ์ของสมการฟลักซ์ด้านสเตเตอร์และด้านโรเตอร์ที่อยู่ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\vec{\psi}_s^a = L_s \cdot \vec{i}_s^a + L_m \cdot \vec{i}_r^a \quad (2.26)$$

$$\vec{\psi}_r^a = L_m \cdot \vec{i}_s^a + L_s \cdot \vec{i}_r^a \quad (2.27)$$

โดยทำการแยกส่วนให้เป็นส่วนประกอบแกนดีและคิวได้ดังสมการ (2.28)-(2.31)

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.28)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.29)$$

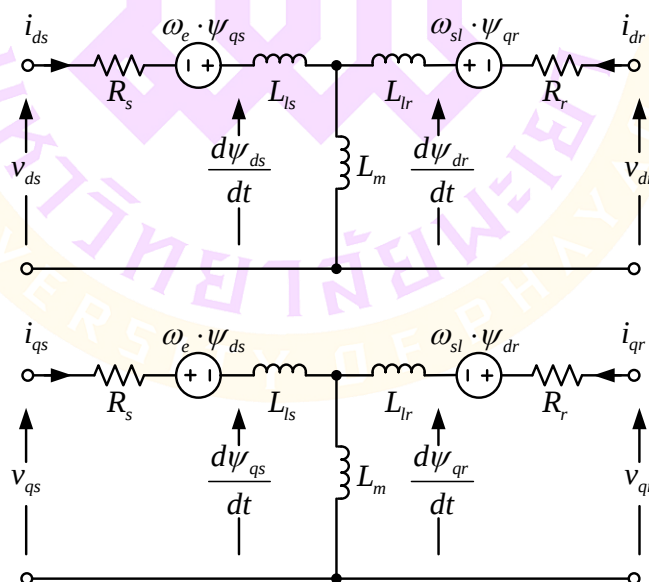
$$\psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (2.30)$$

$$\psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (2.31)$$

$$\psi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (2.32)$$

$$\psi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \quad (2.33)$$

ดังนั้น วงจรไฟฟ้าสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสสามารถแสดงดังภาพ 5 ลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรไฟฟ้าสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง อย่างไรก็ตาม การเชื่อมโยงกันระหว่างส่วนประกอบแกนดีและคิวเกิดขึ้นทั้งในส่วนของด้านสเตเตอร์และด้านโรเตอร์ซึ่งถูกเชื่อมโยงกันโดยตัวเหนี่ยวนำร่วม [13, 14, 28]



ภาพ 5 วงจรไฟฟ้าสมมูลในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหมุน

ในส่วนก่อนหน้านี้ได้แสดงให้เห็นว่าฟลักซ์ของโรเตอร์และแรงบิดไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถควบคุมได้อย่างอิสระผ่านกระแสในสเตเตอร์แกนดีและแกนคิว ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม ตัวแปลงพลังงานอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ส่วนใหญ่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์ โดยกระแสที่เกิดขึ้นขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนั้น การพิจารณาแรงดันไฟฟ้านี้จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งในการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าให้มีประสิทธิภาพ [14, 16]

จากสมการ (2.30-2.31) ส่งผลให้กระแสด้านโรเตอร์ในสมการ (2.24-2.25) สามารถถูกตัดออกไปได้ และฟลักซ์ของโรเตอร์แกนดีและคิวสามารถแสดงในรูปแบบของกระแสด้านสเตเตอร์และความเร็วเชิงมุมสลิป ($\omega_e - \omega_m$) ตามที่แสดงในสมการ (2.34) และ (2.35) ตามลำดับ

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} + (\omega_e - \omega_m) \psi_{qr} \quad (2.34)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - (\omega_e - \omega_m) \psi_{dr} \quad (2.35)$$

ค่าความต้านทานชั่วคราวของสเตเตอร์ (R_s') สามารถคำนวณจากสมการ (2.36)

$$R_s' = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \quad (2.36)$$

เมื่อแทนที่สมการ (2.28-2.29) และ (2.34-2.35) ลงในสมการ (2.22-2.23) สมการแรงดันของสเตเตอร์ที่แสดงในรูปแบบของกระแสสเตเตอร์และการเชื่อมโยงฟลักซ์ของโรเตอร์ถูกจัดรูปได้เป็นดังสมการ (2.37) และ (2.38) แต่อย่างไรก็ตาม จากสมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส ซึ่งมีองค์ประกอบการคล้องเกี่ยวกันระหว่างแกนดีคิวนอกเหนือจากแรงดันย้อนกลับ คือ $-\omega_e \sigma L_s i_{qs}$ และ $\omega_e \sigma L_s i_{ds}$ [14, 16, 78]

$$v_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \psi_{dr} - \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \quad (2.37)$$

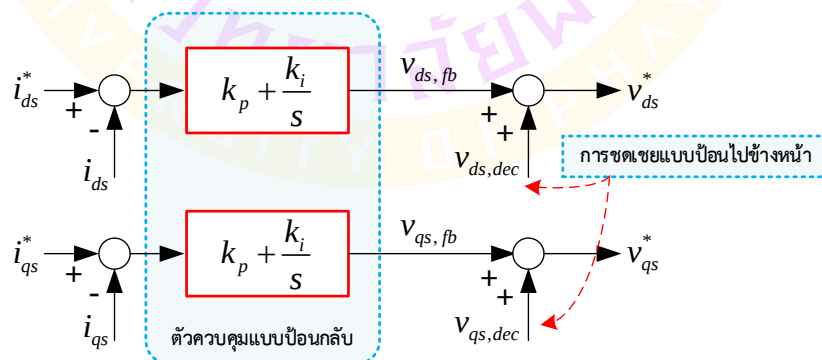
$$v_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \psi_{qr} \quad (2.38)$$

องค์ประกอบแรงดันไฟฟ้านอกจากแรงดันย้อนกลับเหล่านี้สามารถส่งผลเสียต่อระบบขับเคลื่อนแบบป้อนกลับ ถึงแม้ใช้ตัวควบคุมกระแสในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูง ซึ่งส่งผลให้ค่าขององค์ประกอบแรงดันไฟฟ้าเหล่านี้มีขนาดที่ใหญ่ขึ้นและส่งผลให้เกิดการตอบสนองของกระแสกระเพื่อมที่เพิ่มขึ้น ในทางกลับกัน หากแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแสมีเพียงพอและเหมาะสม ผลกระทบจากองค์ประกอบเหล่านี้ลดลง อย่างไรก็ตาม ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแสแบบพีไอต้องถูกจำกัดด้วยความถี่การสวิตช์และแบนด์วิดท์กระแส และนอกจากนี้ การเพิ่มค่าอัตราขยายที่มากเกินไปจนความจำเป็น ทำให้ระบบขับเคลื่อนมีความไวต่อสัญญาณรบกวนมากยิ่งขึ้น และเพื่อกำจัดผลกระทบขององค์ประกอบของสัญญาณรบกวนเหล่านี้และปรับปรุงประสิทธิภาพของการควบคุมกระแส จึงได้มีการควบคุมแบบป้อนกลับร่วมกับการควบคุมการป้อนไปข้างหน้า (หรือที่เรียกว่า การควบคุมแบบแยกส่วน) ดังแสดงในภาพ 6

ภาพ 6 แสดงวิธีการควบคุมกระแสในกรอบอ้างอิงซิงโครนัสแบบป้อนกลับร่วมกับการควบคุมแบบป้อนหน้า เพื่อแยกองค์ประกอบการเชื่อมต่อแบบข้ามแกนอ้างอิง โดยที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในแกนดีและคิวของตัวควบคุมกระแสในกรอบอ้างอิงซิงโครนัส สามารถแสดงเป็นสมการ 2.39 และ 2.40 ดังนี้

$$v_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \psi_{dr} \quad (2.39)$$

$$v_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (2.40)$$



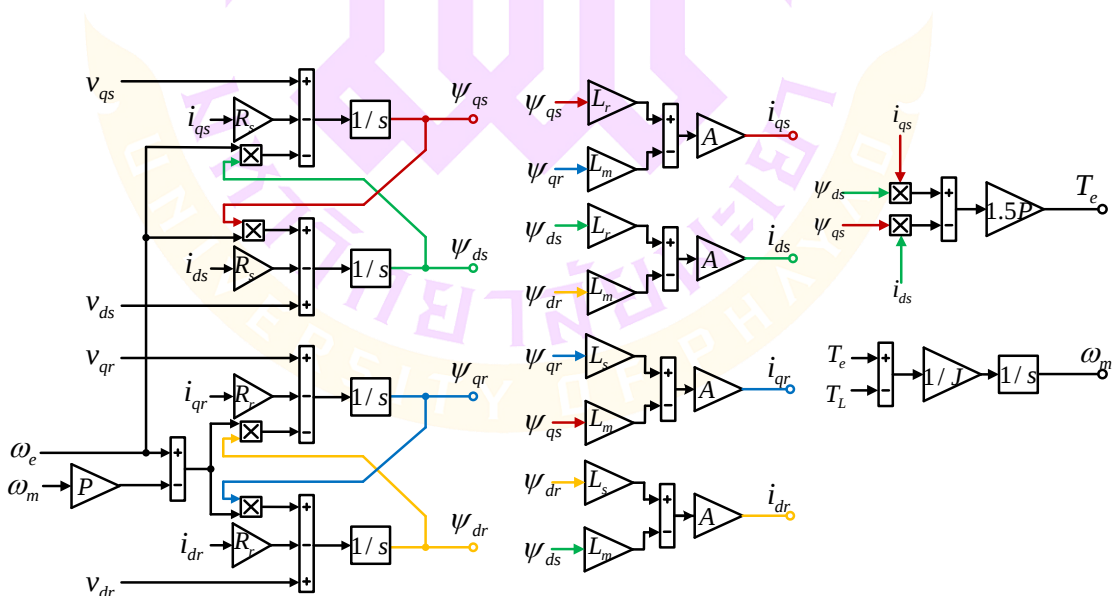
ภาพ 6 ตัวควบคุมกระแสกับวิธีการชดเชยแบบป้อนไปข้างหน้า

จากสมการ (2.39) และ (2.40) สามารถระบุองค์ประกอบการป้อนไปข้างหน้าในแกนดีและคิวสำหรับโพลแบบความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำสามเฟส เป็นดังสมการ (2.41) และ (2.42) ตามลำดับ โดยที่ $v_{ds,dec}$ และ $v_{qs,dec}$ เป็นองค์ประกอบแรงดันไฟฟ้าจากการป้อนไปข้างหน้าในแกนดีและคิว [78]

$$v_{ds,dec} = -\omega_e \sigma L_s i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (2.41)$$

$$v_{qs,dec} = \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (2.42)$$

ภาพ 7 แสดงแผนภาพจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส ด้วยข้อดีของการควบคุมระบบขับเคลื่อนในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสที่สามารถแยกการควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ออกจากกันได้อย่างอิสระ สมการในเฟรมซิงโครนัสจึงถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในการควบคุมการปรับฟลักซ์โรเตอร์ ซึ่งวิธีการควบคุมนี้ได้รับการอธิบายในหัวข้อถัดไป การควบคุมแรงบิดในลักษณะพลวัตสามารถทำได้ผ่านกระแสในแกนคิว ซึ่งทำให้สามารถปรับเปลี่ยนความเร็วรอบและแรงบิดได้อย่างแม่นยำ



ภาพ 7 แผนภาพการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหมุน

2.2.3 สมการแรงบิดไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้า

สมการแรงบิดไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส สามารถแสดงเป็นสมการในหลากหลายรูปแบบ อาทิเช่น สมการแรงบิดไฟฟ้าในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง และสมการแรงบิดไฟฟ้าในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส แสดงในสมการ (2.43)–(2.48) โดยสมการเหล่านี้มีประโยชน์สำหรับการวิเคราะห์ และควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะต่าง ๆ

$$T_e = \frac{3}{2} P \cdot \text{Im} \{ \psi_{\alpha\beta r} i_{\alpha\beta r}^* \} = \frac{3}{2} P \cdot (\psi_{\beta r} i_{\alpha r} - \psi_{\alpha r} i_{\beta r}) \quad (2.43)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_s} \cdot \text{Im} \{ \vec{\psi}_s^{s*} \vec{i}_r^s \} \quad (2.44)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \text{Im} \{ \vec{\psi}_s^{s*} \vec{i}_s^s \} \quad (2.45)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \text{Im} \{ \vec{\psi}_r^{s*} \vec{i}_s^s \} \quad (2.46)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot \text{Im} \{ \vec{\psi}_s^{s*} \vec{i}_r^s \} \quad (2.47)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot L_m \cdot \text{Im} \{ \vec{i}_r^s \vec{i}_s^s \} \quad (2.48)$$

โดยที่ σ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การรั่วไหล (Leakage factor) คำนวณได้จากสมการ (2.49)

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.49)$$

จากสมการแรงบิดที่มีหลากหลายรูปแบบ ดังแสดงในสมการ (2.43)–(2.48) สมการแรงบิดไฟฟ้า (2.34) เป็นฟังก์ชันของฟลักซ์ด้านโรเตอร์ และกระแสด้านสเตเตอร์ในรูปแบบของเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส ซึ่งเป็นสมการแรงบิดไฟฟ้าที่ได้รับความนิยมสำหรับการนำมาใช้ในการควบคุมเวกเตอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ [13, 16]

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \text{Im}\{\vec{\psi}_r^{a*} \vec{i}_s^a\} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_r i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (2.50)$$

ถัดมา แสดงสมการกำลังไฟฟ้ารีแอทีฟซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงดันไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ และกระแสไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ในรูปแบบของเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส [36]

$$S = \frac{3}{2} (\vec{v}_s^s \vec{i}_s^{s*}) \quad (2.51)$$

เมื่อทำการแยกสมการกำลังไฟฟ้ารีแอทีฟ จากสมการ (2.51) แปลงผันรูปแบบของเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสให้เป็นรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งเพื่อให้มีทั้งส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ได้เป็นสมการกำลังไฟฟ้ารีแอทีฟ ดังสมการ (2.52) และสามารถแสดงสมการกำลังไฟฟ้าในรูปแบบต่าง ๆ โดยมีส่วนประกอบเป็นทั้งส่วนจริงและส่วนจินตภาพตามลำดับ ดังนี้

$$S = \frac{3}{2} ((v_\alpha + j \cdot v_\beta) \cdot (i_\alpha + j \cdot i_\beta)) = \frac{3}{2} ((v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)) \quad (2.52)$$

$$P = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (2.53)$$

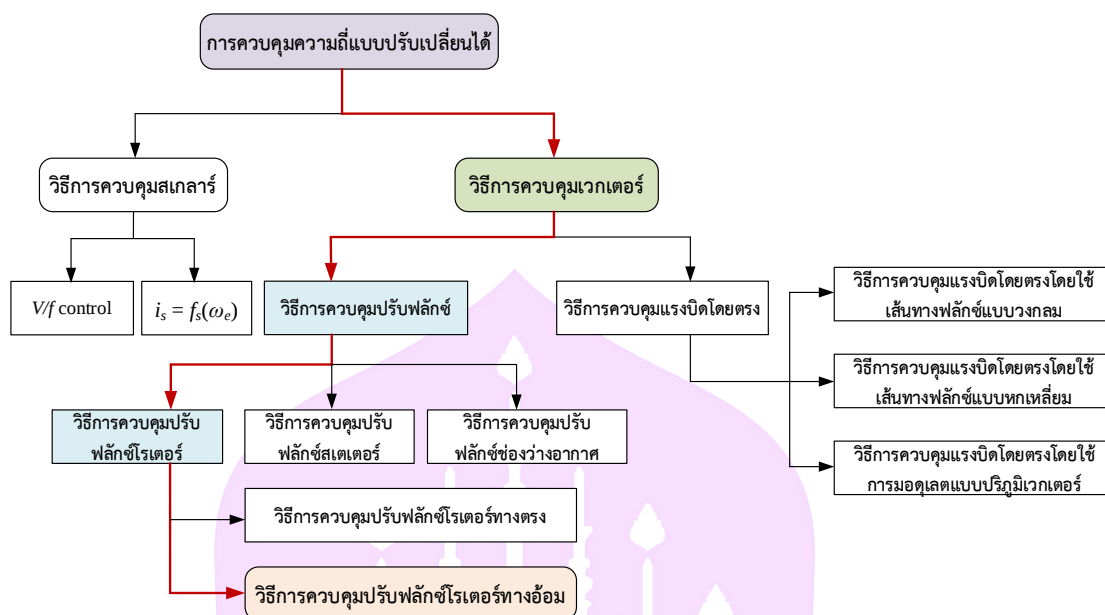
$$Q = \frac{3}{2} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (2.54)$$

โดยที่ S คือ กำลังไฟฟ้ารีแอทีฟ (Reactive power) มีหน่วยเป็น วาร์ (Var)

P คือ กำลังไฟฟ้าจริง (Active power) มีหน่วยเป็น วัตต์ (Watt)

Q คือ กำลังไฟฟ้าเสมือน (Apparent power) มีหน่วยเป็น โวลต์แอมป์ (VA)

ในการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าจากสมการ (2.52)-(2.54) จำเป็นต้องคูณค่าคงที่ 3/2 เพื่อรักษาปริมาณกำลังไฟฟ้าให้ไม่แปรเปลี่ยนระหว่างเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสามเฟส และเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส เนื่องจากการแปลงเฟรมอ้างอิงก่อนหน้านี้ใช้ค่าคงที่ 2/3 ซึ่งทำให้ขนาดของตัวแปรในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่ง (เช่น เฟรมแอลฟาเบตา) และเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส (เช่น เฟรมดีคิว) มีค่าไม่เท่ากัน ดังนั้นการคูณค่าคงที่ 3/2 ในสมการ (2.52)-(2.54) จึงจำเป็นเพื่อให้ผลลัพธ์สอดคล้องกับการแปลงเฟรมอ้างอิง [28, 36]



ภาพ 8 ผังวิธีการควบคุมความถี่แบบปรับเปลี่ยนได้

2.3 วิธีการควบคุมเวกเตอร์

วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นหนึ่งในแนวทางที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งมักเรียกรวมกันว่า “การควบคุมความถี่แบบปรับเปลี่ยนได้” (Variable Frequency Control, VFC) ดังแสดงในภาพ 8 ซึ่งเป็นผังแสดงการควบคุมความถี่แบบปรับเปลี่ยนได้ ระบบนี้ยังประกอบไปด้วยวิธีการควบคุมแบบสเกลาร์ เช่น การควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/f Control) ซึ่งมีความเรียบง่ายและเหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ในงานที่ไม่ต้องการความแม่นยำสูง อย่างไรก็ตาม เมื่อระบบขับเคลื่อนต้องการความแม่นยำสูงและประสิทธิภาพในการควบคุมที่ดีกว่า การควบคุมเวกเตอร์จึงเป็นทางเลือกที่เหมาะสมกว่า

วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ได้รับความนิยมคือการควบคุมปรับฟลักซ์ ซึ่งเป็นวิธีที่มีความแม่นยำสูงในการควบคุมแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ แม้ว่าวิธีการนี้มีความซับซ้อนในการคำนวณและการออกแบบตัวควบคุม แต่ประสิทธิภาพในการควบคุมที่สูง ทำให้เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับงานที่ต้องการความแม่นยำและความเสถียร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสถานการณ์ที่ต้องการการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการศึกษาเฉพาะวิธีการควบคุมฟลักซ์ เพื่อเน้นประสิทธิภาพในการควบคุมระบบขับเคลื่อนที่ต้องการความแม่นยำและเสถียรภาพสูง

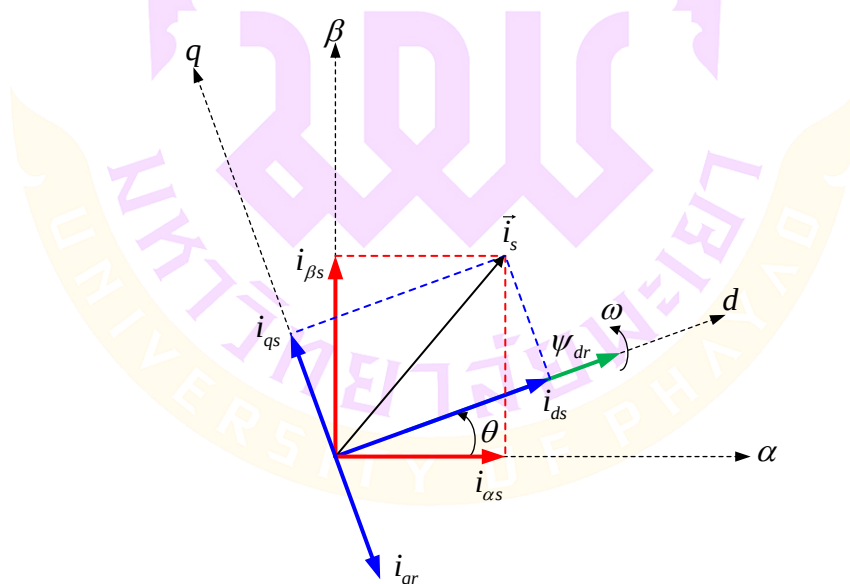
จากหัวข้อการแปลงเฟรมอ้างอิงของแรงดันไฟฟ้า กระแส และเวกเตอร์ฟลักซ์ในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์ที่ซับซ้อน สามารถทำการแปลงเป็นเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสได้ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสามารถแปลงปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับให้กลายเป็นปริมาณไฟฟ้ากระแสตรงในสถานะคงที่ได้ โดยที่ความเร็วรอบของเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสถูกกำหนดไว้อย่างชัดเจน

อย่างไรก็ตาม โดยหลักการแล้ววิธีการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ มีวิธีการในการดำเนินการประยุกต์ใช้งานได้อย่างหลากหลายวิธี ขึ้นอยู่กับมุมจุดเริ่มต้นการทำงาน การใช้งานวิธีการควบคุมบนพื้นฐานเฟรมอ้างอิงแบบซิงโครนัส ถูกจัดให้มีความสอดคล้องกับพื้นฐานสมการอย่างใดอย่างหนึ่งของสมการฟลักซ์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ (โรเตอร์ สเตเตอร์ และช่องว่างอากาศ) ซึ่งสามารถช่วยในการวิเคราะห์และควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้น สามารถพิจารณาการควบคุมเวกเตอร์ออกเป็นสามประเภท ดังนี้ [13, 14, 16, 28]

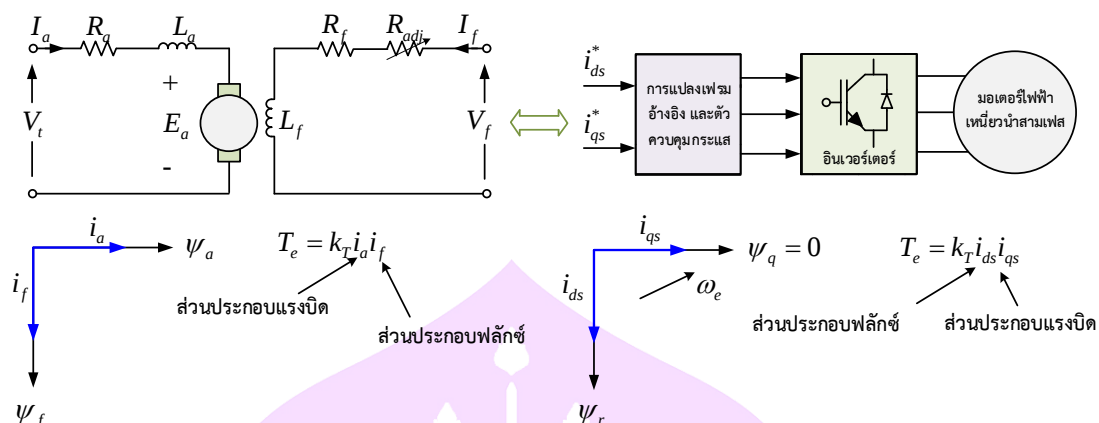
การควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ (Rotor flux-oriented control)

การควบคุมปรับฟลักซ์สเตเตอร์ (Stator flux-oriented control)

การควบคุมปรับฟลักซ์ช่องว่างอากาศ (Airgap flux-oriented control)



ภาพ 9 ส่วนประกอบเวกเตอร์กระแสด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ในเฟรมอ้างอิงนิ่งและฟลักซ์โรเตอร์



ภาพ 10 วิธีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยกกับวิธีการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์

2.3.1 พื้นฐานวิธีการควบคุมเวกเตอร์

ในวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ (Rotor flux-oriented control) หรือเรียกว่า การควบคุมเวกเตอร์ ทุกตัวแปรต้องถูกแปลงเฟรมอ้างอิงให้เป็นรูปแบบเฟรมอ้างอิงที่สอดคล้องกับฟลักซ์ของโรเตอร์ ดังแสดงในภาพ 9 แสดงส่วนประกอบเวกเตอร์กระแสด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งและเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส [28] ฟลักซ์ของโรเตอร์และแรงบิดไฟฟ้าที่สร้างจากมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับสามารถควบคุมแยกกันได้อย่างเป็นอิสระ โดยควบคุมผ่านส่วนประกอบของกระแสด้านสเตเตอร์แกนดีและกระแสด้านสเตเตอร์แกนคิวของฟลักซ์โรเตอร์ ตามลำดับ ส่งผลให้เกิดโครงสร้างของวิธีการควบคุมที่มีความเรียบง่ายไม่ซับซ้อน ในลักษณะคล้ายคลึงกับวิธีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก [18, 19] ดังแสดงในภาพ 10

ในทางกลับกัน เมื่อใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์สเตเตอร์ หรือใช้การควบคุมฟลักซ์ช่องว่างอากาศ การแยกตัวของกระแสด้านสเตเตอร์แกนดีและแกนคิว เพื่อใช้ในการควบคุมฟลักซ์ด้านโรเตอร์และแรงบิดไฟฟ้า ทำให้เกิดการสูญเสียเสถียรภาพของการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า เนื่องจากสาเหตุนี้ การควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ จึงกลายเป็นตัวเลือกที่ได้รับความนิยมในปัจจุบันสำหรับงานวิจัยและการพัฒนาระบบขับเคลื่อน [14, 28] ดังนั้น วิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงพิจารณาการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์เพียงอย่างเดียว

2.3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนตีด้านสเตเตอร์กับฟลักซ์โรเตอร์

ในวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์สำหรับระบบขับเคลื่อนเหนี่ยวนำ มุ่งเน้นที่ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสเตเตอร์แกนตีและฟลักซ์ของโรเตอร์ ดังสมการ 2.55 แสดงแรงดันสเตเตอร์แกนตีในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส [14]

$$0 = R_r i_{dr} + p\psi_{dr} - (\omega_e - \omega_m)\psi_{qr} \quad (2.55)$$

โดยที่ p คือ ตัวดำเนินการดิฟเฟอเรนเชียล

ดังนั้น เงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ คือ ปริมาณของฟลักซ์แกนตีที่มีค่าเท่ากับปริมาณฟลักซ์โรเตอร์ และปริมาณฟลักซ์แกนตีมีค่าเป็นศูนย์ และเมื่อแทนค่าฟลักซ์แกนตีให้มีค่าเป็นศูนย์ในสมการ (2.55) สามารถหาค่ากระแสด้านโรเตอร์ในแกนตี โดยใช้สมการ (2.56)

$$i_{dr} = -\frac{p\psi_{dr}}{R_r} \quad (2.56)$$

กระแสโรเตอร์แกนตีจากสมการ (2.56) ถูกแทนค่าลงในสมการของฟลักซ์โรเตอร์แกนตีสมการ (2.57)

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.57)$$

ดังนั้น สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านสเตเตอร์แกนตีกับฟลักซ์โรเตอร์แกนตีสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\psi_{dr} = \frac{R_r L_m}{R_r + L_r p} i_{ds} = \frac{L_m}{1 + T_r p} i_{ds} \quad (2.58)$$

โดยที่ T_r คือ ค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ ซึ่งแสดงถึงเวลาที่โรเตอร์ต้องใช้ในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ภายในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เป็นตัวแปรที่แสดงถึงเวลาที่โรเตอร์ใช้ในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ ซึ่งมีความสำคัญในหลายด้าน ได้แก่ ผลลัพธ์การตอบสนองของฟลักซ์ โดยค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ส่งผลโดยตรงต่อการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์โรเตอร์ ยิ่งค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์สูง ฟลักซ์โรเตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงได้ช้าลงซึ่งทำให้การควบคุมมีความแม่นยำที่น้อยลง และค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์เป็นตัวแปรสำคัญในการคำนวณค่าความเร็วเชิงมุมสลิป ซึ่งส่งผลต่อการสร้างมุมเฟสที่เหมาะสมในการควบคุมปริมาณฟลักซ์และแรงบิด [13, 14]

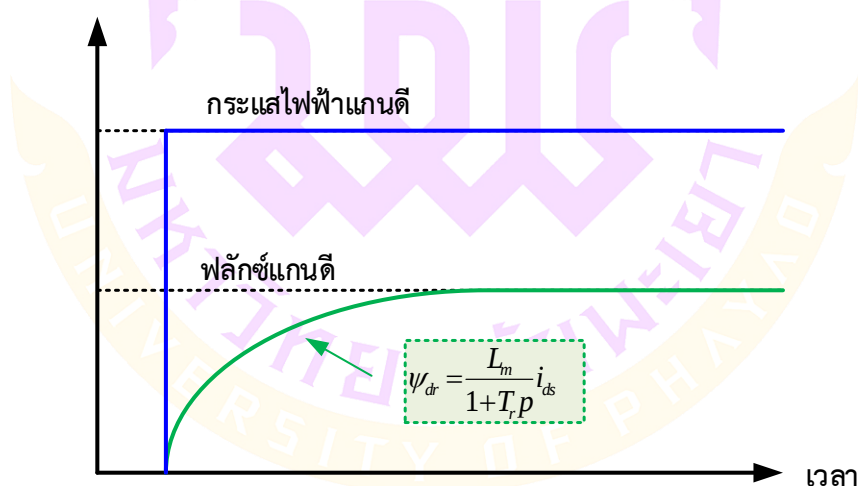
ค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.59)

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.59)$$

จากสมการ (2.58) ประเด็นสำคัญที่ต้องพิจารณา คือ ฟลักซ์โรเตอร์ที่เป็นสัดส่วนกับกระแสด้านสเตเตอร์แกนตี ถูกถ่ายโอนผ่านตัวกรองความล่าช้าสถานะอันดับหนึ่ง (The first-order lag) โดยใช้ค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ ดังนั้น ปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดในกระแสแกนตีเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วในลักษณะเลขชี้กำลัง ซึ่งลดลงตามค่าคงที่เวลาของโรเตอร์ แสดงในภาพ 11

ถึงแม้มีการหน่วงเวลา แต่ขนาดฟลักซ์ของโรเตอร์สามารถควบคุมได้โดยกระแสด้านสเตเตอร์แกนตี ดังนั้น กระแสด้านสเตเตอร์แกนตีจึงสามารถเรียกว่า กระแสส่วนที่ใช้ในการสร้างฟลักซ์ (The flux-producing current) กระแสแกนตีซึ่งถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ตลอดเวลาการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ดังนั้น ค่าขนาดของฟลักซ์โรเตอร์ จึงมีความสัมพันธ์โดยตรงกับกระแสด้านสเตเตอร์แกนตี ดังแสดงในสมการ

$$|\psi_r| = \psi_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.60)$$



ภาพ 11 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนตีด้านสเตเตอร์กับฟลักซ์โรเตอร์

โดยปกติแล้ว ขนาดของฟลักซ์โรเตอร์ถูกคงค่าไว้ที่พิกัดสำหรับการทำงานภายใต้ความเร็วรอบพิกัด (The rated speed) หรือในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ซึ่งจะถูกอธิบายในส่วนของการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว ดังนั้น คำสั่งกระแสแกนดิถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ซึ่งสามารถรับได้จากกระแสด้านสเตเตอร์แกนดิ ($i_{ds}^* = \psi_{dr}^* / L_m$)

2.3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนคิวดของสเตเตอร์กับแรงบิดไฟฟ้าเอาต์พุต

การควบคุมแรงบิดไฟฟ้าถือเป็นสิ่งสำคัญที่มีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานโดยรวมของระบบขับเคลื่อนเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบขับเคลื่อนบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ ในบริบทนี้ กระแสแกนคิวด้านสเตเตอร์ ถือเป็นตัวแปรหลักที่ส่งผลต่อการสร้างแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ในการสร้างแรงบิดไฟฟ้า กระแสแกนคิวดจะเป็นตัวแปรหลักที่มีอิทธิพลโดยตรง เนื่องจากแรงบิดไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถระบุได้จากสมการดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} i_{qs} \quad (2.61)$$

จากปริมาณฟลักซ์โรเตอร์ในสมการ (2.60) มีค่าคงตัว ดังนั้น สมการแรงบิดในสมการ (2.61) สามารถลดรูปได้ดังนี้

$$T_e = K_T i_{qs} \quad (2.62)$$

$$\text{โดยที่ } K_T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}$$

เนื่องจากสมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีความสัมพันธ์โดยตรงกับกระแสสเตเตอร์ในแกนคิวดทำให้กระแสดังกล่าวถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า กระแสส่วนที่ใช้ในการสร้างแรงบิด (Torque producing current) ดังนั้น การควบคุมกระแสสเตเตอร์แกนคิวดอย่างทันทีทันใดจึงสามารถทำให้แรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เช่นเดียวกับมอเตอร์กระแสตรงที่มีการกระตุ้นแยก [13, 14, 18, 19]

สมการของแรงบิดสามารถแสดงอยู่ในพจน์ของกระแสด้านสเตเตอร์ โดยการจัดรูปสมการ (2.58) และ (2.61) ได้ดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{\left(1 + \frac{L_r}{R_r} p\right)} i_{ds} i_{qs} \quad (2.63)$$

โดยที่กระแสด้านสเตเตอร์แกนดีถูกคงค่าไว้ที่ค่าพิกัด ดังนั้น สมการแรงบิดสามารถแสดงเป็นสมการ (2.64)

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (2.64)$$

ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสบนพื้นฐานการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ ปริมาณของฟลักซ์โรเตอร์ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ ในขณะที่แรงบิดถูกควบคุมผ่านกระแสสเตเตอร์ในแกนคิวดังนั้น คำสั่งกระแสสเตเตอร์แกนดี สามารถคำนวณได้จากคำสั่งฟลักซ์โรเตอร์ โดยใช้สมการ (2.65) ดังนี้

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_{dr}^*}{L_m} \quad (2.65)$$

หลังจากใช้กระแสอ้างอิงด้านสเตเตอร์แกนดี ตามสมการ (2.65) ส่งผลให้เวลาในการกระบวนการสร้างฟลักซ์โรเตอร์ให้ทำงานอยู่ที่ค่าคงที่ (ค่าพิกัด) ขึ้นอยู่กับค่าคงที่เวลาโรเตอร์ ซึ่งเวลาในการสร้างฟลักซ์โรเตอร์นี้ขึ้นอยู่กับค่าคงที่เวลาของโรเตอร์ โดยปกติแล้วมีค่าเท่ากับห้าเท่าของค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ ($5 T_r$)

เมื่อฟลักซ์ของโรเตอร์เพิ่มขึ้นจนถึงค่าพิกัดและคงที่ ดังนั้น กระแสในสเตเตอร์แกนคิวดำเนินการนำมาใช้ในการสร้างแรงบิดไฟฟ้าที่ต้องการได้ โดยพิจารณาตามสมการ (2.62) คำสั่งกระแสสเตเตอร์แกนคิวดำเนินการคำนวณได้จากคำสั่งแรงบิดไฟฟ้า ซึ่งอาจได้มาจากตัวควบคุมความเร็วรอบหรือจากเอาต์พุตของตัวควบคุมแรงบิด แสดงดังสมการ (2.66)

$$i_{qs}^* = \frac{T_e^*}{K_T} \quad (2.66)$$

เมื่อต้องการควบคุมกระแสด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้สามารถทำงานติดตามคำสั่งกระแสอ้างอิง (Current command) จึงจำเป็นต้องพิจารณาว่าคำสั่งกระแสด้านสเตเตอร์เป็นตัวแปรในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส ดังนั้นต้องทราบปริมาณคำสั่งกระแสสามเฟสของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เพื่อทำการแปลงกระแสด้านสเตเตอร์แกนดีและแกนควไปสู่กระแสสามเฟส การแปลงนี้ใช้มุมพลาซิริเตอร์ (θ_e) เพื่อให้คำสั่งกระแสในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสสามารถแปลงไปเป็นคำสั่งกระแสในเฟรมอ้างอิงนิ่งได้ โดยใช้สมการ (2.67)

$$i_\alpha^* = i_{ds}^* \cos \theta_e - i_{qs}^* \sin \theta_e \quad (2.67)$$

$$i_\beta^* = i_{ds}^* \sin \theta_e + i_{qs}^* \cos \theta_e \quad (2.68)$$

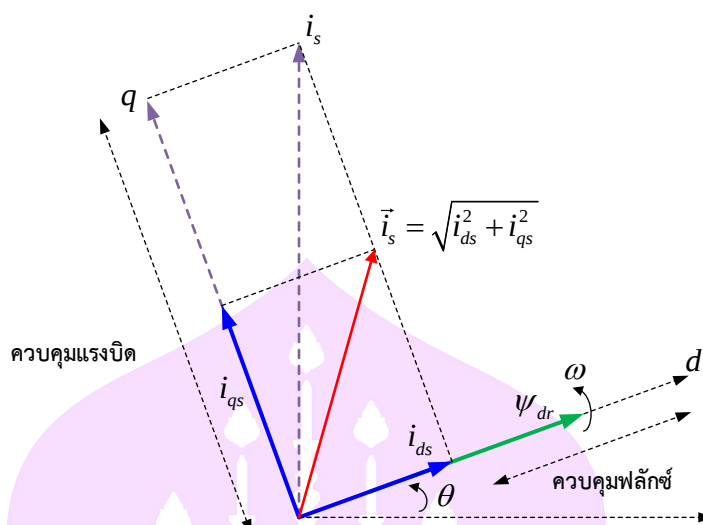
หลังจากนั้นความเร็วรอบซิงโครนัส สามารถแปลงผันคำสั่งกระแสด้านสเตเตอร์ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งแปลงผันเป็นคำสั่งกระแสสามเฟสได้ โดยใช้สมการ (2.69)-(2.71) ดังนี้

$$i_{as}^* = i_\alpha^* \quad (2.69)$$

$$i_{bs}^* = -\frac{1}{2}i_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta^* \quad (2.70)$$

$$i_{cs}^* = -\frac{1}{2}i_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta^* \quad (2.71)$$

หลังจากที่ทำการควบคุมกระแสด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสให้สามารถติดตามคำสั่งกระแสสามเฟสได้สำเร็จโดยใช้ตัวควบคุมกระแสแล้ว สามารถสรุปได้ว่าระบบขับเคลื่อนที่อิงตามการควบคุมปรับพลาซิริเตอร์สู่การควบคุมแรงบิดที่มีการตอบสนองอย่างรวดเร็ว ด้วยเหตุนี้ การควบคุมปรับพลาซิริเตอร์จึงถือเป็นวิธีที่มีความท้าทายหลักอยู่ที่การระบุตำแหน่งของพลาซิริเตอร์อย่างแม่นยำ หรือที่เรียกว่า “มุมพลาซิริเตอร์” ซึ่งความแม่นยำในการหามุมพลาซิริเตอร์นี้ เป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของการควบคุมแรงบิดที่มีการตอบสนองในแบบทันทีทันใด



ภาพ 12 คำสั่งกระแสด้านสเตเตอร์แกนดีและแกนคิว

2.3.4 วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ทางอ้อม

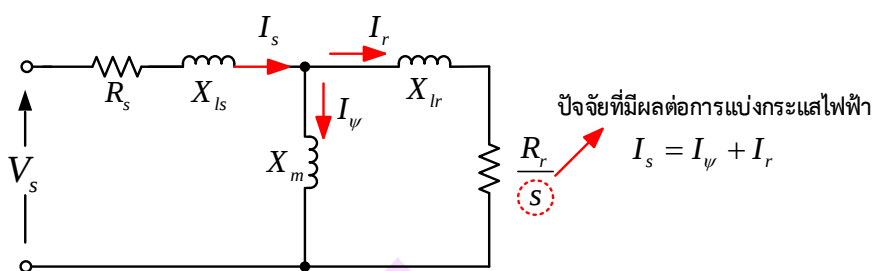
สำหรับการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ การระบุตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์ให้ชี้ไปยังทิศทางแกนดีเป็นสิ่งจำเป็น โดยอาศัยหลักการของเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส ซึ่งหมุนด้วยความเร็วรอบทางไฟฟ้าที่เท่ากับความเร็วของเวกเตอร์ฟลักซ์โรเตอร์ เพื่อให้การควบคุมมีประสิทธิภาพ จึงต้องตั้งแกนดีให้สอดคล้องกับตำแหน่งของฟลักซ์โรเตอร์ ผลลัพธ์คือฟลักซ์โรเตอร์ในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสอยู่ในทิศทางแกนดีเท่านั้น หรือกล่าวได้ว่า ฟลักซ์โรเตอร์มีค่าเท่ากับฟลักซ์ในแกนดี ($\psi_r = \psi_{dr}$) และฟลักซ์โรเตอร์แกนคิวมีค่าเท่ากับศูนย์ ($\psi_{qr} = 0$) ดังแสดงในภาพ 12

บนพื้นฐานวิธีการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ สามารถจำแนกออกได้เป็นสองประเภท ได้แก่

วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางตรง (Direct rotor flux-oriented control)

วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางอ้อม (Indirect rotor flux-oriented control)

ตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อเกี่ยวกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสเตเตอร์แกนคิวและแรงบิดไฟฟ้าเอาต์พุต ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์จำเป็นต้องทราบค่าฟลักซ์โรเตอร์อย่างแม่นยำ เพื่อให้สามารถคำนวณมุมฟลักซ์โรเตอร์สำหรับการควบคุมการปรับฟลักซ์ได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ โดยเฉพาะในวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางตรง ซึ่งต้องการค่าฟลักซ์โรเตอร์ที่มีความแม่นยำสูง อย่างไรก็ตาม การวัดค่าฟลักซ์โรเตอร์ที่มีความแม่นยำสูงนั้นมีข้อจำกัดในทางปฏิบัติ และอาจไม่สามารถทำได้ในสภาพการทำงานจริง [14]



ภาพ 13 วงจรสมมูลในสถานะคงตัวของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในทางตรงกันข้าม วิธีการควบคุมปรับพิกซ์ทางอ้อมไม่จำเป็นต้องตรวจวัดปริมาณพิกซ์โรเตอร์โดยตรงซึ่งมีข้อจำกัดหลายด้าน โดยใช้เพียงการตรวจวัดมุมโรเตอร์และกระแสแกนคิกในการคำนวณพิกซ์โรเตอร์ ส่งผลให้วิธีนี้สะดวกและง่ายต่อการใช้งานกว่าวิธีการควบคุมปรับพิกซ์ทางตรง ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นการศึกษาและประยุกต์ใช้วิธีการควบคุมพิกซ์ทางอ้อมเป็นหลัก ตามที่ได้กล่าวไว้ในส่วนต้นของหัวข้อวิธีการควบคุมเวกเตอร์ [10, 13, 16, 39]

จากการวิเคราะห์วงจรสมมูลในสถานะคงตัวของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามที่แสดงในภาพ 13 พบว่าความเร็วเชิงมุมสลิปเป็นตัวกำหนดการแบ่งกระแสด้านสเตเตอร์ออกเป็นกระแสที่ใช้ในการสร้างพิกซ์และกระแสที่ใช้ในการสร้างแรงบิดไฟฟ้า ดังนั้น จึงสามารถสรุปได้ว่าการควบคุมความเร็วเชิงมุมสลิป (Slip Angular Velocity, ω_s) มีความสำคัญในการปรับปริมาณพิกซ์และแรงบิดไฟฟ้าให้เป็นไปตามความต้องการ ซึ่งในวงจรสมมูลในสถานะคงตัว กระแสที่ใช้ในการสร้างพิกซ์และกระแสที่ใช้ในการสร้างแรงบิดไฟฟ้าจะไม่ตรงกับกระแสที่ใช้ในวิธีการควบคุมปรับพิกซ์ อย่างไรก็ตาม วิธีการควบคุมปรับพิกซ์ทางอ้อมใช้หลักการควบคุมความเร็วเชิงมุมสลิปเพื่อให้กระแสด้านสเตเตอร์สามารถแบ่งออกเป็นกระแสที่ใช้สร้างพิกซ์โรเตอร์ และใช้ในการสร้างแรงบิดไฟฟ้าได้อย่างเหมาะสม

ตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแกนคิกของสเตเตอร์และแรงบิดไฟฟ้าเอาต์พุต เนื่องจากพิกัดแกนคิกกำหนดให้เป็นตำแหน่งแกนอ้างอิงของพิกซ์โรเตอร์ ซึ่งหมายความว่าปริมาณพิกซ์โรเตอร์ในแกนคิกเป็นศูนย์ ดังนั้น ในการควบคุมปรับพิกซ์ทางอ้อม สมการแรงดันไฟฟ้าด้านโรเตอร์จึงเป็นไปตามสมการ (2.72) ซึ่งได้มาจากการกำหนดให้พิกซ์โรเตอร์ในแกนคิกเป็นศูนย์

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_m) \psi_{dr} = R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_m) \psi_{dr} = 0 \quad (2.72)$$

ความเร็วเชิงมุมสลิปเป็นตัวแปรที่มีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบการควบคุมฟลักซ์ทางอ้อม เนื่องจากความเร็วเชิงมุมสลิปมีผลต่อการสร้างมูเฟสของฟลักซ์โรเตอร์ ซึ่งส่งผลให้ฟลักซ์โรเตอร์ เคลื่อนที่ไปในทิศทางที่สอดคล้องกับความต้องการ ส่งผลให้การควบคุมแรงบิดเป็นไปอย่างแม่นยำ นอกจากนี้ ในการควบคุมความเร็วรอบ ความเร็วเชิงมุมสลิปยังมีบทบาทสำคัญในการปรับความเร็ว ของโรเตอร์ให้ตรงตามความเร็วรอบที่ต้องการ ดังนั้น ความเร็วเชิงมุมสลิปสามารถคำนวณได้จาก สมการ (2.73) [13, 28]

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_m = -\frac{R_r i_{qr}}{\psi_{dr}} \quad (2.73)$$

ถัดมา สมการฟลักซ์โรเตอร์แกนคิวด แสดงดังสมการ (2.74) ในกรณีนี้ กระแสด้านโรเตอร์แกน คิวสามารถรับได้จากการจัดรูปสมการฟลักซ์โรเตอร์แกนคิวด ได้เป็นสมการ (2.75)

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \quad (2.74)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.75)$$

ในทำนองเดียวกัน สมการประมาณค่าความเร็วเชิงมุมสลิปสำหรับวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ ทางอ้อมสามารถระบุได้ตามสมการ (2.76) ได้รับจากการจัดรูปสมการ (2.73) และ (2.75) การ คำนวณความเร็วเชิงมุมสลิปในวิธีการควบคุมฟลักซ์นี้ ทำให้สามารถปรับมูเฟสของกระแสสเตเตอร์ ได้อย่างแม่นยำ เพื่อให้ทิศทางของฟลักซ์โรเตอร์อยู่ในทิศทางที่ต้องการ ส่งผลโดยตรงต่อการควบคุม แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ให้เป็นไปตามที่กำหนด ทำให้การควบคุมในระบบฟลักซ์ ทางอ้อมมีความแม่นยำและมีประสิทธิภาพสูง [13, 16]

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \quad (2.76)$$

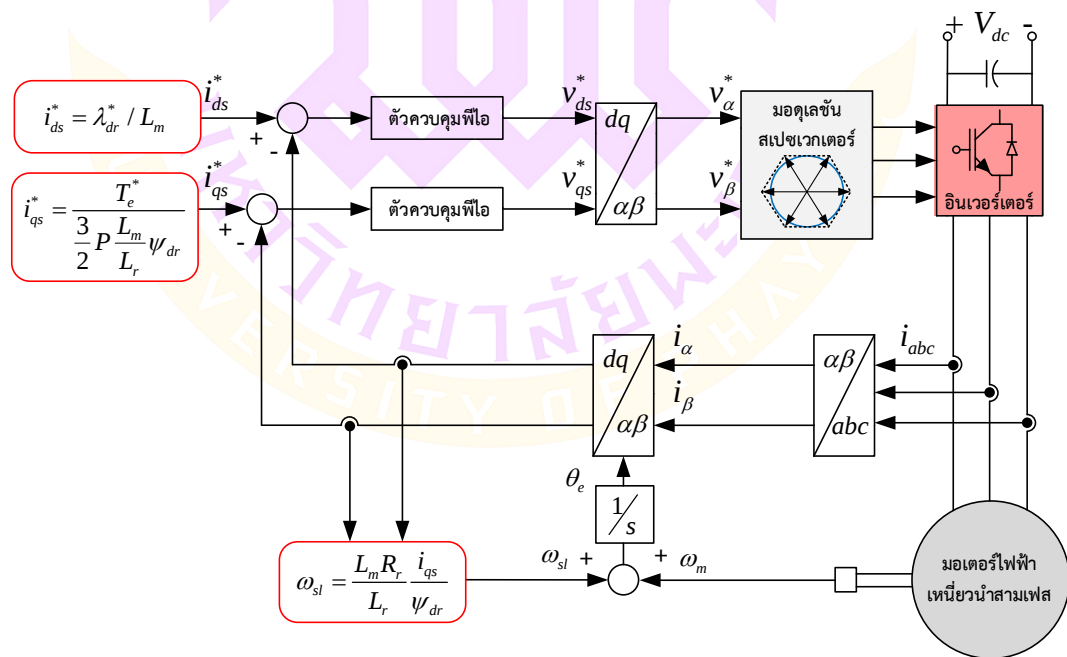
เมื่อฟลักซ์โรเตอร์ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ ส่งผลให้สามารถคำนวณความเร็วเชิงมุมสลิปได้อย่าง แม่นยำ และนอกจากนี้ ความเร็วเชิงมุมสลิปยังมีบทบาทสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากเป็นตัวแปรที่กำหนด ความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์โรเตอร์และความเร็วเชิงมุมซิงโครนัส ทำให้การควบคุมฟลักซ์และแรงบิด มีประสิทธิภาพและความแม่นยำสูง และเมื่อลดรูปสมการ (2.76) ได้สมการความเร็วเชิงมุมสลิป ดัง สมการ (2.77)

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2.77)$$

จากความสัมพันธ์ของตัวแปรในสมการ (2.77) สามารถระบุได้ว่าการแบ่งกระแสสเตเตอร์ออกเป็นกระแสแกนดีและแกนคิวย่างเฉพาะเจาะจง จำเป็นต้องกำหนดค่าการทำงานของความเร็วเชิงมุมสลิปของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำผ่านการคำนวณจากสมการที่กำหนดไว้ ซึ่งสามารถคำนวณมุมฟลักซ์โรเตอร์ได้อย่างแม่นยำ โดยอาศัยข้อมูลจากความเร็วรอบของโรเตอร์ ดังนั้น มุมฟลักซ์โรเตอร์สามารถระบุได้ตามสมการ (2.78) [14]

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_{sl} + \omega_m) dt \quad (2.78)$$

สำหรับการควบคุมปรับฟลักซ์ทางอ้อม ไม่จำเป็นต้องอาศัยการวัดค่าฟลักซ์ของโรเตอร์โดยตรง แต่สามารถปรับความเร็วเชิงมุมสลิปเพื่อแบ่งค่ากระแสสเตเตอร์ออกเป็นกระแสในแกนดีและแกนคิวยตามที่ต้องการได้ ซึ่งวิธีการปรับฟลักซ์ทางอ้อมมีความสะดวกและมีประสิทธิภาพในการควบคุมระบบมอเตอร์ไฟฟ้า ดังแสดงในภาพ 14 ใช้การคำนวณความเร็วเชิงมุมจากคำสั่งกระแสสเตเตอร์ในเฟรมอ้างอิงหมุน เพื่อสร้างปริมาณฟลักซ์โรเตอร์และแรงบิดไฟฟ้าที่สอดคล้องกับความต้องการ ส่งผลให้สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดได้อย่างมีประสิทธิภาพ



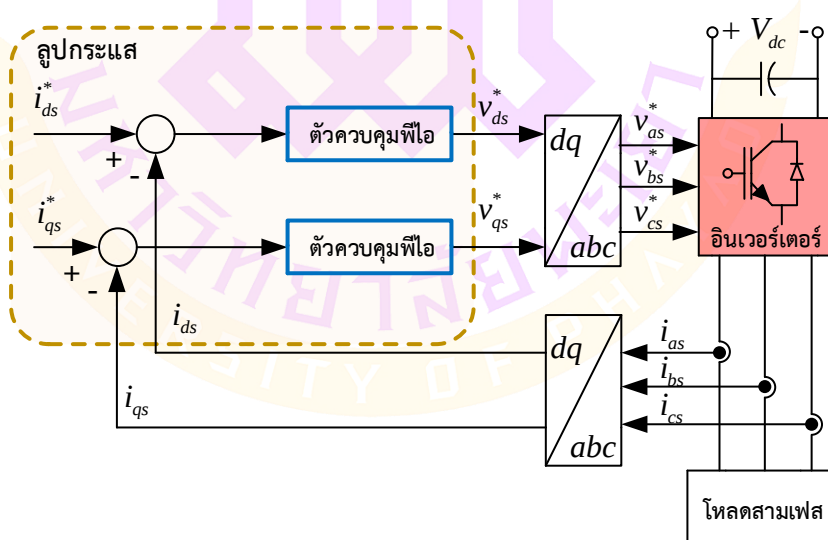
ภาพ 14 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางอ้อม

2.4 ตัวควบคุมพีไอสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

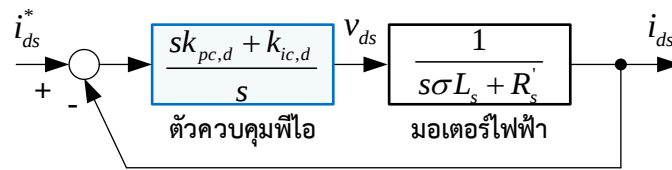
2.4.1 ความหมายและหลักการทำงานของตัวควบคุมพีไอ

ตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับพลังค์ โรเตอร์เป็นองค์ประกอบสำคัญในการปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ โดยใช้หลักการทางคณิตศาสตร์เพื่อปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของระบบขับเคลื่อนให้เหมาะสมกับความต้องการของระบบ ตัวควบคุมพีไอนี้ทำงานทั้งในลูกระแสและลูบความเร็วรอบ เนื่องจากประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนได้รับอิทธิพลโดยตรงจากตัวควบคุม โดยทั่วไป ลูบควบคุมด้านในควบคุมกระแส ส่วนลูบด้านนอกควบคุมความเร็วรอบ [16]

ตัวควบคุมพีไอทำงานโดยตรวจสอบค่าผิดพลาดระหว่างค่าจริง (เช่น ความเร็วรอบหรือแรงบิด) กับค่าอ้างอิง (ค่าที่ต้องการ) จากนั้น นำค่าผิดพลาดนี้เข้าสู่ฟังก์ชันการควบคุมที่ประกอบด้วยสองส่วนหลัก คือ ส่วนสัดส่วน (Proportional, P) ค่าผลลัพธ์ที่ได้จากการคูณค่าผิดพลาดด้วยค่าคงที่อัตราขยายเชิงสัดส่วน (K_p) ส่วนนี้ทำให้การตอบสนองของระบบเป็นไปอย่างรวดเร็วโดยตรงต่อในช่วงเวลานั้น ๆ ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้น และส่วนอินทิกรัล (Integral, I) การสะสมค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาหนึ่งแล้วคูณด้วยค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัล (K_i) ส่วนนี้ช่วยกำจัดค่าผิดพลาดที่เหลืออยู่ในระยะยาว โดยแก้ไขการสะสมของค่าผิดพลาดอย่างต่อเนื่อง [14, 16]



ภาพ 15 ตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมกระแส



ภาพ 16 ฟังก์ชันการควบคุมกระแสแกนดีแบบวงปิด

2.4.2 ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแส

ความสำคัญของการควบคุมกระแส

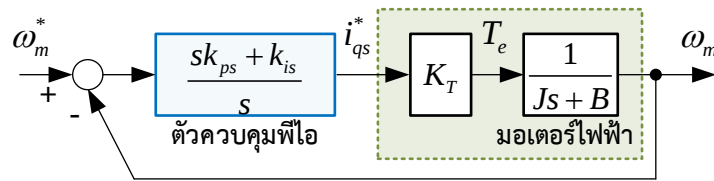
การควบคุมกระแสที่แม่นยำเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่งในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า เนื่องจากกระแสไฟฟ้าเป็นตัวแปรสำคัญที่ใช้ควบคุมปริมาณแรงบิดไฟฟ้า หากกระแสมีความคลาดเคลื่อนจากค่ากระแสอ้างอิงจะส่งผลให้แรงบิดไฟฟ้ามีปริมาณไม่คงที่และขาดความแม่นยำ ส่งผลให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าทำงานไม่เต็มประสิทธิภาพและเกิดปัญหาด้านเสถียรภาพ[29]

ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปปิดสำหรับตัวควบคุมกระแสแบบพีไอ

ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแสไฟฟ้า มีบทบาทสำคัญในการปรับกระแสของมอเตอร์ให้สอดคล้องกับค่าที่ต้องการ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในระบบควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อให้การควบคุมแรงบิดเกิดขึ้นกันอย่างแม่นยำ ด้วยวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ กระแสของมอเตอร์จำเป็นต้องถูกควบคุมให้ตรงตามค่าคำสั่งที่กำหนด เพื่อสร้างปริมาณฟลักซ์และแรงบิดได้ตามต้องการ โดยไม่ถูกจำกัดด้วยอุปสรรคต่าง ๆ เช่น แรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ ความเหนี่ยวนำการรั่วไหล และความต้านทานของขดลวด ดังนั้น การออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าให้มีประสิทธิภาพจึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการใช้งานระบบควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์ [23, 27] โดยแสดงในภาพที่ 15 ซึ่งแสดงให้เห็นการทำงานของตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมกระแส

แผนภาพบล็อกของรูปปิดสำหรับตัวควบคุมกระแสในแกนดี แสดงไว้ในภาพ 14 โดยสามารถจัดรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปปิดนี้ ซึ่งใช้เป็นพื้นฐานในการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส แสดงดังในสมการ (2.79) [14, 16, 29]

$$\frac{i_{ds}(s)}{i_{ds}^*(s)} = \frac{i_{qs}(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{k_p}{\sigma L_s s + k_i} \quad (2.79)$$



ภาพ 17 ฟังก์ชันการควบคุมความเร็วรอบแบบวงปิด



ภาพ 18 ตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบ

2.4.3 ตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมความเร็วรอบ

ความสำคัญของการควบคุมความเร็วรอบ

การควบคุมความเร็วรอบในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ามีความสำคัญ เนื่องจากค่าความเร็วรอบที่ผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อน หากค่าความเร็วรอบไม่ถูกต้องหรือทำงานได้ไม่ตรงกับค่าความเร็วรอบอ้างอิง จะทำให้ระบบขับเคลื่อนขาดความแม่นยำและสร้างความเสียหายต่อระบบขับเคลื่อน

ดังนั้น ตัวควบคุมพีไอจึงถูกนำมาใช้เพื่อรักษาความเร็วรอบให้สามารถทำงานติดตามค่าอ้างอิงได้ โดยลดข้อผิดพลาดระหว่างค่าที่วัดได้กับค่าอ้างอิง ตัวควบคุมพีไอสามารถทำให้ระบบขับเคลื่อนมีเสถียรภาพและรองรับการเปลี่ยนแปลงโหลดได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ [14]

ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิดสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบแบบพีไอ

ในลูปควบคุมความเร็วรอบ ตัวควบคุมพีไอถูกนำมาใช้เพื่อลดข้อผิดพลาดระหว่างค่าความเร็วรอบที่ต้องการกับค่าที่วัดได้ โดยใช้หลักการเดียวกับที่ใช้ในลูปควบคุมกระแส แผนภาพบล็อกของลูปปิดสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบ แสดงในภาพ 15 ซึ่งสามารถจัดรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิดเพื่อใช้ในการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมความเร็วรอบได้เป็นสมการ (2.80) นอกจากนี้ แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบยังแสดงในภาพ 16 [14, 16]

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{(sk_{ps} + k_{is})k_T}{s^2J + s(B + k_{ps}k_T) + k_{is}k_T} \quad (2.80)$$

ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้วิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ ตัวควบคุมพีไอถูกใช้เพื่อควบคุมกระแสไฟฟ้าในแกนดีและแกนคิว เพื่อให้สามารถควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การใช้พีไอช่วยให้การตอบสนองของระบบขับเคลื่อนมีความราบรื่น ลดปัญหาการเกิดการพุ่งเกิน (Overshoot) ซึ่งส่งผลให้การขับเคลื่อนมีความแม่นยำและเสถียร

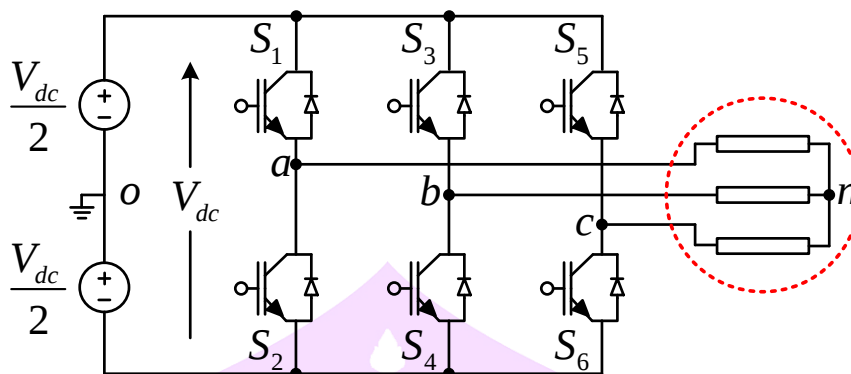
นอกจากนี้ การใช้วิธี ควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า (Feedforward control) หรือ การควบคุมแบบแยกส่วน (Decoupling control) ช่วยลดผลกระทบจากการเชื่อมต่อข้ามระหว่างแกนดีและแกนคิว ทำให้การควบคุมกระแสมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยการแยกส่วนของแกนดีและแกนคิวนี้อลดความผันผวนของกระแส และเพิ่มเสถียรภาพระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.5 กลยุทธ์ตัวกล้ำสัญญาณ

2.5.1 ตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์

ในปัจจุบัน เทคโนโลยีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ามีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว เพื่อตอบสนองความต้องการที่หลากหลายของอุตสาหกรรม ระบบควบคุมที่มีประสิทธิภาพและความแม่นยำสูงจึงเป็นสิ่งสำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจากมอเตอร์ไฟฟ้าได้รับการนำไปใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบเครื่องจักรอัตโนมัติ และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ซึ่งล้วนต้องการการควบคุมที่มีประสิทธิภาพเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ

หนึ่งในเทคนิคที่ได้รับความนิยมและมีความสำคัญในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าคือการใช้ตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ (Space vector pulse width modulation, SVPWM) [79-81] ซึ่งเป็นวิธีที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมมอเตอร์ โดยการปรับปรุงการส่งพลังงานไฟฟ้าและลดการเกิดความเสียหายที่ไม่พึงประสงค์ในระบบ ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าอย่างแม่นยำและมีประสิทธิภาพสูง ซึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบขับเคลื่อนที่ต้องการเสถียรภาพและการตอบสนองที่รวดเร็ว



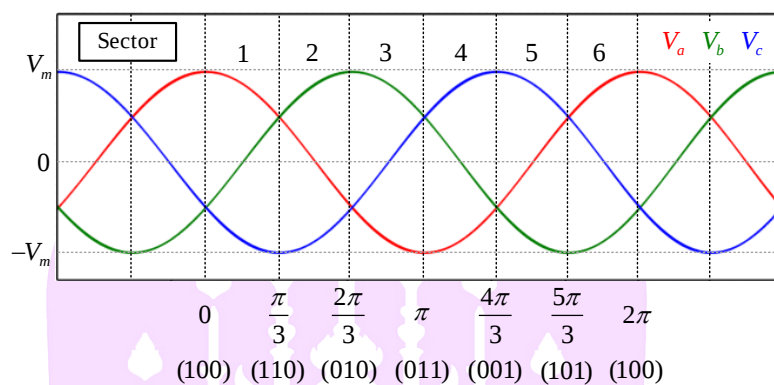
ภาพ 19 โครงสร้างวงจรของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามเฟส

ตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ถูกนำมาใช้แพร่หลายในการขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส เนื่องจากมีข้อได้เปรียบเหนือกว่าวิธีการกล้ำสัญญาณแบบดั้งเดิม เช่น การกล้ำสัญญาณไซน์ (Sine pulse width modulation, SPWM) เนื่องจากการใช้แรงดันไฟฟ้าดีซีลิงค์ (DC-link voltage, V_{dc}) ที่สูงกว่า แรงดันไฟฟ้าเฟสขนาดสูงสุดของตัวกล้ำสัญญาณแบบไซน์ คือ $0.5V_{dc}$ ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าเฟสขนาดสูงสุดของตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์มีค่าเป็น $(2/\sqrt{3}) * V_{dc}$

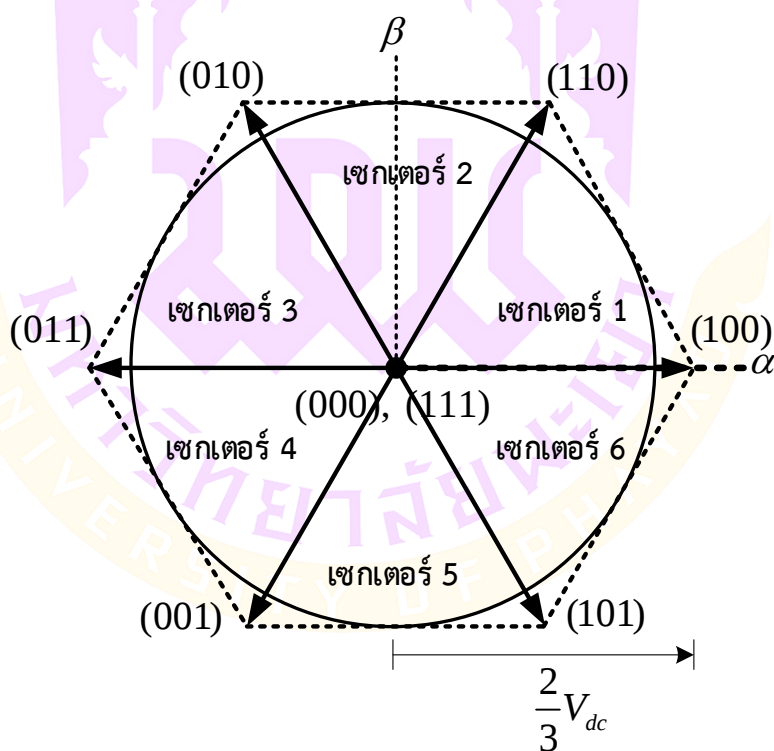
ตามหลักการของ ตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ มีสถานะการสลับที่เป็นไปได้ทั้งหมด 8 สถานะ สำหรับ อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟส (Voltage source inverter, VSI) ดังแสดงในภาพ 19 แต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์มีสวิตช์สองตัวที่ทำงานในลักษณะตรงกันข้าม กล่าวคือ เมื่อสวิตช์ด้านบนอยู่ในสถานะเปิด สวิตช์ด้านล่างถูกปิด และในทางกลับกัน โดยสถานะเปิดของสวิตช์ถูกแทนด้วย “1” และสถานะปิดแทนด้วย “0” อินเวอร์เตอร์ได้รับแรงดันไฟฟ้าจากดีซีลิงค์ และถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าไปยังภาระสามเฟส ซึ่งถูกควบคุมโดย อัตราส่วนหน้าที่ (Duty ratio) หรือระยะเวลาในสถานะเปิดต่อระยะเวลาการสลับ (T_{on}/T_s) ดังนั้น เพื่อสร้างแรงดันเอาต์พุตตามที่ระบบควบคุมต้องการ จึงจำเป็นต้องกำหนดระยะเวลาในการสลับของสวิตช์ทุกตัวให้สอดคล้องกัน

การสร้างพัลส์การสลับ (Switching pulse) เริ่มต้นจากการใช้ รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าสามเฟส ในอุดมคติ ดังแสดงในภาพ 20(ก) โดยแรงดันไฟฟ้าของเฟส A, B, และ C แสดงเป็นสีแดง เขียว และน้ำเงินตามลำดับ ซึ่งสามารถสังเกตเห็นได้ว่ามี 6 ส่วน ในหนึ่งคาบของรูปคลื่นไซน์ ซึ่งถูกกำหนดโดยจุดตัดต่อระหว่างรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเหล่านี้ จุดเริ่มต้นของการวิเคราะห์ห้อยู่ที่แรงดันไฟฟ้าสูงสุดของเฟส A ซึ่งถูกระบุเป็น เซกเตอร์ 1 ตามเทคนิคตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ โดยแรงดันไฟฟ้าสามารถแสดงในรูปของ เวกเตอร์สถานะการสลับ เพื่อถ่ายโอนแรงดันไฟฟ้าสามเฟสไปเป็นแรงดันไฟฟ้าสองเฟส ซึ่งกระบวนการนี้สามารถดำเนินการผ่านการแปลงคลาร์ก ดังแสดงในภาพ 20

การแปลงคลาร์กนี้ช่วยในการเปลี่ยนรูปคลื่นสามเฟสให้เป็นสัญญาณสองเฟสเพื่อใช้ในการควบคุมที่แม่นยำในระบบมอเตอร์ไฟฟ้า ทั้งนี้ กระบวนการนี้เป็นพื้นฐานของเทคนิคตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการสลับแรงดันไฟฟ้าและการถ่ายโอนพลังงานอย่างเหมาะสม



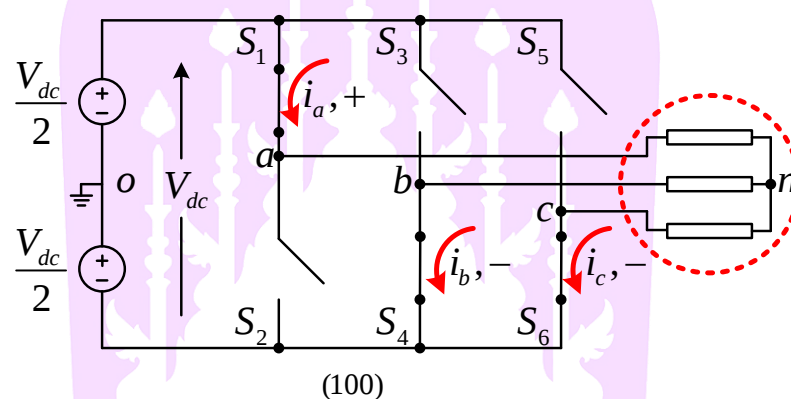
(ก) การนิยามเซกเตอร์



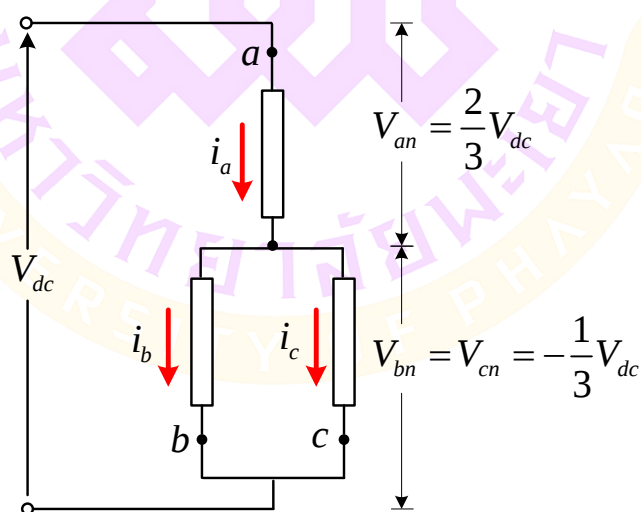
(ข) เวกเตอร์สถานะการสวิตช์

ภาพ 20 สถานะการสลับของสเปซเวกเตอร์

ตามหลักการของ ตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ มีสถานะเชิงตรรกะ (Logical states) ที่เป็นไปได้ 8 สถานะ ซึ่งแบ่งเป็น สถานะแอคทีฟ (Active states) 6 สถานะ (เซกเตอร์ 1-6) และ สถานะศูนย์ (Zero states) 2 สถานะ (เซกเตอร์ 0 และ 7) ในสถานะเหล่านี้ สวิตช์ทั้งหมดอยู่ในสถานะเปิดหรือปิดตามการกำหนด ตัวอย่างเช่น สถานะการสวิตช์ (100) หมายความว่า สวิตช์ด้านบนของเฟส A (S_1) อยู่ในสถานะเปิด ในขณะที่เฟส B และ C (S_3, S_5) อยู่ในสถานะปิด สถานการณ์สวิตช์อื่น ๆ เช่น (110), (010), (011), (001), และ (101) ระบุการเปลี่ยนแปลงของ เซกเตอร์จาก 2 ไปยัง 6 ตามลำดับ



(ก) ทิศทางของกระแส



ภาพ 21 สถานะการสลับในสถานะ (100), เซกเตอร์ 1

ใน ภาพ 21(ก) การทำงานของสวิตช์ใน เซกเตอร์ 1 แสดงสถานะการสวิตช์ (100) โดยสมมติให้อินเวอร์เตอร์ทำงานอย่างเหมาะสม โดยไม่คำนึงถึงผลกระทบจากกระแสไหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งทำให้กระแสไม่ลดลงเป็นศูนย์ทันทีหลังจากสวิตช์ปิด สำหรับสถานะ (100) S_1 (สวิตช์ด้านบนของเฟส A) อยู่ในสถานะเปิด S_3 และ S_5 (สวิตช์ด้านบนของเฟส B และ C) อยู่ในสถานะปิด S_2, S_4, S_6 (สวิตช์ด้านล่าง) อยู่ในสถานะเปิดสำหรับเฟส B และ C ดังนั้น กระแสของเฟส A ไหลจากแหล่งจ่ายพลังงาน กระแสตรงไปยังโหลดในทิศทางบวก ส่วนกระแสของเฟส B และ C ไหลผ่านสวิตช์ด้านล่าง (S_4 และ S_6) ดังแสดงใน ภาพ 21(ก) แรงดันไฟฟ้าเฟสและแรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย (line-to-line voltage) ในส่วนของการสวิตช์ซึ่งถูกกำหนดจากแรงดันไฟฟ้าดิซีลิงค์ และสามารถแสดงได้ในฟังก์ชันของแรงดันไฟฟ้าดิซีลิงค์ตามรูปแบบใน ตาราง 2

ตาราง 2 แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟสบนพื้นฐานตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์

เวกเตอร์	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{cn}
1(100)	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
2(110)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
3(010)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
4(011)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
5(001)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
6(101)	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
เวกเตอร์ศูนย์ (000), (111)	0	0	0	0	0	0

บนพื้นฐานของตัวฝึกฝนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสและการเชื่อมต่อแบบวาย (Wye-connected) ของภาระโหลดชนิดสามเฟส ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าขั้วต่อ (V_{ao}, V_{bo}, V_{co}) แรงดันไฟฟ้าเฟส (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) และแรงดันไฟฟ้าสาย (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) สามารถสรุปได้ในรูปแบบเมทริกซ์ดังนี้

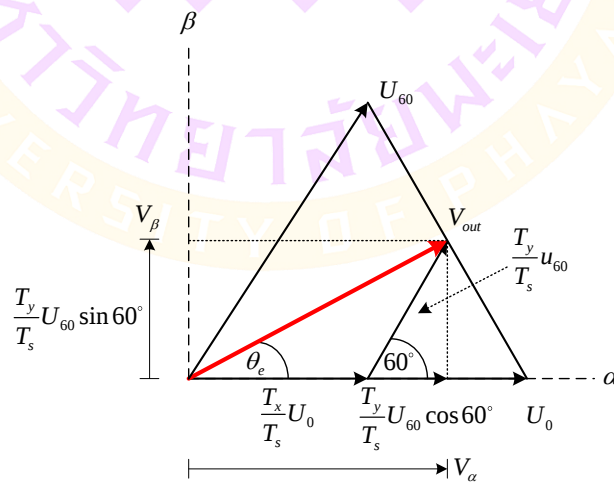
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

และ

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

เนื่องจากการสร้างแรงดันไฟฟ้าบนพื้นฐานของ ตัวกล้าสัญญาณสเปซเวกเตอร์ ถือว่าอยู่ในช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น ดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation index) จึงสามารถกำหนดได้โดยอัตราส่วนของ ขนาดสูงสุดของสเปซเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้า ต่อ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดในช่วงเชิงเส้น โดยสามารถแสดงเป็นสมการดังนี้

$$m = |U_0| = |U_{60}| = \frac{\frac{2}{3}V_{dc}}{\left(\frac{2}{3}V_{dc} \cos 30^\circ\right)} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \quad (2.83)$$



ภาพ 22 เวกเตอร์แรงดันแบบสุมในเซกเตอร์ 1

ตามหลักการทำงานของระยะเวลาการสลับ (Switching time) ที่กำหนดใน ภาพ 22 ระยะเวลาที่แอคทีฟ (Active time) และไม่แอคทีฟ (Inactive time) ถูกกำหนดโดยในสมการ (2.84) ผลรวมของระยะเวลาทั้งหมดต้องไม่เกินคาบเวลาการสลับ (Switching period, T_s) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสามารถแสดงในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าและอัตราส่วนระหว่างระยะเวลาแอคทีฟและคาบเวลาการสลับ ตามที่ระบุในสมการที่ (2.85)

$$T_s = T_x + T_y + T_z \quad (2.84)$$

$$V_{out} \approx \frac{T_x}{T_s} U_0 + \frac{T_y}{T_s} U_{60} \quad (2.85)$$

โดยที่ T_s , T_x และ T_y คือ คาบเวลาการสลับ, คาบเวลาแอคทีฟของสเปซเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าของ U_0 และ U_{60} ตามลำดับ และ T_z คือคาบเวลาของเวกเตอร์ศูนย์ (Null vector) และ V_{out} คือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสามารถแสดงได้ในการมอดูเลตเวลาเป็นดังนี้

$$V_{out} = t_1 U_0 + t_2 U_{60} \quad (2.86)$$

ในขณะที่

$$t_1 = \frac{T_x}{T_s}, \quad t_2 = \frac{T_y}{T_s} \quad (2.87)$$

ดังนั้น สเปซเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าในรูปแบบของเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสจึงเป็นไปตามสมการ

$$V_\alpha = V_s \cos \theta_e = t_1 |U_0| + t_2 |U_{60}| \cos 60^\circ \quad (2.88)$$

$$V_\beta = V_s \sin \theta_e = t_2 |U_{60}| \sin 60^\circ \quad (2.89)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.87) ลงในสมการ (2.88) และสมการ (2.89) สเปซเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสสามารถแสดงในรูปแบบของการมอดูเลตเวลาแอคทีฟตามที่ระบุไว้ในสมการ (2.90) และสมการ (2.91)

$$V_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}}t_1 + \frac{1}{\sqrt{3}}t_2 \quad (2.90)$$

$$V_\beta = t_2 \quad (2.91)$$

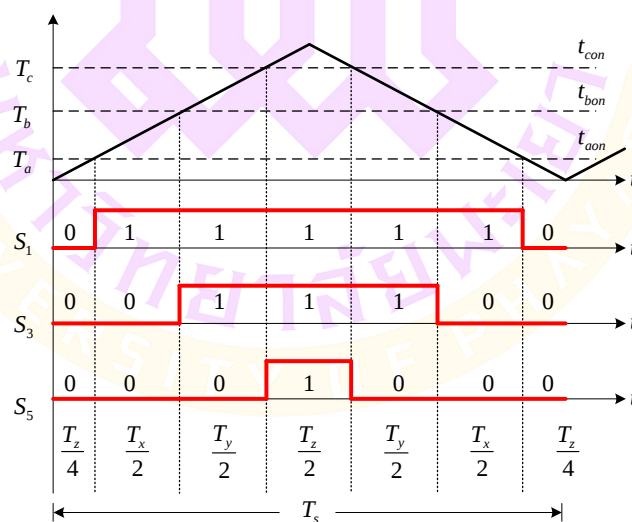
ดังนั้น คาบเวลาแอกทิฟสำหรับ 6 เซกเตอร์สามารถกำหนดได้ในรูปแบบฟังก์ชันของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส ดังที่แสดงในตาราง 3

ท้ายที่สุด ตัวแปร (t_{aon} , t_{bon} , t_{con}) ถูกกำหนดให้เป็นดังในสมการที่ (2.92-2.94) ตามลำดับ ซึ่งเรียกว่าเป็นรอบของการทำงาน เพื่อคำนวณฟังก์ชันการสลับ (T_a , T_b , T_c) ฟังก์ชันการสลับการสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ถูกกำหนดไว้ในฟังก์ชันของรอบการทำงานสำหรับการมอดูเลตความกว้างพัลส์แสดงในตาราง 4 และรูปแบบการสลับของเซกเตอร์ 1 สามารถแสดงได้ในภาพ 23 นอกจากนี้รูปแบบการสลับของทุกเซกเตอร์ตามเทคนิคตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์แสดงในภาพ 24

$$t_{aon} = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (2.92)$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1 \quad (2.93)$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2 \quad (2.94)$$



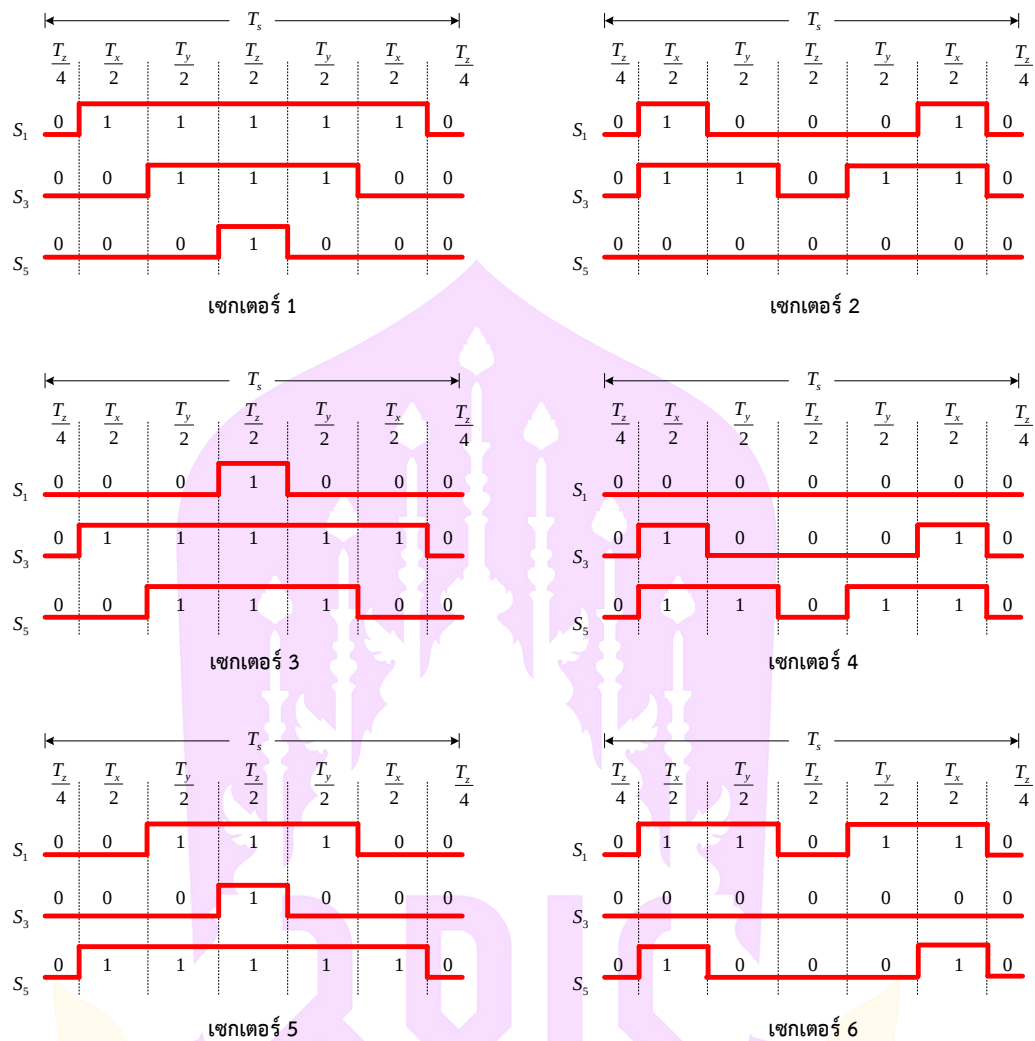
ภาพ 23 รูปแบบตัวกล้ำสัญญาณในเซกเตอร์ 1

ตาราง 3 การมอดูเลตเวลาในสเปซเวกเตอร์

เซกเตอร์	t_1	t_2
1	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha - \frac{1}{2}V_\beta$	V_β
2	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha + \frac{1}{2}V_\beta$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha + \frac{1}{2}V_\beta$
3	V_β	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha - \frac{1}{2}V_\beta$
4	$-V_\beta$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha + \frac{1}{2}V_\beta$
5	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha - \frac{1}{2}V_\beta$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha - \frac{1}{2}V_\beta$
6	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha + \frac{1}{2}V_\beta$	$-V_\beta$

ตาราง 4 รูปแบบตัวกล้ำสัญญาณ

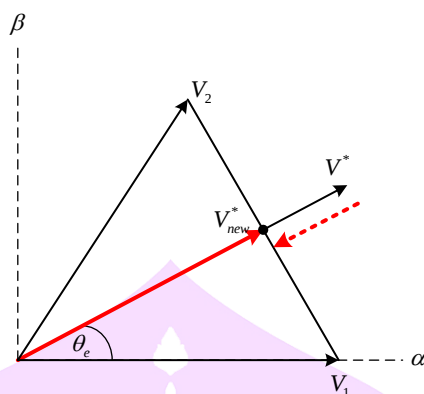
เซกเตอร์	1	2	3	4	5	6
T_a	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}
T_b	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}
T_c	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}



ภาพ 24 รูปแบบการสลับตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์สำหรับทุกเซกเตอร์

2.5.2 การมอดูเลตเกินแบบพลวัต

อินเวอร์เตอร์การมอดูเลตสัญญาณพัลส์สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ต้องการได้อย่างแม่นยำตามที่ได้อธิบายไว้ก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตาม คาบการมอดูเลตเชิงเส้นสำหรับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตนั้นมีข้อจำกัดและแตกต่างกันไปตามเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณพัลส์ ในเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณพัลส์แบบไซน์ (Sine PWM) เมื่อแอมพลิจูดของคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงมีขนาดใหญ่กว่าจุดสูงสุดของคลื่นพาห์สามเหลี่ยม หรือในเทคนิคตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) เมื่อเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงอยู่นอกขอบเขตหกเหลี่ยม เช่นที่แสดงในภาพ 25 ทำให้อินเวอร์เตอร์การมอดูเลตพัลส์ไม่สามารถสร้างค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ภายใต้เงื่อนไขเหล่านี้เกิดการมอดูเลตเกิน (Over-modulation) [82, 83]



ภาพ 25 การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส

วิธีการมอดูเลตเกินแบบพลวัต (Dynamic overmodulation) ถูกนำมาใช้ในตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์เพื่อจัดการกับแรงดันไฟฟ้าที่เกินความจำเป็นในสภาวะชั่วคราว เช่น การเปลี่ยนแปลงคำสั่งความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าหรือการเปลี่ยนแปลงคำสั่งอ้างอิงของแรงบิดภาระโหลด การมอดูเลตเกินแบบพลวัตเป็นวิธีที่มีความสำคัญในการปรับปรุงการทำงานของระบบควบคุมกระแสแบบวงปิดในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ต้องการประสิทธิภาพสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในวิธีการควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ ซึ่งวิธีนี้ช่วยในการลดผลกระทบจากสภาวะพลวัตและการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วในระบบ ทำให้สามารถรักษาประสิทธิภาพและความเสถียรของระบบได้ดีขึ้น [58-60]

ในเทคนิคตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ หากเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงอยู่ภายนอกขอบเขตหกเหลี่ยม อินเวอร์เตอร์ไม่สามารถสร้างเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้านั้นได้โดยตรง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงใหม่ภายในขอบเขตหกเหลี่ยมเพื่อทดแทน ซึ่งทางเลือกในการปรับเปลี่ยนเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงสามารถจำแนกออกเป็นสองประเภทหลัก ดังนี้

การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส

ในเทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส (Minimum-phase-error pulse width modulation method) การจัดการกับเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (V^*) ถูกดำเนินการโดยการปรับขนาดของเวกเตอร์ให้อยู่ภายในขอบเขตหกเหลี่ยม ในขณะที่ยังคงรักษาเฟสของแรงดันไฟฟ้าไว้ให้ใกล้เคียงที่สุดกับค่าที่ต้องการ เทคนิคนี้ช่วยลดค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการมอดูเลตเกินและทำให้ระบบสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยการแก้ไขเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่มีขนาดใหญ่เกินกว่าความสามารถของอินเวอร์เตอร์เพื่อให้สามารถดำเนินการมอดูเลตได้ภายในขอบเขตที่กำหนดอย่างถูกต้องตามภาพ 25

เทคนิคการมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส (Minimum-phase-error pulse width modulation method) ได้รับความนิยมเนื่องจากความเรียบง่ายในการใช้งาน อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้มีข้อจำกัดบางประการ เช่น เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ได้รับการปรับปรุง (V_{new}^*) ถูกใช้โดยไม่คำนึงถึงขนาดของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเดิม ดังที่แสดงในภาพ 25 ส่งผลให้มีการตอบสนองเชิงพลวัตที่ช้า และการเลือกเซกเตอร์ด้วยวิธีนี้อาจเป็นไปได้ยาก ซึ่งทำให้ไม่สามารถใช้แรงดันไฟฟ้าอินพุตของอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

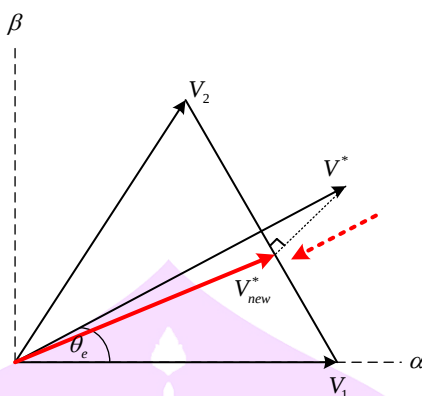
เพื่อแก้ไขปัญหานี้และเพิ่มประสิทธิภาพของเทคนิค การแก้ไขการสลับของเวกเตอร์ที่ใช้งานอยู่เพื่อสร้างเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง สามารถทำได้โดยการปรับแต่งช่วงการทำงานของเวกเตอร์ในรูปแบบที่เหมาะสมกับการใช้งานจริง ส่งผลให้ระบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้นและลดข้อจำกัดที่เกิดจากการมอดูเลต [14]

$$T_1' = \frac{T_s}{T_1 + T_2} T_1 \quad (2.95)$$

$$T_2' = \frac{T_s}{T_1 + T_2} T_2 \quad (2.96)$$

การมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด

เทคนิคการมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด (Minimum-magnitude-error pulse width modulation method) [14] มุ่งเน้นไปที่การรักษาขนาดของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง V^* แทนที่ลดค่าความผิดพลาดของเฟส โดยการลดความคลาดเคลื่อนของขนาดระหว่างเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ได้รับการปรับปรุง (V_{new}^*) และเวกเตอร์เดิม เทคนิคนี้เลือกเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ได้รับการปรับปรุงให้ตั้งฉากกับขอบเขตหกเหลี่ยม เพื่อให้แน่ใจว่าขนาดของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้ายังคงใกล้เคียงกับขนาดของเวกเตอร์ที่ต้องการที่สุด ดังแสดงในภาพ 26



ภาพ 26 การมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด

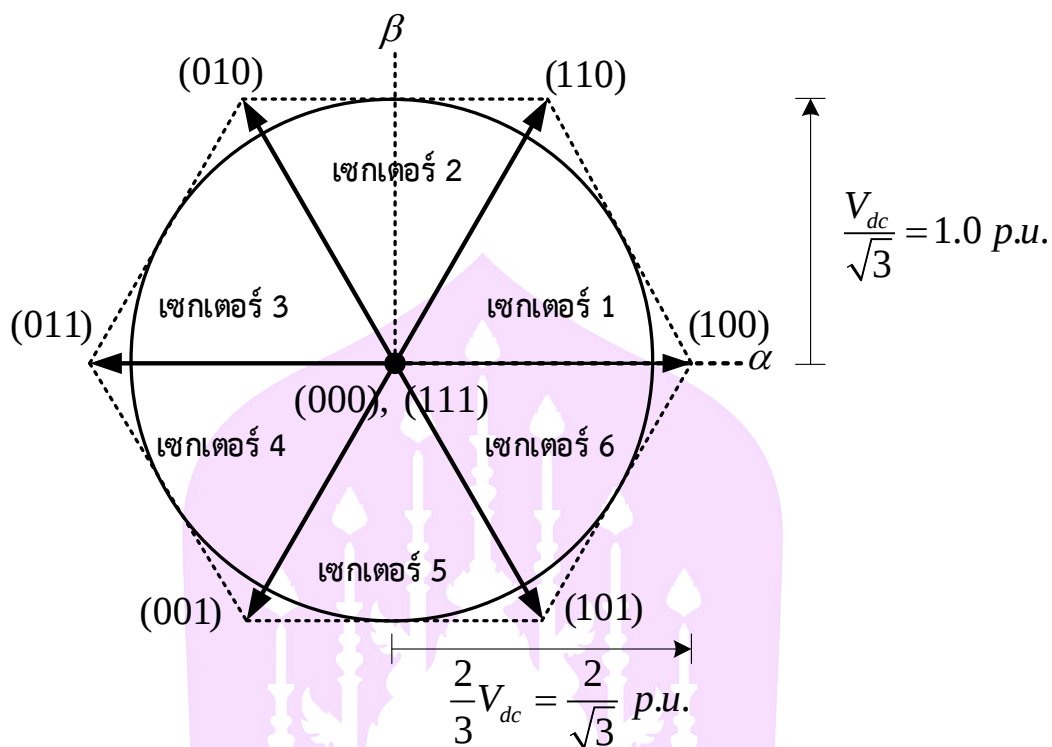
สำหรับการนำเทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดไปใช้งาน สามารถแก้ไขเวลาการสลับของเวกเตอร์ที่ใช้งานอยู่เพื่อสร้างเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงได้ ดังแสดงในสมการ (2.97) และ (2.98) [14]

$$T_1' = T_1 - \frac{T_1 + T_2 - T_s}{2} \quad (2.97)$$

$$T_2' = T_2 - \frac{T_1 + T_2 - T_s}{2} \quad (2.98)$$

ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด สามารถให้ประสิทธิภาพผลการตอบสนองเชิงพลวัตที่ดีกว่าวิธีการการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส และยังสามารถช่วยให้การเลือกเซกเตอร์ทำงานได้อย่างราบรื่น

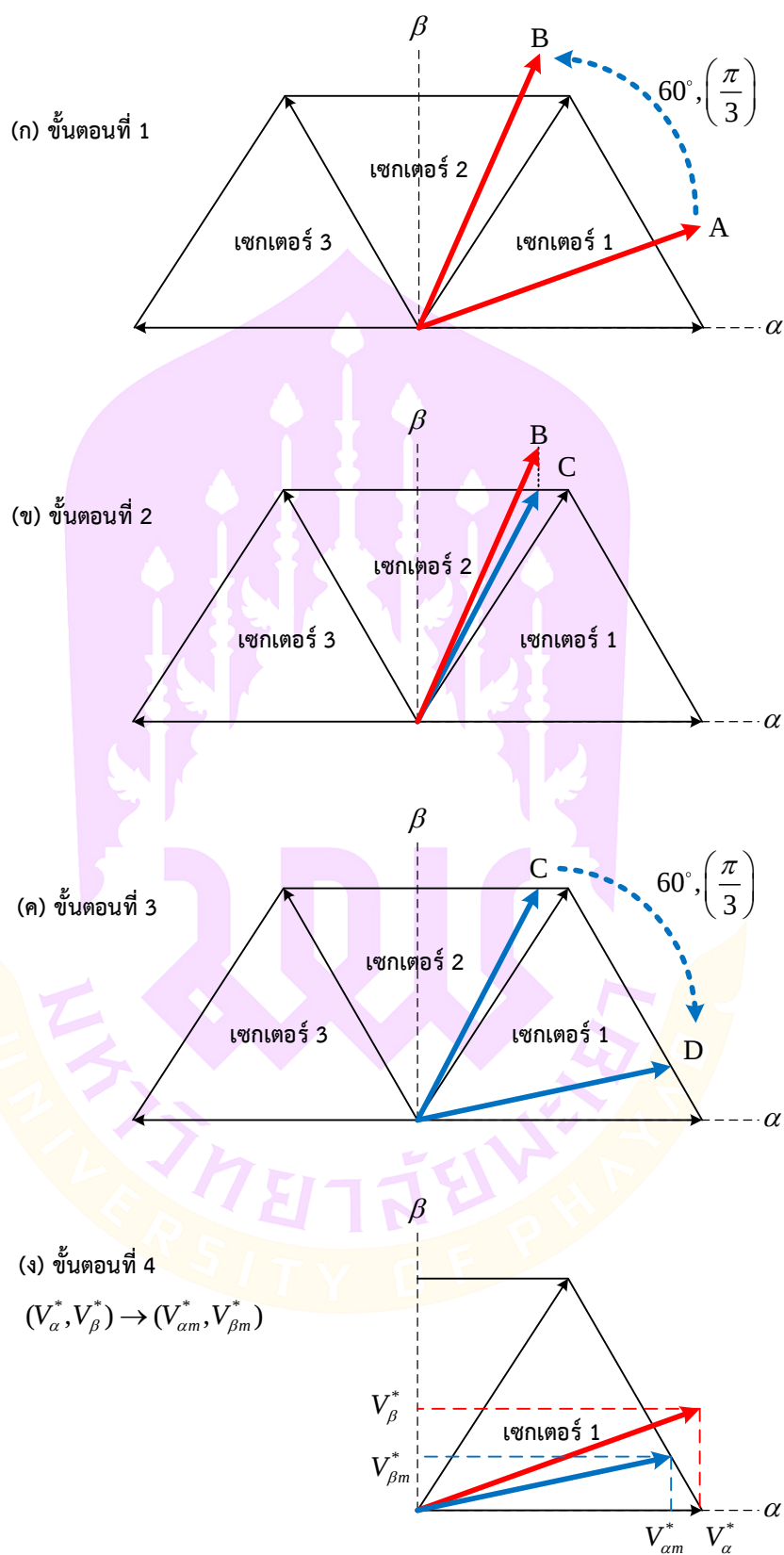
เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด เป็นหนึ่งในเทคนิคที่สามารถนำมาใช้เพื่อปรับปรุงการใช้แรงดันไฟฟ้าดีซีลิงค์ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว [71, 73] ในกรณีที่ความต้องการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าจริงมีแนวโน้มที่เกินขอบเขตของแรงดันไฟฟ้าที่อินเวอร์เตอร์สามารถจัดหาได้ ขนาดของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าได้รับการปรับปรุงแก้ไขเพื่อให้ถูกจำกัดภายในขอบเขตหกเหลี่ยม ดังที่แสดงด้วยเส้นหนาในภาพ 27 ในย่านการทำงานการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว เทคนิคนี้สามารถให้แรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับตัวกล้ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ โดยแรงดันไฟฟ้าที่สร้างขึ้นสามารถแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส ซึ่งรายละเอียดเกี่ยวกับการจัดการเซกเตอร์เหล่านี้ได้รับการอธิบายไว้ในส่วนก่อนหน้านี้



ภาพ 27 สถานะการสลับของการมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด

เนื่องจากหลักการของแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ปรับเปลี่ยนไปในแต่ละเซกเตอร์สามารถอธิบายได้ง่ายในระบบต่อหน่วย ดังนั้น จึงพิจารณาการใช้ระบบต่อหน่วยสำหรับเทคนิคการมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด โดยที่พิกัดแรงดันไฟฟ้าคือแรงดันสูงสุดของตัวกล้าสัญญาณสเปซเวกเตอร์ ซึ่งมีค่าเป็น $(2/\sqrt{3})$ ดังนั้น เวกเตอร์สูงสุดของแรงดันอ้างอิงที่ถูกแก้ไขในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสจึงมีค่าเป็น 1.154 และ 1.0 ต่อหน่วย (p.u) ตามลำดับ

ในเซกเตอร์ 1 การอธิบายแรงดันอ้างอิงที่ถูกแก้ไขสามารถทำได้อย่างชัดเจนตามที่แสดงในภาพ 28 โดยใช้สัญลักษณ์ลูกศรที่แสดงถึงเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงและเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ถูกแก้ไข ในเซกเตอร์ 1 การวิเคราะห์สมการแรงดันไฟฟ้าสามารถทำได้ใน 3 ขั้นตอนหลัก ดังนี้



ภาพ 28 เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ 1

คำนวณแรงดันไฟฟ้าสำหรับเซกเตอร์ 1

ขั้นตอนที่ 1

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^*_\alpha \\ V^*_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}V^*_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}V^*_\beta \\ \frac{\sqrt{3}}{2}V^*_\alpha + \frac{1}{2}V^*_\beta \end{bmatrix} \quad (2.99)$$

ขั้นตอนที่ 2

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}V^*_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}V^*_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.100)$$

ขั้นตอนที่ 3

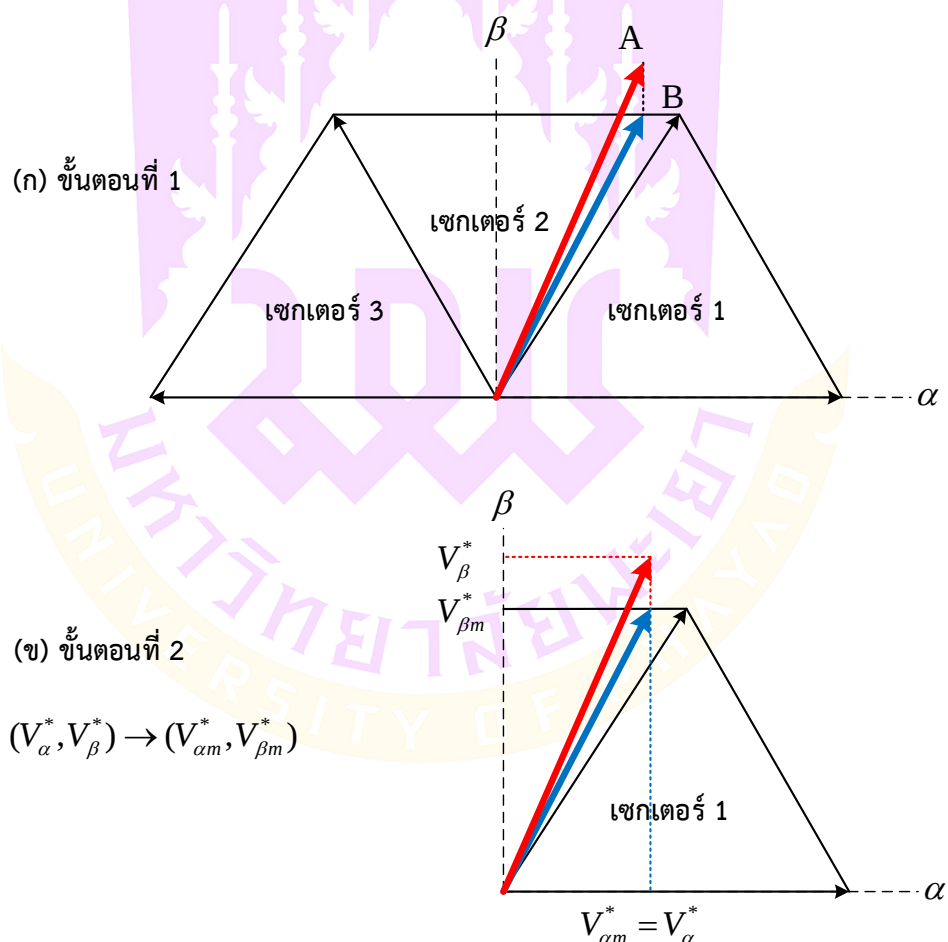
$$\begin{bmatrix} V^*_{am} \\ V^*_{\beta m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4}V^*_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{4}V^*_\beta + \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{4}V^*_\alpha + \frac{3}{4}V^*_\beta + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

ในเซกเตอร์ 1 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ($V_{\alpha\beta}^*$) ถูกจัดสรรไว้ที่ตำแหน่ง A ตามที่แสดงในภาพ 28(ก) การจัดสรรนี้มีการหมุนเวกเตอร์ไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา 60 องศาหรือ $\pi/3$ เรเดียน จนถึงเซกเตอร์ที่ 2 ณ จุด B ดังแสดงในภาพ 28(ก) ในขั้นตอนแรกนี้ เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ถ่ายโอน ($V_{\alpha\beta}'$) สำหรับเซกเตอร์ 1 ถูกคำนวณตามสมการที่ 2.99 ในขั้นตอนที่สอง เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ถ่ายโอนซึ่งมีค่าปริมาณเกินขีดจำกัดของแรงดันไฟฟ้าที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้ ต้องถูกฉายลงไปยังขอบเขตหกเหลี่ยมจากจุด B ไปยังจุด C ดังที่แสดงในภาพ 28(ข). ในขั้นตอนนี้ เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ถ่ายโอนไปยังแกนเบตาถูกตั้งค่าไว้ที่ 1.0 p.u., ขณะที่เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ถ่ายโอนไปยังแกนแอลฟายังคงเป็นค่าเดิม ตามที่ระบุในสมการที่ 2.100 สุดท้าย ในขั้นตอนที่สาม แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ถ่ายโอนถูกจัดสรรจากจุด C ย้อนกลับไปยังจุด D ในเซกเตอร์ 1 โดยการหมุน 60 องศา ตามที่แสดงในภาพ 28(ค). ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่แก้ไข ($V_{am}^*, V_{\beta m}^*$) ต่อหน่วยสำหรับเซกเตอร์ 1 จึงสามารถกำหนดได้ตามสมการ (2.101). การเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่แก้ไขสามารถดูได้จากภาพ 28(ง)

คำนวณแรงดันไฟฟ้าสำหรับเซกเตอร์ 2

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha m}^* \\ V_{\beta m}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha}^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

ภาพ 29 แสดงการทำงานของเทคนิคการมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ที่ 2 ซึ่งในกรณีนี้แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (แสดงด้วยเส้นสีแดง) เกินขีดจำกัดของแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ตามที่ระบุในเส้นหนารูปหกเหลี่ยม ดังแสดงในภาพ 29(ก) เมื่อแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงอยู่นอกขีดจำกัดดังกล่าว เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าถูกปรับปรุงโดยการเคลื่อนที่จากจุด A ไปยังจุด B ซึ่งเป็นขอบเขตของรูปหกเหลี่ยม. การคำนวณเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ได้รับการปรับปรุงสามารถทำได้ตามสมการ (2.102) เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ถูกแก้ไขนั้นสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนในภาพ 29(ข)



ภาพ 29 เทคนิคการมอดูเลตแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ 2

คำนวณแรงดันไฟฟ้าสำหรับเซกเตอร์ 3

ขั้นตอนที่ 1

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}V_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta^* \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}V_\alpha^* + \frac{1}{2}V_\beta^* \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

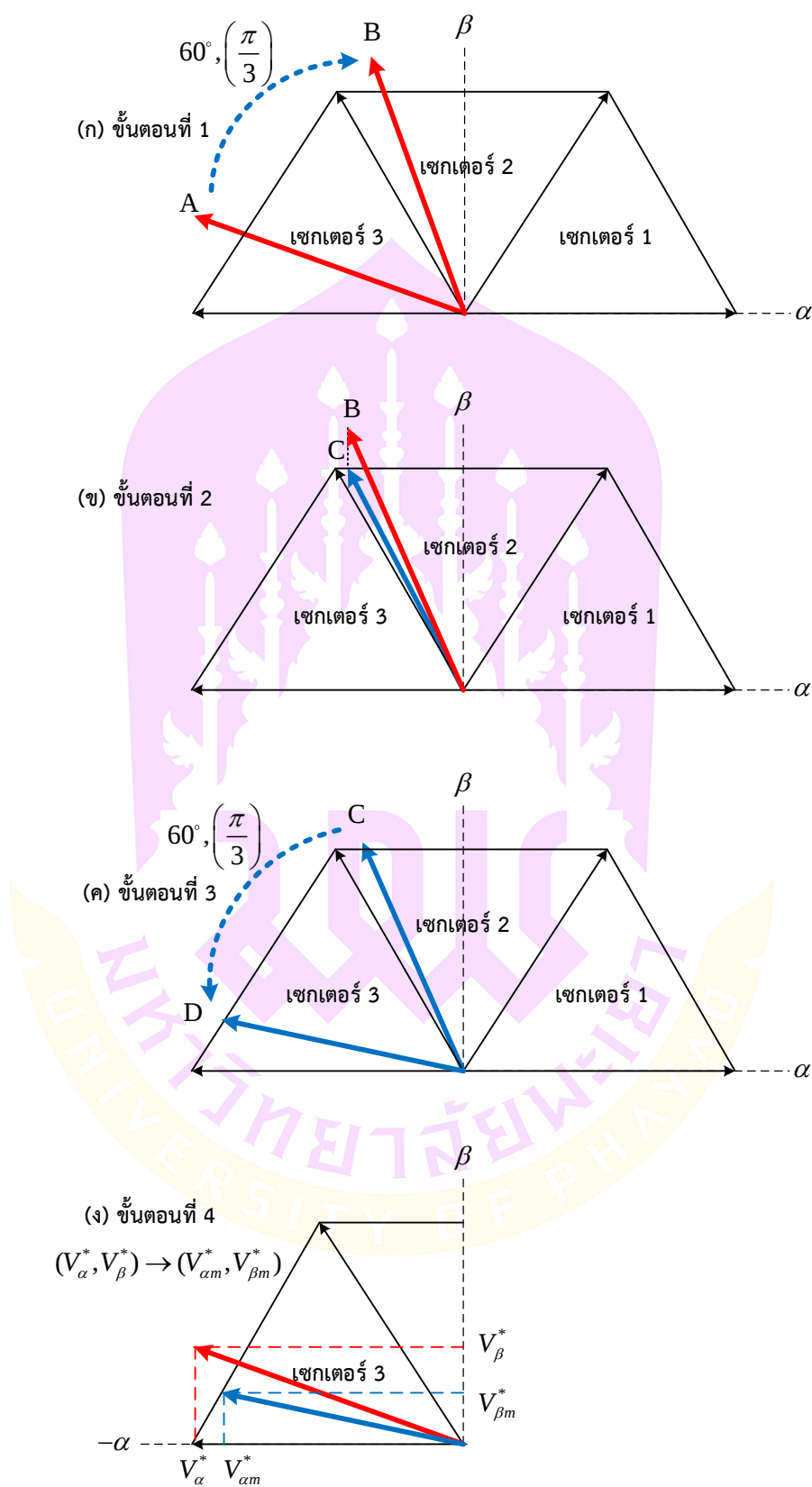
ขั้นตอนที่ 2

$$\begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}V_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

ขั้นตอนที่ 3

$$\begin{bmatrix} V_{am}^* \\ V_{bm}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V'_\alpha \\ V'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4}V_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{4}V_\beta^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{4}V_\alpha^* + \frac{3}{4}V_\beta^* + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.105)$$

ในเซกเตอร์ที่ 3 การคำนวณเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ถูกแก้ไขสามารถทำได้ในลักษณะเดียวกับเซกเตอร์ที่ 1 โดยที่ความแตกต่างหลักคือมุมที่ใช้ในการแปลง ซึ่งในเซกเตอร์นี้เป็นทิศทางตามเข็มนาฬิกา โดยมีการหมุน 60 องศา ($\pi/3$ เรเดียน) ดังแสดงในภาพ 30 การคำนวณเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่ได้รับการปรับปรุงในเซกเตอร์นี้สามารถแสดงได้ในสมการ (2.103–2.105) สำหรับเซกเตอร์ที่ 4, 5, และ 6, การคำนวณเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ถูกแก้ไขเหมือนกับเซกเตอร์ที่ 1, 2, และ 3 ตามลำดับ ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ถูกแก้ไขแล้วสำหรับทุกเซกเตอร์สามารถระบุได้ในตาราง 5 แสดงเป็นหน่วยต่อหน่วย (per-unit) [82, 83]



ภาพ 30 เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาดในเซกเตอร์ 3

ตาราง 5 แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงแอลฟาและเบตาที่ถูกปรับตามการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของขนาด (ระบบต่อหน่วย)

เซกเตอร์	$V_{\alpha m}^*$	$V_{\beta m}^*$
1	$\frac{1}{4}V_{\alpha}^* - \frac{\sqrt{3}}{4}V_{\beta}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{4}V_{\alpha}^* + \frac{3}{4}V_{\beta}^* + \frac{1}{2}$
2	V_{α}^*	1
3	$\frac{1}{4}V_{\alpha}^* + \frac{\sqrt{3}}{4}V_{\beta}^* - \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{\alpha}^* + \frac{3}{4}V_{\beta}^* + \frac{1}{2}$
4	$\frac{1}{4}V_{\alpha}^* - \frac{\sqrt{3}}{4}V_{\beta}^* - \frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{4}V_{\alpha}^* + \frac{3}{4}V_{\beta}^* - \frac{1}{2}$
5	V_{α}^*	-1
6	$\frac{1}{4}V_{\alpha}^* + \frac{\sqrt{3}}{4}V_{\beta}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}V_{\alpha}^* + \frac{3}{4}V_{\beta}^* - \frac{1}{2}$

การใช้ตัวล้าสัญญาณสเปซเวกเตอร์มีความสำคัญอย่างยิ่งในการลดความผิดพลาดในการส่งพลังงานและเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้า โดยวิธีนี้ส่งผลให้การควบคุมมอเตอร์ทำได้อย่างแม่นยำและประหยัดพลังงานมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ ยังช่วยในการมอดูเลตเกิน ซึ่งเป็นกระบวนการที่สามารถขยายย่านการทำงานของมอเตอร์ได้โดยไม่ส่งผลให้เกิดการสูญเสียประสิทธิภาพในระบบ ทำให้การควบคุมมอเตอร์มีความยืดหยุ่นและมีประสิทธิภาพสูงขึ้น [70-72]

การพัฒนาและการนำตัวล้าสัญญาณสเปซเวกเตอร์มาใช้ในระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าได้แสดงให้เห็นถึงความก้าวหน้าในเทคโนโลยีการควบคุมและเป็นปัจจัยที่สำคัญในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบอัตโนมัติ การศึกษาและความเข้าใจในหลักการของตัวล้าสัญญาณสเปซเวกเตอร์ รวมถึงการมอดูเลตเกิน จึงเป็นสิ่งสำคัญเพื่อให้สามารถนำไปใช้ในงานวิจัยและการพัฒนาระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2.6 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว

วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวถูกใช้เพื่อขยายย่านการทำงานของระบบขับเคลื่อนที่ต้องการความเร็วรอบสูงเกินกว่าความเร็วรอบพิกัด โดยที่ระบบขับเคลื่อนทำงานภายใต้พิกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ในหัวข้อนี้ประกอบไปด้วย พิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ย่านการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า และวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนกลับแรงดันไฟฟ้า

2.6.1 พิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์

แรงบิดสูงสุดสามารถถูกบรรลุได้อย่างเต็มที่โดยการใช้กระแสไฟฟ้าสูงสุดในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ในขณะที่การทำงานเหนือความเร็วรอบพิกัดสามารถทำได้โดยใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวในย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว อย่างไรก็ตาม สำหรับทุกย่านการทำงาน ระบบขับเคลื่อนถูกจำกัดด้วยพิกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ระบุเป็นสมการ (2.106) และ (2.107) ตามลำดับ [14, 16, 38, 41]

$$i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \leq I_{s,max}^2 \quad (2.106)$$

$$v_{ds}^2 + v_{qs}^2 \leq V_{s,max}^2 \quad (2.107)$$

โดยที่ $I_{s,max}$ และ $V_{s,max}$ คือ กระแสสูงสุดและแรงดันไฟฟ้าสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ตามลำดับ

ประเด็นสำคัญที่ต้องพิจารณาคือพิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้า ข้อจำกัดของแรงดันไฟฟ้าขึ้นอยู่กับอินเวอร์เตอร์และวิธีการมอดูเลต แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายให้แก่ระบบเมื่อทำงานในย่านเชิงเส้น (linear region) ถูกพิจารณาในบริบทของการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ ดังนั้น พิกัดแรงดันไฟฟ้าจึงระบุไว้ตามสมการ (2.108) [14, 16]

$$V_{s,max} = \eta \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2.108)$$

โดยที่ η คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของแรงดันเอาต์พุต ถูกกำหนดขึ้นด้วยเหตุผลด้านความปลอดภัยของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งนิยามกำหนดค่าในช่วง 0.9-0.95

หากพิจารณาการขับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ภายใต้การทำงานแบบสภาวะคงตัว (Steady-state conditions) สมการแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ในแกนดีและคิว ดังแสดงไว้ในสมการ (2.47) และ (2.48) แทนค่าลงในสมการ (2.107) สำหรับการทำงานในย่านความเร็วรอบสูงกว่าความเร็วรอบพิกัด สามารถละเว้นการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์เนื่องจากการพิจารณาในย่านความเร็วรอบสูง ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ในแกนดี และคิว สามารถจัดรูปใหม่แสดงในสมการ (2.109) และ (2.110) ตามลำดับ [53, 54]

$$v_{ds} \cong -\omega_e \sigma L_s i_{qs} \quad (2.109)$$

$$v_{qs} \cong \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (2.110)$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะการทำงานในสภาวะคงตัว ส่งผลให้ฟลักซ์โรเตอร์ถูกกำหนดโดยสมการ (2.59) ดังนั้น สมการแรงดันด้านสเตเตอร์แกนคิวในสมการ (2.110) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็นสมการ (2.111)

$$v_{qs} \cong \omega_e L_s i_{ds} \quad (2.111)$$

ดังนั้น ข้อจำกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าตามที่กำหนดในสมการ (2.106) และ (2.107) สามารถแสดงในรูปแบบของสมการวงรีได้เป็นดังสมการ (2.112) และ (2.113) ตามลำดับ

$$\left(-\omega_e \sigma L_s i_{qs}\right)^2 + \left(\omega_e L_s i_{ds}\right)^2 \leq V_{s,\max}^2 \quad (2.112)$$

$$\left(\frac{v_{qs}}{\omega_e L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_{ds}}{\omega_e \sigma L_s}\right)^2 \leq I_{s,\max}^2 \quad (2.113)$$

สมการแรงดันไฟฟ้าที่แสดงในสมการ (2.112) เป็นฟังก์ชันของความเร็วเชิงมุมเชิงโคโรนัส ดังนั้น ขนาดของวงรีแรงดันไฟฟ้าลดลงเมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น ดังในภาพ 31 วิธีของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าถูกใช้เพื่อกำหนดการทำงานของระบบขับเคลื่อนในทุกย่านการทำงาน ภายใต้ข้อจำกัดวงกลมกระแสไฟฟ้า ได้ถูกแสดงในภาพ 31 และ 32 ตามลำดับ [56, 57]

ย่านการทำงานแรงบิดคงตัว

ย่านการทำงานแรงบิดคงตัว หรือย่านการทำงานปกติ เป็นย่านที่สามารถผลิตแรงบิดสูงสุดได้ โดยมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้พิกัดของกระแสไฟฟ้า แต่ต่ำกว่าพิกัดของแรงดันไฟฟ้า ซึ่งในย่านการทำงานนี้ปริมาณฟลักซ์มีค่าคงที่และมีค่าเท่ากับค่าพิกัด โดยแรงบิดถูกควบคุมผ่านกระแสแกนคิ

ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ความเร็วรอบโรเตอร์ (ω_m) มีค่าต่ำกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด (ω_{base}) ดังที่แสดงในภาพ 32 ภายใต้พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า ฟลักซ์ของโรเตอร์มีค่าคงที่ตามค่าพิกัดกระแสแกนคิ ($i_{ds,rate}$) ความต้องการแรงดันไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบของโรเตอร์ ซึ่งมีเส้นทางเริ่มต้นหยุดนิ่งจากที่จุด “O” ไปถึงความเร็วรอบพิกัดที่จุด “C” ดังที่แสดงในภาพ 1 แรงบิดสูงสุดสามารถบรรลุได้โดยการใช้กระแสในแกนคิสูงสุดร่วมกับฟลักซ์ของโรเตอร์ที่คงค่าไว้ที่พิกัดฟลักซ์ ดังนั้น กระแสในแกนคิถูกจำกัดโดยข้อจำกัดกระแสไฟฟ้า ดังที่ระบุในสมการ (2.114) [14]

$$i_{qs,lim} = \sqrt{I_{s,max}^2 - i_{ds,rate}^2} \quad (2.114)$$

โดยที่ $i_{qs,lim}$ หมายถึง ข้อจำกัดของกระแสแกนคิสำหรับย่านการทำงานแรงบิดคงตัว

กระแสแกนคิและคิถูกควบคุมที่จุด “A” ดังแสดงในภาพ 31 ซึ่งเป็นจุดที่สามารถให้แรงบิดสูงสุดต่อกระแส (Maximum torque per ampere, MTPA) จากการจัดรูปสมการ (2.111) และ (2.112) ความเร็วรอบพิกัดสามารถประมาณค่าได้โดยใช้สมการ (2.115) [14, 16, 28]

$$\omega_{base} \cong \frac{\sqrt{(V_{s,max} L_s i_{ds,rate})^2 + (R_s i_{qs})^2} - R_s i_{qs}}{L_s i_{ds,rate}} \quad (2.115)$$

ย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว

ย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว หรือย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 คือ ย่านที่ค่าความเร็วรอบโรเตอร์มีค่าสูงกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด โดยที่มอเตอร์เหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์ทำงานถึงค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้า ดังนั้น จึงจำเป็นต้องลดปริมาณฟลักซ์โรเตอร์ลง เพื่อรองรับค่าความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้นเกินค่าความเร็วรอบพิกัด ซึ่งสามารถทำได้โดยลดกระแสแกนคิ

การที่ปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์อ่อนตัวลง ส่งผลให้ความสามารถในการผลิตแรงบิดลดลง อย่างไรก็ตาม การลดลงของกระแสแกนคิ สามารถช่วยเพิ่มกระแสแกนคิเพื่อใช้ประโยชน์จากความสามารถในการใช้งานปริมาณกระแสไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์ได้เต็ม

ประสิทธิภาพ โดยทำการชดเชยแรงบิดที่ลดลงบางส่วนเนื่องจากฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ลดลง ดังนั้น ในย่านการทำงานนี้ มอเตอร์เหนี่ยวนำจึงทำงานด้วยปริมาณฟลักซ์ที่ลดลง (กระแสแกนตีที่ลดลง) ภายใต้พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่กำหนด [14, 16]

ย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 (Flux-weakening region I) เริ่มต้นเมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเกินกว่าความเร็วรอบพิกัด ซึ่งทำงานภายใต้พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสูงสุด และย่านการทำงานนี้สิ้นสุดลงที่จุดความเร็วรอบวิกฤติ (ω_c) ซึ่งสามารถประมาณค่าได้โดยใช้สมการ (2.116) [14, 16, 28, 39, 41]

$$\omega_c \cong \sqrt{\frac{1+\sigma^2}{2(\sigma L_s)^2}} \times \frac{V_{s,\max}}{I_{s,\max}} \quad (2.116)$$

เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ถูกควบคุมให้อยู่ที่ค่าพิกัดสูงสุด ดังแสดงในภาพ 32 ย่านนี้จึงเรียกว่าย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว

เมื่อฟลักซ์โรเตอร์อ่อนตัวลงโดยการลดกระแสในแกนตีเป็นเหตุให้กระแสแกนตีมีค่าน้อยกว่าค่าพิกัดกระแสแกนตี เพื่อขยายย่านความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้สามารถทำงานเกินค่าความเร็วรอบพิกัด ส่งผลให้กระแสในแกนตีต้องเพิ่มขึ้นภายใต้ข้อจำกัดของกระแสไฟฟ้า ดังแสดงในภาพ 31 การควบคุมกระแสไฟฟ้าเริ่มจากจุด “A” ไปจนถึงจุด “B” ดังนั้น ข้อจำกัดของกระแสในแกนตีสำหรับย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 ถูกระบุไว้ในสมการ (2.117) [49, 53, 55]

$$i_{qs,\lim} = \sqrt{I_{s,\max}^2 - i_{ds}^2} \quad (2.117)$$

ในย่านการทำงานนี้ ความต้องการแรงดันไฟฟ้าของระบบขับเคลื่อนเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในภาพ 1 วิถีทางเดินแรงดันไฟฟ้าเริ่มต้นจากจุด “C” และสิ้นสุดที่จุด “D” โดยที่จุดทั้งสองนี้สอดคล้องกับความเร็วรอบพิกัดและความเร็วรอบวิกฤติ ตามที่ได้แสดงไว้ในภาพ 32

ย่านการทำงานความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว

จากย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว เมื่อความเร็วรอบเพิ่มสูงขึ้นจนถึงค่าความเร็วรอบวิกฤต ปริมาณกระแสไฟฟ้าจะมีค่าไม่คงตัวที่ค่ากระแสฟลักต์อีกต่อไป ถึงแม้ว่าฟลักซ์โรเตอร์อ่อนตัวลง ดังนั้น กระแสไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ของแกนดีและคิวต้องถูกจำกัด ในกรณีนี้ มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงาน ภายใต้ฟลักต์แรงดันไฟฟ้า แต่ในทางกลับกัน ฟลักซ์โรเตอร์และกระแสไฟสเตเตอร์ลดลง เรียกว่าย่านการทำงานความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว หรือ ย่านฟลักซ์การทำงานอ่อนตัวที่ 2 (Flux-weakening region II, FW II) [14, 16, 28, 41, 47]

ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 (Flux-weakening region I) ความเร็วรอบโรเตอร์ เพิ่มขึ้นต่อไปโดยการลดกระแสในแกนดีให้มีย่านน้อยกว่าค่าฟลักต์กระแสแกนดีตามที่กล่าวในส่วนก่อนหน้านี้ ขอบเขตฟลักต์วงกลมของแรงดันไฟฟ้าถูกลดลงเช่นกัน ดังที่แสดงในภาพ 32 และความเร็วรอบโรเตอร์เดินทางไปถึงจุดการทำงานที่ให้แรงบิดสูงสุดต่อแรงดันไฟฟ้า (Maximum torque per voltage, MTPV) ซึ่งคือจุดความเร็วรอบวิกฤต ดังนั้น ย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ถูกเปิดใช้งาน ส่งผลให้ย่านความเร็วรอบของระบบขับเคลื่อนสามารถขยายออกไป ตามวิถีทางเดินของแรงบิดสูงสุดต่อแรงดันไฟฟ้า กระแสในแกนดีและแกนคิวถูกควบคุมให้มีย่านค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบโรเตอร์ ดังที่แสดงในภาพ 31 วิถีทางเดินของการควบคุมกระแสสำหรับย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 เริ่มจากจุด “B” ไปยังจุดต้นกำเนิดที่ “O” ซึ่งสอดคล้องกับความเร็วรอบโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น สามารถแสดงในรูปแบบของกระแสแกนดีและคิว ตามที่ระบุในสมการ (2.118) โดยกระแสไฟฟ้าถูกควบคุมให้มีย่านต่ำกว่าค่าฟลักต์กระแสไฟฟ้า [3, 14, 49]

$$i_{qs} = i_{ds} / \sigma \quad (2.118)$$

ดังนั้น ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 กระแสแกนดีและแกนคิวที่เหมาะสมสำหรับการผลิตแรงบิดสูงสุดถูกระบุโดยสมการ (2.119) และ (2.120) ตามลำดับ [61-63]

$$i_{ds} = \frac{V_{s,max}}{\sqrt{2}\omega_e L_s} \quad (2.119)$$

$$i_{qs} = \frac{V_{s,max}}{\sqrt{2}\omega_e \sigma L_s} \quad (2.120)$$

2.6.3 วิธีการควบคุมการอ่อนตัวฟลักซ์แบบป้อนไปข้างหน้า

ผังวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ แสดงในภาพ 33 ถูกนำมาใช้เพื่อย้ายงานการทำงานของระบบขับเคลื่อนที่ต้องการความเร็วรอบสูงเกินกว่าความเร็วรอบพิกัดสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ได้มีการเสนอวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า ซึ่งวิธีการนี้ใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการกำหนดค่าปริมาณกระแสอ้างอิงในสถานะคงที่ ในย่านแรงบิดคงตัวกระแสอ้างอิงถูกควบคุมโดยการติดตามวิถีทางเดินแรงบิดสูงสุดต่อกระแส ในขณะที่ย่านกำลังไฟฟ้าคงตัวกระแสอ้างอิงแกนดีถูกคำนวณจากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายใต้ข้อจำกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้า ส่วนกระแสอ้างอิงแกนคิวถูกกำหนดจากคำสั่งแรงบิดหรือตัวควบคุมความเร็วรอบ ดังแสดงในภาพ 34 ซึ่งแสดงการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ดังนั้น กระแสอ้างอิงแกนดีในย่านแรงบิดคงตัวและย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว ถูกระบุเป็นดังสมการ (2.123) และ (2.124) ตามลำดับ [14, 16]

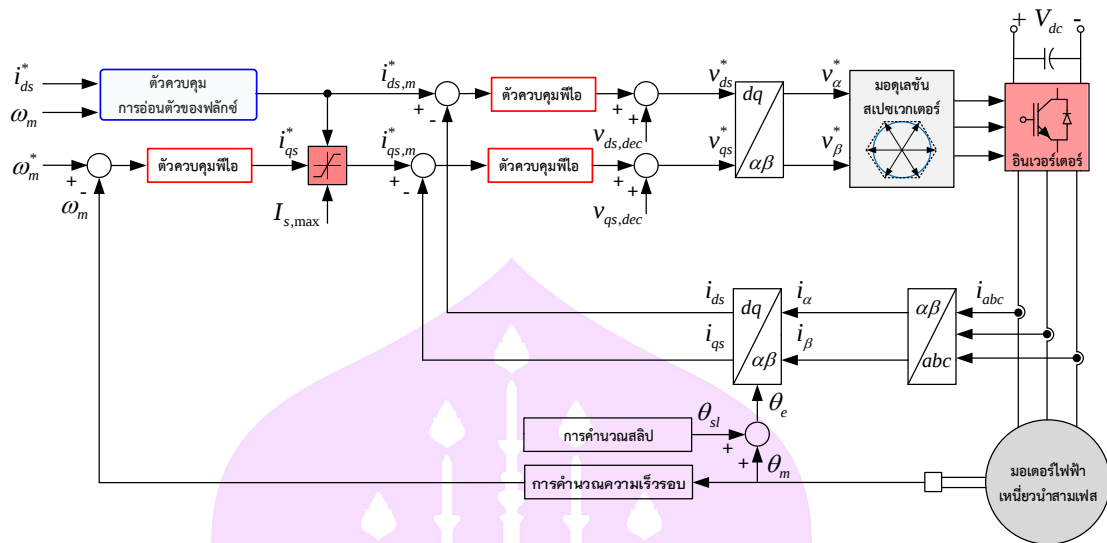
$$i_{ds}^* = i_{ds,rate} \quad (2.123)$$

$$i_{ds}^* = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \quad (2.124)$$

จากสมการ (2.124) พบว่า เมื่อความเร็วรอบเพิ่มขึ้น กระแสอ้างอิงแกนดีมีค่าลดลง ซึ่งส่งผลให้ฟลักซ์ของโรเตอร์เปลี่ยนไปตามกระแสแกนดี ดังที่แสดงในสมการ (2.125) [16, 28]

$$\psi_{dr} = L_m \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \quad (2.125)$$

อย่างไรก็ตาม วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมแบบวงเปิดมีความอ่อนไหวต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ ถึงแม้ว่าวิธีการควบคุมนี้มีความเสถียรและใช้งานง่าย แต่ประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนอาจลดลงหากพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง [41, 42]



ภาพ 34 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า

กระแสอ้างอิงแกนคิวกู้กำหนดจากคำสั่งแรงบิดหรือลูควบคุมความเร็วรอบ ดังที่แสดงในภาพ 34 ดังนั้น จึงไม่สามารถควบคุมกระแสให้เหมาะสมแก่ระบบควบคุมปรับฟลักซ์ได้ ส่งผลให้ระบบขับเคลื่อนไม่สามารถบรรลุแรงบิดสูงสุดได้ในทุกย่านการทำงาน [45]

2.6.4 วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนกลับ

ต่างจากวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าที่มีความอ่อนไหวต่อพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ในบทความ [47-50] ได้เสนอวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวโดยใช้การควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ ใช้คำสั่งแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์อ้างอิงมาหักล้างกับพิกัดแรงดันสเตเตอร์เพื่อสร้างค่าความผิดพลาดของกระแสแกนดีเพื่อลดปริมาณฟลักซ์โดยไม่พึ่งพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ มุ่งเน้นการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแสให้อยู่ในข้อจำกัดแรงดันไฟฟ้า ขณะทำงานอยู่ในย่านฟลักซ์อ่อนตัว โดยใช้กระแสไฟฟ้าที่ถูกปรับเพื่อลดกระแสแกนดี หรือเรียกว่า ตัวควบคุมแรงดันที่ 1 [51-53] ดังแสดงในภาพ 35

วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวโดยใช้การควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถให้แรงบิดสูงสุดได้อย่างมีประสิทธิภาพในย่านฟลักซ์อ่อนตัว และมีความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์มอเตอร์ [54-56] อย่างไรก็ตาม การตอบสนองเชิงพลวัตอาจไม่รวดเร็วเท่าวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ตัวควบคุมแรงดันที่ 1 ไม่ถูกใช้งานเนื่องจากคำสั่งแรงดันไฟฟ้ายังคงอยู่ในขีดจำกัดแรงดันไฟฟ้า ขณะที่ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว ตัวควบคุม

เห็นได้ชัดเจนว่า วิธีการวิเคราะห์ข้อผิดพลาดแรงดันไฟฟ้านี้ใช้แรงดันไฟฟ้าส่วนต่างของแกนคิ้วในการควบคุมและลดกระแสสแตเตอร์ในแกนคิ้ว และใช้แรงดันไฟฟ้าส่วนต่างของแกนคิ้วในการควบคุมและลดกระแสสแตเตอร์ในแกนคิ้ว เพื่อให้การควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

ในทำนองเดียวกัน วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมค่าความผิดพลาดแรงดันไฟฟ้าถูกออกแบบในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส นำเสนอใน [58-61] โดยใช้ตัวควบคุมกระแสแบบพีไอและการมอดูเลชันแบบสเปซเวกเตอร์ พร้อมกับเทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส ซึ่งอาศัยผลต่างของแรงดันไฟฟ้าในแกนคิ้วและคิ้ว ระหว่างเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้ากับเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตเกินแบบลดค่าความผิดพลาดของเฟส เพื่อนำมาลดปริมาณกระแสแกนคิ้ว แสดงในภาพ 37 โดยสามารถเพิ่มแรงบิดสูงสุดในย่านฟลักซ์อ่อนตัวได้อย่างมีประสิทธิภาพเนื่องจากการใช้แรงดันไฟฟ้าอย่างเต็มที่ ซึ่งใกล้เคียงกับการทำงานแบบหกขั้นตอน (Six-step operation) วิธีการดังกล่าวสามารถใช้ได้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำและมอเตอร์ซิงโครนัส [62-66]

ดังนั้น สามารถสรุปได้ว่าวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวเป็นเทคนิคสำคัญในการเพิ่มย่านความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้า โดยการทำให้ฟลักซ์ในมอเตอร์อ่อนตัวลงจากการปรับกระแสแกนคิ้วเพื่อให้มอเตอร์สามารถหมุนด้วยความเร็วรอบที่สูงขึ้นเกิดค่าความเร็วรอบพิกัด ถึงแม้ปริมาณของแรงบิดลดลง เทคนิคนี้จำเป็นสำหรับการใช้งานที่ต้องการย่านความเร็วรอบกว้าง อาทิเช่น ยานยนต์ไฟฟ้าและเครื่องจักรอุตสาหกรรม การนำไปใช้ต้องมีการจัดการและการวิเคราะห์ที่ละเอียดอ่อนระหว่างการรักษาแรงบิดและการรักษาอุณหภูมิ รวมถึงกระแสไฟฟ้าให้อยู่ในขอบเขตที่เหมาะสม ใช้ร่วมกับวิธีการควบคุมเวกเตอร์ซึ่งเป็นหนึ่งในกลยุทธ์ที่สำคัญในการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและประสิทธิผลในการควบคุมมอเตอร์ที่ทำงานในย่านความเร็วรอบสูง

บทที่ 3

การวิเคราะห์ผลกระทบจากวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอ สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

บทนี้นำเสนอการศึกษาเปรียบเทียบที่มุ่งเน้นการวิเคราะห์ผลการตอบสนองเชิงพลวัตและความแม่นยำในการติดตามค่าอ้างอิงของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอสองรูปแบบ ได้แก่ วิธีการตัดทอนโพลซีโร่ และวิธีการจัดวางตำแหน่งโพล ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายในการปรับแต่งค่าคงที่อัตราขยายของตัวควบคุมสำหรับระบบขับเคลื่อน โดยการศึกษาเน้นวิเคราะห์ข้อดีและข้อจำกัดของแต่ละวิธีการออกแบบ ภายใต้แบนด์วิดท์ที่กำหนดเท่ากัน ซึ่งอ้างอิงจากแบนด์วิดท์ที่เหมาะสมสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์ที่มีลูปควบคุมกระแสและลูปควบคุมความเร็วรอบ ในการวิเคราะห์นี้ได้กำหนดเงื่อนไขการจำลองสองกรณีเพื่อประเมินความถูกต้องและประสิทธิภาพของระบบ ได้แก่ 1) การเปลี่ยนแปลงแรงบิดโหลดอย่างฉับพลันในขณะที่ความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่าคงที่ โดยกรณีนี้เน้นศึกษาการตอบสนองของลูปควบคุมกระแสภายใต้เงื่อนไขที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดในทันทีทันใด 2) การเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบอ้างอิงในสถานะไร้โหลดและขับโหลด เพื่อวิเคราะห์ความแม่นยำของลูปควบคุมความเร็วรอบในการติดตามค่าอ้างอิง การจำลองและการวิเคราะห์ดำเนินการโดยพิจารณาถึงปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความเสถียรและการตอบสนองของระบบในทั้งสองกรณี โดยผลการจำลองในบทนี้ช่วยยืนยันถึงข้อแตกต่างในด้านการตอบสนองเชิงพลวัตของแต่ละวิธีการออกแบบ รวมถึงการนำเสนอข้อมูลเชิงลึกเกี่ยวกับผลกระทบจากการเลือกใช้ตัวควบคุมพีไอที่แตกต่างกันในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

3.1 ตัวควบคุมพีไอสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ จำเป็นต้องมีตัวควบคุมสำหรับทั้งลูปควบคุมกระแสและลูปควบคุมความเร็วรอบ เนื่องจากประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนได้รับอิทธิพลโดยตรงจากตัวควบคุม [14, 22, 23] โดยทั่วไป ลูปควบคุมด้านในใช้สำหรับการควบคุมกระแส และลูปควบคุมด้านนอกใช้สำหรับการควบคุมความเร็วรอบ ตัวควบคุมกระแสส่วนใหญ่เป็นแบบพีไอในเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส เนื่องจากมีความเรียบง่ายในการออกแบบและการ

นำไปใช้งาน [25] อย่างไรก็ตาม การแปลงสัญญาณไฟฟ้าให้อยู่ในรูปแบบเฟรมอ้างอิงเชิงโคโรน่าทำให้เกิดปัญหาการเชื่อมโยงระหว่างองค์ประกอบกระแสแกนตีและแกนคิ้ว ซึ่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของตัวควบคุมกระแสลดลงในช่วงการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ [23]

ถึงแม้ว่าตัวควบคุมพีไอถูกใช้งานและพัฒนาอย่างแพร่หลาย แต่การเลือกใช้งานยังคงขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบโดยทั่วไป มีวิธีการออกแบบที่ใช้งานเพื่อกำหนดอัตราขยายของตัวควบคุมหลายวิธี เช่น วิธีการตัดทอนโพลซีโร่ วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล วิธีการซิกเลอร์-นิโคลส์ (Ziegler-Nichols) และวิธีการโคเฮน-คุน (Cohen-Coon) โดยในงานวิจัยปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีการตัดทอนโพลซีโร่ และวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลเป็นหลัก เนื่องจากเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนน้อยและง่ายต่อการนำไปใช้งาน ดังนั้น ในส่วนนี้จึงได้มีการอธิบายวิธีการตัดทอนโพลซีโร่และวิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

3.2 วิธีการออกแบบตัวควบคุมกระแส

3.2.1 วิธีการตัดทอนโพลซีโร่สำหรับตัวควบคุมกระแส

วิธีการตัดทอนโพลซีโร่ถูกนำมาใช้เพื่อยกเลิกผลกระทบจากโพลและซีโร่ที่ไม่ต้องการในระบบทั้งในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง และระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ เนื่องจากความเรียบง่ายในการออกแบบโดยใช้เพียงพารามิเตอร์และการเลือกช่วงการทำงานของแบนด์วิดท์เท่านั้น วิธีการนี้ช่วยให้ระบบขับเคลื่อนมีความเสถียรมากยิ่งขึ้นและตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงได้อย่างรวดเร็ว [14]

สำหรับลูปควบคุมกระแส ดังแสดงในภาพ 38 ค่าซีโร่ของตัวควบคุมพีไอ คือ $-k_{ic,d}/k_{pc,d}$ ถูกตั้งค่าให้ยกเลิกโพลของมอเตอร์ คือ $-R_s/\sigma L_s$ โดยปล่อยให้เหลือเพียงซีโร่ที่จุดเริ่มต้นเท่านั้น ดังแสดงในภาพ 39 ดังนั้น การตอบสนองเชิงพลวัตของระบบวงจรลูปปิดเป็นไปตามสมการ (3.1) ซึ่งเทียบเท่ากับระบบอันดับหนึ่ง ส่งผลให้ระบบมีเสถียรภาพและความแม่นยำในการควบคุมกระแสมากยิ่งขึ้น

$$\frac{i_{ds}(s)}{i_{ds}^*(s)} = \frac{i_{qs}(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{k_p}{\sigma L_s s + k_i} \quad (3.1)$$

แบนด์วิดท์ของลูปควบคุมกระแสในหน่วยเรเดียนต่อวินาที รับผิดชอบจากสมการ (3.2)

$$\omega_{bc} = \frac{k_p}{\sigma L_s} \quad (3.2)$$

โดยปกติแบนด์วิดท์ของรูปควบคุมกระแสถูกกำหนดให้มีค่าต่ำกว่าความถี่การสลับ (Switching frequency, f_s) อย่างน้อย 10 เท่า [14, 16, 27, 29] เมื่อทำการกำหนดแบนด์วิดท์ของ ตัวควบคุมกระแสที่ต้องการ ดังนั้น ค่าคงที่อัตราขยายสัดส่วน และค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของ ตัวควบคุมกระแสในพิกัดอ้างอิงแกนดี สามารถออกแบบได้โดยใช้สมการ (3.3) และสมการ (3.4) ตามลำดับ

$$k_{pc,d} = \sigma L_s \omega_{bc} \quad (3.3)$$

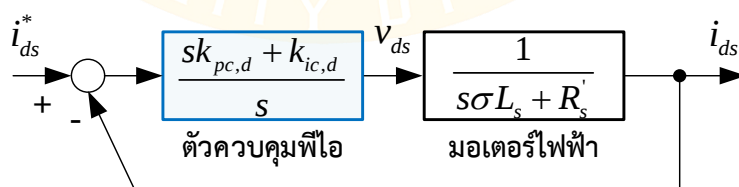
$$k_{ic,d} = R'_s \omega_{bc} \quad (3.4)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าคงที่อัตราขยายสัดส่วน และค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของตัว ควบคุมกระแสในพิกัดอ้างอิงแกนคิว สามารถออกแบบได้โดยใช้สมการ (3.5) และสมการ (3.6) ตามลำดับ

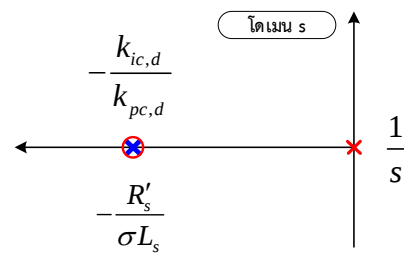
$$k_{pc,q} = \sigma L_s \omega_{bc} \quad (3.5)$$

$$k_{ic,q} = R'_s \omega_{bc} \quad (3.6)$$

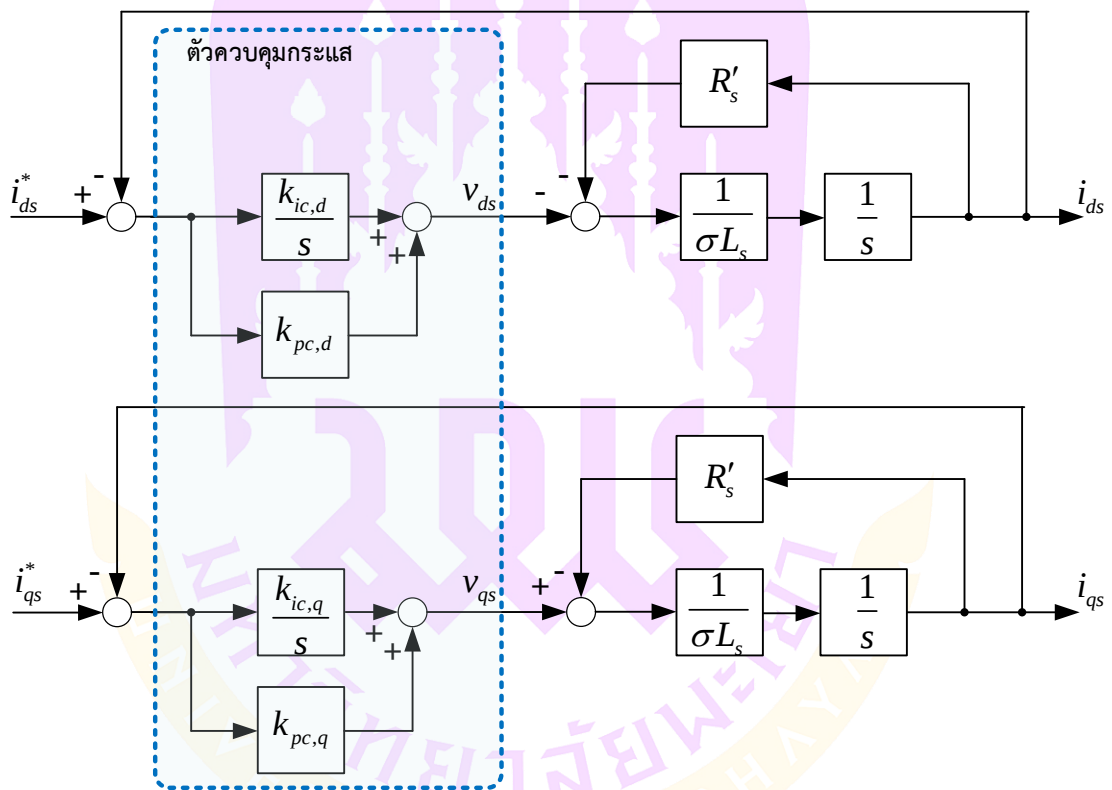
โดยที่ $k_{pc,d}$ คือ ค่าอัตราการขยายสัดส่วนสำหรับตัวควบคุมกระแสแกนดี
 $k_{ic,d}$ คือ ค่าอัตราการขยายอินทิกรัลสำหรับตัวควบคุมกระแสแกนดี
 $k_{pc,q}$ คือ ค่าอัตราการขยายสัดส่วนสำหรับตัวควบคุมกระแสแกนคิว
 $k_{ic,q}$ คือ ค่าอัตราการขยายอินทิกรัลสำหรับตัวควบคุมกระแสแกนคิว
 ω_{bc} คือ แบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแส



ภาพ 38 ฟังก์ชันการควบคุมกระแสแกนดีแบบวงปิด



ภาพ 39 การออกแบบตัดทอนโพลซีโรสำหรับควบคุมกระแสแกนตี



ภาพ 40 แบบจำลองวงจรสมมูลของส่วนคลั่งเกี่ยวระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับการแยก
ส่วนประกอบแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับในอุดมคติ

3.2.2 วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลสำหรับตัวควบคุมกระแส

วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล เป็นเทคนิคที่ใช้ในการกำหนดตำแหน่งของโพลในฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบวงปิด เพื่อให้ระบบมีการตอบสนองที่ดีขึ้นและมีความเสถียรสูง โดยการจัดวางตำแหน่งโพลในฟังก์ชันพหุนามลำดับที่สองช่วยลดการสั่นสะเทือนและปรับปรุงความเร็วในการตอบสนองของระบบขับเคลื่อน [26, 28, 29]

ในวิธีการนี้ ตัวหารของฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบวงปิดที่แสดงในโดเมน “s” ซึ่งเรียกว่าสมการคุณลักษณะ (Characteristic equations) ถูกจัดเรียงเป็นฟังก์ชันพหุนามลำดับที่สอง (Second-order characteristic equation) ซึ่งทั่วไปถูกพิจารณาบนพื้นฐานระบบควบคุมสำหรับลูปควบคุมกระแสแกนดี ดังแสดงในภาพ 40 โดยคำนวณฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิด ได้รับสมการแรงดันไฟฟ้าแกนดี เป็นดังสมการ (3.7)

$$R'_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = \left(k_p + \int k_i dt \right) (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (3.7)$$

เมื่อนำสมการ (3.7) ประยุกต์ใช้การแปลงลาปลาซ กลายเป็นสมการ (3.8)

$$R'_s i_{ds} + s(\sigma L_s) i_{ds} + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) i_{ds} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) i_{ds}^* \quad (3.8)$$

ซึ่งส่งผลให้ได้รับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่สองแบบลูปปิดของพารามิเตอร์มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สำหรับกระแสแกนดี ดังสมการ (3.9)

$$\frac{i_{ds}(s)}{i_{ds}^*(s)} = \frac{sk_p + k_i}{s^2(\sigma L_s) + s(R'_s + k_p) + k_i} \quad (3.9)$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับกระแสแกนคว สามารถแสดงเป็นดังสมการ (3.10)

$$\frac{i_{qs}(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{sk_p + k_i}{s^2(\sigma L_s) + s(R'_s + k_p) + k_i} \quad (3.10)$$

สามารถจัดเรียงสมการคุณลักษณะ และเปรียบเทียบกับฟังก์ชันตัวควบคุมที่ประกอบด้วยอัตราส่วนการหน่วง (Damping ratio, ξ) และความถี่ธรรมชาติ (Natural frequency, ω_n) ในหน่วยเรเดียนต่อวินาที สามารถรับได้จากสมการ (3.13) ในทำนองเดียวกัน สำหรับลูปควบคุมกระแสแกนควสามารถพิจารณาในลักษณะเดียวกันได้ เพื่อให้ตัวควบคุมทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ดังนั้น ควรกำหนดค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติให้เหมาะสมกับความถี่การสวิตช์ เนื่องจากอาจส่งผลโดยตรงต่อผลการตอบสนองเชิงพลวัต และประสิทธิภาพโดยรวมของตัวควบคุมในสถานะคงที่ [27-29]

$$s^2(\sigma L_s) + s(R'_s + k_p) + k_i \Rightarrow s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.11)$$

ทำการจัดรูปสมการ (3.11) ให้อยู่ในรูปแบบสมการพหุนามกำลังสอง

$$s^2 + s\left(\frac{R'_s + k_{pc,d}}{\sigma L_s}\right) + \frac{k_{ic,d}}{\sigma L_s} \Rightarrow s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.12)$$

ความถี่ธรรมชาติสามารถรับได้ในสมการที่เกี่ยวข้องโดยตรงกับแบนด์วิดท์ และอัตราส่วนการหน่วง ตามที่กำหนดไว้ในสมการ (3.13) แบนด์วิดท์ถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันของความถี่ในการสลับ ในขณะที่อัตราส่วนการหน่วงสามารถตั้งค่าเป็น 0.707 ($\xi = 0.707$) ซึ่งเป็นจุดที่เหมาะสมที่สุดของฟังก์ชันพหุนามลำดับที่สองในระบบควบคุม สามารถพิจารณาได้ในลักษณะเช่นเดียวกันกับกรณีของลูบควบคุมความเร็วรอบ [26-29]

$$\omega_n = \frac{\omega_{bc}}{\sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{2-4\xi^2 + 4\xi^4}}} \quad (3.13)$$

เมื่อพิจารณาสมการคุณลักษณะที่ระบุไว้ในสมการ (3.12) ค่าคงที่อัตราขยายสัดส่วน และค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของตัวควบคุมกระแสในพิกัดอ้างอิงแกนดี สามารถออกแบบได้โดยใช้สมการ (3.14) และสมการ (3.15) ตามลำดับ

$$k_{pc,d} = \sigma L_s 2\xi\omega_n - R'_s \quad (3.14)$$

$$k_{ic,d} = \sigma L_s \omega_n^2 \quad (3.15)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าคงที่อัตราขยายสัดส่วน และค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของตัวควบคุมกระแสในพิกัดอ้างอิงแกนคว สามารถออกแบบได้โดยใช้สมการ (3.16) และสมการ (3.17) ตามลำดับ

$$k_{pc,q} = \sigma L_s 2\xi\omega_n - R'_s \quad (3.16)$$

$$k_{ic,q} = \sigma L_s \omega_n^2 \quad (3.17)$$

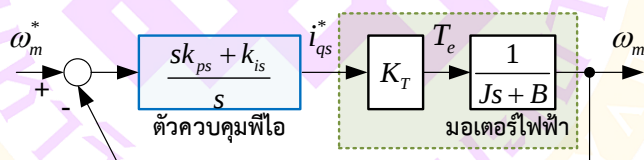
3.3 วิธีการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ

ในลูปควบคุมความเร็วรอบ ตัวควบคุมพีไอถูกนำมาใช้เพื่อลดความผิดพลาดระหว่างความเร็วรอบที่ต้องการและความเร็วรอบที่วัดได้ โดยใช้หลักการเดียวกับในลูปควบคุมกระแส แผนภาพบล็อกลูปปิดสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบของตัวควบคุมความเร็วรอบ แสดงในภาพ 41 สามารถจัดรูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิด ซึ่งใช้ในการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมความเร็วรอบ แสดงดังในสมการ (3.18) [14, 16]

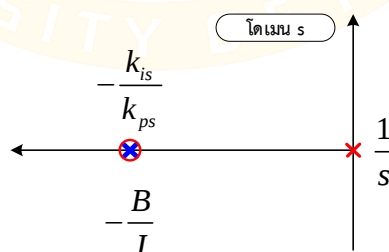
$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{(sk_{ps} + k_{is})k_T}{s^2J + s(B + k_{ps}k_T) + k_{is}k_T} \quad (3.18)$$

3.3.1 วิธีการตัดทอนโพลซีโรสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบ

การใช้วิธีการตัดทอนโพลซีโรในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบสามารถลดผลกระทบจากโพลที่ไม่ต้องการ ทำให้การตอบสนองของระบบวงจรรูปปิดมีความเสถียรและตอบสนองได้รวดเร็วขึ้น ส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์คงที่และมีความแม่นยำสูงขึ้นสำหรับลูปควบคุมความเร็วรอบ ดังแสดงในภาพ 41 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดประกอบด้วยส่วนประกอบทางกล ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมสามารถกำหนดได้ในลักษณะเดียวกันกับกรณีของลูปควบคุมกระแส ซึ่งซีโรของตัวควบคุมพีไอ $(-k_{is}/k_{ps})$ ได้รับการออกแบบมาเพื่อยกเลิกโพลของลูปควบคุมความเร็ว $(-B/J)$ ดังแสดงในภาพ 42



ภาพ 41 ผังการควบคุมความเร็วรอบแบบวงปิด



ภาพ 42 การออกแบบตัดทอนโพลซีโรสำหรับควบคุมความเร็วรอบ

ค่าคงที่แรงบิด (K_T) ถูกนิยามเพื่อการแปลงปริมาณแรงบิดไฟฟ้าเป็นกระแสต้านสเตเตอร์ อังอิงแกนคิว เพื่อรองรับรูปควบคุมกระแสตามวิธีการควบคุมฟลักซ์ทางอ้อม ดังแสดงในภาพ 41 โดยปกติแบนด์วิดท์ของรูปควบคุมความเร็วรอบถูกกำหนดให้มีค่าต่ำกว่าแบนด์วิดท์รูปควบคุมกระแสอย่างน้อย 10 เท่า [14]

ดังนั้น ค่าคงที่อัตราขยายสัดส่วน และค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของตัวควบคุมความเร็วรอบ สามารถออกแบบได้โดยใช้สมการ (3.19) และสมการ (3.20) ตามลำดับ

$$k_{ps} = \frac{J\omega_{bs}}{k_T} \quad (3.19)$$

$$k_{is} = \frac{B\omega_{bs}}{k_T} \quad (3.20)$$

โดยที่ k_{ps} คือ ค่าอัตราการขยายสัดส่วนสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบ

k_{is} คือ ค่าอัตราการขยายอินทิกรัลสำหรับตัวควบคุมความเร็วรอบ

ω_{bs} คือ แบนด์วิดท์ของตัวควบคุมความเร็วรอบ

จากการอธิบายข้างต้น สามารถสรุปได้ว่าการใช้วิธีการยกเลิกล้อซีโรต้องอาศัยค่าอิมพีแดนซ์ และความต้านทานชั่วคราวของสเตเตอร์ ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้สามารถประมาณได้อย่างค่อนข้างง่าย และมีความแม่นยำเพียงพอ แต่ควรสังเกตว่า แม้วิธีการยกเลิกล้อซีโรตามที่อธิบายไว้ในสมการ (3.3)-(3.6) และ (3.19)-(3.20) ยกเลิกได้ไม่สมบูรณ์แบบ แต่โดยปกติแล้วไม่อาจส่งผลให้การตอบสนองของตัวควบคุมกระแสลดลงอย่างมีนัยสำคัญ และไม่ส่งผลกระทบต่อความเสถียร เนื่องจากโพลของระบบอยู่ในครั้งที่เสถียรของระนาบ “s” และอยู่ห่างจากจุดกำเนิด (Origin) ค่อนข้างมาก

3.3.2 วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลสำหรับรูปควบคุมความเร็วรอบ

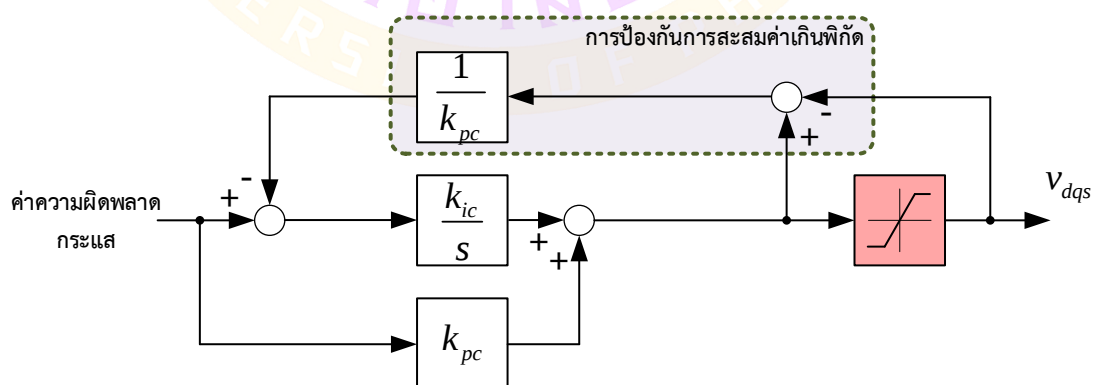
วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลถูกใช้ในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบเพื่อให้สามารถควบคุมความเร็วรอบได้อย่างแม่นยำและมีประสิทธิภาพ สำหรับรูปควบคุมความเร็วรอบ ฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบวงปิดถูกใช้งาน ตามที่กล่าวไว้ในสมการ (3.18) ข้างต้น โดยพิจารณาโมเมนต์ความเฉื่อยและสัมประสิทธิ์แรงเสียดทาน ตัวหารของฟังก์ชันการถ่ายโอนความเร็วรอบถูกจัดเรียงให้เป็นฟังก์ชันพหุนามลำดับที่สอง ดังในกรณีของรูปควบคุมกระแสที่ระบุไว้ในสมการ (3.12) ดังนั้น ค่าคงที่อัตราขยายสัดส่วน และค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของตัวควบคุมความเร็วรอบที่ได้รับตามวิธีการออกแบบการจัดวางตำแหน่งโพลของรูปควบคุมความเร็วรอบจึงสามารถกำหนดได้ตามที่กำหนดในสมการ (3.21)-(3.22)

$$k_{ps} = \frac{(2\xi\omega_n J) - B}{k_T} \quad (3.21)$$

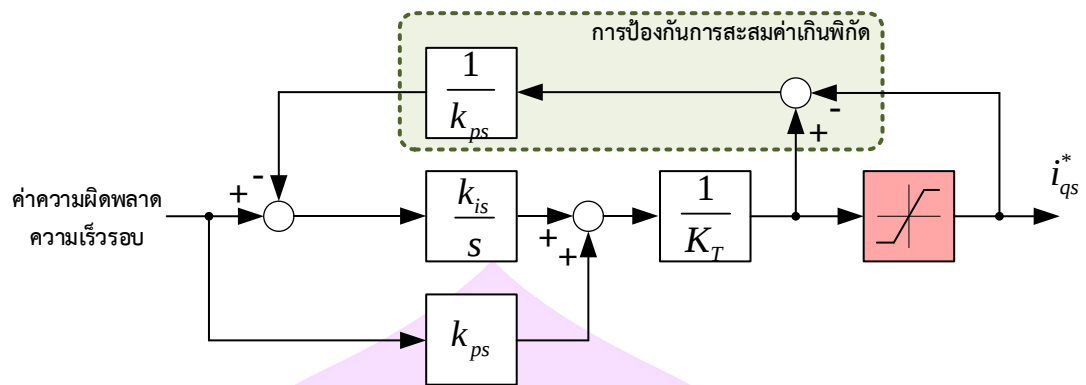
$$k_{is} = \frac{\omega_n^2 J}{k_T} \quad (3.22)$$

อย่างไรก็ตาม ปัญหาที่เกิดขึ้นคือการสะสมค่าเชิงอินทิกรัลเกินพิกัด (Integral Windup) ซึ่งเป็นผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อผลลัพธ์ของตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมกระแส และรูปควบคุมความเร็วรอบที่ใช้วิธีการออกแบบจัดวางตำแหน่งโพล เข้าสู่สถานะอิ่มตัวเนื่องจากสัญญาณข้อผิดพลาดที่ยาวนาน ทำให้ตัวควบคุมไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของข้อผิดพลาดได้อย่างทันทีทันใด เหตุผลหลักเกิดจากการสะสมของค่าในตัวอินทิกรัลที่มีขนาดใหญ่เกินไป เกิดขึ้นเนื่องจากการได้รับค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิเกรตที่มีค่าสูงซึ่งคำนวณจากสมการ (3.14)-(3.17) และ (3.21)-(3.22) เพื่อป้องกันการเกิดการสะสมค่าเชิงอินทิกรัลเกินพิกัด จึงจำเป็นต้องจำกัดขนาดของค่าที่สะสมในตัวอินทิกรัลเมื่อเกิดการอิ่มตัว [14, 16, 25, 28]

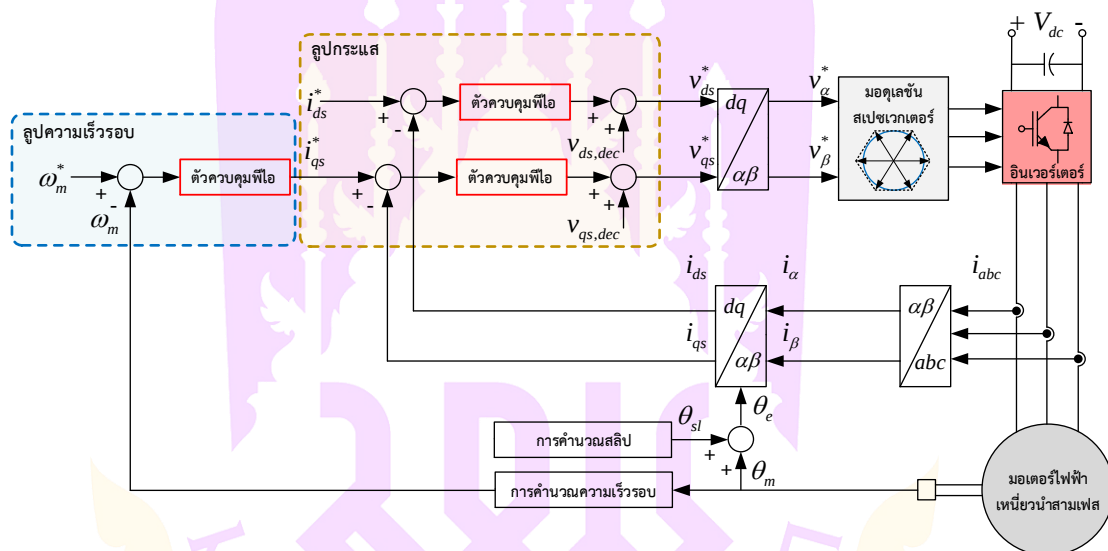
ดังนั้น การป้องกันการสะสมค่าเกินพิกัด (Anti-windup) จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งเพื่อหลีกเลี่ยงการอิ่มตัวที่มากเกินไปในตัวควบคุม เช่น การคำนวณย้อนหลัง (Back Calculation) การอินทิกรัลแบบมีเงื่อนไข (Conditional Integration) และการอินทิกรัลแบบจำกัด (Limited Integration) ซึ่งในบรรดาวิธีการเหล่านี้ การคำนวณย้อนกลับเป็นที่นิยม เนื่องจากสามารถรักษาคูณลักษณะทางพลวัตที่ดีได้ [78] อิงจากความต่างระหว่างค่าเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจริงกับค่าเอาต์พุตที่ถูกจำกัดโดยตัวจำกัด เพื่อป้องกันการสะสมของส่วนอินทิกรัล (Integral term) และทำให้ระบบกลับเข้าสู่การควบคุมปกติได้รวดเร็วขึ้น. แสดงเป็นแผนภาพบล็อกสำหรับรูปควบคุมกระแส และรูปควบคุมความเร็วรอบ ดังภาพ 43 และ 44 ตามลำดับ แต่อาจไม่จำเป็นสำหรับวิธีตัดทอนโพลซีโร



ภาพ 43 บล็อกรูปควบคุมกระแสผนวกกับการป้องกันการสะสมค่าเกินพิกัด



ภาพ 44 บล็อกควบคุมควบคุมความเร็วรอบผนวกกับการป้องกันการสะสมค่าเกินพิกัด



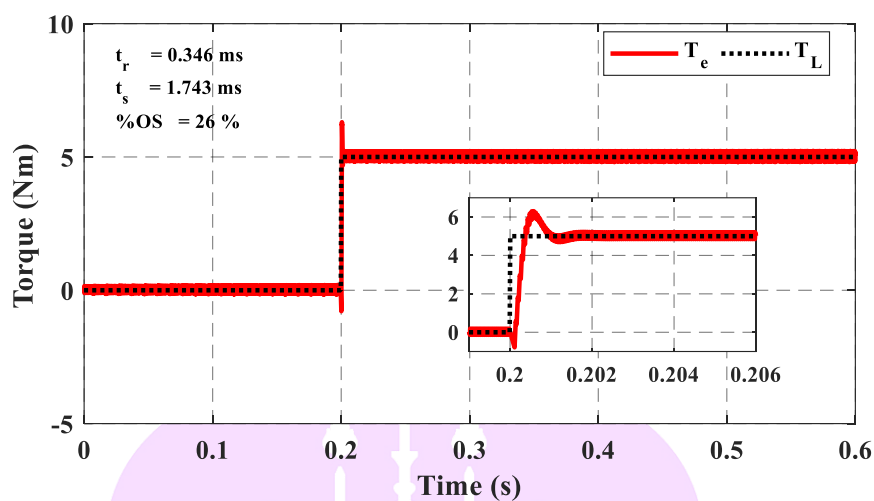
ภาพ 45 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมเวกเตอร์

ตาราง 6 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง

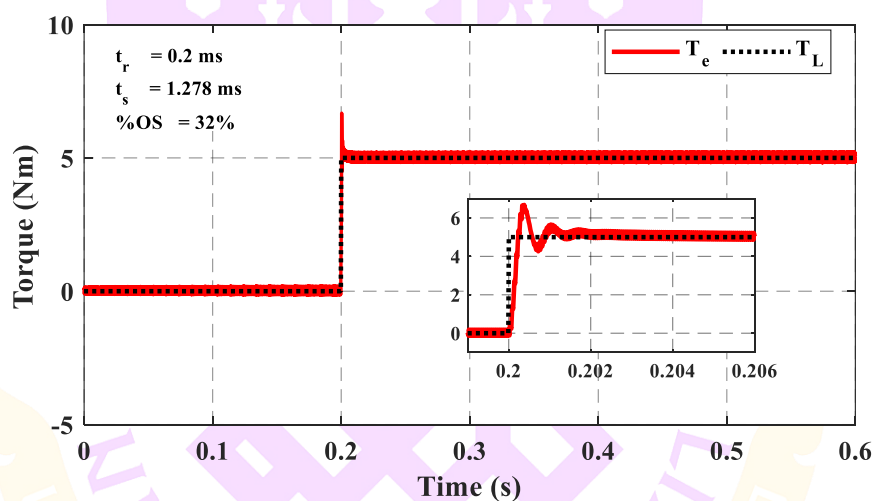
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ปริมาณ	หน่วย
แรงดันดีซี	V_{dc}	600	โวลต์
ความเร็วรอบพิกัด	ω_b	1450	รอบต่อนาที
กระแสพิกัด	I_m	12	แอมแปร์
กระแสอ้างอิงแกนดี	$i_{ds,rate}^*$	6.3	แอมแปร์
ความต้านทานขดลวดอาร์เมเจอร์	R_s	0.711	โอห์ม
ความต้านทานขดลวดโรเตอร์	R_r	0.441	โอห์ม
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์	L_{ls}	3.209	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลโรเตอร์	L_{lr}	4.594	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำร่วม	L_m	69.78	มิลลิเฮนรี
ฟลักซ์โรเตอร์	ψ_{dr}	0.4449	เวปเบอร์
โมเมนต์ความเฉื่อย	J	0.0138	กิโลกรัม-เมตรกำลังสอง
สัมประสิทธิ์แรงเสียดทาน	B	0.000503s	นิวตัน-เมตร-วินาที
จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก	P	2	คู่
สัมประสิทธิ์การรั่วไหล	σ	0.1030187	-

ตาราง 7 การตั้งค่าอัตราขยายสำหรับตัวควบคุมพีไอ

ตัวควบคุม	วิธีการตัดทอนโพลซีโร่	วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล
f_s		10 kHz
ω_{bc}		6283.185 (rad/s)
ω_{bs}		628.318 (rad/s)
$k_{pc,d}, k_{pc,q}$	47.244	65.694
$k_{ic,d}, k_{ic,q}$	6906.5	296760
k_{ps}	8.6708	12.2582
k_{is}	0.3160	5446.4



(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร่



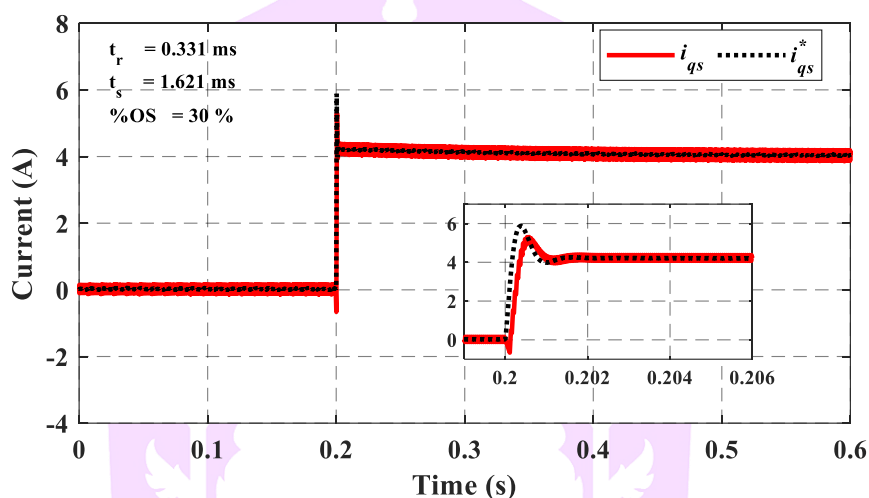
(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

ภาพ 46 การตอบสนองของแรงบิดเมื่อรักษาความเร็วรอบที่ 500 รอบต่อนาที

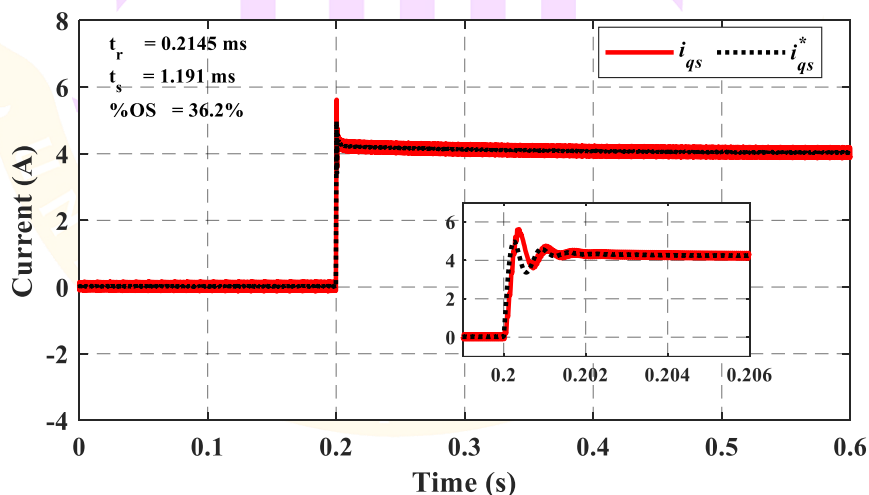
3.4 ผลการจำลอง

มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอก ขนาด 4.3 กิโลวัตต์ ถูกนำมาพิจารณาเพื่อแสดงประสิทธิภาพการทำงานเชิงพลวัตของตัวควบคุมกระแสและความเร็วรอบ ที่เกิดจากวิธีการออกแบบต่าง ๆ พารามิเตอร์ของมอเตอร์แสดงในตาราง 6 โดยกระแสแกนตีที่กำหนดให้มีค่า 6.3 แอมแปร์ ซึ่งสอดคล้องกับความต้องการของฟลักซ์โรเตอร์ในมอเตอร์ สำหรับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแสและความเร็วรอบของวิธีการออกแบบทั้งสองวิธี แสดงในตาราง 7 โดยความถี่การสวิตช์ถูกกำหนดที่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้ในการกำหนดแบนด์วิดท์และความถี่ธรรมชาติ ส่วนอัตราส่วน

การห้วงถูกตั้งไว้ที่จุดที่เหมาะสมที่สุด ($\zeta = 0.707$) สำหรับลูปควบคุมกระแสและความเร็วรอบทั้งสองแบบ ระบบขับเคลื่อนใช้วิธีการควบคุมปรับพลักซ์โรเตอร์ดังแสดงในภาพ 45 จำลองโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink ใช้ตัวล่ำสัญญาณสเปซเวกเตอร์ วิธีการออกแบบตัวควบคุมทั้งสองวิธี ได้แก่ วิธีการตัดทอนโพลซีโร่ และวิธีการจัดวางตำแหน่งโพล ถูกนำมาเปรียบเทียบและตรวจสอบความถูกต้องในแง่ของประสิทธิภาพการตอบสนองเชิงพลวัตและความแม่นยำในการติดตาม



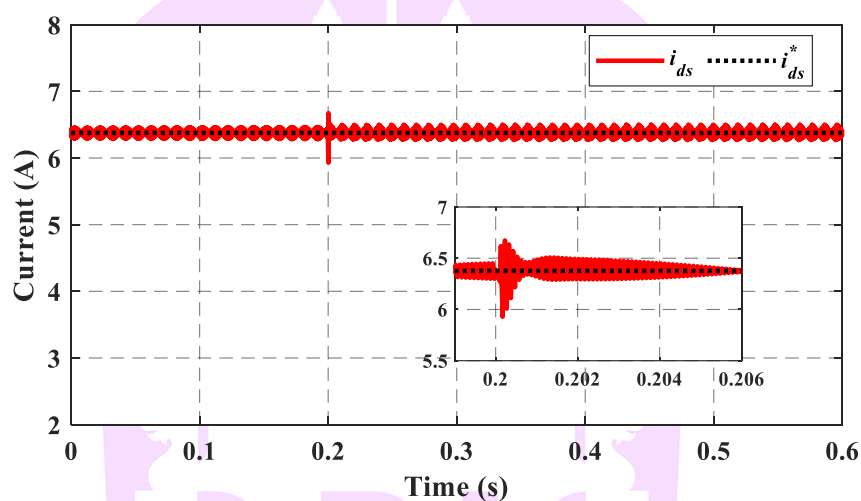
(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร่



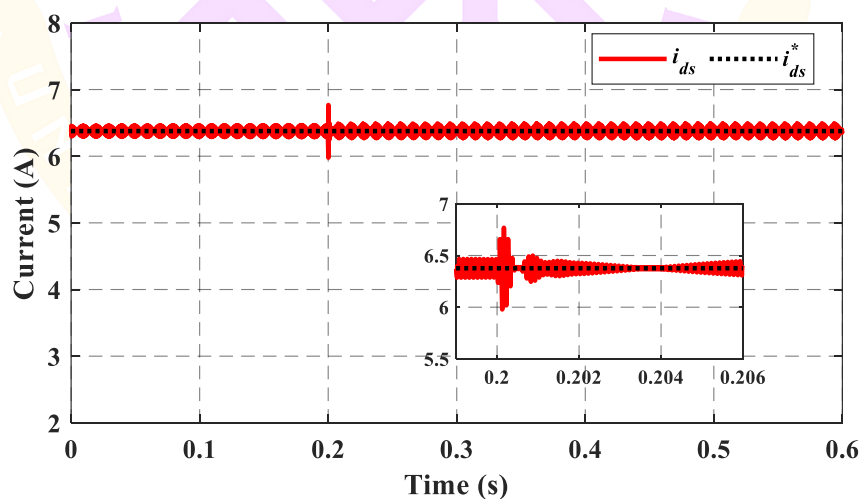
(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

ภาพ 47 การตอบสนองของกระแสแกนคิ่วเมื่อรักษาความเร็วรอบที่ 500 รอบต่อนาที

ภาพ 46 แสดงผลการตอบสนองของแรงบิดระหว่างวิธีการตัดทอนโพลซีโรและวิธีการจัดวางตำแหน่งโพล โดยแรงบิดของโหลดถูกกำหนดให้เป็นขั้นบันได (Unit step) ซึ่งเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจากสภาวะไร้โหลด (0 นิวตันเมตร) เป็น 5.0 นิวตันเมตร ณ เวลา 0.2 วินาที ขณะเดียวกันความเร็วรอบของมอเตอร์ถูกคงไว้ที่ 500 รอบต่อนาที เพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของอุปกรณ์ควบคุมกระแส ผลการจำลองชี้ให้เห็นว่าวิธีการตัดทอนโพลซีโรมีเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (Percent overshoot, %OS) ประมาณ 26% ซึ่งต่ำกว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลที่มีค่าอยู่ที่ประมาณ 32%



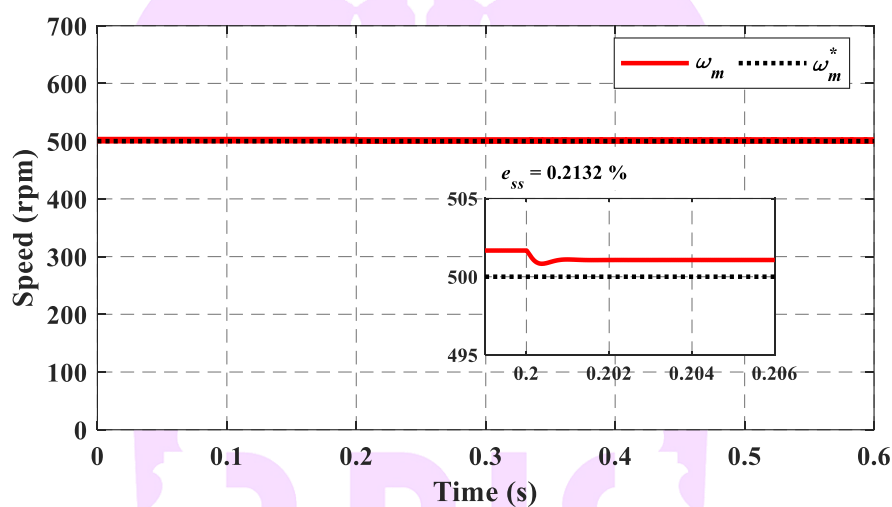
(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร



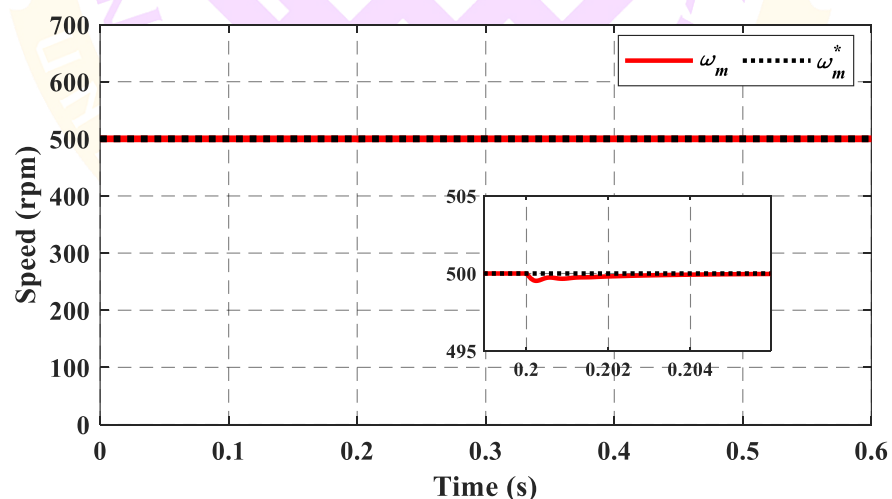
(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

ภาพ 48 การตอบสนองของกระแสแกนตีเมื่อรักษาความเร็วรอบที่ 500 รอบต่อนาที

ผลการตอบสนองของกระแสแกนคิ้วตามหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์แสดงว่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินของกระแสแกนคิ้วในวิธีการตัดทอนโพลซีโรและวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลอยู่ที่ 30% และ 36.2% ตามลำดับ ซึ่งบ่งชี้ถึงการแปรปรวนชั่วคราวก่อนเข้าสู่ค่าคงที่ อย่างไรก็ตาม วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลมีผลตอบสนองเชิงพลวัตที่รวดเร็วกว่าวิธีการตัดทอนโพลซีโร โดยเวลาการเพิ่มขึ้น (Rise time, t_r) และเวลาสู่ภาวะคงที่ (Settling time, t_s) ของกระแสแกนคิ้วในวิธีการตัดทอนโพลซีโรอยู่ที่ 0.331 และ 1.621 มิลลิวินาที ขณะที่ในวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลอยู่ที่ 0.214 และ 1.191 มิลลิวินาที ซึ่งเวลาที่สั้นกว่าบ่งชี้ถึงความสามารถในการติดตามค่าแรงบิดอ้างอิงที่ดีกว่า

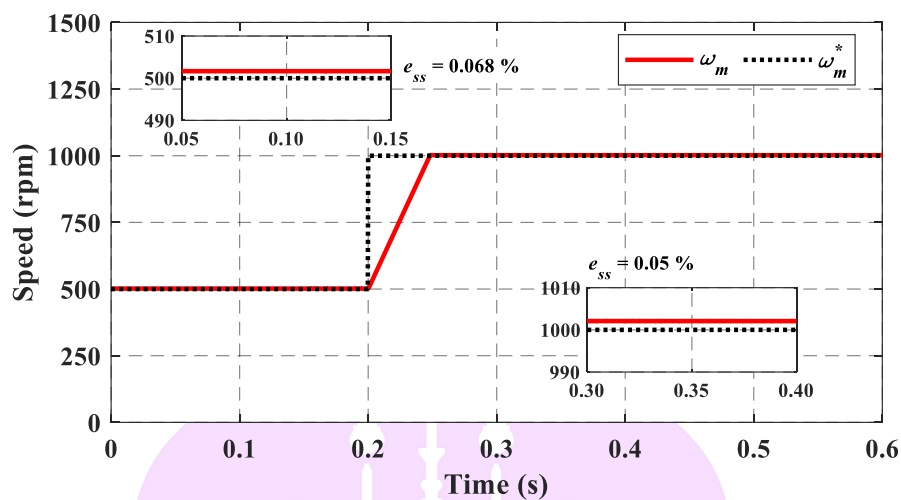


(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร

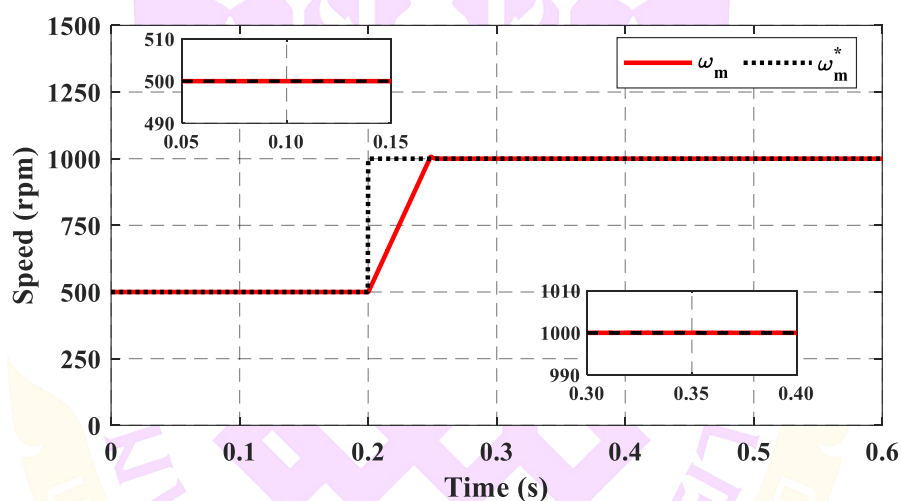


(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

ภาพ 49 การตอบสนองของความเร็วรอบเมื่อรักษาความเร็วที่ 500 รอบต่อนาที



(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร่

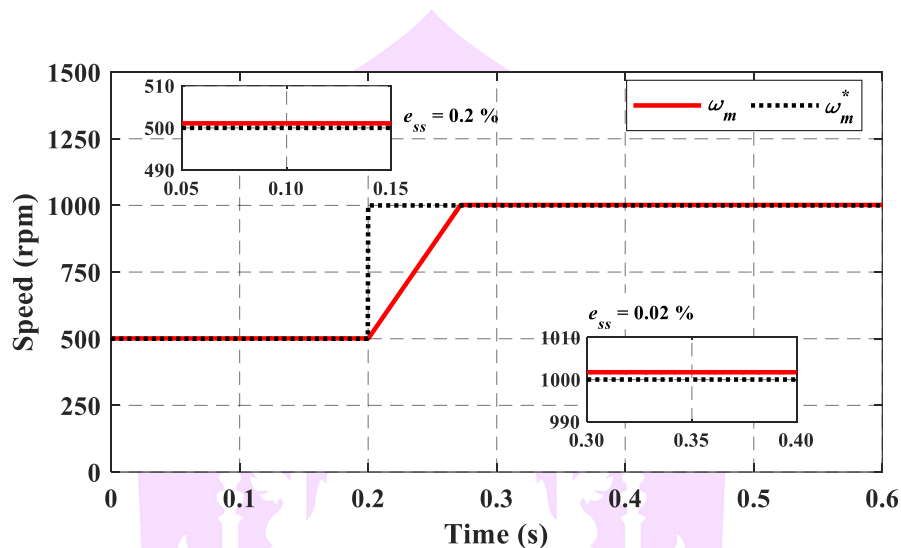


(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

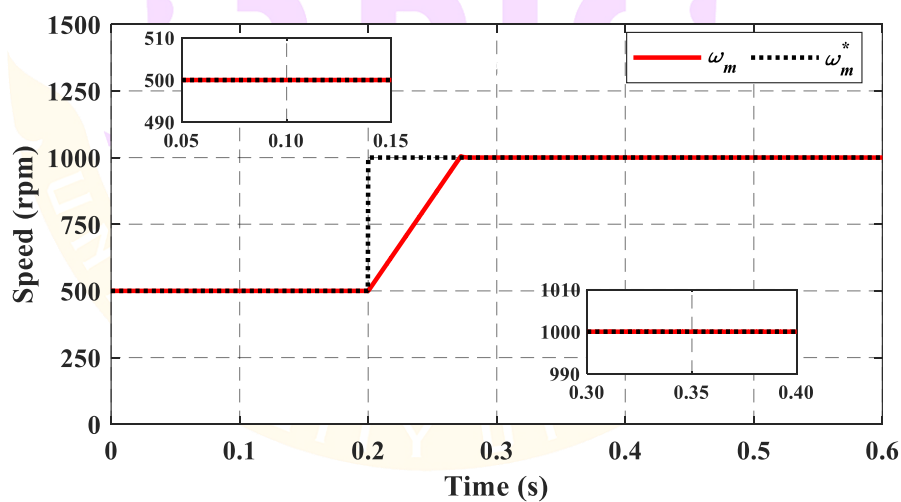
ภาพ 50 ผลการตอบสนองของความเร็วรอบภายใต้เงื่อนไขไม่ซับซ้อน

ภาพ 48 แสดงการติดตามกระแสแกนดีจากการออกแบบตัวควบคุมทั้งสองวิธี ฟลักซ์โรเตอร์สามารถบรรลุค่าที่ตั้งไว้ซึ่งสอดคล้องกับการติดตามกระแสแกนดีที่ดี นอกจากนี้ วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลยังสามารถให้ความแม่นยำในการติดตามความเร็วรอบที่ดีกว่าการตัดทอนโพลซีโร่ โดยสามารถรักษาความเร็วรอบที่ตั้งไว้ที่ 500 รอบต่อนาที ภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงแรงบิดของโหลด ข้อผิดพลาดในสถานะคงที่ (e_{ss}) ของความเร็วรอบจากการตัดทอนโพลซีโร่อยู่ที่ประมาณ 0.2132% ขณะที่วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลอยู่ที่ 0.0001% ซึ่งเกือบเป็นศูนย์ ควรสังเกตว่า สำหรับรูปควบคุม

กระแส แม้ว่าวิธีการตัดทอนโพลซีโร่สามารถให้ค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินที่ต่ำกว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลเมื่อแรงบิดของโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน แต่วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลแสดงถึงข้อดีในด้านการตอบสนองเชิงพลวัตที่รวดเร็วและความแม่นยำในการติดตามที่ดี ซึ่งสามารถสังเกตได้จากข้อผิดพลาดในสถานะคงที่

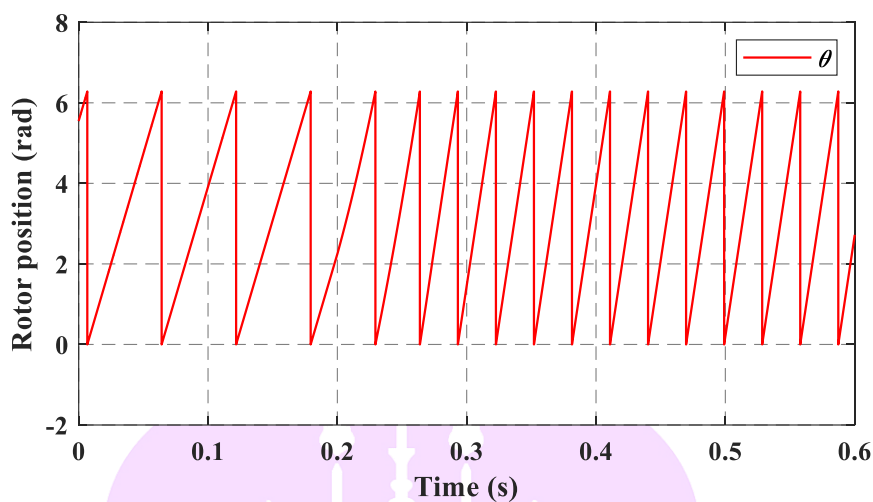


(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร่

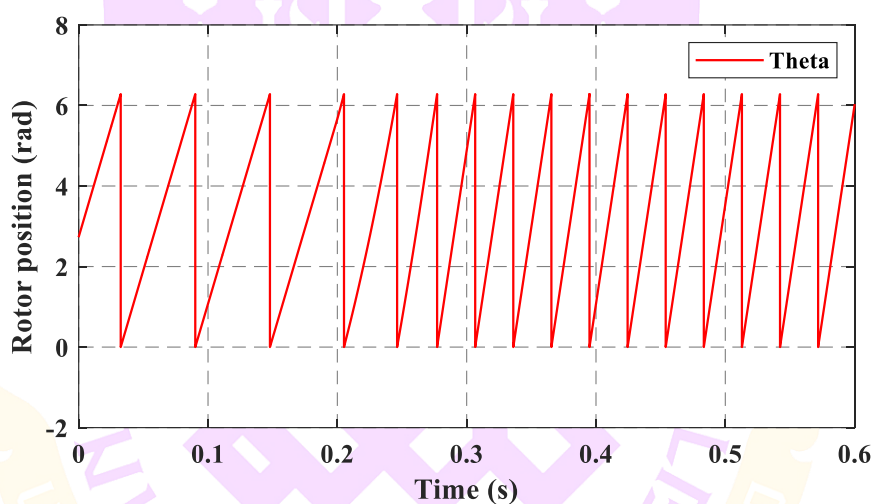


(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

ภาพ 51 ผลการตอบสนองของความเร็วรอบภายใต้เงื่อนไขแรงบิดโหลด 5 นิวตันเมตร



(ก) วิธีการตัดทอนโพลซีโร่



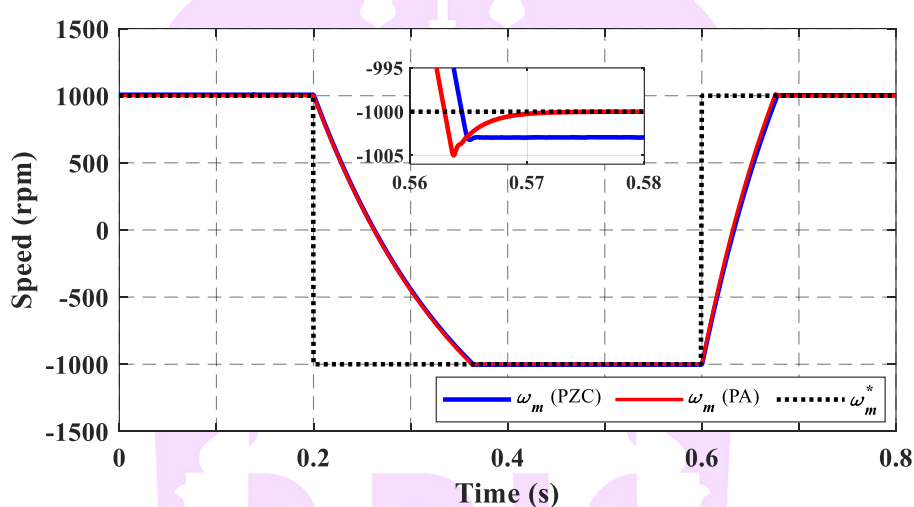
(ข) วิธีการจัดวางตำแหน่งโพล

ภาพ 52 ผลการตอบสนองตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ภายใต้เงื่อนไขแรงบิดโหลด 5 นิวตันเมตร

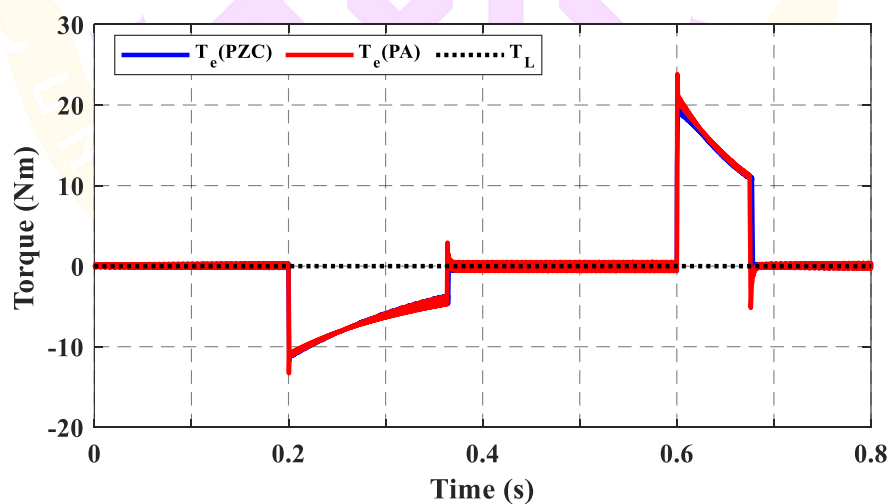
ในการตรวจสอบลูปควบคุมความเร็ว เริ่มที่ 500 รอบต่อนาที และเปลี่ยนเป็น 1,000 รอบต่อนาที ที่เวลา 0.2 วินาที ในสภาวะไร้โหลดและขับโหลด (ภาพ 50-51) สำหรับเงื่อนไขไร้โหลด วิธีการตัดทอนโพลซีโร่มีข้อผิดพลาดสถานะคงที่ 0.068% และ 0.05% ที่ 500 และ 1,000 รอบต่อนาที ตามลำดับ ขณะที่การจัดวางตำแหน่งโพลมีข้อผิดพลาดใกล้เคียงศูนย์ ด้วยแบนด์วิดท์ที่เท่ากัน การตอบสนองพลวัตคล้ายกัน

สำหรับเงื่อนไขขับโหลด วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลยังคงให้ความแม่นยำในการติดตามความเร็วรอบอ้างอิงที่ดีกว่าการตัดทอนโพลซีโร่ แม้ว่าวิธีการตัดทอนโพลซีโร่จะง่ายต่อการกำหนดค่า

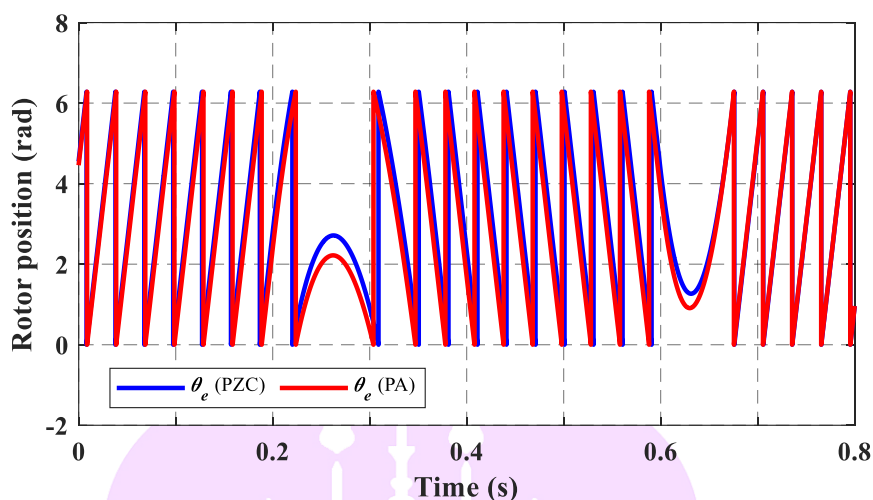
อัตราขยาย โดยอิงจากค่าความเหนียวนำและความต้านทานของสเตเตอร์ แต่ยังคงมีข้อจำกัดด้านความแม่นยำในการติดตาม ผลลัพธ์การจำลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลให้การตอบสนองเชิงพลวัตและความแม่นยำที่ดีกว่าในทุกเงื่อนไขที่ทดสอบ ภาพ 52 แสดงการตอบสนองของตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์เมื่อมีแรงบิดโหลด 5 Nm โดยที่ความเร็วเพิ่มขึ้นในวินาทีที่ 0.2 ส่งผลให้ความถี่เชิงไฟฟ้าเพิ่มตาม (รอบหรือความถี่เปลี่ยนแปลงเร็วขึ้น) แสดงถึงการทำงานที่ถูกต้องของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนียวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ทางอ้อม



ภาพ 53 การตอบสนองความเร็วรอบเมื่อมีการกลับทางหมุน



ภาพ 54 การตอบสนองแรงบิดเมื่อมีการกลับทางหมุน



ภาพ 55 การตอบสนองตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์เมื่อมีการกลับทางหมุน

ภาพ 53 แสดงการตอบสนองความเร็วรอบเทียบกับเวลา โดยพิจารณาตัวควบคุมพีไอสองรูปแบบที่แตกต่างกัน ความเร็วรอบอ้างอิงเริ่มต้นที่ 500 รอบต่อนาที และปรับเปลี่ยนเป็น -500 รอบต่อนาที ในวินาทีที่ 0.2 ส่งผลให้โรเตอร์กลับทิศทางหมุน จากนั้นความเร็วรอบอ้างอิงปรับกลับมาเป็น 500 รอบต่อนาที ในวินาทีที่ 0.6 ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลสามารถติดตามความเร็วรอบอ้างอิงได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำทั้งสองช่วง ในขณะที่วิธีการตัดทอนโพลซึ่งไม่สามารถติดตามได้อย่างถูกต้อง ในส่วนของแรงบิดไฟฟ้างแสดงในภาพ 54 ผลลัพธ์แสดงถึงแรงบิดที่มีค่าเป็น 0 นิวตันเมตร ในสภาวะอยู่ตัว เนื่องจากจำลองในสภาวะไร้แรงบิดโหลด เมื่อโรเตอร์กลับทิศทางหมุนในวินาทีที่ 0.2 แรงบิดไฟฟ้าจะลดลงเป็นค่าลบ และกลับมาเป็น 0 นิวตันเมตร เมื่อความเร็วรอบอ้างอิงติดตามได้ (-500 รอบต่อนาที) จากนั้นเมื่อความเร็วรอบอ้างอิงถูกปรับกลับไปเป็น 500 รอบต่อนาที ในวินาทีที่ 0.6 แรงบิดไฟฟ้าจะกระชากเป็นค่าบวกชั่วขณะก่อนเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวอีกครั้ง วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลแสดงความได้เปรียบในการเข้าสู่ค่าแรงบิดสภาวะอยู่ตัวได้รวดเร็วกว่า ภาพ 55 แสดงการตอบสนองตำแหน่งมุมฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อมีการกลับทิศทางหมุน โดยตำแหน่งมุมฟลักซ์เปลี่ยนตามการกลับทิศทางของโรเตอร์ในวินาทีที่ 0.2 ซึ่งเกิดจากเฟรมอ้างอิงซิงโครนัสที่สัมพันธ์กับความเร็วซิงโครนัสและมุมฟลักซ์ การเปลี่ยนทิศทางหมุนทำให้มุมฟลักซ์เปลี่ยนเครื่องหมายหรือเคลื่อนที่ในทิศทางตรงข้าม ผลลัพธ์สะท้อนให้เห็นถึงประสิทธิภาพของตัวควบคุมในการตอบสนองและรักษาเสถียรภาพของฟลักซ์ในระบบขับเคลื่อน

3.5 สรุปผลการจำลอง

ในบทนี้ได้ทำการศึกษาเปรียบเทียบวิธีการตัดทอนโพลซีโรและวิธีการจัดวางตำแหน่งโพล ซึ่งเป็นเทคนิคที่ใช้ในการกำหนดค่าอัตราขยายของตัวควบคุมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบควบคุมเวกเตอร์ โดยการจำลองมุ่งเน้นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในสองเงื่อนไข ได้แก่ 1) การเปลี่ยนแปลงแรงบิดโหลดในขณะที่ความเร็วรอบคงที่ และ 2) การเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบในสภาวะไร้อะโหลดและมีแรงบิดโหลด

ผลการจำลองพบว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลมีการตอบสนองเชิงพลวัตที่รวดเร็วกว่า โดยเวลาที่ใช้ในการเพิ่มขึ้นและเวลาที่ใช้เข้าสู่ภาวะคงที่ของกระแสแกนคิมมีค่าประมาณ 0.214 มิลลิวินาที และ 1.191 มิลลิวินาที ขณะที่วิธีการตัดทอนโพลซีโรมีค่าอยู่ที่ 0.331 มิลลิวินาที และ 1.621 มิลลิวินาที ตามลำดับ สาเหตุของความแตกต่างนี้มาจากลักษณะของระบบที่แต่ละวิธีออกแบบโดยวิธีการตัดทอนโพลซีโรทำให้ระบบเป็นอันดับหนึ่ง ส่งผลให้การตอบสนองช้ากว่า ขณะที่วิธีการจัดวางตำแหน่งโพลออกแบบให้ระบบเป็นอันดับสอง ซึ่งตอบสนองต่อค่าอ้างอิงได้เร็วกว่าและมีความเสถียรสูงกว่า

สำหรับกรณีการกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ ผลการจำลองแสดงว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลสามารถตอบสนองได้อย่างรวดเร็วและรักษาเสถียรภาพของแรงบิดได้ดีกว่าวิธีการตัดทอนโพลซีโร การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวสะท้อนถึงประสิทธิภาพของตัวควบคุมในการตอบสนองเชิงพลวัตและการรักษาเสถียรภาพของระบบภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงที่ทำนาย

ดังนั้น ผลการศึกษานี้สรุปได้ว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลมีข้อได้เปรียบที่ชัดเจนในด้านการตอบสนองเชิงพลวัต ความแม่นยำในการติดตามค่าอ้างอิง และความเสถียรของระบบ ในขณะที่วิธีการตัดทอนโพลซีโรยังคงมีข้อจำกัดในเงื่อนไขที่ระบบต้องการการตอบสนองที่รวดเร็วหรือมีการเปลี่ยนแปลงทางหมุนอย่างฉับพลัน

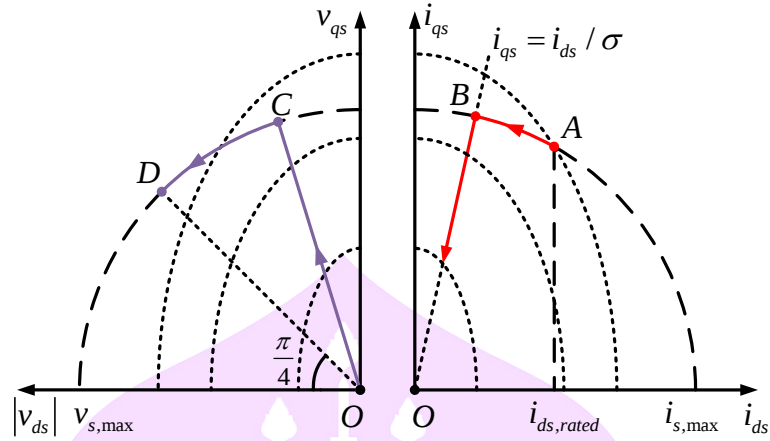
บทที่ 4

วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทัน สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

ในบทนี้นำเสนอวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทัน [84] ซึ่งได้รับการพัฒนาสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยมุ่งเน้นแก้ไขข้อจำกัดของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าที่พึ่งพาเพียงการคำนวณล่วงหน้าเพื่อลดระดับฟลักซ์ของโรเตอร์ ซึ่งพบว่ามีข้อจำกัดในด้านความแม่นยำและการรักษาเสถียรภาพในย่านความเร็วสูง วิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ประยุกต์ใช้ ส่วนป้อนกลับแรงดันไฟฟ้า ผ่านตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว เพื่อเพิ่มความแม่นยำในการควบคุมกระแส โดยเฉพาะในย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ความเร็วรอบสูง ส่งผลให้ระบบสามารถปรับระดับฟลักซ์ได้อย่างเหมาะสมตามความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้น และรักษาแรงดันไฟฟ้าภายในพิกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

จุดเด่นของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทันที่นำเสนอ คือความสามารถในการลดระดับฟลักซ์ของโรเตอร์ในลักษณะที่เหมาะสมต่อการทำงานในย่านต่าง ๆ ได้แก่ ย่านแรงบิดคงตัว ที่สามารถบรรลุแรงบิดสูงสุดตามเส้นทางแรงบิดต่อกระแส ย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว ซึ่งจำเป็นต้องปรับลดฟลักซ์ของโรเตอร์เพื่อลดความต้องการแรงดันไฟฟ้า ย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว ที่ช่วยให้ระบบสามารถบรรลุความเร็วรอบสูงสุดโดยไม่สูญเสียเสถียรภาพ วิธีการนี้ยังแสดงให้เห็นถึงความได้เปรียบเมื่อเทียบกับวิธีการแบบป้อนไปข้างหน้าเพียงอย่างเดียว ซึ่งไม่สามารถรักษาความแม่นยำในการควบคุมกระแสได้ดีในทุกย่านการทำงาน โดยเฉพาะในย่านความเร็วสูง ผลการจำลองยืนยันว่า การประยุกต์ใช้ส่วนป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าช่วยให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสทำงานในย่านฟลักซ์อ่อนตัวได้อย่างมีประสิทธิภาพและประสิทธิภาพสูงสุด

การอธิบายเชิงลึกในบทนี้ยังครอบคลุมถึงรายละเอียดการทำงานในแต่ละย่านการควบคุม และเน้นย้ำถึงบทบาทของกระแสแกนคิ่วสูงสุดที่ถูกนำมาใช้ในทุกย่านการทำงานของฟลักซ์อ่อนตัว ซึ่งช่วยให้สามารถบรรลุทั้งแรงบิดสูงสุดและความเร็วรอบสูงสุดภายใต้กระแสที่เหมาะสม นอกจากนี้ ผลการจำลองยังสนับสนุนความสำเร็จของวิธีการที่นำเสนอในแง่ของความแม่นยำ การลดกระแสไฟฟ้ากระแสเฟื้อ และการเพิ่มเสถียรภาพของระบบในทุกย่านการทำงาน



ภาพ 56 วิธีแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานพลักซ์อ่อนตัว

4.1 ข้อจำกัดของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าฟักัด

สมการแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์แกนดีและแกนคิวของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส แสดงดังสมการ (4.1) และ (4.2) ตามลำดับ และสมการแรงบิดสามารถรับได้จากสมการ (4.3) [59, 60]

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} \quad (4.1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \omega_e \psi_r \quad (4.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} (i_{ds} i_{qs}) \quad (4.3)$$

ในการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ แรงดันและกระแสไฟฟ้าถูกจำกัดโดยอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ถูกกำหนดโดยปริมาณแรงดันดีซี ดังนั้นสมการข้อจำกัดแรงดันและกระแสไฟฟ้าจึงถูกระบุไว้ในสมการ (4.4) และ (4.5) ตามลำดับ [58-62]

$$i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \leq I_{s,max}^2 \quad (4.4)$$

$$v_{ds}^2 + v_{qs}^2 \leq V_{s,max}^2 \quad (4.5)$$

ก่อนอื่น จำเป็นต้องพิจารณาข้อจำกัดของฟักัดแรงดันและกระแสไฟฟ้า โดยข้อจำกัดของแรงดันไฟฟ้านั้นขึ้นอยู่กับความสามารถของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายให้แก่ระบบขับเคลื่อนถูกกำหนดไว้โดยสมการ (4.6) [47, 61]

$$V_{s,max} = \eta \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (4.6)$$

การทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบ่งออกเป็น 3 ย่าน ได้แก่ ย่านแรงบิดคงตัว ย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว และย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว เพื่อให้บรรลุแรงบิดสูงสุดและครอบคลุมทุกย่านการทำงาน รายละเอียดของแต่ละย่านการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

4.1.1 ย่านการทำงานแรงบิดคงตัว

ย่านการทำงานแรงบิดคงตัว หรือย่านการทำงานปกติ เป็นย่านที่มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถผลิตแรงบิดสูงสุดได้ โดยมีมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์ทำงานที่พิกัดกระแสไฟฟ้าแต่ต่ำกว่าพิกัดแรงดันไฟฟ้า ในย่านการทำงานนี้ พลักซ์มีค่าคงตัวตามค่าที่กำหนด (ค่าพิกัด) และแรงบิดถูกควบคุมผ่านกระแสแกนคิ

ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ความเร็วรอบโรเตอร์ (ω_m) ต่ำกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด (ω_{base}) ภายใต้พิกัดแรงดันและกระแสไฟฟ้า พลักซ์ของโรเตอร์มีค่าคงตัวซึ่งสอดคล้องตามค่ากระแสในแกนคิที่กำหนดไว้ หรือค่าพิกัดกระแสแกนคิ ($i_{ds,rate}$) ความต้องการแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นตามความเร็วรอบของโรเตอร์ ซึ่งมีเส้นทางเริ่มต้นจากจุด “O” ไปถึงความเร็วรอบพิกัดที่จุด “C” ดังที่แสดงในภาพ 56 แรงบิดสูงสุดสามารถสร้างขึ้นได้โดยการใช้กระแสในแกนคิสูงสุดร่วมกับพลักซ์ของโรเตอร์ที่คงตัว ดังนั้น กระแสแกนคิในย่านการทำงานแรงบิดคงตัวถูกระบุโดยสมการ (4.7) และกระแสในแกนคิถูกจำกัดโดยข้อจำกัดของกระแสไฟฟ้า ดังที่ระบุในสมการ (4.8) [14, 16, 28, 41]

$$i_{ds}^* = i_{ds,rate}^* \quad (4.7)$$

$$i_{qs,lim} = \sqrt{I_{s,max}^2 - i_{ds,rate}^2} \approx I_{s,max} \quad (4.8)$$

โดยที่ $i_{qs,lim}$ หมายถึง ข้อจำกัดของกระแสแกนคิ สำหรับย่านการทำงานแรงบิดคงตัว และค่าพิกัดกระแสแกนคิต้องมีค่าอยู่ที่ประมาณครึ่งหนึ่งของพิกัดกระแสสเตเตอร์ จากสมการกระแสแกนคิ (4.7) ส่งผลให้พลักซ์โรเตอร์อ้างอิงถูกกำหนดโดยสมการ (4.9)

$$\lambda_{dr}^* = \lambda_{dr,rate} = L_m i_{ds}^* = L_m i_{ds,rate} \quad (4.9)$$

4.1.2 ย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว

ย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว หรือย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัวที่ 1 คือ ย่านที่ค่าความเร็วรอบของโรเตอร์มีค่าสูงกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด โดยที่มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์ทำงานที่พิกัดแรงดันไฟฟ้า ในย่านการทำงานนี้ จำเป็นต้องลดปริมาณพลักซ์ของโรเตอร์ให้อ่อนตัว เพื่อรองรับค่าความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้นสูงกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด ซึ่งสามารถทำได้โดยการลดกระแสแกนตี

เมื่อระบบขับเคลื่อนทำงานในสภาวะคงตัวที่ความเร็วรอบสูงกว่าความเร็วรอบพิกัด สมการแรงดันไฟฟ้าแกนตีและแกนคิ้วที่ระบุไว้ในสมการ (4.1) และ (4.2) สามารถละเว้นการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ดังนั้น เมื่อแทนค่าลงในสมการ (4.4) และ (4.5) ได้สมการข้อจำกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าเป็นสมการ (4.10) และ (4.11) ตามลำดับ [28, 47, 62]

$$\left(\frac{v_{qs}}{\omega_e L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_{ds}}{\omega_e \sigma L_s}\right)^2 \leq I_{s,\max}^2 \quad (4.10)$$

$$(-\omega_e \sigma L_s i_{qs})^2 + (\omega_e L_s i_{ds})^2 \leq V_{s,\max}^2 \quad (4.11)$$

ในย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัวที่ 1 กระแสแกนตีและแกนคิ้วถูกควบคุมที่จุด “A” ดังแสดงในภาพ 56 ซึ่งเป็นจุดที่บรรลุน้ำหนักสูงสุดต่อกระแส พลักซ์โรเตอร์อ่อนตัวลงโดยการลดกระแสแกนตีให้มีค่าน้อยกว่าค่าพิกัดกระแสแกนตี เพื่อขยายย่านความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้สามารถทำงานเกินค่าความเร็วรอบพิกัด ส่งผลให้กระแสแกนคิ้วเพิ่มขึ้นภายใต้ข้อจำกัดของกระแสไฟฟ้า ดังที่แสดงในภาพ 56 การควบคุมกระแสไฟฟ้าเริ่มจากจุด “A” และดำเนินไปจนถึงจุด “B” โดยการจัดรูปสมการ (4.11) ให้อยู่ในรูปสมการ (4.12) และ (4.13) เพื่อหาค่ากระแสอ้างอิงแกนตี

$$(\sigma L_s i_{qs}^*)^2 + (L_s i_{ds}^*)^2 = \left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right)^2 \quad (4.12)$$

$$(L_s^2 - \sigma L_s^2) i_{ds}^{*2} = \left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,\max})^2 \quad (4.13)$$

ดังนั้น กระแสอ้างอิงแกนตีและข้อจำกัดของกระแสแกนคิ้ว สำหรับย่านการทำงานนี้ถูกระบุโดยสมการ (4.14) และ (4.15) ตามลำดับ

$$i_{ds}^* = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,\max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \approx \frac{V_{s,\max}}{\omega_e L_s} \quad (4.14)$$

$$i_{qs}^e = \sqrt{I_{s,\max}^2 - (i_{ds}^*)^2} \quad (4.15)$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการกระแสอ้างอิงแกนดี (4.14) สามารถหาค่าฟลักซ์โรเตอร์ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 โดยใช้สมการ (4.16)

$$\lambda_{dr}^* = L_m i_{ds}^* = L_m \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,\max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \approx L_m \frac{V_{s,\max}}{L_s \omega_e} \quad (6.16)$$

จากการจัดรูปสมการฟลักซ์ของโรเตอร์ (4.16) สามารถประมาณค่าความเร็วรอบพิกัดได้โดยใช้สมการ (4.17) หรือ (6.18) [14, 16, 28, 39, 41, 46, 59]

$$\omega_{base} = \frac{(V_{s,\max})}{\sqrt{\lambda_{rate}^2 \frac{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}{L_m^2} + (\sigma L_s I_{s,\max})^2}} \quad (4.17)$$

$$\omega_{base} \cong \frac{\sqrt{(V_{s,\max} L_s i_{ds,rate})^2 + (R_s i_{qs})^2} - R_s i_{qs}}{L_s i_{ds,rate}} \quad (4.18)$$

ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 กระแสแกนคิวเพิ่มขึ้นจนมีค่าที่ใกล้เคียงกับกระแสสเตเตอร์พิกัดตามที่ระบุในสมการ (4.19) ฟลักซ์ของโรเตอร์อ่อนตัวในเชิงลักษณะคล้ายเส้นตรงตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบของโรเตอร์ และความเร็วเชิงมุมสลิปเพิ่มขึ้นตามความเร็วรอบของโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งแสดงในสมการ (4.20) [16]

$$i_{qs,\max}^* \approx I_{s,\max} \quad (4.19)$$

$$\omega_{sl} = R_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs,\max}^*}{\lambda_{dr}^*} \approx R_r \frac{\omega_e L_s I_{s,\max}}{L_r V_{s,\max}} \quad (4.20)$$

การลดปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์ส่งผลให้ความสามารถในการผลิตแรงบิดของระบบขับเคลื่อนลดลงตามที่แสดงในสมการ (4.22) อย่างไรก็ตาม การลดกระแสในแกนดีสามารถช่วยเพิ่มกระแสในแกนคิว [16, 47] ซึ่งช่วยให้สามารถใช้ประโยชน์จากความสามารถในการใช้งาน

กระแสไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ โดยการชดเชยแรงบิดที่ลดลงบางส่วนเนื่องจากฟลักซ์ของโรเตอร์ที่อ่อนตัว ดังนั้น ในย่านการทำงานนี้ มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจึงทำงานด้วยระดับปริมาณฟลักซ์อ่อนตัว (กระแสในแกนตีที่ลดลง) ภายใต้ข้อจำกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้า แรงบิดในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 สามารถคำนวณได้จากสมการ 4.21 และเมื่อจัดเป็นรูปแบบที่ไม่ซับซ้อนได้เป็นสมการ (4.22)

$$T_e \approx \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,\max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} I_{s,\max} \quad (6.21)$$

$$T_e \approx \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r L_s} \left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right) I_{s,\max} \quad (6.22)$$

ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 ความต้องการแรงดันไฟฟ้าของระบบขับเคลื่อนเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบของโรเตอร์ ตามที่แสดงในภาพ 56 วิถีทางเดินของแรงดันไฟฟ้าเริ่มต้นจากจุด “C” และสิ้นสุดที่จุด “D” ซึ่งสอดคล้องกับความเร็วรอบพิกัดและความเร็วรอบวิกฤติเนื่องจากแรงดันและกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ถูกควบคุมให้อยู่ที่ค่าพิกัดสูงสุด ดังนั้น ย่านการทำงานนี้จึงถูกเรียกว่า ย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว

4.1.3 ย่านการทำงานความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว

จากย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว เมื่อความเร็วโรเตอร์เพิ่มขึ้นถึงความเร็วรอบวิกฤติ กระแสไฟฟ้าไม่คงตัวที่ค่าพิกัด แม้ว่าฟลักซ์โรเตอร์อ่อนตัวลง กระแสไฟฟ้านด้านสเตเตอร์แกนตีและแกนคิกจึงต้องถูกจำกัด ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานที่พิกัดแรงดัน แต่ในทางกลับกัน ฟลักซ์โรเตอร์และกระแสสเตเตอร์ลดลง ย่านนี้เรียกว่าย่านการทำงานความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว หรือย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2

สมการ (4.23) ระบุพิกัดของแรงดันไฟฟ้าที่ไม่สามารถเพิ่มสูงกว่าที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายให้แก่ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ ซึ่งเป็นการรักษาเสถียรภาพในการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ในทุกย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว

$$V_{ds}^2 + V_{qs}^2 = (\omega_e \sigma L_s i_{qs}^*)^2 + (\omega_e L_s i_{ds}^*)^2 \leq V_{s,\max}^2 \quad (4.23)$$

เมื่อพิจารณาแรงดันไฟฟ้าจากสมการ (4.23) พบว่ากระแสแกนดีและแกนคิว ซึ่งมีความเกี่ยวข้องโดยตรงกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง เป็นเหตุให้การควบคุมแรงบิดในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 มีความซับซ้อน เพื่อให้สามารถควบคุมแรงบิดได้อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้ข้อจำกัดของแรงดันไฟฟ้า ดังนั้น สมการ (4.24) [16] จึงถูกนำมาใช้เพื่อปรับปรุงการควบคุมกระแสแกนดีและแกนคิวให้ถูกใช้งานได้อย่างเหมาะสมและยังคงรักษาข้อจำกัดของแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดไว้ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2

$$\frac{\partial(V_{ds}^2 + V_{qs}^2)}{\partial i_{ds}} \frac{\partial T_e}{\partial i_{qs}} - \frac{\partial(V_{ds}^2 + V_{qs}^2)}{\partial i_{qs}} \frac{\partial T_e}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (4.24)$$

ในย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 ความเร็วรอบของโรเตอร์เพิ่มขึ้นต่อไปโดยการลดกระแสแกนดีให้มีค่าน้อยกว่าค่าพิกัดกระแสแกนดี ตามที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ ขอบเขตของแรงดันไฟฟ้าถูกลดลงเช่นเดียวกัน แสดงในภาพ 56 และความเร็วรอบไปถึงจุดการทำงานแรงบิดสูงสุดต่อแรงดันไฟฟ้า ซึ่งเป็นจุดความเร็วรอบวิกฤติ (ω_c) ดังนั้น ตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ถูกเปิดใช้งาน ส่งผลให้ย่านความเร็วรอบของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถขยายออกไปได้มากขึ้นตามเส้นทางของแรงบิดสูงสุดต่อแรงดันไฟฟ้า [14, 16, 28]

กระแสแกนดีและแกนคิวถูกควบคุมให้มีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบของโรเตอร์ แสดงในภาพ 56 เส้นทางควบคุมกระแสสำหรับย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 เริ่มจากจุด “B” ไปยังจุดต้นกำเนิดที่ “O” สอดคล้องกับความเร็วรอบของโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น เส้นทางนี้ยังเป็นที่รู้จักในชื่อวิถีทางเดินการกระแสที่เหมาะสม ซึ่งสามารถแสดงในรูปแบบของกระแสในแกนดีและแกนคิวตามที่ระบุในสมการ (4.25) โดยกระแสไฟฟ้าถูกควบคุมให้มีค่าต่ำกว่าค่าพิกัดของกระแสไฟฟ้า

$$i_{ds} = \sigma i_{qs} \quad (4.25)$$

ดังนั้น ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 กระแสแกนดีและแกนคิวที่เหมาะสมสำหรับการบรรลุน้ำหนักสูงสุดถูกระบุโดยสมการ (4.27) และ (4.29) ตามลำดับ อ้างอิงจากการวิเคราะห์สมการ (4.26) และ (4.28) ตามลำดับ [61-63]

$$(\omega_e L_s i_{ds}^*)^2 + (\omega_e L_s i_{qs}^*)^2 = V_{s,\max}^2 \quad (4.26)$$

$$i_{ds} = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2} \omega_e L_s} \quad (4.27)$$

$$(\omega_e \sigma L_s i_{qs}^*)^2 + (\omega_e L_s \sigma i_{qs}^*)^2 = V_{s,max}^2 \quad (4.28)$$

$$i_{qs}^e = \frac{V_{s,max}}{\sqrt{2\omega_e \sigma L_s}} \quad (4.29)$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการแรงดันไฟฟ้าแกนตีในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 สามารถกำหนดค่าปริมาณฟลักซ์โรเตอร์อ้างอิงในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ได้เป็นสมการ (4.30) [28]

$$\lambda_{dr}^* = L_m i_{ds}^* = \frac{L_m V_{s,max}}{\sqrt{2\omega_e L_s}} \quad (4.30)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์โรเตอร์และความเร็วรอบในสมการ (4.30) สามารถจัดรูปเพื่อประมาณค่าความเร็วรอบวิกฤติ (ω_c) ซึ่งเป็นจุดที่เริ่มต้นการทำงานย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ดังแสดงในสมการ (4.35)

$$L_m \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega_1}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} = \frac{L_m V_{s,max}}{\sqrt{2\omega_c L_s}} \quad (4.31)$$

$$\frac{\left(\frac{V_{s,max}}{\omega_c}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2} = \left(\frac{V_{s,max}}{\sqrt{2\omega_c L_s}}\right)^2 \quad (4.32)$$

$$\left(\frac{V_{s,max}}{\omega_c}\right)^2 - \left(\frac{V_{s,max}}{\sqrt{2\omega_c L_s}}\right)^2 (L_s^2 - (\sigma L_s)^2) = (\sigma L_s I_{s,max})^2 \quad (4.33)$$

$$\left(\frac{V_{s,max}}{\omega_c}\right)^2 \frac{L_s^2 + (\sigma L_s)^2}{2(L_s)^2} = (\sigma L_s I_{s,max})^2 \quad (4.34)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{L_s^2 + (\sigma L_s)^2}{2(L_s \sigma L_s)^2}} \times \frac{V_{s,max}}{I_{s,max}} \quad (4.35)$$

ในทำนองเดียวกัน ในย่านการทำงานนี้ แรงดันไฟฟ้ายังคงอยู่ที่จุด “D” ภายใต้แรงบิดสูงสุดต่อแรงดันไฟฟ้า แสดงในภาพ 56 แอมพลิจูดของแรงดันไฟฟ้าในแกนตี และแกนคิก มีค่าเท่ากัน ส่งผลให้มุมแรงดันไฟฟ้า “OD” เท่ากับ $\pi/4$ (ทำมุม 45 องศา) ดังนั้น แอมพลิจูดของแรงดันไฟฟ้าแกนตีและแกนคิก สามารถคำนวณได้จากสมการ (4.36) [47, 54, 57, 59]

$$|V_{ds}| = |V_{qs}| = V_{s,max} / \sqrt{2} \quad (4.36)$$

ความเร็วเชิงมุมสลิปสำหรับย่านการพลักซ์อ่อนตัวที่ 2 มีค่าคงตัว โดยคงตัวที่ค่าสูงสุดเรียกว่า ค่าความเร็วเชิงมุมสลิปสูงสุด ($\omega_{sl,max}$) ซึ่งสามารถกำหนดได้จากสมการ (4.37) ซึ่งได้รับจากกระแสแกนดีและแกนคิวตามทีระบุในสมการ (4.27) และ (4.29) ตามลำดับ [49, 56, 58, 63]

$$\omega_{sl,max} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} = \frac{R_r}{\sigma L_r} = \frac{1}{\sigma \tau_r} \quad (4.37)$$

ในย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัวที่ 2 แรงบิดลดลงโดยมีความสัมพันธ์ในลักษณะแปรผกผันกับ กำลังสองของความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้น ดังแสดงในสมการ (4.38)

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{L_m^2}{\sigma L_r L_s^2} \frac{V_{s,max}^2}{\omega_e^2} \quad (4.38)$$

4.2 วิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า

การขยายย่านความเร็วของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้ทำงานเกินค่าความเร็วรอบพิกัด สามารถทำได้โดยใช้วิธีควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบดั้งเดิม หรือแบบป้อนไปข้างหน้า (feedforward) ซึ่งเรียกอีกชื่อว่า วิธีการอัตราส่วนต่อความเร็ว ($1/\omega_m$) โดยปรับให้กระแสแกนดีเป็นสัดส่วนกับค่าผกผันของความเร็วรอบโรเตอร์ วิธีนี้ไม่ซับซ้อนในการออกแบบและใช้งาน และยังได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวางในงานออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ [40-42]

ในวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า เมื่อความเร็วรอบของโรเตอร์มีค่าต่ำกว่าความเร็วรอบพิกัด ($\omega_m \leq \omega_{base}$) ค่ากระแสอ้างอิงแกนดีมีค่าเป็นดังสมการ (4.39) และมีค่าเป็นดังสมการ (4.40) เมื่อเข้าสู่ย่านการทำงานพลักซ์อ่อนตัวที่ 1 ($\omega_m > \omega_{base}$)

$$i_{ds,rate}^* = i_{ds,rate} \quad (4.39)$$

$$i_{ds}^* = \frac{\omega_{base}}{\omega_m} \cdot i_{ds,rate} \quad (4.40)$$

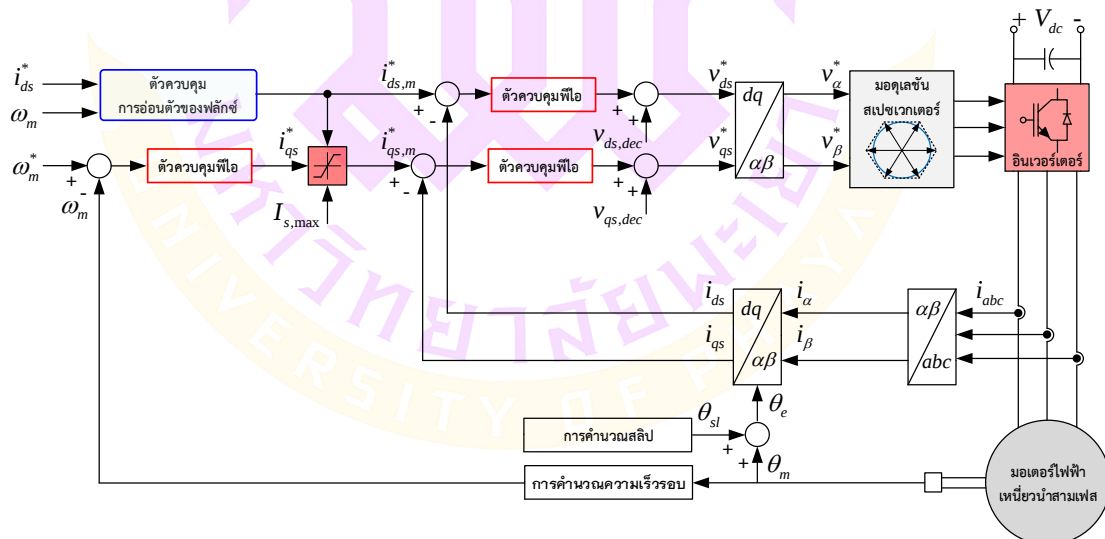
จากสมการ (4.40) ปริมาณพลักซ์โรเตอร์เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสแกนดีที่เปลี่ยนไป อย่างไรก็ตาม วิธีควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า ซึ่งเป็นการควบคุมแบบวงเปิดจึงมีความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและพารามิเตอร์ของมอเตอร์ [41, 47]

ในกรณีที่ความเร็วรอบของระบบขับเคลื่อนต่ำกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด ปริมาณระดับพลักซ์โรเตอร์อ้างอิงคงตัวที่ค่าพิกัด ซึ่งการควบคุมในลักษณะนี้ส่งผลให้แรงบิดของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับกระแส

แกนคิ่ว ซึ่งสามารถปรับได้อย่างรวดเร็วด้วยตัวควบคุมกระแสที่มีแบนด์วิดท์สูง ส่งผลให้ระบบตอบสนองเชิงพลวัตได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังแสดงในภาพ 57 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำใช้การควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าเพื่อขยายย่านความเร็วรอบให้เกินกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด

เมื่อแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเพิ่มขึ้นถึงระดับพิกัดแรงดันไฟฟ้า ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเข้าสู่ย่านการทำงานในโหมดฟลักซ์อ่อนตัว ซึ่งในย่านนี้ฟลักซ์อ้างอิงอ่อนตัวลงตามค่าผกผันของความเร็วรอบโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้นตามสมการ (4.40) ทำให้ระบบสามารถทำงานที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วพิกัดได้ อย่างไรก็ตาม การคำนวณค่าความเร็วพิกัดตามสมการ (4.18) แม้ไม่ซับซ้อนในการออกแบบระบบควบคุม แต่การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์มอเตอร์ขณะทำงานอาจลดความทนทานของระบบขับเคลื่อนได้

การอ่อนตัวของฟลักซ์ซึ่งเกิดจากกระแสแกนคิ่วที่ลดลงตามความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้น ไม่สัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสอ้างอิง ส่งผลให้ตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวไม่สามารถรักษาระดับฟลักซ์ที่เหมาะสมได้ ซึ่งส่งผลให้ไม่สามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าในระดับที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมระบบในย่านความเร็วรอบสูงได้



ภาพ 57 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า

การควบคุมกระแสเตเตอร์จึงทำงานได้อย่างไม่สมบูรณ์ในย่านความเร็วรอบสูง ทำให้ไม่สามารถบรรลุแรงบิดสูงสุดได้ นอกจากนี้ การควบคุมกระแสแกนคิกก็ทำได้ยากในย่านความเร็วรอบสูง เนื่องจากการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าไม่สามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้ในย่านความเร็วรอบสูง ส่งผลให้กระแสแกนคิกไม่สามารถติดตามค่ากระแสอ้างอิงได้อย่างมีประสิทธิภาพและทำให้ระบบขับเคลื่อนสูญเสียความสามารถในการควบคุม [41, 43]

4.3 ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ

ความถูกต้องและความเหมาะสมในการควบคุมปริมาณฟลักซ์โรเตอร์เป็นสิ่งที่มีความสำคัญ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว ซึ่งการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าอาจมีความแม่นยำในการคำนวณฟลักซ์ของโรเตอร์ที่แตกต่างกันไป เนื่องจากพารามิเตอร์ เช่น ความเหนี่ยวนำร่วมและสัมประสิทธิ์การรั่วไหลของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตาม สามารถแก้ไขปัญหานี้ได้โดยการใช้ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ อาศัยค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันไฟฟ้าเพื่อปรับกระแสอ้างอิงแกนดีให้เหมาะสม ซึ่งช่วยเพิ่มความแม่นยำของฟลักซ์โรเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ วิธีการนี้ช่วยลดระดับปริมาณฟลักซ์ที่มากเกินไป ทำให้ระบบสามารถรักษาเสถียรภาพของฟลักซ์ในย่านการทำงานที่ความเร็วรอบสูงได้ ในภาพ 58 แสดงแผนภาพวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงกระบวนการป้อนกลับเพื่อเพิ่มความเสถียรและความแม่นยำของการควบคุมฟลักซ์ ดังนั้น ข้อเสียที่เกี่ยวข้องกับการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าสามารถถูกแก้ไขได้ทั้งหมด ขณะที่ยังคงรักษาความเรียบง่ายและความสะดวกในการใช้งาน [84]

ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงมีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุด ดังนั้น กระแสป้อนกลับของแรงดัน (Δi_{ds}) ยังคงเป็นศูนย์เนื่องจากถูกจำกัดด้วยวงจรถัดค่า ดังนั้น กระแสอ้างอิงในแกนดียังถูกควบคุมโดยสมการ (4.39) อย่างไรก็ตาม หากค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงสูงมากกว่าค่าพิคตแรงดันไฟฟ้า กระแสป้อนกลับของแรงดันถูกเปิดใช้งานเพื่อปรับฟลักซ์ของโรเตอร์ผ่านกระแสแกนดี ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยสมการ (4.41) [73]

$$\Delta i_{ds} = \alpha \left[\eta \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} - \left(\frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \cdot \sqrt{v_{ds}^{*2} + v_{qs}^{*2}} \right) \right] \quad (4.41)$$

ในย่านการทำงานของฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 กระแสอ้างอิงในแกนดีถูกกำหนดโดยวิธีการแบบป้อนไปข้างหน้า ซึ่งแสดงในบล็อกเส้นประสีน้ำเงินในภาพ 58 ในขณะที่ค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นจนสูงกว่าค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้า เนื่องจากปริมาณฟลักซ์โรเตอร์ที่ไม่เหมาะสม ส่งผลให้ตัวควบคุมแรงดันป้อนกลับเริ่มทำงานเพื่อลดกระแสในแกนดีให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพ ดังที่แสดงในบล็อกเส้นประสีแดง ดังนั้น กระแสอ้างอิงในแกนดีที่ได้รับการปรับเปลี่ยน ($i_{ds,m}^*$) สามารถแสดงได้ตามสมการ (4.42)

$$i_{ds,m}^* = i_{ds}^* + \Delta i_{ds} \quad (4.42)$$

ในขณะเดียวกัน กระแสอ้างอิงแกนคิวซึ่งเป็นผลลัพธ์จากกฎควบคุมความเร็วรอบหรือแรงบิดถูกจำกัดโดยสมการ (4.43) [14, 16]

$$i_{qs,lim} = \sqrt{I_{s,max}^2 - i_{ds}^2} \quad (4.43)$$

ในย่านการทำงานของฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 กระแสอ้างอิงแกนดีและคิวจำเป็นต้องได้รับการปรับเปลี่ยนเพื่อให้สอดคล้องกับเงื่อนไขที่เหมาะสมที่สุดตามที่แสดงในภาพ 56 อย่างไรก็ตาม กระแสอ้างอิงแกนดีที่ได้รับการปรับค่าแล้วยังคงถูกใช้งานในระดับเดียวกับที่ใช้ในย่านการทำงานของฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 ซึ่งระบุไว้ในสมการ (4.42) ในขณะที่กระแสอ้างอิงแกนคิวสำหรับย่านนี้ถูกจำกัดตามข้อกำหนดในสมการ (4.44) ซึ่งสอดคล้องกับกระแสในแกนคิวที่เหมาะสมที่สุดตามที่แสดงในสมการ (4.29) [53, 55, 65]

$$i_{qs,lim} = \min(\sqrt{I_{s,max}^2 - i_{ds,m}^{*2}}, i_{ds,m}^* / \sigma) \quad (4.44)$$

โดยที่ “min” แทนฟังก์ชันค่าต่ำสุด

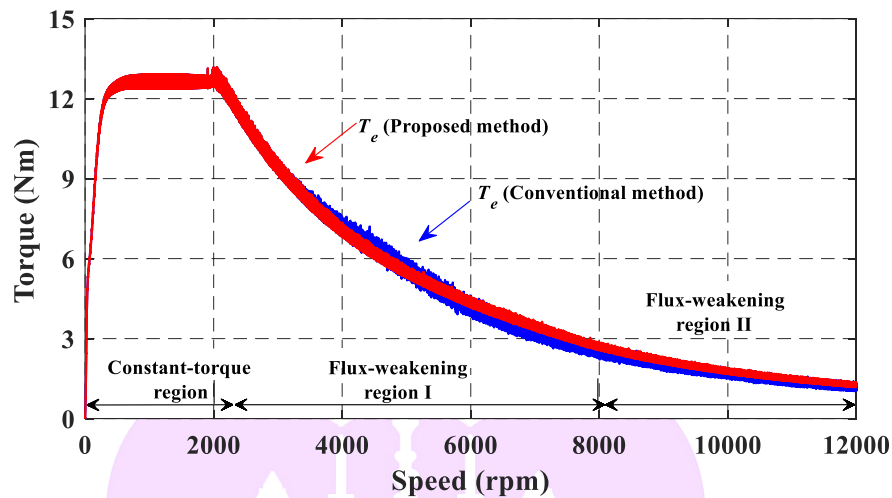
ควรสังเกตว่า การใช้ตัวควบคุมป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าในการช่วยควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดีและค่าพิกัดกระแสของแกนคิวตามเงื่อนไขกระแสที่เหมาะสมตามที่ระบุในสมการ (4.25) ทำให้กระแสอ้างอิงในแกนดีและแกนคิวสามารถติดตามการทำงานของเส้นทางแรงบิดสูงต่อแรงดันไฟฟ้าในย่านการทำงานของฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ได้อย่างมีประสิทธิภาพ [84] ซึ่งส่งผลให้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวมีความทนทาน นอกจากนี้ วิธีการที่เสนอนี้ยังสามารถบรรลุละดับแรงบิดสูงสุดในทุกย่านการทำงานและให้ความแม่นยำในการติดตามกระแสที่ควบคุมได้ตามเส้นทางกระแสที่เหมาะสม ซึ่งมีความเหนือกว่าวิธีการที่ใช้เพียงการป้อนกลับไปข้างหน้า

4.4 ผลการจำลอง

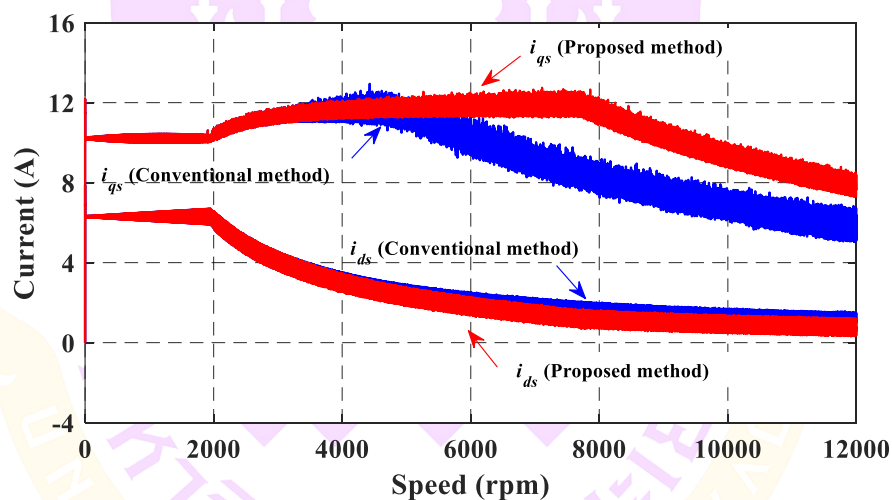
วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่เสนอในบทนี้ ซึ่งแสดงในภาพ 59 ได้รับการตรวจสอบและเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า โดยการจำลองทั้งสองวิธีใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการศึกษาเพื่อพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำขนาด 4.3 กิโลวัตต์ ซึ่งมีกระแสเตเตอร์สูงสุดที่ 12.0 แอมแปร์ และสามารถให้แรงบิดสูงสุดที่ 12.89 นิวตันเมตร กระแสแกนตึงค่าไว้ที่ 6.30 แอมแปร์ ซึ่งสอดคล้องกับระดับฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ 0.449 เวปเบอร์ ตามที่แสดงในตาราง 8 เทคนิคตัวกล้ำสัญญาณสเปกเวกเตอร์ถูกนำมาใช้ โดยความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ถูกตั้งไว้ที่ 10.0 กิโลเฮิร์ตซ์ นอกจากนี้ พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำและการตั้งค่าการจำลองถูกแสดงในตาราง 8

ตาราง 8 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ปริมาณ	หน่วย
แรงดันดีซี	V_{dc}	400	โวลต์
กระแสพิก	$I_{s,max}$	12	แอมแปร์
กระแสอ้างอิงแกนดี	$i_{ds,rate}^*$	6.3	แอมแปร์
ความต้านทานขดลวดอาร์เมเจอร์	R_s	0.711	โอห์ม
ความต้านทานขดลวดโรเตอร์	R_r	0.441	โอห์ม
ความเหนี่ยวนำรั้วไหลสเตเตอร์	L_{ls}	3.209	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำรั้วไหลโรเตอร์	L_{lr}	4.594	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำร่วม	L_m	69.78	มิลลิเฮนรี
ฟลักซ์โรเตอร์	ψ_{dr}	0.4449	เวปเบอร์
โมเมนต์ความเฉื่อย	J	0.0138	กิโลกรัม-เมตรกำลังสอง
สัมประสิทธิ์แรงเสียดทาน	B	0.000503s	นิวตัน-เมตร-วินาที
จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก	P	2	คู่
สัมประสิทธิ์การรั้วไหล	σ	0.1030187	-



(ก) แรงบิด

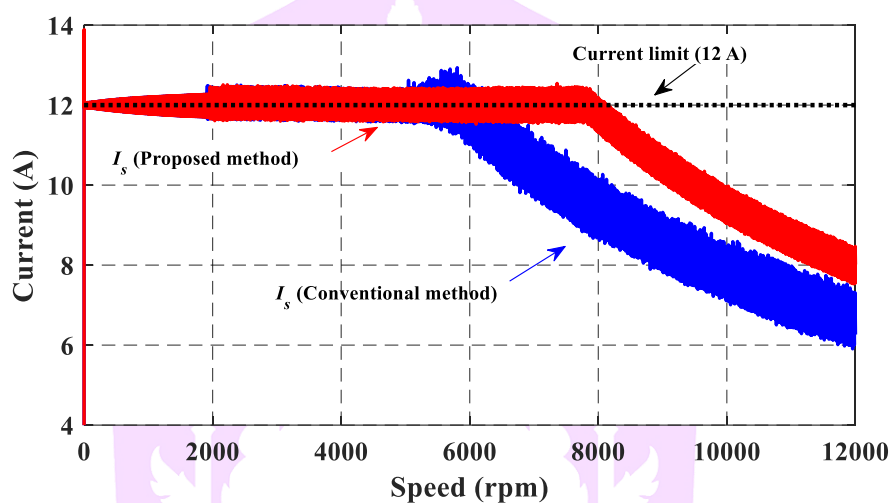


(ข) กระแสแกนดีและคิว

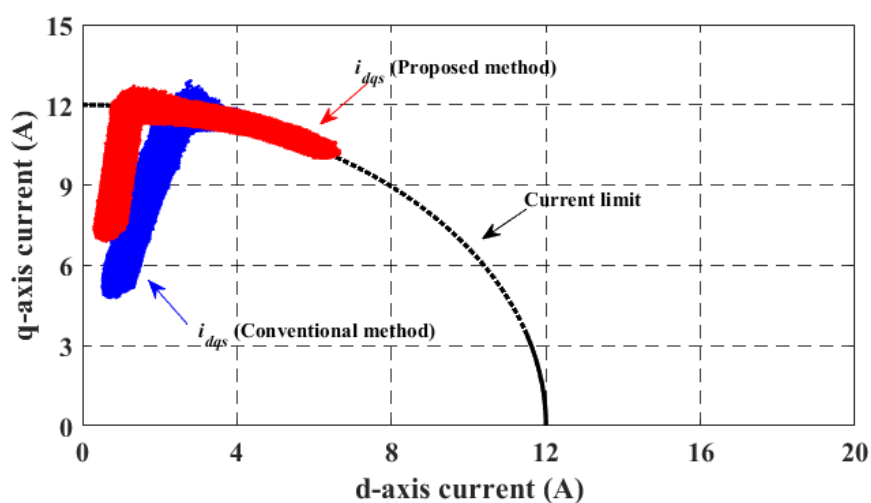
ภาพ 60 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ

ผลการจำลองเปรียบเทียบระหว่างวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้า (เส้นสีฟ้า) และวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบหนาทาน (เส้นสีแดง) แสดงในภาพ 60-63 โดยวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบหนาทานใช้การควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับเพื่อช่วยควบคุมกระแสอ้างอิงในแกนดี ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว ความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีค่าน้อยกว่าค่าพิกัด ($\omega_{base} \sim 2,000$ รอบต่อนาที) โดยทั้งสองวิธีสามารถให้แรงบิดสูงสุดเท่ากัน เนื่องจากระดับกระแสในแกนคิวมีค่าสูงสุดเท่ากันตามที่แสดงในภาพ 60(ก) กระแสอ้างอิงในแกนดีมีค่าคงตัวที่พิกัด

(6.30 แอมแปร์) ซึ่งสอดคล้องกับเส้นทางแรงบิดสูงสุดต่อกระแส ดังที่แสดงในภาพ 60(ข) และภาพ 61(ก) ผลลัพธ์นี้บ่งชี้ว่ากระแสสเตเตอร์ถูกใช้งานอย่างเต็มที่ ขณะที่แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเพิ่มขึ้นตามความเร็วรอบที่สูงขึ้น ซึ่งแสดงในภาพ 62(ข) ทั้งสองวิธีมีปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์ แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง และความเร็วเชิงมุมสลิปที่เท่ากันในช่วงการทำงานแรงบิดคงตัวตามที่แสดงในภาพ 62 และ 63(ก) เนื่องจากตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวยังไม่ได้เริ่มทำงาน ผลลัพธ์จากทั้งสองวิธีจึงมีค่าเท่ากัน

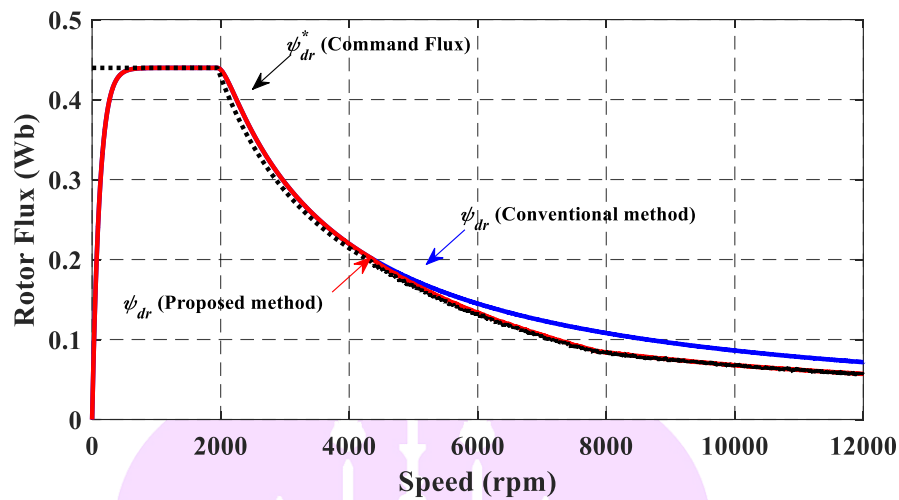


(ก) ขนาดของกระแสสเตเตอร์

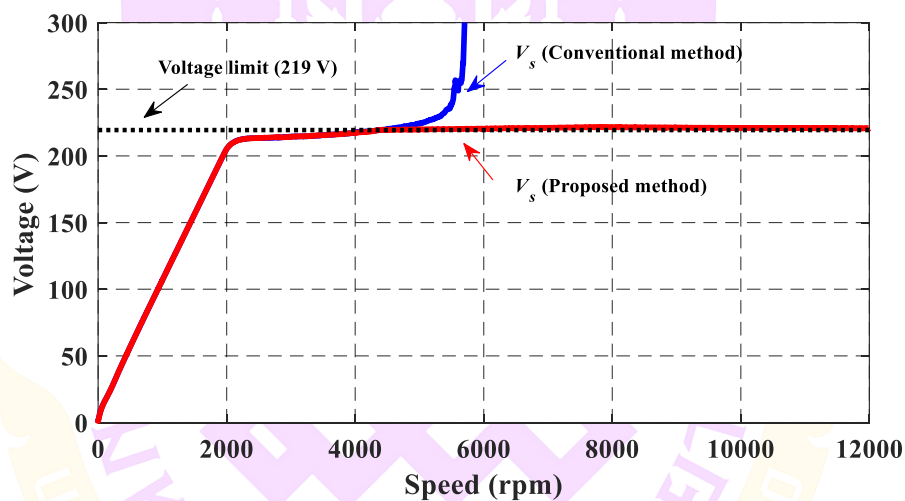


(ข) วิธีกระแสไฟฟ้า

ภาพ 61 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ



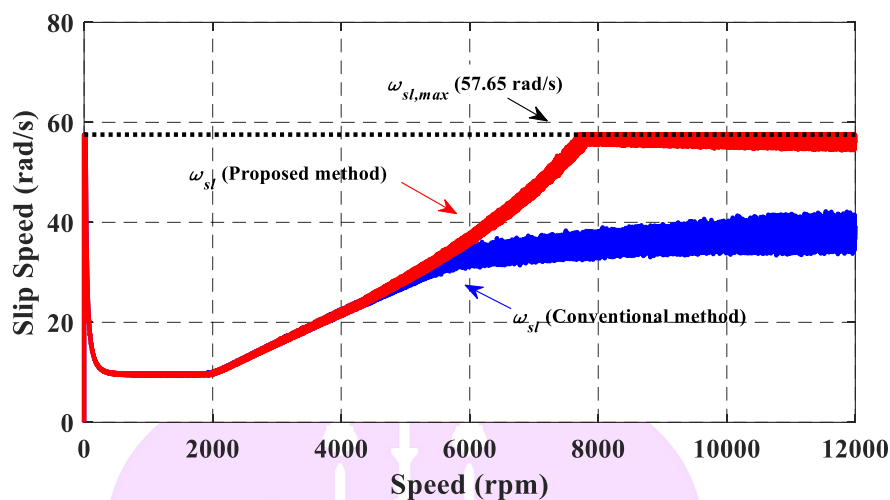
(ก) ฟลักซ์โรเตอร์



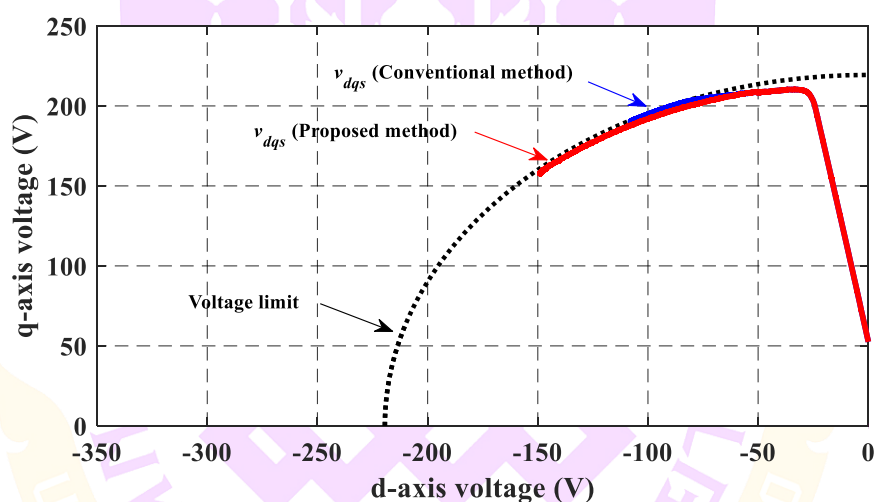
(ข) ขนาดของแรงดันสแตเตอร์

ภาพ 62 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ

เมื่อความเร็วรอบถึงค่าพิกัด (2,000-8,000 รอบต่อนาที) ตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวเริ่มทำงาน กระแสแกนคิ่วของวิธีการที่เสนอสามารถใช้งานได้เต็มที่ถึงค่าพิกัดตลอดย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 ขณะที่วิธีการแบบป้อนไปข้างหน้ามีกระแสแกนคิ่วลดลงอย่างต่อเนื่องที่ความเร็วประมาณ 5,000 รอบต่อนาที ดังแสดงในภาพ 60(ก)-62(ก) อย่างไรก็ตาม กระแสแกนคิ่วของทั้งสองวิธีสามารถควบคุมได้ปกติในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว โดยข้อจำกัดของวิธีป้อนไปข้างหน้าคือสามารถควบคุมกระแสแกนคิ่วได้นั้น ส่งผลให้กระแสแกนคิ่วไม่สามารถติดตามกระแสอ้างอิงได้อย่างมีประสิทธิภาพนำไปสู่การสูญเสียการควบคุมในระบบขับเคลื่อน



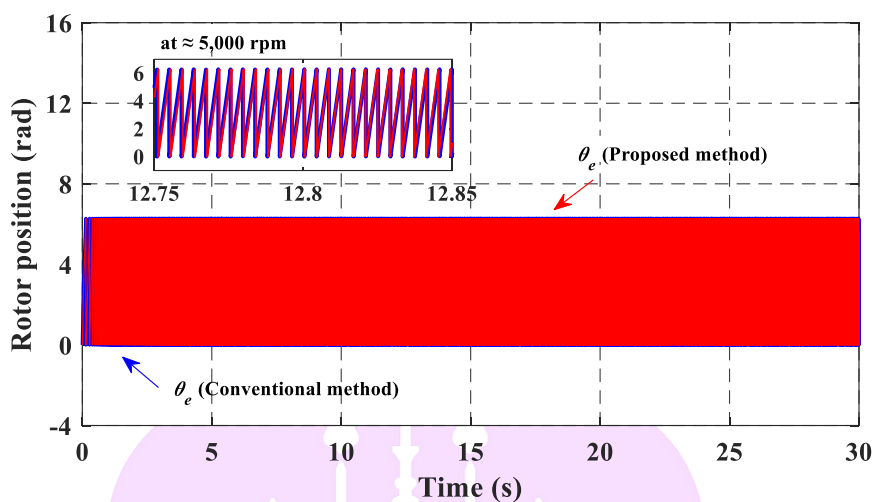
(ก) ความเร็วเชิงมุมสลิป



(ข) วิธีแรงดันไฟฟ้า

ภาพ 63 ผลการจำลองเมื่อเทียบกับความเร็วรอบ

ในภาพ 62(ก) ปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์ที่ควบคุมโดยวิธีการที่เสนอแสดงถึงความสามารถในการติดตามค่าอ้างอิงได้อย่างแม่นยำ ขณะที่วิธีการควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าไม่สามารถลดระดับปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพตามความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้น ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงต้องเพิ่มขึ้นอย่างมากจนเกินค่าพิกัด เพื่อรักษาระดับกำลังไฟฟ้าให้คงตัว ซึ่งนำไปสู่การสูญเสียความสามารถในการควบคุมระบบขับเคลื่อน ตามที่แสดงในภาพ 62(ข) ในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 โดยวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบหนานทาน กระแสแกนดีและคิวได้รับการควบคุมให้สอดคล้องกับสภาพที่เหมาะสมตามเส้นทางแรงบิดสูงสุดต่อแรงดันไฟฟ้า ดังแสดงในภาพ 60(ข)



ภาพ 64 ผลการจำลองตำแหน่งมุมพลิกซีโรเตอร์เมื่อเทียบกับความเร็วรอบ

นอกจากนี้ ผลการควบคุมกระแสไฟฟ้าแสดงความสอดคล้องกับเส้นทางกระแสในภาพ 61(ข) ซึ่งเป็นไปตามวิธีที่เหมาะสมในภาพ 56 แสดงถึงความสามารถของระบบขับเคลื่อนในการติดตามพลักซ์ของโรเตอร์ได้อย่างแม่นยำ ขณะที่แรงดันอ้างอิงยังคงอยู่ในขอบเขตพิกัดและสามารถบรรลุความเร็วเชิงมุมสลิปสูงสุด (ภาพ 62(ก)-63(ข)) ภาพ 63(ข) ยืนยันเส้นทางแรงดันควบคุมที่สอดคล้องตามภาพ 56 โดยค่าแรงดันในแกนดีและแกนควมีความถูกต้องตามทฤษฎี (สมการ 4.36 และ 4.37) ภาพ 64 แสดงผลการจำลองตำแหน่งมุมพลิกซีโรเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ โดยผลลัพธ์จากวิธีอัตราส่วนความเร็วรอบและวิธีที่นำเสนอบรรลุผลลัพธ์ที่สอดคล้องกัน เมื่อความเร็วเพิ่มขึ้น ตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์แปรผันตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นอย่างชัดเจน ดังนั้น การใช้การป้อนกลับแรงดันเพื่อปรับกระแสแกนดีในย่านพลักซ์อ่อนตัว ควบคู่กับการควบคุมพลักซ์แบบป้อนไปข้างหน้า ช่วยให้ระบบขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ครอบคลุมทุกย่านความเร็ว และมีความแม่นยำในการติดตามค่าอ้างอิง

4.5 สรุปผลการจำลอง

แม้ว่าวิธีการควบคุมพลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าจะถูกใช้เพื่อขยายย่านความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากมีความเรียบง่ายและสะดวกในการประยุกต์ใช้ โดยควบคุมพลักซ์โรเตอร์ผ่านกระแสแกนดี แต่ข้อจำกัดของวิธีนี้คือการควบคุมแบบลูปเปิด ซึ่งพลักซ์โรเตอร์ลดลงตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น และการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์อาจกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบโดยตรง

บทนี้นำเสนอวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทันทัน ซึ่งผสมผสานข้อดีของวิธีป้อนไปข้างหน้า และแก้ไขข้อบกพร่องด้วยการป้อนกลับแรงดันไฟฟ้า วิธีการนี้เริ่มต้นการทำงานเมื่อปริมาณแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเกินพิกัดอินเวอร์เตอร์ เพื่อเพิ่มความแม่นยำในการลดกระแสแกนดี และปรับกระแสแกนควให้สอดคล้องกับทฤษฎี

วิธีการที่เสนอช่วยให้ระบบขับเคลื่อนทำงานได้อย่างเสถียรและแม่นยำ ฟลักซ์โรเตอร์ลดลงตามความเร็ว กระแสและแรงดันไฟฟ้าทำงานถูกต้องในทุกย่านความเร็ว เมื่อเข้าสู่ย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ความเร็วเชิงมุมสลิปคงที่ที่ค่าความเร็วเชิงมุมสลิปสูงสุด และแรงดันในแกนดีและควมีค่าเท่ากัน ส่งผลให้ต้องลดกระแสสเตเตอร์เพื่อขยายย่านความเร็วของโรเตอร์ ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีในแต่ละย่านการทำงาน

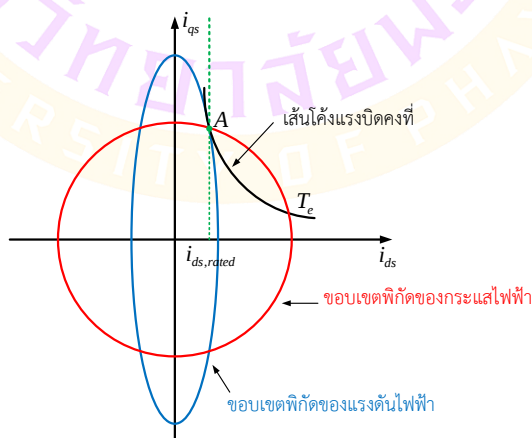


บทที่ 5

การวิเคราะห์ผลกระทบจากค่าอัตราขยายในตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ในบทนี้นำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสในสภาวะเชิงพลวัต โดยเน้นผลกระทบของ ค่าอัตราขยายตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบขับเคลื่อน วิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้คือการวิเคราะห์และปรับปรุงค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า เพื่อเพิ่มความเสถียรและความแม่นยำในการควบคุม โดยเฉพาะในย่านความเร็วรอบสูงที่กระแสและแรงดันไฟฟ้าถูกจำกัดภายใต้พิกัด การศึกษานี้แบ่งออกเป็นสองขั้นตอนสำคัญ ได้แก่ 1) การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายต่าง ๆ เพื่อระบุค่าอัตราขยายที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า และ 2) การเปรียบเทียบวิธีการออกแบบที่เหมาะสมเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบควบคุม ตัวควบคุมที่ได้รับการออกแบบถูกประเมินในแง่ของแรงบิดฟลักซ์โรเตอร์ กระแสแกนดีและแกนคว รวมถึงแรงดันไฟฟ้า ภายใต้สภาวะที่ความเร็วรอบเพิ่มขึ้น

ผลการศึกษาพบว่า ค่าอัตราขยายที่เหมาะสม ช่วยลดการกระเพื่อมของแรงบิดและกระแสได้อย่างมีประสิทธิภาพ พร้อมเพิ่มความแม่นยำในการควบคุมที่ย่านความเร็วรอบสูงเกินกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด ทั้งนี้ วิธีการที่นำเสนอช่วยให้สามารถรักษาเสถียรภาพของระบบ และยืดอายุการใช้งานของระบบขับเคลื่อนในสภาวะการทำงานที่ท้าทาย โดยผลลัพธ์จากการจำลองสนับสนุนความสำเร็จของการออกแบบที่นำเสนอ ซึ่งแสดงถึงความเหมาะสมและประสิทธิภาพในย่านความเร็วสูง



ภาพ 65 วิธีทางเดินกระแสทำงานภายใต้พิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

5.1 ข้อกำหนดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าฟักัด

สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส แรงดันไฟฟ้าสแตเตอร์ในแกนดีและแกนคิวถูกกำหนดไว้ในสมการ (5.1) และ (5.2) ตามลำดับ ในด้านการคำนวณแรงบิด สามารถอ้างอิงได้จากสมการ (5.3)

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} \quad (5.1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \omega_e \psi_r \quad (5.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{ds} i_{qs}) \quad (5.3)$$

แรงบิดสูงสุดต่อกระแส ถูกใช้ในการควบคุมปริมาณกระแส เพื่อให้ได้แรงบิดสูงสุดขณะขับมอเตอร์ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว และหากต้องการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ความเร็วรอบสูงเกินกว่าฟักัด สามารถทำได้โดยใช้วิธีการควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์ ซึ่งถูกกำหนดให้เป็นย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัว อย่างไรก็ตาม ในทุกย่านการทำงาน ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ถูกจำกัดด้วยฟักัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงรายละเอียดในภาพ 65 โดยที่กระแสและแรงดันไฟฟ้าแกนดีและคิวทำงานภายใต้ฟักัด แสดงดังสมการ (5.4) และ (5.5) ตามลำดับ [16, 38]

$$i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \leq I_{s,max}^2 \quad (5.4)$$

$$v_{ds}^2 + v_{qs}^2 \leq V_{s,max}^2 \quad (5.5)$$

ในบทนี้ใช้ตัวมอดูเลตสัญญาณเชิงสเปซเวกเตอร์ ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์จึงถูกระบุเป็นสมการ (5.6) [66, 78]

$$V_{s,max} = \eta \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (5.6)$$

โดยที่ η คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ถูกกำหนดขึ้นเพื่อความปลอดภัยของอินเวอร์เตอร์ โดยปกติถูกกำหนดไว้ในช่วง 0.9-0.95 [28, 60, 61]

หากพิจารณาการขับเคลื่อนมอเตอร์ในย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว ภายใต้สภาวะคงตัว สมการ แรงดันสเตเตอร์แกนดีและคิวดังแสดงในสมการ (5.1) และ (5.2) สามารถจัดรูปใหม่ด้วยการแทนค่า ในสมการ (5.4) และ (5.5) โดยละเว้นการพิจารณาแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ ดังนั้น ข้อจำกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าสามารถแสดงในรูปแบบของสมการวงกลมและวงรีได้เป็นดัง สมการ (5.7) และ (5.8) ตามลำดับ [56, 57]

$$\left(\frac{v_{qs}}{\omega_e L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_{ds}}{\omega_e \sigma L_s}\right)^2 \leq I_{s,\max}^2 \quad (5.7)$$

$$(-\omega_e \sigma L_s i_{qs})^2 + (\omega_e L_s i_{ds})^2 \leq V_{s,\max}^2 \quad (5.8)$$

วิถีทางเดินกระแส (Current trajectory) ที่ใช้สำหรับควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแสดง ในภาพ 66 ขณะทำงานในย่านแรงบิดคงตัวตามวิถีแรงบิดสูงสุดต่อกระแส กระแสสเตเตอร์ถูกควบคุม ที่จุด “A” โดยกระแสอ้างอิงแกนดีถูกกำหนดให้มีค่าอยู่ที่พิกัด ($i_{ds,\text{rated}}$) ขณะเดียวกัน กระแสแกนคิวด ที่ใช้ในการสร้างแรงบิดสามารถขับโหลดที่พิกัดได้ สำหรับการทำงานในย่านกำลังคงตัวที่ต้องการ ความเร็วรอบมอเตอร์สูงกว่าค่าพิกัด กระแสแกนดีต้องถูกปรับลดเพื่อให้ฟลักซ์อ่อนตัวลงตามอัตรา ความเร็วรอบที่เพิ่มขึ้น การลดลงของกระแสแกนดีเพื่อรองรับความเร็วรอบของโรเตอร์ที่สูงขึ้นหรือ เท่ากับค่าความเร็วรอบพิกัด นำไปสู่การเพิ่มขึ้นของกระแสแกนคิวดภายใต้ขีดจำกัดของกระแสสูงสุด ดังนั้น พิกัดของกระแสแกนคิวดในย่านการทำงานกำลังไฟฟ้าคงตัวสามารถกำหนดได้ตามสมการ (5.9) [53, 55]

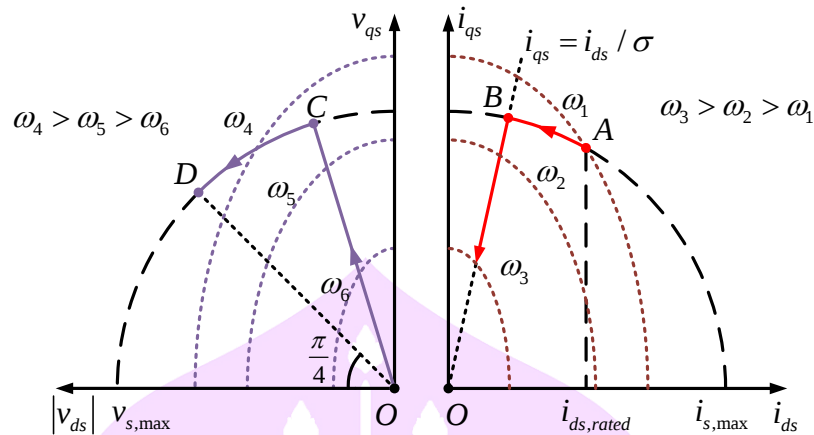
$$i_{qs,\text{lim}} = \sqrt{I_{s,\max}^2 - i_{ds}^2} \quad (5.9)$$

ความเร็วเชิงมุมสลิปสูงสุดสามารถคำนวณได้จากสมการ (5.10) ในทำนองเดียวกัน ความเร็ว เชิงมุมสลิปสูงสุดสามารถแสดงในรูปแบบสมการกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่มีความสอดคล้องกัน ดัง สมการ (5.11) และ (5.12) ตามลำดับ [47, 49, 56-59]

$$\omega_{sl,\max} = \frac{1}{\sigma \tau_r} \quad (5.10)$$

$$i_{ds} \geq \sigma i_{qs} \quad (5.11)$$

$$|v_{ds}| \leq V_{s,\max} / \sqrt{2} \quad (5.12)$$



ภาพ 66 วิธีกระแสและแรงดันที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว

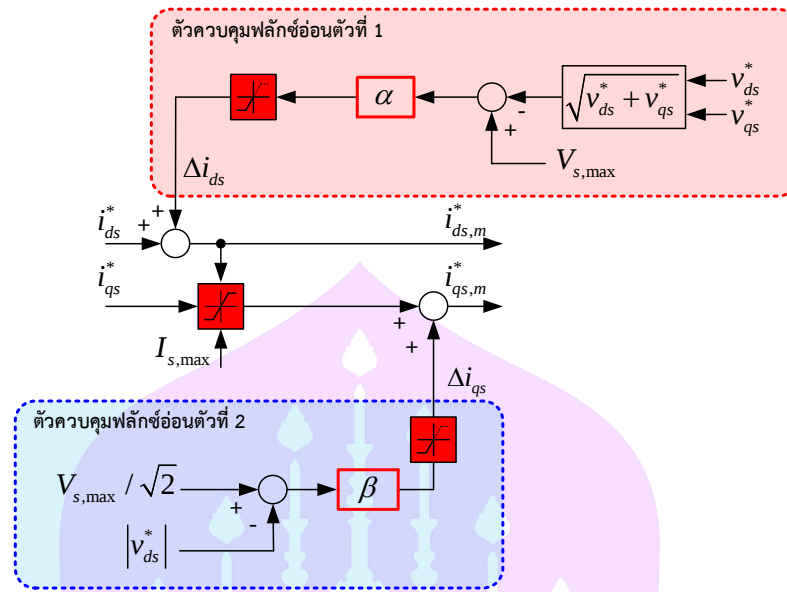
ในภาพ 66 แสดงวิธีของกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ในย่านการทำงานแรงบิดคงตัว กระแสถูกตั้งค่าเริ่มต้นจากจุด “A” ขณะที่คำสั่งแรงดันเริ่มต้นจากจุด “O” ไปยังจุด “C” ในย่านการทำงานการอ่อนตัวของฟลักซ์ย่านที่ 1 การทำงานที่เหมาะสมควรอยู่ที่จุดตัดของขอบเขตพิกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้า ดังนั้น ทิศทางของกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมคือช่วง “AB” และ “CD” ตามลำดับ ในย่านการทำงานการอ่อนตัวของฟลักซ์ย่านที่ 2 เพื่อให้ระบบขับเคลื่อนมีเสถียรภาพ ดังนั้น ความเร็วเชิงมุมสลิปไม่ควรเกินค่าสูงสุด ซึ่งแสดงในสมการ (5.10)-(5.11) และสอดคล้องกับภาพ 66 โดยทิศทางของกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมคือช่วง “BO” และจุด “D” ตามลำดับ

5.2 วิธีการควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์แบบแรงดันป้อนกลับ

5.2.1 ตัวควบคุมแอลฟาและเบตาสำหรับรูปควบคุมแรงดัน

เมื่อต้องการให้ระบบขับเคลื่อนสามารถทำงานที่ความเร็วรอบเกินกว่าค่าความเร็วรอบพิกัด กระแสในแกนดีจำเป็นต้องถูกปรับลดลงเพื่อให้ฟลักซ์โรเตอร์อ่อนตัวลง โดยระบบขับเคลื่อนทำงานบนพื้นฐานของวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์ การควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบใช้ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ แสดงในภาพ 67 เมื่อระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เข้าสู่ย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1 (ความเร็วรอบสูงกว่าหรือเท่ากับความเร็วรอบพิกัด) กระแสแกนดีถูกปรับตามสมการ (5.13)

$$i_{ds,m}^* = i_{ds}^* + \Delta i_{ds} \quad (5.13)$$



ภาพ 67 วิธีการควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์แบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า

ค่าความผิดพลาดของกระแสแกนดี (Δi_{ds}) เกิดจากผลต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงและพิกัดแรงดัน ผ่านตัวควบคุมเพื่อลดกระแสที่ใช้ในการสร้างฟลักซ์โรเตอร์ ($\psi_d = i_{ds}L_m$) โดยสามารถคำนวณได้จากสมการ (5.14) [47, 65, 73] สอดคล้องกับภาพ 67 ในพื้นที่ที่กรอบสีแดง

$$\Delta i_{ds} = \alpha \left[\eta \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} - \left(\frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \cdot \sqrt{v_{ds}^{*2} + v_{qs}^{*2}} \right) \right] \quad (5.14)$$

โดยที่ α เป็นค่าอัตราขยายแอลฟาของตัวควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์ ω_{cc} คือ แบนด์วิดท์ของตัวกรองความถี่ต่ำ และ s เป็นตัวดำเนินการอินทิกรัลของตัวกรองความถี่ต่ำ [73]

ในทำนองเดียวกัน เมื่อเข้าสู่ย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 ขนาดของแรงดันในแกนดีเท่ากับขนาดของแรงดันในแกนคว ตามสมการ (5.12) ซึ่งแสดงในจุด “B” ของภาพ 66 ส่งผลให้ตัวควบคุมแรงดันตัวที่ 2 เริ่มทำงานเพื่อลดกระแสในแกนควและรักษาความเร็วเชิงมุมสลิปให้คงตัวที่ค่าพิกัดสูงสุด ตามสมการ (5.10)-(5.11) ดังนั้น การลดกระแสในแกนควสามารถคำนวณได้โดยใช้สมการ (5.15) [54, 55] แสดงในภาพ 67 บริเวณกรอบสีน้ำเงิน โดยที่ β คือ ค่าอัตราขยายตัวแปรเบตา

$$\Delta i_{qs} = \beta \left[\frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \cdot \left(\frac{V_{s,max}}{\sqrt{2}} - |v_{ds}^*| \right) \right] \quad (5.15)$$

ค่าอัตราขยายแอลฟาเป็นปัจจัยสำคัญในการลดระดับปริมาณฟลักซ์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วสูง การอ่อนตัวของฟลักซ์อย่างเหมาะสมช่วยแก้ปัญหาการขาดแคลนแรงดันในแกนคิ่ว หากฟลักซ์ไม่ถูกลดลงเพียงพอ อินเวอร์เตอร์อาจต้องจ่ายแรงดันถึงขีดจำกัด ทำให้ไม่สามารถรักษากระแสในแกนคิ่วได้ ค่าอัตราขยายแอลฟาที่เหมาะสมช่วยให้ฟลักซ์ในแกนคิ่วอ่อนตัวและเปิดโอกาสให้มีแรงดันเพียงพอสำหรับแกนคิ่ว ส่งผลให้มอเตอร์สามารถรักษาแรงบิดและเสถียรภาพได้แม้ในความเร็วสูง การตั้งค่าอัตราขยายแอลฟาที่สูงทำให้การอ่อนตัวของฟลักซ์เกิดขึ้นได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ช่วยให้ควบคุมกระแสในแกนคิ่วได้ดีขึ้น อย่างไรก็ตาม การตั้งค่าอัตราขยายแอลฟาที่สูงเกินไปอาจลดแรงบิดสูงสุดและความเร็วสูงสุดของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ เนื่องจากการลดกระแสในแกนคิ่วที่รวดเร็วเกินไป ส่งผลให้เกิดแรงกระชากเมื่อเข้าสู่ย่านทำงานฟลักซ์อ่อนตัวที่ 1

ในลักษณะเดียวกัน ค่าอัตราขยายเบตาใช้ในการควบคุมกระแสในแกนคิ่วเพื่อรักษาความเร็วเชิงมุมสลิปให้คงตัว การตั้งค่าอัตราขยายเบตาที่สูงช่วยเพิ่มความแม่นยำในการควบคุมความเร็วเชิงมุมสลิป ส่งผลให้ระบบทำงานได้อย่างเสถียรในย่านฟลักซ์อ่อนตัว อย่างไรก็ตาม ค่าเบตาสูงที่เกินไปสามารถส่งผลกระทบต่อแรงบิดสูงสุดและประสิทธิภาพของระบบทั้งในสภาวะชั่วคราวและคงที่ ถึงแม้ว่าการตั้งค่าอัตราขยายที่สูงสามารถเพิ่มประสิทธิภาพเชิงพลวัต แต่จะส่งผลให้ปริมาณแรงบิดต่อกระแสลดลง [57, 70]

ทั้งนี้ การออกแบบและเลือกค่าอัตราขยายแอลฟาและเบตาให้เหมาะสมในการควบคุมฟลักซ์ของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำยังคงเป็นปัญหาสำคัญ เนื่องจากปัจจุบันยังขาดการศึกษาอย่างละเอียดเกี่ยวกับผลกระทบจากการเลือกค่าเหล่านี้ในบริบทของการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว ซึ่งประเด็นนี้ได้รับความสนใจในงานวิจัยปัจจุบัน

5.2.2 ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปควบคุมแรงดัน

ในส่วนนี้อธิบายวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวในย่านที่ 1 และย่านที่ 2 ซึ่งได้ถูกนำเสนอในบทความ [85, 86] โดยวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบใช้ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าอาศัยตัวควบคุมพีไอ ตามที่แสดงในภาพ 68 การออกแบบนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองเชิงพลวัตที่ราบรื่น และแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากค่าอัตราขยายแอลฟาและเบตา ซึ่งมักก่อให้เกิดแรงบิดกระเพื่อมและกระแสกระเพื่อม

ตัวควบคุมพีไอในรูปแรงดันแบ่งออกเป็นสองส่วน โดยตัวแรกใช้เพื่อตอบสนองต่อข้อจำกัดของแรงดันไฟฟ้า และตัวที่สองใช้เพื่อตอบสนองต่อข้อจำกัดของความเร็วเชิงมุมสลิป เนื่องจากตัว

ควบคุมแรงดันเป็นตัวกำหนดคำสั่งสำหรับฟลักซ์และแรงบิด ซึ่งมีผลกระทบโดยตรงต่อการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ ตัวควบคุมแรงดันสามารถออกแบบผ่านฟังก์ชันถ่ายโอน ($G_f(s)$) ซึ่งแสดงในสมการ (5.16) [85, 86]

$$G_f(s) = K_{p,FW} \left(1 + \frac{1}{K_{i,FW}s} \right) \quad (5.16)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมแรงดันสามารถแสดงได้ดังสมการ (5.17)

$$G_{FW}(s) = \frac{K_p \omega_e / s}{1 + \frac{K_p \omega_e}{s} \frac{1}{\omega_e L_s}} = \frac{K_p \omega_e}{s + K_p / L_s} \quad (5.17)$$

ตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 1 สามารถออกแบบได้โดยการใช้วิธีการปรับแก้ความถี่ต่ำ (Low frequency correction method) ซึ่งเป็นเทคนิคที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการตอบสนองของระบบในย่านความถี่ต่ำ โดยเฉพาะในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าและต้องการควบคุมฟลักซ์อย่างแม่นยำ

ดังนั้น การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับรูปแรงดันสามารถดำเนินการได้ผ่านการใช้งานสมการ (5.18) และ (5.19) ซึ่งระบุค่าคงที่พีและไอที่เหมาะสมในการควบคุมแรงดันไฟฟ้า โดยมุ่งเน้นการลดความผิดพลาดในสภาวะคงที่และเพิ่มความสามารถในการตอบสนองของระบบให้ราบรื่นและเสถียยิ่งขึ้นในย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว

$$k_{p,FW1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_{bc}^*}{\sigma \omega_{bv}^*} \right)^2 + 1}}{L_s \omega_e} \quad (5.18)$$

$$1/k_{i,FW1} = (0.1 \sim 0.5) \omega_{bc}^* \quad (5.19)$$

โดยที่ $k_{p,FW1}$ คือ ค่าคงที่อัตราขยายเชิงสัดส่วน และ $k_{i,FW1}$ คือ ค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัล เป็นเกณฑ์การออกแบบของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 1 ω_{bc}^* , ω_{bv}^* คือ แบนด์วิดท์ของรูปควบคุมกระแสและรูปแรงดันไฟฟ้า ตามลำดับ

ในสภาวะการทำงานเชิงพลวัต ขณะที่ความเร็วเชิงมุมสลิปยังไม่สูงเกินกว่าค่าความเร็วเชิงมุมสลิปสูงสุด กระแสแกนคิวถูกกำหนดโดยขีดจำกัดของตัวควบคุมความเร็ว เมื่อเข้าสู่ย่านการทำงานการอ่อนตัวของฟลักซ์ในย่านที่ 2 ขีดจำกัดของตัวควบคุมความเร็วถูกกำหนดโดยผลลัพธ์ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 2 นอกจากนี้ ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 2 เริ่มทำงานเฉพาะในย่านการทำงานการอ่อนตัวของฟลักซ์ในย่านที่ 2 เท่านั้น

ดังนั้น การวิเคราะห์และเกณฑ์การออกแบบที่แสดงในสมการ (5.18) และ (5.19) จึงสามารถนำมาใช้ร่วมกับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 2 โดยพารามิเตอร์ $k_{p,FW2}$ และ $k_{i,FW2}$ ของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 2 สามารถออกแบบได้จากสมการ (5.20) และ (5.21) ตามลำดับ

$$k_{p,FW2} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_{bc}^*}{\omega_{bv}^*}\right) + 1}}{\sigma L_s \omega_e} \quad (5.20)$$

$$1/k_{i,FW2} = (0.1 \sim 0.5)\omega_{bc}^* \quad (5.21)$$

โดยที่ $k_{p,FW2}$ ค่าคงที่อัตราขยายเชิงสัดส่วน และ $k_{i,FW2}$ คือ ค่าคงที่อัตราขยายเชิงอินทิกรัลของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตัวที่ 2

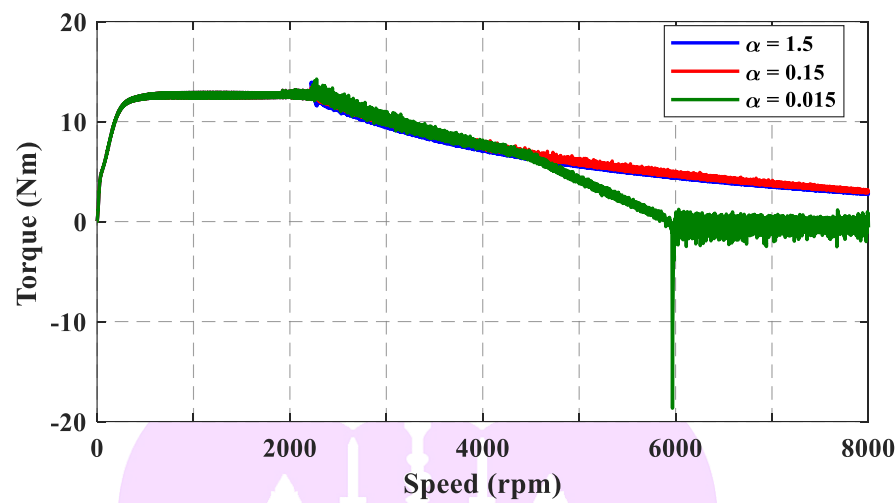
จากสมการ (5.19) และ (5.21) พารามิเตอร์ของตัวควบคุมควรถูกปรับให้เหมาะสมกับความถี่รอบทางไฟฟ้า เพื่อให้แน่ใจว่าย่านความถี่ที่กำหนดสำหรับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ามีเสถียรภาพต่อระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยปกติกำหนดย่านความถี่ให้มีค่าอยู่ประมาณ 0.1–0.5 ของแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมกระแส ซึ่งสามารถมีผลกระทบโดยตรงต่อค่าแรงบิดกระแสเฟืองและกระแสเฟืองในระบบ

5.3 ผลการจำลอง

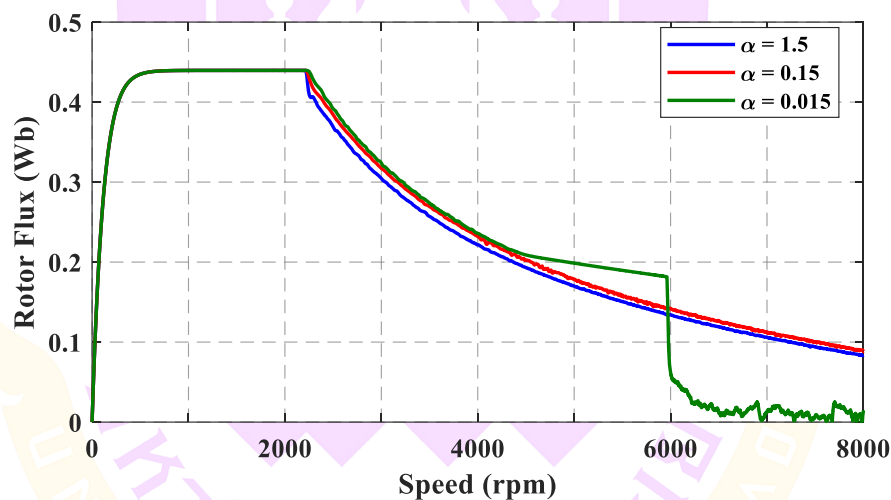
การจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาด 4.3 กิโลวัตต์ 400 โวลต์ ได้ดำเนินการโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยตัวแปรต่าง ๆ ของมอเตอร์และระบบควบคุมที่ใช้ในการจำลองแสดงในตาราง 9 ภาพ 69 แสดงระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ในการจำลองภายใต้เงื่อนไขที่ 1 อัตราขยายแอลฟาของวิธีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าถูกกำหนดให้มีค่า 0.015, 0.15, และ 1.5 เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ได้รับผลกระทบจากการตั้งค่าต่างกัน

ตาราง 9 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ปริมาณ	หน่วย
แรงดันดีซี	V_{dc}	400	โวลต์
กระแสพิคก	$I_{s,max}$	12	แอมแปร์
กระแสอ้างอิงแกนดี	$i_{ds,rate}^*$	6.3	แอมแปร์
ความต้านทานขดลวดอาร์เมเจอร์	R_s	0.711	โอห์ม
ความต้านทานขดลวดโรเตอร์	R_r	0.441	โอห์ม
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์	L_{ls}	3.209	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลโรเตอร์	L_{lr}	4.594	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำรวม	L_m	69.78	มิลลิเฮนรี
ฟลักซ์โรเตอร์	ψ_{dr}	0.4449	เวปเบอร์
โมเมนต์ความเฉื่อย	J	0.0138	กิโลกรัม-เมตรกำลังสอง
สัมประสิทธิ์แรงเสียดทาน	B	0.000503s	นิวตัน-เมตร-วินาที
จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก	P	2	คู่
สัมประสิทธิ์การรั่วไหล	σ	0.1030187	-



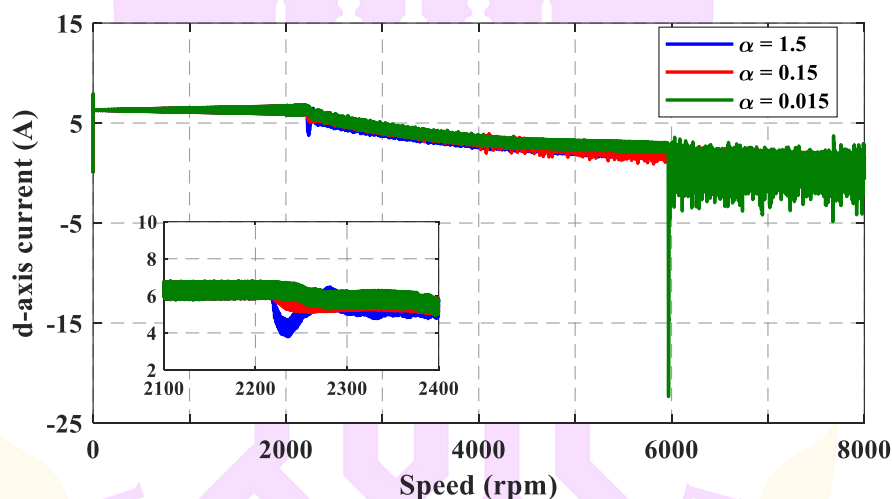
ภาพ 70 แรงบิดเทียบกับความเร็วรอบ



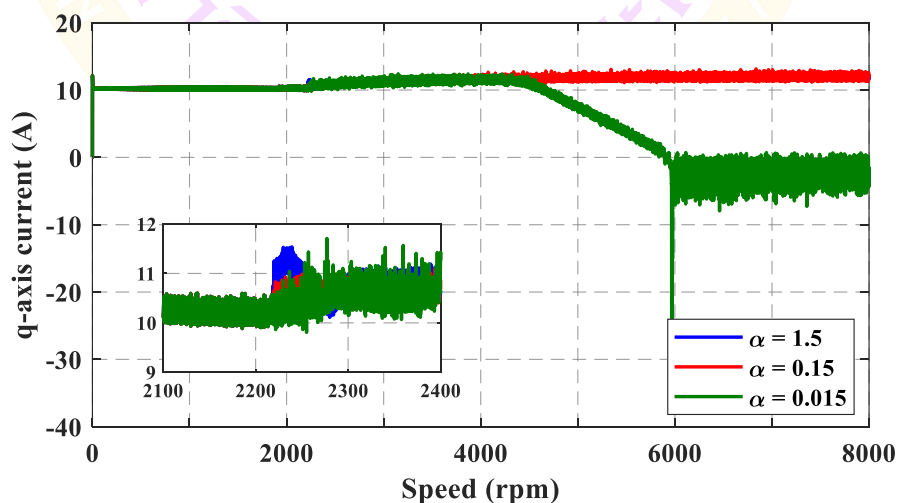
ภาพ 71 โรเตอร์ฟลักซ์เทียบกับความเร็วรอบ

ผลการจำลองในภาพ 70 แสดงให้เห็นว่าในย่านความเร็วรอบที่แรงบิดคงตัว อินเวอร์เตอร์สามารถรองรับความต้องการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ได้ โดยไม่จำเป็นต้องลดปริมาณฟลักซ์โรเตอร์ ซึ่งส่งผลให้แรงบิด ฟลักซ์โรเตอร์ กระแสแกนดี และกระแสแกนคิมมีค่าไม่แตกต่างกัน แรงบิดสูงสุดอยู่ที่ 12.89 นิวตันเมตร ขณะที่ความเร็วรอบพิกัดประมาณ 2,250 รอบต่อนาที โดยกระแสแกนดีและคิมถูกควบคุมตามหลักการแรงบิดสูงสุดต่อกระแส อย่างไรก็ตาม เมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ความเร็วเกินกว่าพิกัด ตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวเริ่มทำงาน

จากผลการจำลองในภาพ 70 พบว่า กรณีที่ใช้อัตราขยายแอลฟา 0.15 และ 1.5 สามารถขยายย่านการทำงานได้ถึง 8,000 รอบต่อนาที ในขณะที่กรณีที่ใช้อัตราขยายแอลฟา 0.015 สามารถขยายได้เพียง 4,500 รอบต่อนาที และระบบสูญเสียเสถียรภาพที่ความเร็วรอบประมาณ 6,000 รอบต่อนาที สอดคล้องกับพล็อตโรเตอร์ในภาพ 71 ที่ไม่สามารถอ่านค่าได้ตามความต้องการของความเร็วรอบที่สูงขึ้น นอกจากนี้ กระแสแกนดีและคิวในภาพ 72 และ 73 ยังสะท้อนถึงการควบคุมที่มีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตาม การใช้ค่าอัตราขยายแอลฟาที่สูง 1.5 ส่งผลต่อสมรรถนะเชิงพลวัต โดยเกิดการแกว่งของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยเฉพาะในย่านการเปลี่ยนย่านการทำงานเข้าสู่ย่านกำลังไฟฟ้าคงตัว

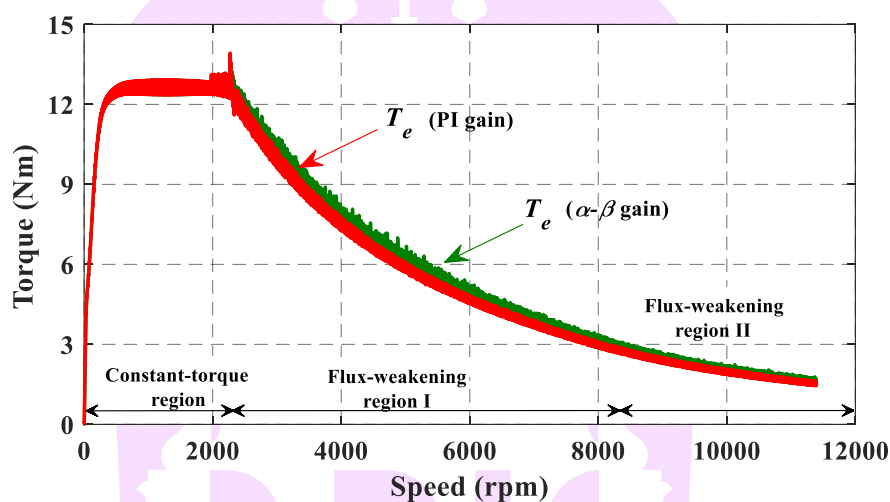


ภาพ 72 กระแสแกนดีเทียบกับความเร็วรอบ

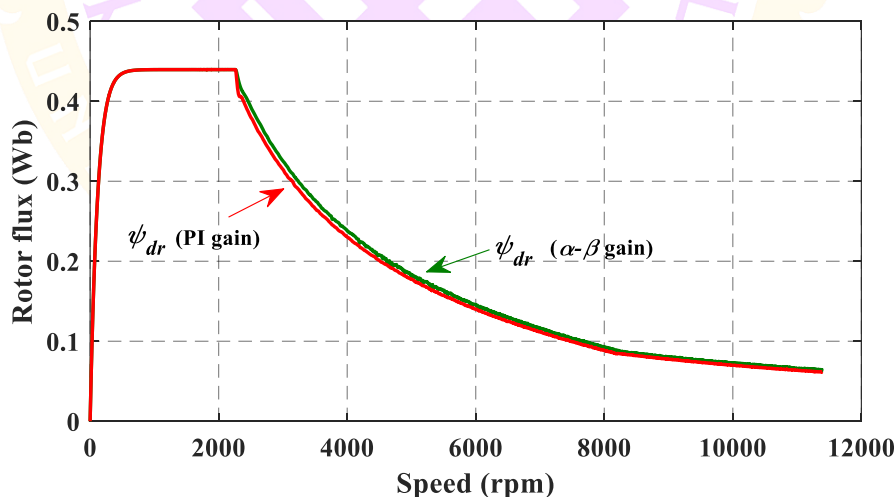


ภาพ 73 กระแสแกนคิวเทียบกับความเร็วรอบ

ในส่วนนี้นำเสนอผลการจำลองเพื่อเปรียบเทียบค่าอัตราขยายที่เหมาะสมกับวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอ โดยกำหนดแบนด์วิดท์ของลู่วควบคุมกระแสและแรงดันเป็น 1 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 0.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ พร้อมตั้งค่าอัตราขยายแอลฟาและเบตาเป็น 0.15 และ 2.5 เพื่อทำงานบนพื้นฐานวิธีการควบคุมฟลักซ์ โดยเริ่มต้นจากความเร็วรอบ 0 จนถึง 10,000 รอบต่อนาที ผลลัพธ์การจำลองของแรงบิด ฟลักซ์โรเตอร์ กระแสไฟฟ้าแกนดีและคิว รวมถึงกระแสสเตเตอร์แสดงในภาพ 74-75 ตามลำดับ



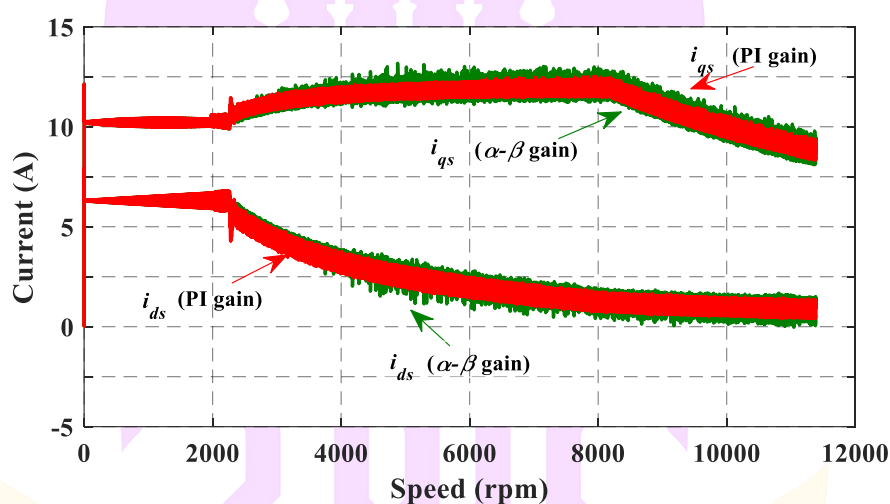
ภาพ 74 แรงบิดเทียบกับความเร็วรอบ



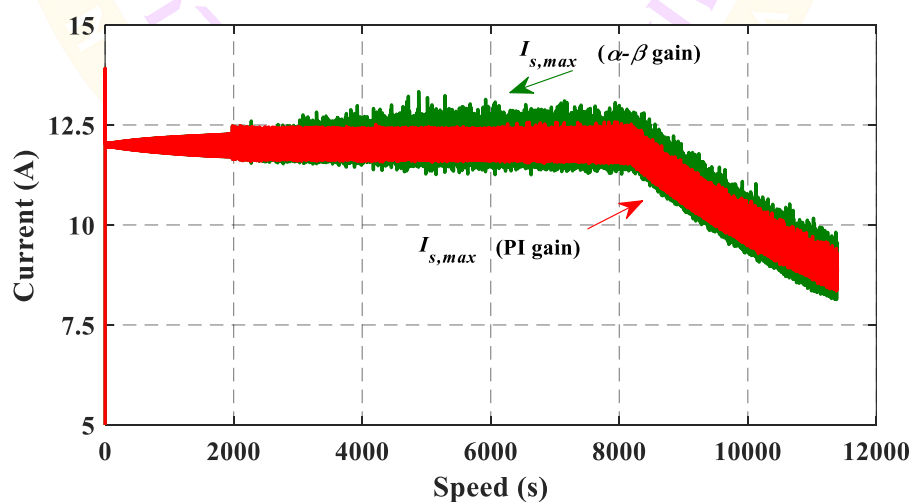
ภาพ 75 โรเตอร์ฟลักซ์เทียบกับความเร็วรอบ

จากภาพ 74 พบว่า ในย่านความเร็วต่ำกว่าพิกัด (ประมาณ 2,250 รอบต่อนาที) ทั้งสองวิธีให้แรงบิดสูงสุดเท่ากันที่ 12.89 นิวตันเมตร โดยฟลักซ์โรเตอร์มีค่า 0.445 เวปเบอร์ ภาพ 75 แสดงให้เห็นว่ากระแสแกนดีและแกนควมมีค่าพิกัดที่ 6.3 และ 10.32 แอมป์ตามลำดับ ส่งผลให้กระแสสเตเตอร์คงที่ที่ 12.0 แอมป์เมื่อเข้าสู่ย่านการทำงานฟลักซ์อ่อนตัว ตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวเริ่มทำงานโดยลดกระแสแกนดีเพื่อปรับฟลักซ์โรเตอร์ให้เหมาะสมและขยายย่านความเร็วรอบ

อย่างไรก็ตาม วิธีการออกแบบอัตราขยายแอลฟา (เส้นสีเขียว) ให้แรงบิดที่มีการกระเพื่อมสูงกว่าวิธีการออกแบบพีไออย่างชัดเจน ซึ่งสอดคล้องกับฟลักซ์โรเตอร์และกระแสในแกนดีและแกนควที่แสดงในภาพ 75-76



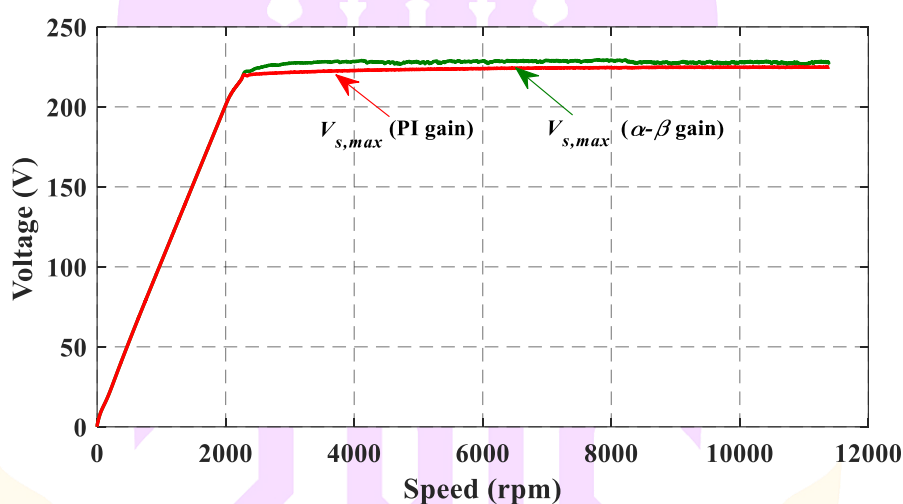
ภาพ 76 กระแสแกนดีและแกนควเทียบกับความเร็วรอบ



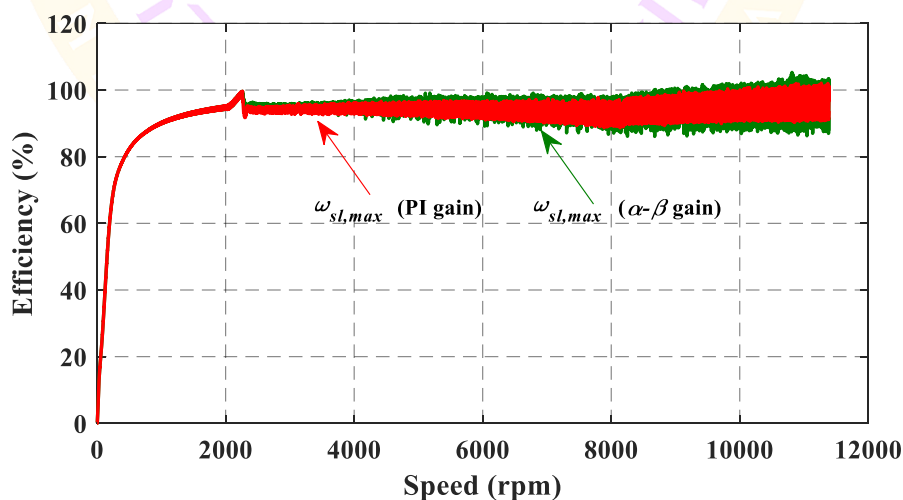
ภาพ 77 กระแสสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ

เมื่อเข้าสู่ย่านฟลักซ์อ่อนตัวที่ 2 (ประมาณ 8,000 รอบต่อนาที) ตัวควบคุมแรงดันตัวที่ 2 เริ่มทำงานเพื่อลดกระแสแกนคิวดู ขยายความเร็วรอบภายใต้ข้อจำกัดความเร็วเชิงมุมสลิป จากภาพ 76 พบว่ากระแสแกนคิวดูจากวิธีอัตราขยายเบตาแสดงการกระเพื่อมสูงกว่าวิธีพีไอ ขณะที่กระแสสเตเตอร์จากวิธีอัตราขยายเบตาก็มีกระเพื่อมสูงเช่นกัน (ภาพ 77)

อย่างไรก็ตาม วิธีการพีไอให้ผลตอบสนองที่ดีในทุกย่านการทำงาน ทั้งแรงบิดคงตัวและฟลักซ์อ่อนตัว โดยแรงบิด ฟลักซ์โรเตอร์ และกระแสแกนคิวดูมีการกระเพื่อมต่ำ แม้จะเกิดการกระชากเล็กน้อยเมื่อเริ่มต้นการทำงานของตัวควบคุมแรงดันตัวที่ 1 (ภาพ 74-77)

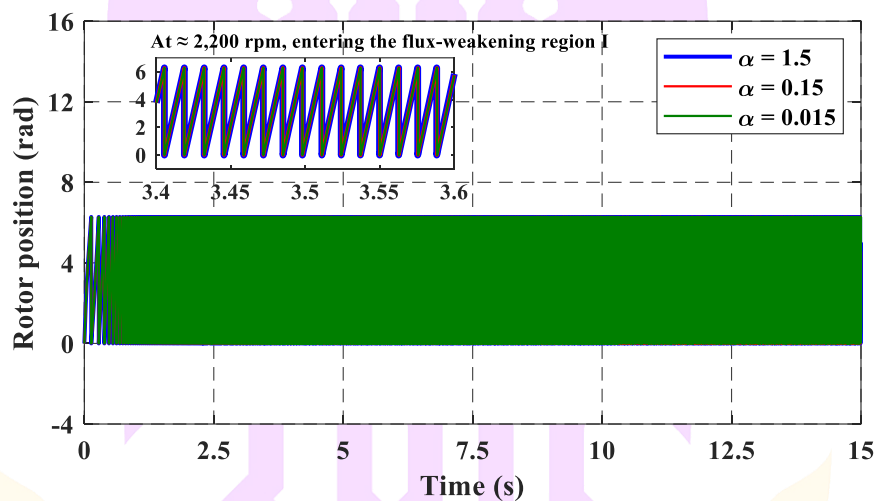


ภาพ 78 แรงดันสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ

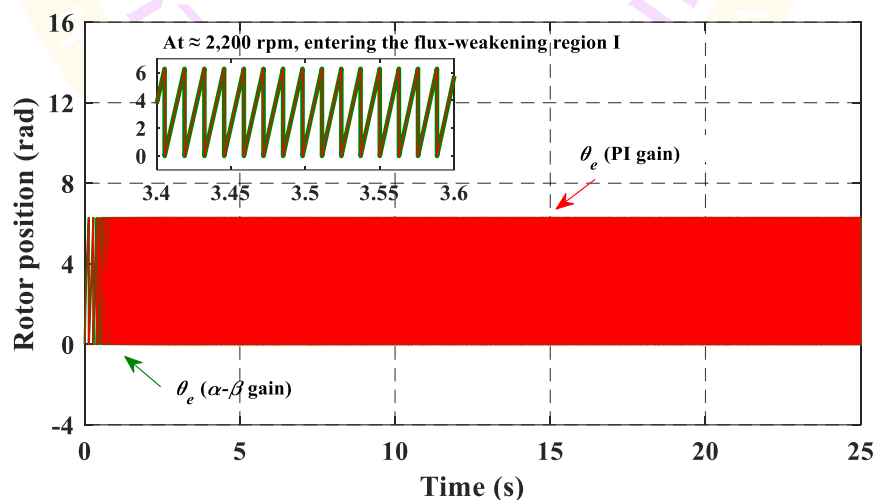


ภาพ 79 ความเร็วเชิงมุมสลิปเทียบกับความเร็วรอบ

เพื่อความชัดเจนเกี่ยวกับผลลัพธ์ที่แตกต่างจากวิธีการออกแบบตัวควบคุมแรงดันที่ต่าง
กัน ภาพ 78 แสดงผลลัพธ์แรงดันสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ ซึ่งสะท้อนให้เห็นว่าการกระเพื่อม
ของกระแสส่งผลให้เกิดแรงดันกระเพื่อมเช่นกัน ส่งผลให้ความต้องการคำสั่งแรงดันสเตเตอร์ของ
วิธีการออกแบบแอลฟาและเบตามีค่าสูงกว่าวิธีการออกแบบพีไอเล็กน้อย ภาพ 79 แสดงผลลัพธ์
ประสิทธิภาพของทั้งสองวิธี โดยค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพอยู่ในระดับใกล้เคียงกัน แต่ตัวควบคุมพีไอ
ให้ผลการกระเพื่อมที่ต่ำกว่า และ ภาพ 80 แสดงผลการจำลองตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ที่
เปลี่ยนแปลงตามความเร็วรอบเมื่อเวลาผ่านไป ซึ่งเป็นเงื่อนไขของกรณีศึกษาที่ 1 ขณะที่กรณีศึกษาที่
2 แสดงในภาพ 81



ภาพ 80 ตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ในกรณีศึกษาที่ 1



ภาพ 81 ตำแหน่งมุมฟลักซ์โรเตอร์ในกรณีศึกษาที่ 2

5.4 สรุปผลการจำลอง

บทนี้นำเสนอผลการจำลองเพื่อเปรียบเทียบค่าอัตราขยายที่แตกต่างกัน เพื่อระบุค่าอัตราขยายที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า ค่าอัตราขยายสูงส่งผลให้เกิดการกระชากของกระแสไฟฟ้าในช่วงเริ่มต้นการทำงานของตัวควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว ขณะที่ค่าอัตราขยายต่ำทำให้การตอบสนองของระบบช้าลง และกระแสแกนดีลดลงในลักษณะที่ไม่เหมาะสมจนส่งผลให้ฟลักซ์โรเตอร์มีระดับสูงเกินความจำเป็น ซึ่งอาจนำไปสู่การสูญเสียเสถียรภาพของระบบ ดังนั้น การเลือกค่าอัตราขยายที่เหมาะสมจึงมีความสำคัญอย่างยิ่ง ไม่เพียงเพื่อป้องกันการกระชากที่อาจส่งผลเสียต่อมอเตอร์ในระบบจริง แต่ยังช่วยยืดอายุการใช้งานและรักษาเสถียรภาพในย่านความเร็วรอบสูง

นอกจากนี้ ผลการจำลองยังแสดงให้เห็นว่า การเลือกค่าอัตราขยายที่เหมาะสมร่วมกับวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ สามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดและกระแสได้อย่างชัดเจน เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบที่ใช้ค่าอัตราขยายแบบแอลฟาและเบตา ผลลัพธ์นี้สะท้อนถึงข้อได้เปรียบของการออกแบบพีไอในการควบคุมแรงดันไฟฟ้า ซึ่งช่วยเพิ่มความเสถียร ลดการสั่นสะเทือนและเสียงรบกวนในระบบจริง อีกทั้งช่วยลดการสึกหรอของชิ้นส่วนในระบบขับเคลื่อน

บทนี้แสดงให้เห็นว่าการออกแบบตัวควบคุมแรงดันที่เหมาะสมสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนในย่านฟลักซ์อ่อนตัวได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในบริบทของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งต้องการความแม่นยำในการควบคุมและเสถียรภาพสูงในย่านความเร็วรอบที่หลากหลาย

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและพัฒนาวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยมุ่งเน้นการเพิ่มประสิทธิภาพการตอบสนองเชิงพลวัตและความแม่นยำในการควบคุม ผ่านการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink งานวิจัยนี้ครอบคลุมการเปรียบเทียบวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอ และการพัฒนาวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อน ทั้งในด้านการลดปัญหาแรงบิดกระเพื่อมและกระแสกระเพื่อม รวมถึงการประเมินข้อดีและข้อเสียของวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวในย่านการทำงานที่แตกต่างกัน

1. การเปรียบเทียบวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอ การศึกษาพบว่าวิธีการจัดวางตำแหน่งโพลมีความสามารถในการตอบสนองเชิงพลวัตและความแม่นยำในการติดตามค่าอ้างอิงได้ดีกว่าวิธีการตัดทอนโพลซีโร่ โดยเฉพาะเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดโหลดอย่างฉับพลัน การออกแบบตัวควบคุมพีไออย่างเหมาะสมสามารถลดแรงบิดกระเพื่อมและกระแสกระเพื่อมได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2. การพัฒนาวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว การควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบป้อนไปข้างหน้าสามารถขยายย่านความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ แต่ยังคงข้อจำกัดจากการควบคุมแบบลูปเปิดและผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ เพื่อลดข้อจำกัดนี้ วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบหน่วงที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ได้รวมข้อดีของการควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า และเพิ่มส่วนป้อนกลับแรงดันไฟฟ้า เพื่อรักษาระดับฟลักซ์โรเตอร์ให้เหมาะสมตามการเพิ่มขึ้นของความเร็วรอบ วิธีการนี้ช่วยเพิ่มความเสถียรและความแม่นยำในการควบคุมในทุกย่านการทำงาน

3. การเลือกค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า ผลการศึกษาชี้ให้เห็นว่าค่าอัตราขยายสูงอาจทำให้เกิดการกระชากของกระแสไฟฟ้า ขณะที่ค่าอัตราขยายต่ำทำให้การตอบสนองช้าลงและสูญเสียการควบคุมฟลักซ์ในย่านความเร็วรอบสูง การออกแบบค่าอัตราขยายที่เหมาะสมช่วยลดการกระเพื่อมของแรงบิดและกระแส เพิ่มความแม่นยำในการควบคุม และรักษาเสถียรภาพของระบบในทุกย่านการทำงาน

4. การเปรียบเทียบวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัว วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบอัตราส่วนความเร็วรอบมีความเรียบง่าย แต่มีข้อเสียเรื่องเสถียรภาพ ในขณะที่วิธีการควบคุมแบบตัวควบคุม

แรงดันไฟฟ้าแสดงความทนทานและการตอบสนองที่ดีขึ้น อย่างไรก็ตาม วิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบทนทานที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ สามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดและกระแสได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังเพิ่มความแม่นยำและเสถียรภาพของระบบในย่านความเร็วรอบสูง

ดังนั้น งานวิจัยนี้เสนอแนวทางสำคัญสำหรับการพัฒนาวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่เหมาะสมและเชื่อถือได้ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในยานยนต์ไฟฟ้าและระบบพลังงานหมุนเวียน การเพิ่มประสิทธิภาพและความแม่นยำในการควบคุมสามารถช่วยลดการสูญเสียพลังงาน ลดต้นทุนในระบบขับเคลื่อน และสอดคล้องกับเป้าหมายของอุตสาหกรรมยานยนต์ไฟฟ้าที่มุ่งเน้นการลดปริมาณคาร์บอนฟุตพริ้นท์

6.2 ข้อเสนอแนะ

ถึงแม้ว่าวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับตัวควบคุมกระแสและความเร็วรอบ และวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวที่ได้มีการศึกษาและนำเสนอแนวทางปรับปรุงนั้น จะสามารถให้ผลลัพธ์ที่ดีเยี่ยมในแง่ของประสิทธิภาพและความเสถียรในการควบคุม แต่การนำแนวทางเหล่านี้ไปประยุกต์ใช้ในสถานการณ์จริง หรือการทำการทดสอบในห้องปฏิบัติการควบคู่กับการศึกษาเชิงทฤษฎี จะช่วยเพิ่มระดับความน่าเชื่อถือของผลลัพธ์และทำให้สามารถประเมินผลการทำงานในสถานะที่ใกล้เคียงกับการใช้งานจริงได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะในแง่ของการตอบสนองในสถานะที่มีความผันผวนหรือความไม่แน่นอนของแรงดันไฟฟ้า ซึ่งช่วยยกระดับการใช้งานในสถานการณ์จริงได้ดียิ่งขึ้น



ภาคผนวก ก สมการแรงดันไฟฟ้าสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ

สมการแรงดันไฟฟ้าในรูปแบบเฟรมอ้างอิงซิงโครนัส สามารถแสดงเป็นแกนดีและควิ ดังสมการ (ก.1) และ (ก.2) ตามลำดับ

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \int \psi_{ds} dt - \omega_e \psi_{qs} \quad (\text{ก.1})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \int \psi_{qs} dt + \omega_e \psi_{ds} \quad (\text{ก.2})$$

ตัวแปรฟลักซ์ของสเตเตอร์ในสมการ (ก.1) และ (ก.2) สามารถแสดงได้ในรูปของการเชื่อมโยงฟลักซ์ของโรเตอร์และกระแสของสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (\text{ก.3})$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m \left(\frac{\psi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \right) \quad (\text{ก.4})$$

$$\psi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (\text{ก.5})$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (\text{ก.6})$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m \left(\frac{\psi_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \right) \quad (\text{ก.7})$$

$$\psi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \quad (\text{ก.8})$$

โดยที่ σ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การรั่วไหล (Leakage factor) คำนวณได้จากสมการ (ก.9)

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{ก.9})$$

ในทำนองเดียวกัน กระแสด้านโรเตอร์สามารถระบุได้จากฟลักซ์ของโรเตอร์ ดังนี้

$$i_{dr} = \frac{\psi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \leftarrow \psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (\text{ก.10})$$

$$i_{qr} = \frac{\psi_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \leftarrow \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (\text{ก.11})$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \int \psi_{ds} dt - \omega_e \psi_{qs} \quad (\text{ก.12})$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \int \left(\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \right) dt - \omega_e \left(\sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \right) \quad (\text{ก.13})$$

$$v_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \psi_{dr} - \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \quad (\text{ก.14})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \int \psi_{qs} dt + \omega_e \psi_{ds} \quad (\text{ก.15})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \int \left(\sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr} \right) dt + \omega_e \left(\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \right) \quad (\text{ก.16})$$

$$v_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \psi_{qr} + \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (\text{ก.17})$$

ในวิธีการควบคุมการปรับฟลักซ์ของโรเตอร์ พิกัดแกนดีถูกกำหนดให้เป็นตำแหน่งแกนอ้างอิงของฟลักซ์โรเตอร์ ซึ่งหมายความว่าปริมาณฟลักซ์ของโรเตอร์ในแกนคิวเป็นศูนย์ ดังนั้น สมการแรงดันไฟฟ้าในแกนดีและแกนคิวจากสมการ (ก.13) และ (ก.17) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็นสมการ (ก.18) และ (ก.19) ตามลำดับ

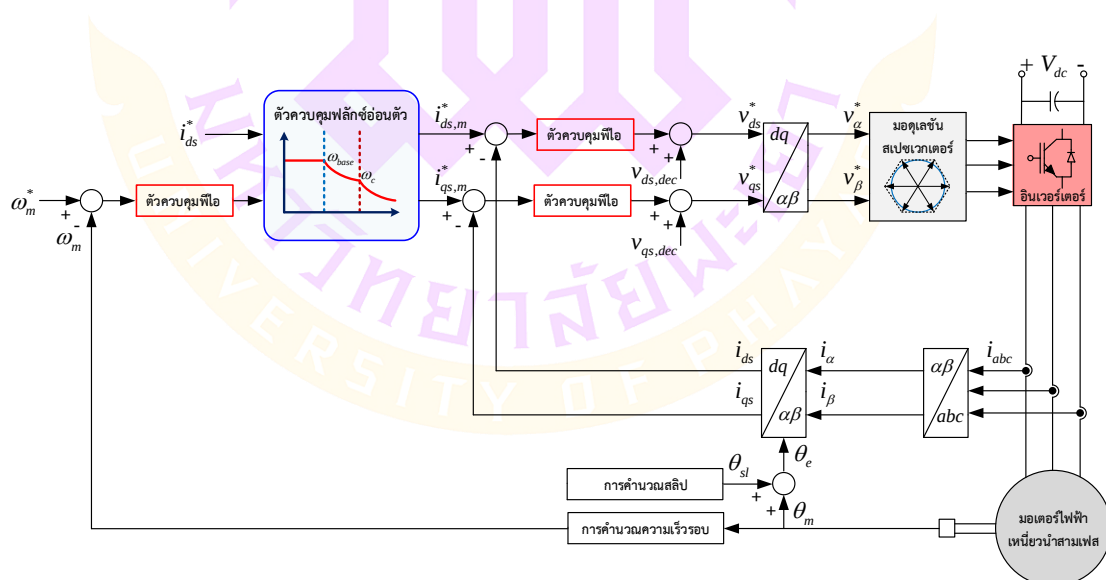
$$v_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \psi_{dr} \quad (\text{ก.18})$$

$$v_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \omega_m \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (\text{ก.19})$$

ภาคผนวก ข ตัวอย่างการคำนวณตามทฤษฎีและผลการจำลองที่สอดคล้องกัน

ตาราง 10 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ปริมาณ	หน่วย
แรงดันดีซี	V_{dc}	400	โวลต์
กระแสพิิกัด	$I_{s,max}$	12	แอมแปร์
กระแสอ้างอิงแกนดี	$i_{ds,rate}^*$	6.3	แอมแปร์
ความต้านทานขดลวดอาร์เมเจอร์	R_s	0.711	โอห์ม
ความต้านทานขดลวดโรเตอร์	R_r	0.441	โอห์ม
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์	L_{ls}	3.209	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลโรเตอร์	L_{lr}	4.594	มิลลิเฮนรี
ความเหนี่ยวนำร่วม	L_m	69.78	มิลลิเฮนรี
ฟลักซ์โรเตอร์	ψ_{dr}	0.4449	เวปเบอร์
โมเมนต์ความเฉื่อย	J	0.0138	กิโลกรัม-เมตรกำลังสอง
สัมประสิทธิ์แรงเสียดทาน	B	0.000503s	นิวตัน-เมตร-วินาที
จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก	P	2	คู่



ภาพ 82 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำบนพื้นฐานวิธีการควบคุมปรับฟลักซ์โรเตอร์

เมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกควบคุมด้วยวิธีการปรับฟลักซ์โรเตอร์ทางอ้อมตามภาพ 82 การจำลองดำเนินการในทุกย่านความเร็วรอบ โดยใช้พารามิเตอร์มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แสดงในตาราง 10 ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์เป็นค่าเดียวกันกับการจำลองในบทที่ 3 ถึง 5 เพื่อให้ผลการวิเคราะห์มีความต่อเนื่องและสอดคล้อง ตัวอย่างการคำนวณตามทฤษฎีถูกนำเสนอเพื่อเปรียบเทียบและยืนยันความสอดคล้องระหว่างผลการคำนวณและผลการจำลองโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

(ก) ค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์ ค่าสัมประสิทธิ์แรงบิด และสัมประสิทธิ์การรั่วไหล

ค่าเวลาคงตัวของโรเตอร์อาศัยสมการ (2.59) ในการคำนวณ สามารถแสดงได้ดังนี้

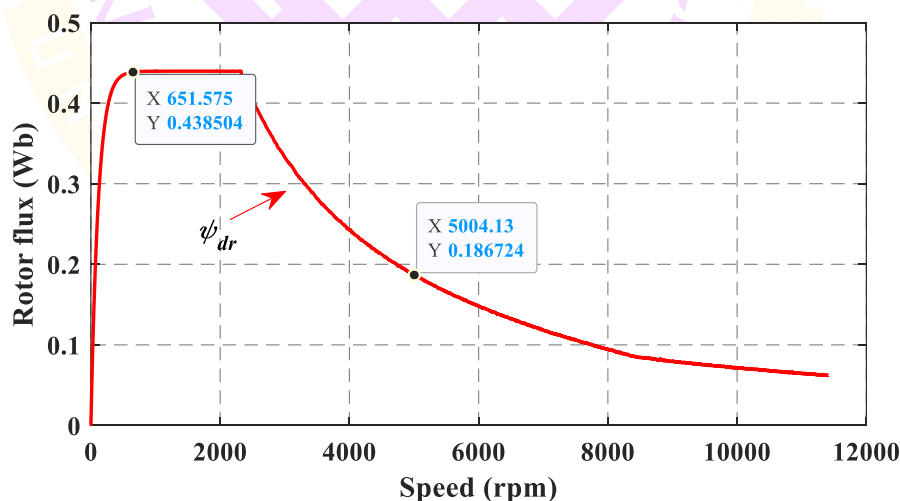
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.0744}{0.4410} = 0.1686 \text{ s}$$

ค่าสัมประสิทธิ์แรงบิด จากสมการ (2.62)

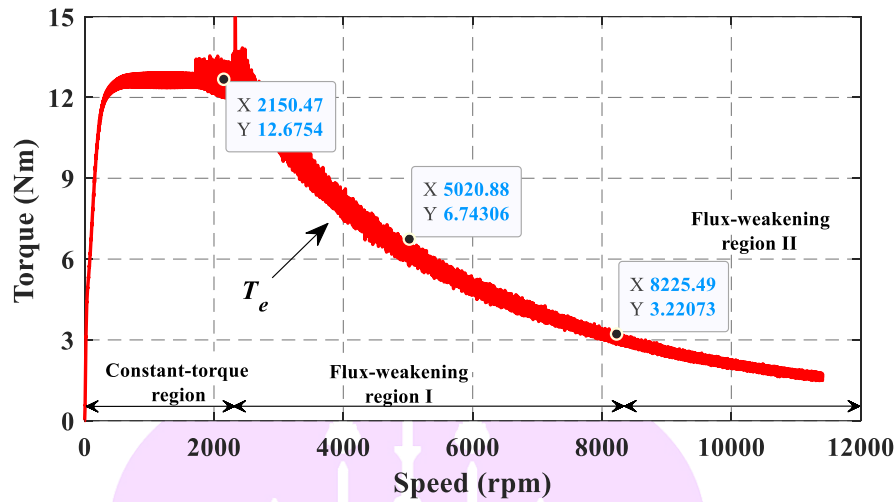
$$K_T = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} = \frac{3}{2} \times 2 \times \frac{0.0698}{0.0744} \times 0.4449 = 1.237$$

สัมประสิทธิ์การรั่วไหล จากสมการ (2.49)

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{0.0698^2}{0.073 \cdot 0.0744} = 0.103$$



ภาพ 83 ผลการจำลองฟลักซ์โรเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ



ภาพ 84 ผลการจำลองแรงบิดไฟฟ้าเทียบกับความเร็วรอบ

(ข) ความเร็วรอบพิกัด และความเร็วรอบวิกฤต

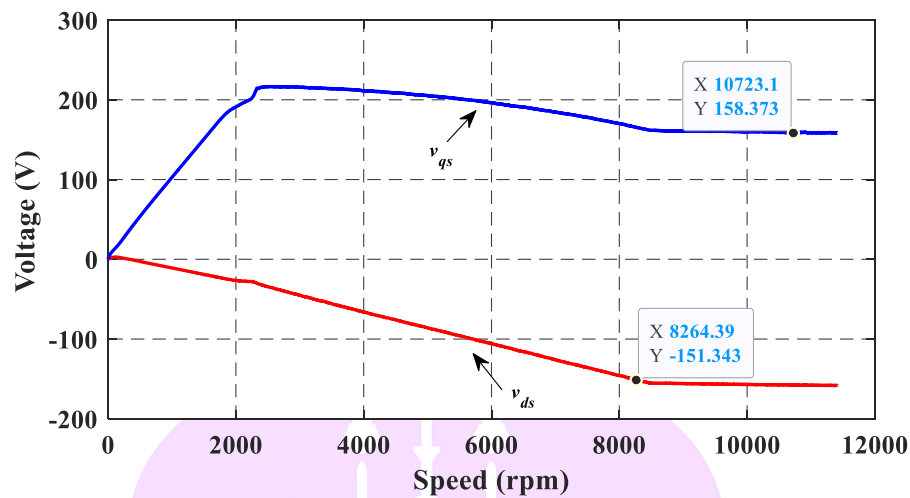
ค่าความเร็วรอบพิกัดสามารถประมาณค่าได้จากสมการ (4.17) ดังนี้

$$\begin{aligned}\omega_{base} &\approx \frac{(V_{s,max})}{\sqrt{\lambda_{rate}^2 \frac{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}{L_m^2} + (\sigma L_s I_{s,max})^2}} \approx \frac{V_{dc} / \sqrt{3}}{\sqrt{\lambda_{rate}^2 \frac{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}{L_m^2} + (\sigma L_s I_{s,max})^2}} \\ &\approx \frac{V_{dc} / \sqrt{3}}{\sqrt{0.4449^2 \frac{0.073^2 - (0.103 \times 0.073)^2}{0.0698^2} + (0.103 \times 0.073 \times 12)^2}} \\ \omega_{base} &\approx 221.1376 \text{ rad/s} = 2110 \text{ rpm}\end{aligned}$$

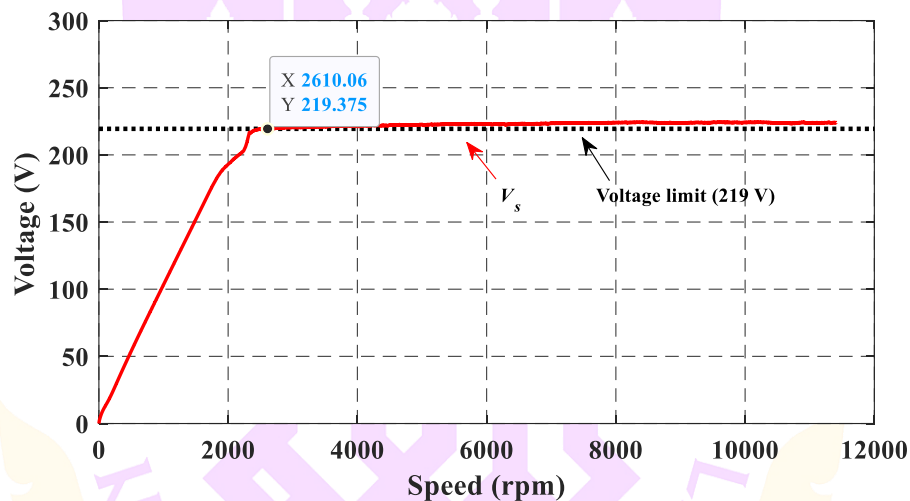
ค่าความเร็วรอบวิกฤตสามารถประมาณค่าได้จากสมการ (4.35)

$$\begin{aligned}\omega_c &\approx \sqrt{\frac{L_s^2 + (\sigma L_s)^2}{2(L_s \sigma L_s)^2}} \times \frac{V_{s,max}}{I_{s,max}} \\ &\approx \sqrt{\frac{0.073^2 + (0.103 \times 0.073)^2}{2(0.073 \times 0.103 \times 0.073)^2}} \times \frac{0.95 \times \frac{400}{\sqrt{3}}}{12} \\ &\approx 1728 \text{ rad/s (elec.)} \Rightarrow \frac{1728}{P} = \frac{1728}{2} = 864.2026 \text{ rad/s (mech.)} \\ \omega_c &\approx 864.2026 \text{ rad/s} = 8252 \text{ rpm}\end{aligned}$$

จากการประมาณค่าความเร็วรอบพิกัดและความเร็วรอบวิกฤต พบว่า ค่าที่ได้จากการคำนวณมีความใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง แสดงในภาพ 84



ภาพ 85 ผลการจำลองแรงดันไฟฟ้าแกนดีและแกนควเทียบกับความเร็วรอบ



ภาพ 86 ผลการจำลองแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ

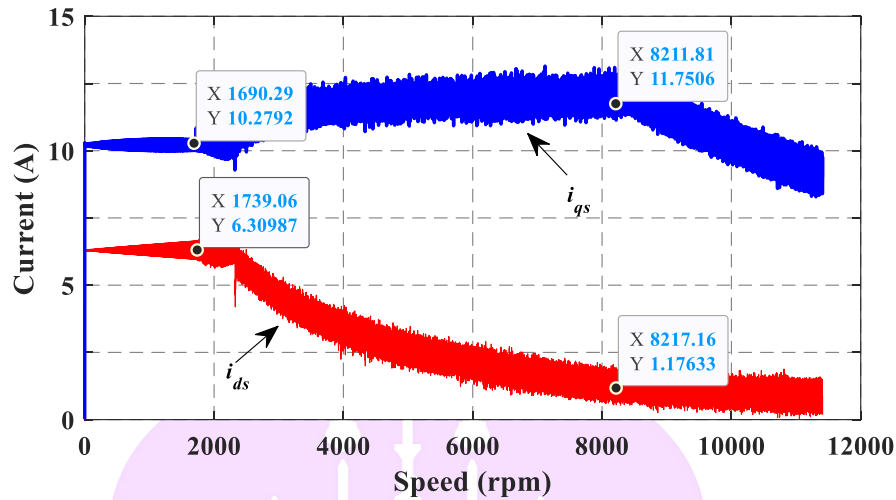
(ค) แรงดันแกนดีและแกนคว แรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ ในย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว
แรงดันแกนดีและแกนควในย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัวคำนวณจากสมการ (4.36)

$$|V_{ds}| = |V_{qs}| = V_{s,\max} / \sqrt{2} = \frac{V_{dc} / \sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 155.1344 \text{ V}$$

แรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ในย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัวคำนวณจากสมการ (4.23)

$$V_{s,\max} = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} = \sqrt{155.1344^2 + 155.1344^2} = 219.3932 \text{ V}$$

จากการคำนวณค่าแรงดันแกนดีและแกนคว และค่าแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ ในย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว พบว่า สอดคล้องกับผลลัพธ์จากการจำลอง ดังแสดงในภาพ 85-86 ตามลำดับ



ภาพ 87 ผลการจำลองกระแสไฟฟ้าแกนดีและแกนควเทียบกับความเร็วรอบ

(ง) กระแสแกนดีและควในย่านแรงบิดคงตัว คำนวณได้จากสมการ (2.65)-(2.66) ตามลำดับ ดังนี้

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_{dr}^*}{L_m} = \frac{0.4449}{0.0698} = 6.3 \text{ A}, \quad i_{qs}^* = \frac{T_e^*}{K_T} = \frac{12.89}{1.237} = 10.4 \text{ A}$$

(จ) กระแสแกนดีและคว ความเร็วเชิงมุมสลิปในจุดเริ่มต้นเข้าสู่ย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัว

จากสมการ (4.27)-(4.29) สามารถคำนวณกระแสแกนดีและแกนคว ณ จุดเริ่มต้นเข้าสู่ย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัวได้ ดังนี้

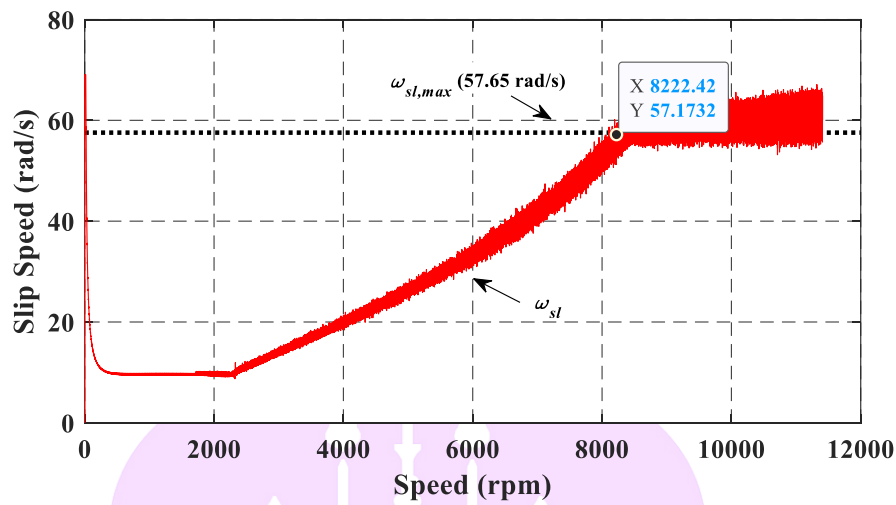
$$i_{ds} = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_e L_s} = \frac{0.95 \times (400 / \sqrt{3})}{\sqrt{2} \times 1728 \times 0.073} = 1.22 \text{ A}$$

$$i_{qs} = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_e \sigma L_s} = \frac{0.95 \times (400 / \sqrt{3})}{\sqrt{2} \times 1728 \times 0.103 \times 0.073} = 11.936 \text{ A}$$

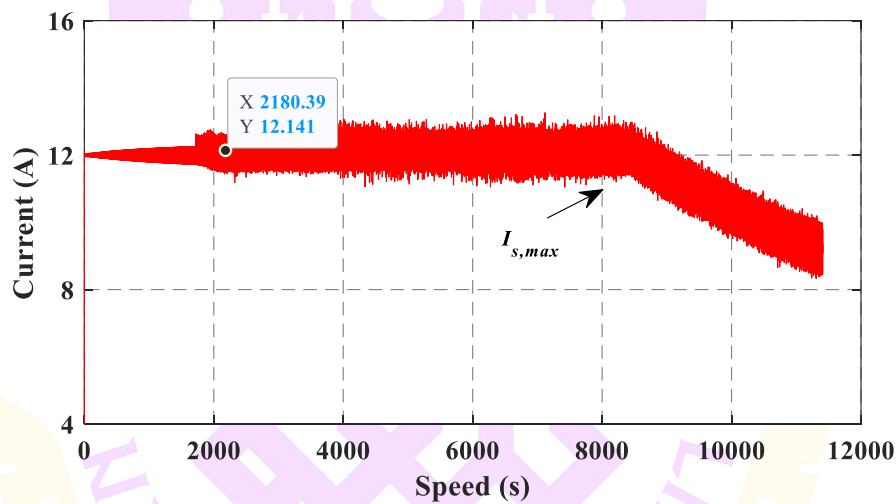
ความเร็วเชิงมุมสลิปในย่านความเร็วเชิงมุมสลิปคงตัวคำนวณได้จากสมการ (4.37)

$$\omega_{sl,\max} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} = \frac{0.441}{0.0744} \times \frac{11.936}{1.22} = 57.63 \text{ rad/s}$$

จากค่าที่ได้จากการคำนวณใน (ง)-(จ) พบว่า ปริมาณกระแสและความเร็วเชิงมุมมีความสอดคล้องกับผลลัพธ์การจำลองในภาพ 87 และ 88 ตามลำดับ



ภาพ 88 ผลการจำลองความเร็วเชิงมุมสลิปเทียบกับความเร็วรอบ



ภาพ 89 ผลการจำลองกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์เทียบกับความเร็วรอบ

(จ) แรงบิดไฟฟ้าที่ความเร็วรอบ 5000 รอบต่อนาที สามารถคำนวณโดยสมการ (6.22)

$$T_e \approx \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r L_s} \left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e} \right) I_{s,\max} \approx \frac{3}{2} \times 2 \times \frac{0.0698^2}{0.0744 \times 0.073} \times \left(\frac{0.95 \times \frac{400}{\sqrt{3}}}{5000 \times \frac{2\pi}{60} \times 2} \right) \times 12 \approx 6.7 \text{ Nm}$$

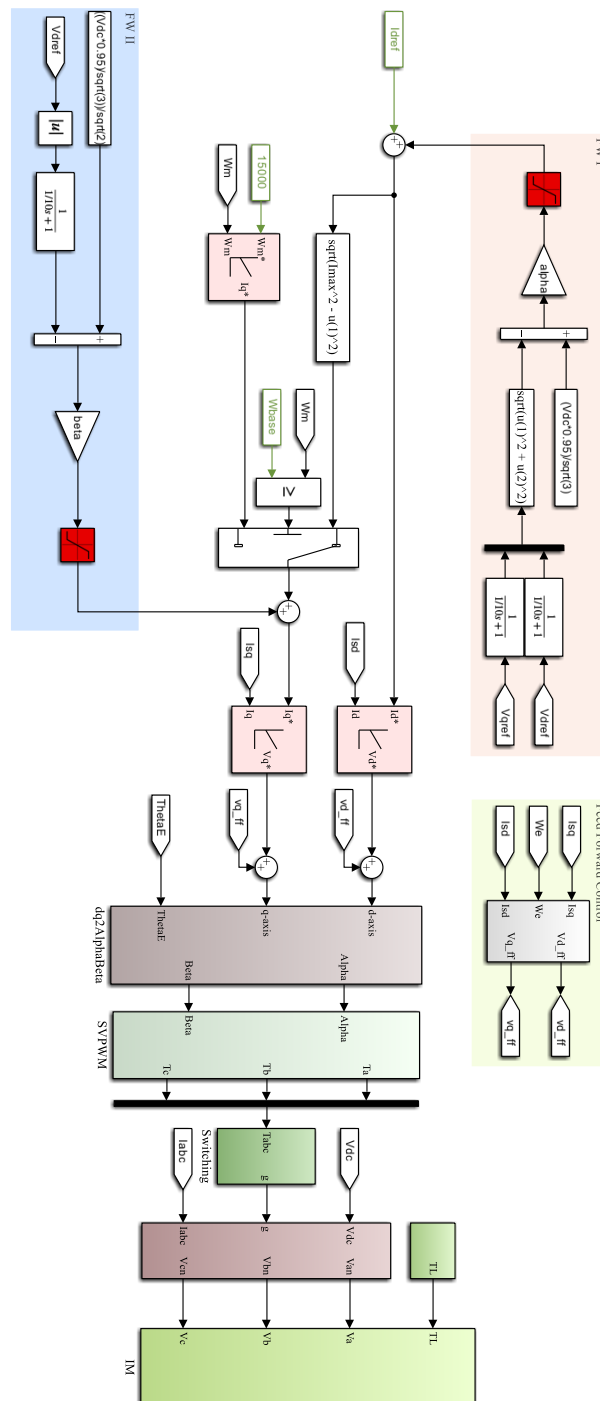
จากการคำนวณปริมาณแรงบิดไฟฟ้าที่ความเร็วรอบ 5000 รอบต่อนาที โดยสมการ (6.22) พบว่า มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลอง ประมาณ 6.7 นิวตันเมตร ดังแสดงในภาพ 84

(ซ) ฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วรอบ 5000 รอบต่อนาที สามารถคำนวณโดยสมการ (6.16)

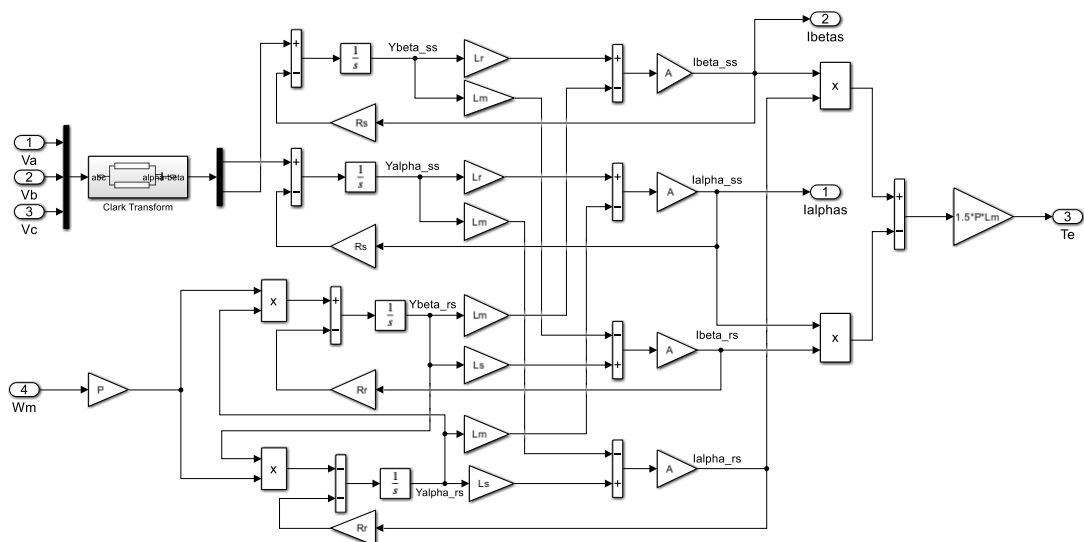
$$\begin{aligned}\lambda_{dr}^* &= L_m i_{ds}^* = L_m \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_e}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,\max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \approx L_m \frac{V_{s,\max}}{L_s \omega_e} \\ &\approx L_m \frac{V_{s,\max}}{L_s \omega_e} = 0.0698 \times \left(\frac{0.95 \times \frac{400}{\sqrt{3}}}{0.073 \times 5000 \times \frac{2\pi}{60} \times 2} \right) \\ \lambda_{dr}^* &\approx 0.2 \text{ Wb}\end{aligned}$$

เมื่อคำนวณปริมาณฟลักซ์โรเตอร์ที่ความเร็วรอบ 5000 รอบต่อนาที โดยอาศัยสมการ (6.16) พบว่า มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากผลลัพธ์การจำลอง ประมาณ 0.18 เวบเบอร์ ดังแสดงในภาพ 84 ดังนั้น จากการคำนวณและการเปรียบเทียบผลลัพธ์การจำลองทั้งหมด สามารถยืนยันได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองมีความสอดคล้องกับทฤษฎีอย่างมีนัยสำคัญ แสดงถึงความถูกต้องและความแม่นยำของกระบวนการคำนวณ ซึ่งช่วยเสริมสร้างความเชื่อมั่นในการออกแบบและการควบคุมระบบมอเตอร์เหนี่ยวนำในทุกย่านความเร็วที่ทำการจำลอง

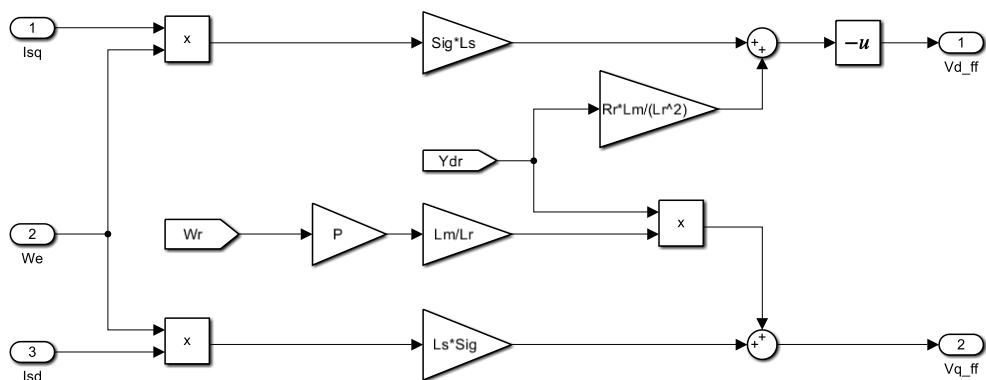
ภาคผนวก ค ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink



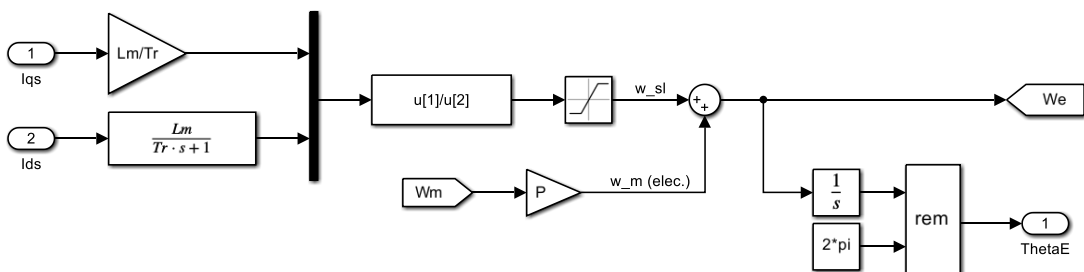
ภาพ 90 บล็อกไดอะแกรมภาพรวมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสบนพื้นฐาน
วิธีการควบคุมปรับพลักซ์ทางอ้อม



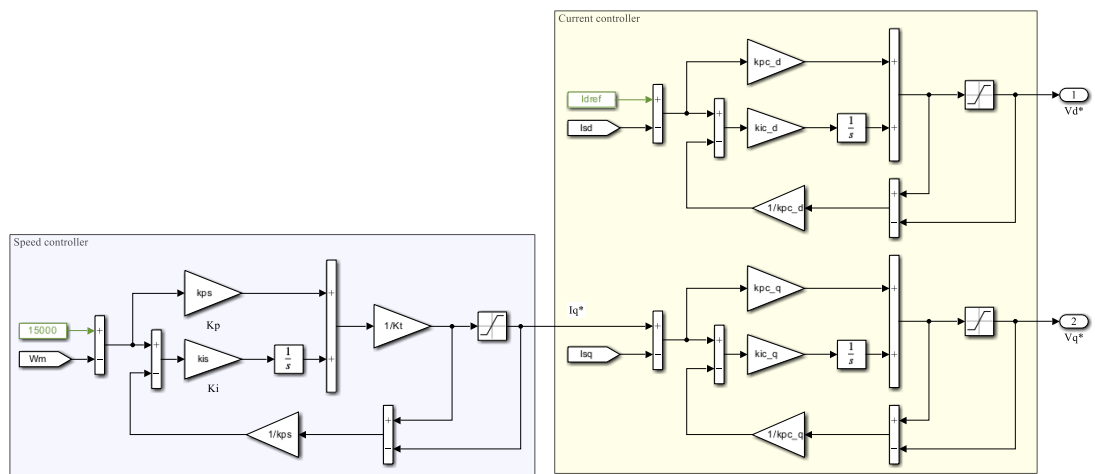
ภาพ 91 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส



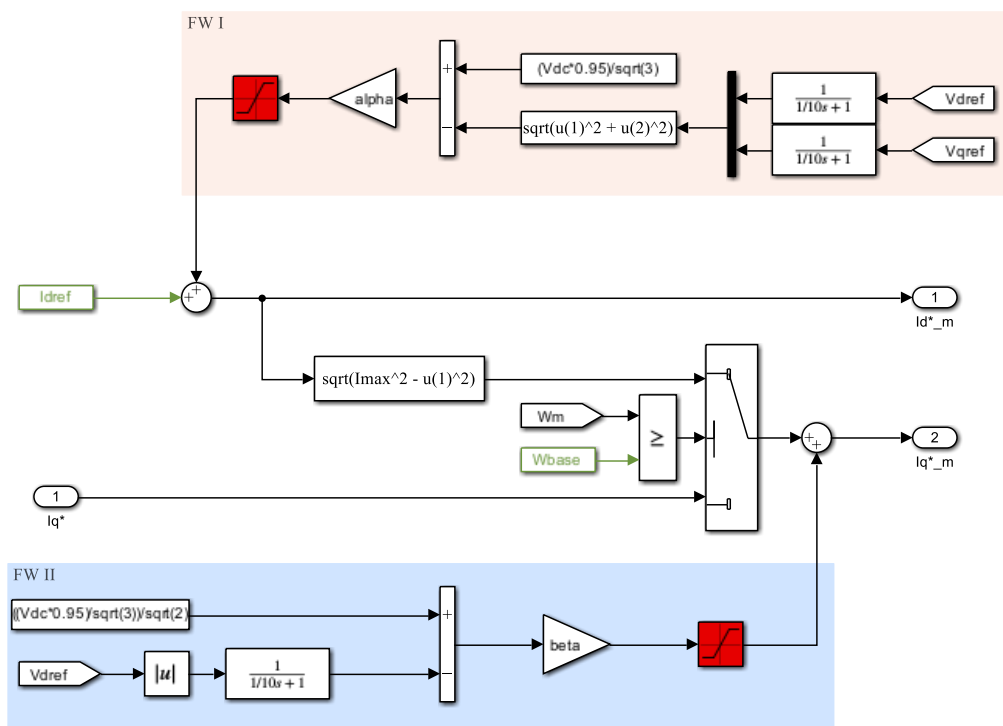
ภาพ 92 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองส่วนขดเคเบิลแรงดันไฟฟ้าคลั่งเกี่ยว



ภาพ 93 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองการประมาณค่าตำแหน่งมุมพลิกซ์โรเตอร์



ภาพ 94 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองตัวควบคุมสำหรับลูบความเร็วรอบและลูบกระแส



ภาพ 95 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองวิธีการควบคุมฟลักซ์อ่อนตัวแบบแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับ

บรรณานุกรม

1. Shi, S., Sun, Y., Li, X., Dan, H., & Su, M. (2020). Moving Integration Filter-Based Open-Switch Fault-Diagnosis Method for Three-Phase Induction Motor Drive Systems. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 6(3), 1093-1103.
2. Lim, Y.-S., Lee, J.-S., & Lee, K.-B. (2019). Advanced Speed Control for a Five-Leg Inverter Driving a Dual-Induction Motor System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(1), 707-716.
3. Yoo, J., Lee, J.-H., & Sul, S.-K. (2023). FEA-Assisted Experimental Parameter Map Identification of Induction Motor for Wide-Range Field-Oriented Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1353-1363.
4. Siddique, A., Yadava, G. S., & Singh, B. (2005). A Review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(1), 106-114.
5. Masoumi, Z., Moaveni, B., Khorshidi, M., Faiz, J., & Gazafrudi, S. M. M. (2022). Experimental Parameter Estimation of Induction Motor Based on Transient and Steady-State Responses in Synchronous and Rotor Reference Frames. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 37(1), 145-152.
6. Amerise, A., Mengoni, M., Vancini, L., Rizzoli, G., Zarri, L., & Tani, A. (2023). Overmodulation Strategies for an Open-End Winding Induction Motor Drive With a Floating Capacitor Bridge. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(11), 11033-11043.
7. Suetake, M., da Silva, I. N., & Goedel, A. (2011). Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor V/f Speed Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(3), 750-760.
8. P, H., Hatua, K., & Rao, S. E. (2022). A Quick Dynamic Torque Control for an Induction-Machine-Based Traction Drive During Square-Wave Mode of Operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(7), 6519-6529.
9. Stender, M., Wallscheid, O., & Bocker, J. (2021). Accurate Torque Control for Induction Motors by Utilizing a Globally Optimized Flux Observer. *IEEE*

Transactions on Power Electronics, 36(11), 13261-13274.

10. Abdelaal, A. S., Mukhopadhyay, S., & Rehman, H. (2022). Battery Energy Management Techniques for an Electric Vehicle Traction System, *IEEE Access*, 10, 84015-84037.
11. Dmitrievskii, V., Prakht, V., Valeev, E., Paramonov, A., Kazakbaev, V., & Anuchin, A. (2023). Comparative Study of Induction and Wound Rotor Synchronous Motors for the Traction Drive of a Mining Dump Truck Operating in Wide Constant Power Speed Range. *IEEE Access*, 11, 68395-68409.
12. Adigintla, S., & Aware, M. V. (2023). Robust Fractional Order Speed Controllers for Induction Motor Under Parameter Variations and Low Speed Operating Regions. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 70(3), 1119-1123.
13. H. Abu-Rub, A. Iqbal, and J. Guzinski. (2012). Mathematical and Simulation Models of AC Machines. In *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*, 19–43.
14. Kim, S.-H. (2017). *Electric motor control : DC, AC, and BLDC motors / Sang-Hoon Kim (1st ed.)*. Elsevier.
15. Dominguez, J. R., Duenas, I., & Ortega-Cisneros, S. (2020). Discrete-Time Modeling and Control Based on Field Orientation for Induction Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(8), 8779-8793.
16. S.-K. Sul. (2010). Vector Control [1 and 2]. In *Control of Electric Machine Drive Systems*, 230–282.
17. Candelo-Zuluaga, C., Riba, J.-R., & Garcia, A. (2021). PMSM Parameter Estimation for Sensorless FOC Based on Differential Power Factor. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 70, 1-12.
18. Rahman, K., Rahman, S., Bhaskar, M. S., Iqbal, A., Khandakar, A., Tariq, M., & Alamri, B. (2022). Field-Oriented Control of Five-Phase Induction Motor Fed From Space Vector Modulated Matrix Converter. *IEEE Access*, 10, 17996-18007.
19. Barik, L. S., & Misra, H. (2024). Dual Side Field Oriented Control of Slip Ring Induction Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1-11.
20. Lee, S., & Lee, S.-H. (2020). dqSynchronous Reference Frame Model of A Series–

- Series Tuned Inductive Power Transfer System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(12), 10325-10334.
21. de Souza, T. S., Bastos, R. R., & Cardoso Filho, B. J. (2020). Synchronous-Frame Modeling and dq Current Control of an Unbalanced Nine-Phase Induction Motor Due to Open Phases. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(2), 2097-2106.
 22. Yang, S.-M., & Lin, K.-W. (2016). Automatic Control Loop Tuning for Permanent-Magnet AC Servo Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3), 1499-1506.
 23. Blanco, F. B. d., Degner, M. W., & Lorenz, R. D. (1999). Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(6), 1424-1432.
 24. Lee, K., & Ha, J. I. (2017). Dynamic decoupling control method for PMSM drive with cross-coupling inductances. *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 563-569.
 25. Briz, F., Degner, M. W., & Lorenz, R. D. (2000). Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3), 817-825.
 26. Hinkkanen, M., Awan, H., Qu, Z., Tuovinen, T., & Briz, F. (2015). Current Control for Synchronous Motor Drives: Direct Discrete-Time Pole-Placement Design. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1-1.
 27. Diab, A. M., Bozhko, S., Guo, F., Rashed, M., Buticchi, G., Xu, Z., Yeoh, S. S., Gerada, C., & Galea, M. (2021). Fast and Simple Tuning Rules of Synchronous Reference Frame Proportional-Integral Current Controller. *IEEE Access*, 9, 22156-22170.
 28. Briz, F., & Abad, G. (2016). Control of induction machines. In *Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications*, 37-99.
 29. L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan, K. Ng. (2014). PID Control System Design for Electrical Drives and Power Converters. In *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters Using MATLAB®/Simulink®*, 41-85.
 30. Pan, Z., Dong, F., Zhao, J., Wang, L., Wang, H., & Feng, Y. (2018). Combined

- Resonant Controller and Two-Degree-of-Freedom PID Controller for PMSLM Current Harmonics Suppression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7558-7568.
31. Sadeghi, R., Madani, S. M., Ataei, M., Agha Kashkooli, M. R., & Ademi, S. (2018). Super-Twisting Sliding Mode Direct Power Control of a Brushless Doubly Fed Induction Generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(11), 9147-9156.
 32. Mehedi, I. M., Saad, N., Magzoub, M. A., Al-Saggaf, U. M., & Milyani, A. H. (2022). Simulation Analysis and Experimental Evaluation of Improved Field-Oriented Controlled Induction Motors Incorporating Intelligent Controllers. *IEEE Access*, 10, 18380-18394.
 33. Nair, H. S., & Lakshminarasamma, N. (2020). A Computationally Simple Predictive CCM Average Current Controller With Nearly Zero Tracking Error for Boost PFC Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(5), 5083-5094.
 34. Al-Kaf, H. A. G., Hakami, S. S., & Lee, K.-B. (2023). Hybrid Current Controller for Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Robust Switching Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(3), 3711-3724.
 35. Ali, S. M. N., Hossain, M. J., Wang, D., Lu, K., Rasmussen, P. O., Sharma, V., & Kashif, M. (2020). Robust Sensorless Control Against Thermally Degraded Speed Performance in an IM Drive Based Electric Vehicle. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 35(2), 896-907.
 36. Jung, C., Torrico, C. R. C., & Giovani Carati, E. (2022). Adaptive Loss Model Control for Robustness and Efficiency Improvement of Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(11), 10893-10903.
 37. Jacob, J., Bottesi, O., Calligaro, S., & Petrella, R. (2021). Design Criteria for Flux-Weakening Control Bandwidth and Voltage Margin in IPMSM Drives Considering Transient Conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 57(5), 4884-4900.
 38. Çavuş, B., & Aktaş, M. (2024). A New Adaptive Terminal Sliding Mode Speed Control in Flux Weakening Region for DTC Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(1), 449-458.

39. Novotny, D. W., & Lipo, T. A. (2005). *Vector control and dynamics of AC drives*. Oxford : Clarendon press.
40. Xu, X., & Novotny, D. W. (1992). Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6), 1353-1358.
41. Sang-Hoon, K., & Sul, S. K. (1995). Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(4), 787-794.
42. Harnefors, L., Pietilainen, K., & Gertmar, L. (2001). Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(1), 161-168.
43. Myoung-Ho, S., Dong-Seok, H., & Soon-Bong, C. (2002). Maximum torque control of stator-flux-oriented induction machine drive in the field-weakening region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(1), 117-122.
44. Myoung-Ho, S., & Dong-Seok, H. (2003). Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(2), 580-586.
45. Zhang, Y., Zhang, B., Yang, H., Norambuena, M., & Rodriguez, J. (2019). Generalized Sequential Model Predictive Control of IM Drives With Field-Weakening Ability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9), 8944-8955.
46. Peng, Z. (2020). Analysis and Implementation of Constrained MTPA Criterion for Induction Machine Drives. *IEEE Access*, 8, 176445-176453.
47. Sang-Hoon, K., & Sul, S. K. (1997). Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field-weakening region. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(4), 512-518.
48. Mengoni, M., Zarri, L., Tani, A., Serra, G., & Casadei, D. (2008). Stator Flux Vector Control of Induction Motor Drive in the Field Weakening Region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2), 941-949.
49. Lin, P.-Y., & Lai, Y.-S. (2011). Novel Voltage Trajectory Control for Field-Weakening Operation of Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(1), 122-127.

50. Mengoni, M., Zarri, L., Tani, A., Serra, G., & Casadei, D. (2012). A Comparison of Four Robust Control Schemes for Field-Weakening Operation of Induction Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1), 307-320.
51. Su, J., Gao, R., & Husain, I. (2018). Model Predictive Control Based Field-Weakening Strategy for Traction EV Used Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), 2295-2305.
52. Zhang, X., Wang, B., Yu, Y., Zhang, J., Dong, J., & Xu, D. (2020). Analysis and Optimization of Current Dynamic Control in Induction Motor Field-Weakening Region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9), 8860-8866.
53. Xie, F., Qiu, C., Wang, Q., Liang, K., Hong, W., Wu, W., & Qian, Z. (2020). The Optimal Speed-Torque Control of Asynchronous Motors for Electric Cars in the Field-Weakening Region Based on the RFR. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(11), 9601-9612.
54. Wang, B., Zhang, J., Yu, Y., Zhang, X., & Xu, D. (2021). Unified Complex Vector Field-Weakening Control for Induction Motor High-Speed Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(6), 7000-7011.
55. Dong, Z., Ding, Z., Wang, B., & Xu, D. (2022). Optimized Anti-Windup Coordinating Strategy for Torque-Maximized High-Speed Flux-Weakening Operation of Constrained Induction Motor Drives. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(2), 2030-2041.
56. Zhang, J., Zhang, X., Yu, Y., Wang, B., & Xu, D. (2024). A Model Reference Adaptive System-Based Online Rotor Time Constant Estimation Method for Induction Motor Field-Weakening Control Utilizing Dot Product of Stator Voltage and Stator Current. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 10(2), 3576-3589.
57. Anno, Y., Seung-Ki, S., Hyeseung, K., & Kyung-Seo, K. (2011). Flux-Weakening Strategy of an Induction Machine Driven by an Electrolytic-Capacitor-Less Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), 1328-1336.
58. Sahoo, S. K., & Bhattacharya, T. (2016). Field Weakening Strategy for a Vector-Controlled Induction Motor Drive Near the Six-Step Mode of Operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(4), 3043-3051.

59. Dong, Z., Yu, Y., Li, W., Wang, B., & Xu, D. (2018). Flux-Weakening Control for Induction Motor in Voltage Extension Region: Torque Analysis and Dynamic Performance Improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(5), 3740-3751.
60. Wang, B., Zhang, X., Yu, Y., Zhang, J., & Xu, D. (2019). Maximum Torque Analysis and Extension in Six-Step Mode-Combined Field-Weakening Control for Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(12), 9129-9138.
61. Dong, Z., Wang, B., Yu, Y., Zhang, X., Zhang, J., Xu, D., & Ding, Z. (2019). Operating Point Selected Flux-Weakening Control of Induction Motor for Torque-Improved High-Speed Operation Under Multiple Working Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(12), 12011-12023.
62. Zhang, X., Wang, B., Yu, Y., Zhang, J., Dong, J., & Xu, D. (2021). Circular Arc Voltage Trajectory Method for Smooth Transition in Induction Motor Field-Weakening Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(5), 3693-3706.
63. Gashtil, H., Pickert, V., Atkinson, D. J., Dahidah, M., & Giaouris, D. (2021). Improved Voltage Boundary With Model-Based Control Algorithm for Increased Torque in the Field Weakening Region of Induction Machines. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7(3), 1600-1614.
64. Zhang, X., Wang, B., Yu, Y., Zhang, J., & Xu, D. (2021). Overmodulation Index Optimization Method for Torque Quality Improvement in Induction Motor Field-Weakening Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12), 11954-11967.
65. Gashtil, H., Pickert, V., Atkinson, D. J., Dahidah, M., & Giaouris, D. (2022). Closed-Loop Voltage Control for Maximizing Inverter Output Voltage in the Field Weakening Region of Induction Machines. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(6), 7514-7526.
66. Zhang, X., Wang, B., Yu, Y., Zhang, J., & Xu, D. (2022). Minimum-Nonlinear-Voltage Method for Torque Ripple Suppression in Induction Motor Overmodulation and Field-Weakening Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(5), 4495-4509.

67. Zhang, J., Wang, B., Yu, Y., Zhang, X., & Xu, D. (2023). Overmodulation Harmonic Modeling and Suppression for Induction Motor Field-Weakening Control With Extended Voltage Tracking Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(6), 5637-5650.
68. Li, Z., Xia, J., Gao, X., Garcia, C., Rodriguez, J., Guo, Y., & Zhang, X. (2024). Flux-Weakening Scheme for Four-Switch Inverter-Fed IM Drives With Optimized Overmodulation-Based Modulated Predictive Torque Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(11), 13614-13624.
69. Zhang, J., Zhang, X., Yu, Y., Wang, B., & Xu, D. (2024). Optimization of Current Dynamic Performance and Torque Harmonic for Induction Motor Field-Weakening Control Under Hexagon Voltage Extension. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(6), 7329-7342.
70. Kwon, T. S., & Sul, S. K. (2006). Novel Antiwindup of a Current Regulator of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor for Flux-Weakening Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(5), 1293-1300.
71. Kwon, T.-S., Choi, G.-Y., Kwak, M.-S., & Sul, S.-K. (2008). Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(6), 1722-1731.
72. Tae-Suk, K., Seung-Ki, S., Alberti, L., & Bianchi, N. (2009). Design and Control of an Axial-Flux Machine for a Wide Flux-Weakening Operation Region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(4), 1258-1266.
73. Liu, H., Zhu, Z. Q., Mohamed, E., Fu, Y., & Qi, X. (2012). Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(2), 942-952.
74. O'Rourke, C. J., Qasim, M. M., Overlin, M. R., & Kirtley, J. L. (2019). A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(4), 2070-2083.
75. Leva, S., & Morando, A. P. (2006). Analysis of Physically Symmetrical Lossy Three-Phase Transmission Lines in Terms of Space Vectors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21(2), 873-882.

76. Jul-Ki, S., Seung-Ill, M., & Sul, S. K. (1997). Induction machine parameter identification using PWM inverter at standstill. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 12(2), 127-132.
77. Jung-Ik, H., & Sul, S. K. (1999). Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(1), 45-51.
78. Jinhwan, J., & Kwanghee, N. (1999). A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(1), 100-110.
79. Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8), 1194-1214.
80. Broeck, H. W. v. d., Skudelny, H. C., & Stanke, G. V. (1988). Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(1), 142-150.
81. Mao, X., Jain, A. K., & Ayyanar, R. (2011). Hybrid Interleaved Space Vector PWM for Ripple Reduction in Modular Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(7), 1954-1967.
82. Jul-Ki, S., Joohn-Sheok, K., & Sul, S. K. (1998). Overmodulation strategy for high-performance torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(4), 786-792.
83. Hava, A. M., Sul, S. K., Kerkman, R. J., & Lipo, T. A. (1999). Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection PWM methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(4), 896-907.
84. Kaewma, P., Pothi, N., Kraikitrat, K., Rakpenthai, C., Shuraiji, A. L., & Pahasa, J. (2024). Robust Flux-Weakening Control Approach for Three-Phase Induction Motor Drives. *2024 21st International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 1-6.
85. Wang, B., Zhang, J., Yu, Y., Zhang, X., & Xu, D. (2019). Speed Adaptive Voltage Closed-Loop Field-Weakening Control for Induction Motor Drives. *2019 IEEE*

Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 7078-7083.

86. Zhang, J., Zhang, X., Yu, Y., Wang, B., & Xu, D. (2023). Current Redistribution Method for Induction Motor Voltage Closed-Loop Field-Weakening Control. *2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 4055-4059.



ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ-สกุล	ภาณุวัฒน์ แก้วมา
วัน เดือน ปี เกิด	17 กุมภาพันธ์ 2543
สถานที่เกิด	เชียงใหม่, ประเทศไทย
วุฒิการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับ 2) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยพะเยา
ที่อยู่ปัจจุบัน	116/2 หมู่ 5 ตำบล บ้านกลาง อำเภอ สันป่าตอง จังหวัด เชียงใหม่ 50120
ผลงานตีพิมพ์	1. Kaewma, P., Pothi, N., & Rakpenthai, C. (2025). Dynamic response analysis of induction motor drive influenced by controller design methods. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), 16(1). 2. Kaewma, P., Pothi, N., Kraikitrat, K., Rakpenthai, C., Shuraiji, A. L., & Pahasa, J. (2024). Robust Flux-Weakening Control Approach for Three-Phase Induction Motor Drives. 2024 21st International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 1-6. 3. ภาณุวัฒน์ แก้วมา และณัฐพงษ์ โพธิ์, “การตอบสนองเชิงพลวัตของตัวควบคุมกระแสสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 45, หน้า 146-149. 4. ภาณุวัฒน์ แก้วมา และณัฐพงษ์ โพธิ์, “การศึกษาเปรียบเทียบผลกระทบจากค่าอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวควบคุมการอ่อนตัวของฟลักซ์,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 47, หน้า 283-286
รางวัลที่ได้รับ	รางวัลบทความดีเด่นระดับนานาชาติ ในการนำเสนอผลงานวิจัยระดับนานาชาติ “ECTI-CON 2024” ครั้งที่ 21 ประจำปี 2024 ทุนผู้ช่วยสอน คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยพะเยา ปี 2565