



การออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัส
ชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive
via Indirect Vector Control

ณัฐวุฒิ คงชู

Natthawut Kongchoo

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the

Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Prince of Songkla University

2566

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์



การออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัส
ชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive
via Indirect Vector Control

ณัฐวุฒิ คงชู

Natthawut Kongchoo

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the

Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Prince of Songkla University

2566

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

ชื่อวิทยานิพนธ์	การออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
ผู้เขียน	นายณัฐวุฒิ คงชู
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	คณะกรรมการสอบ
..... (ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)ประธานกรรมการ (อาจารย์ ดร.วฤทธิ์ วิชกุล)
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วมกรรมการ (ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)
..... (รองศาสตราจารย์ ดร.ณัฐา จินดาเพ็ชร)กรรมการ (รองศาสตราจารย์ ดร.ณัฐา จินดาเพ็ชร)
กรรมการ (อาจารย์ ดร.มงคล แซ่เจี๋ย)
กรรมการ (ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทศพร ณรงค์ฤทธิ์)

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

.....
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เอกกิง วงศ์ศิริโชติ)

รักษาการแทนคณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ขอรับรองว่า ผลงานวิจัยนี้มาจากการศึกษาวิจัยของนักศึกษาเอง และได้แสดงความขอบคุณบุคคลที่มีส่วนช่วยเหลือแล้ว

ลงชื่อ.....

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

ลงชื่อ.....

(รองศาสตราจารย์ ดร.ณัฐรา จินดาเพ็ชร)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

ลงชื่อ.....

(นายณัฐวุฒิ คงชู)

นักศึกษา

ข้าพเจ้าขอรับรองว่า ผลงานวิจัยนี้ไม่เคยเป็นส่วนหนึ่งในการอนุมัติปริญญาในระดับใดมาก่อน
และไม่ได้ถูกใช้ในการยื่นขออนุมัติปริญญาในขณะนี้

ลงชื่อ.....

(นายณัฐวุฒิ คงชู)

นักศึกษา

ชื่อวิทยานิพนธ์	การออกแบบตัวควบคุมแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
ผู้เขียน	นายณัฐวุฒิ คงชู
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา	2565

บทคัดย่อ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจำเป็นต้องใช้ความสัมพันธ์ของสมการเชิงอนุพันธ์ของมอเตอร์ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จึงถูกนำเสนอเพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการปรับปรุงผลตอบสนองของความเร็วรอบของมอเตอร์ต่อความเร็วรอบอ้างอิง และลดผลกระทบการสั่นสะเทือนของมอเตอร์ ด้วยเหตุนี้ การพัฒนาตัวควบคุมสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจึงได้รับการศึกษา และยืนยันผ่านการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีซอฟต์แวร์ในลูปบนโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อตรวจสอบและเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของตัวควบคุมแต่ละชนิด ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายร่วมกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ผลตอบสนองการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่รวดเร็วและแม่นยำ รวมถึงสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ได้ดี นอกจากนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป เพื่อเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นก่อนนำไปใช้ในงานทางด้านปฏิบัติ

คำสำคัญ: มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร , ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม , ตัวควบคุมพีไอ , ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย , ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง , ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย , ซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป

Thesis Title	Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive via Indirect Vector Control
Author	Mr.Natthawut Kongchoo
Major Program	Electrical Engineering
Academic Year	2022

ABSTRACT

This thesis proposes the development of the indirect vector control for PMSM drive. The indirect vector control requires the relationship of the motor differential equations. Therefore, this thesis proposes a mathematical model of the PMSM to study the PMSM operation and design the indirect vector control. The aim of this thesis is to improve the speed response of the PMSM compared with the reference speed and reduce the vibration effect of the PMSM. For this reason, the controller improvement for the indirect vector control was studied and confirmed through the simulation of the indirect vector control for PMSM drive by software-in-the-loop embedded software technique on MATLAB/Simulink program. This technique is used to verify and compare the controller performance in each type. The simulation results show that the predictive speed controller operated with the model predictive current controller provides a fast and accurate PMSM speed tracking performance and can reduce the PMSM torque ripple. In addition, this thesis also presents the simulation of the indirect vector control by processor-in-the-loop embedded software technique to verify and evaluate the proposed controller before real hardware implementation.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor, Indirect Vector Control, PI Controller, Predictive Current Controller, Model Predictive Current Controller, Predictive Speed Controller, Processor-in-the-loop embedded software.

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก และรองศาสตราจารย์ ดร.ณัฐฐา จินดาเพชร อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ได้กรุณาอุทิศเวลาในการให้คำปรึกษาแนะนำองค์ความรู้ที่มีประโยชน์ ช่วยพัฒนากระบวนการคิด การเรียนรู้และการแก้ปัญหาในการทำวิจัย รวมทั้งให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้า ตลอดจนได้ช่วยตรวจทาน วิจาร์ณ และแก้ไขวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนแล้วเสร็จสมบูรณ์

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ ดร.วฤทธิ วิชกุล ดร.มงคล แซ่เจี๋ย และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ ที่ได้กรุณาอุทิศเวลาเป็นกรรมการสอบป้องกันวิทยานิพนธ์และให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยเสมอมา

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อนุวัตร ประเสริฐสิทธิ์ ที่ได้กรุณาอุทิศเวลาเป็นกรรมการสอบโครงร่างวิทยานิพนธ์และให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยเสมอมา

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่ ที่ได้ให้การสนับสนุนเงินอุดหนุนการวิจัยเพื่อวิทยานิพนธ์ และให้ความช่วยเหลือด้านการประสานงานต่าง ๆ ด้วยดีเสมอมา

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่ ที่ได้ให้การสนับสนุนอุปกรณ์ ห้องปฏิบัติการ และสถานที่ในการทำวิทยานิพนธ์

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ คณาจารย์ บุคลากร รวมถึงมิตรสหายในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษาและความช่วยเหลือที่ดีเสมอมา

สุดท้ายนี้ ข้าพเจ้าน้อมรำลึกถึงพระคุณของบิดามารดา และครอบครัว ที่ให้ความรักความห่วงใย คอยส่งเสริมและสนับสนุน ให้คำปรึกษา และให้กำลังใจที่ดีเยี่ยมแก่ข้าพเจ้า จนกระทั่งข้าพเจ้าประสบความสำเร็จ

ณัฐวุฒิ คงชู

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	(5)
ABSTRACT.....	(6)
กิตติกรรมประกาศ.....	(7)
สารบัญ.....	(8)
สารบัญตาราง.....	(12)
สารบัญรูป.....	(14)
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	4
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.5 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย.....	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.7 การจัดรูปเล่มรายงาน.....	6
2 ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 บทนำ.....	8
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในรูปควบคุมความเร็วรอบ.....	8
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในรูปควบคุมกระแส.....	13
2.4 สรุป.....	18
3 หลักการทำงานและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 หลักการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	19
3.3 การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's Transformation).....	21

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 การแปลงแบบปาร์ค (Park's Transformation).....	22
3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	25
3.6 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร บนโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	31
3.7 สรุป.....	38
4 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	39
4.1 บทนำ.....	39
4.2 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์.....	40
4.3 การออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	41
4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมกระแส.....	45
4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมความเร็วรอบ.....	48
4.3.3 เทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation).....	51
4.4 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	52
4.5 สรุป.....	59
5 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	61
5.1 บทนำ.....	61
5.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	61
5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	67
5.4 สรุป.....	74
6 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....	76
6.1 บทนำ.....	76
6.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....	76
6.2.1 การทำนายกระแสอ้างอิงในอนาคต.....	79
6.2.2 การคำนวณกระแสบนแกน dq ในอนาคต.....	80

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2.3 การคำนวณฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุด.....	83
6.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....	84
6.4 สรุป.....	92
7 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย.....	94
7.1 บทนำ.....	94
7.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย.....	95
7.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย.....	99
7.4 สรุป.....	109
8 การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์ แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป.....	111
8.1 บทนำ.....	111
8.2 การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์ แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป.....	111
8.2.1 ซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป.....	111
8.2.2 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335.....	114
8.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป.....	116
8.4 สรุป.....	120
9 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	121
9.1 สรุป.....	121
9.2 ข้อเสนอแนะ.....	124
บรรณานุกรม.....	126
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	130

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระหว่างการศึกษา.....	141
ประวัติผู้เขียน.....	152

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในลูปควบคุมความเร็วรอบ.....	9
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในลูปควบคุมกระแส.....	13
3.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์.....	33
3.2 การจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ด้วยการปรับแรงบิดโหลด.....	35
3.3 การจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ด้วยการปรับแรงดันต่อความถี่.....	37
4.1 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	55
4.2 เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์.....	57
4.3 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....	57
5.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แต่ละอันดับในกรณีทำนายในรอบที่ $k + 1$	65
5.2 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	70
5.3 เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์.....	72
5.4 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....	73
6.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แต่ละอันดับในกรณีทำนายในรอบที่ $k + 2$	80
6.2 สถานการณ์สวิทช์ของไอจีบีทีสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	82
6.3 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	87
6.4 เปอร์เซ็นต์ค่าพุงเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์.....	90

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.5	ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....
7.1	ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แต่ละอันดับในกรณีทำนายในรอบที่ $k+1$
7.2	ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....
7.3	เปอร์เซ็นต์ค่าฟุงเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์.....
7.4	ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....
8.1	โหมดการทำงานของการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335.....
ก.1	ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้รับจากทางบริษัทผู้ผลิต.....
ก.2	ผลการทดสอบวัดค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์.....
ก.3	ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้.....

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ภาพรวมของงานวิจัยวิทยานิพนธ์.....	3
3.1 มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	20
3.2 การแปลงปริมาณสามเฟส abc ไปอยู่บนแกน $\alpha\beta$	21
3.3 การแปลงปริมาณจากแกน $\alpha\beta$ ไปอยู่บนแกน dq.....	23
3.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนระบบสามเฟส.....	25
3.5 แบบจำลองที่เปรียบเทียบจากปริมาณสามเฟส abc ไปยังแกน dq.....	26
3.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq.....	29
3.7 ชุดบล็อกของกระแสเตเตอร์บนแกน d.....	31
3.8 ชุดบล็อกของกระแสเตเตอร์บนแกน q.....	32
3.9 ชุดบล็อกของแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์.....	32
3.10 ชุดบล็อกของความเร็วของมอเตอร์.....	32
3.11 ชุดบล็อกของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	33
3.12 การเชื่อมต่อแบบจำลองของ PMSM Model.....	34
3.13 การเชื่อมต่อแบบจำลองของ Benchmark Model.....	34
3.14 ผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีการปรับแรงบิดโหลด.....	36
3.15 ผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีการปรับแรงดันต่อความถี่.....	37
4.1 ค่าพลาซิกซ์ของมอเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม.....	42
4.2 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	44
4.3 แผนภาพไดอะแกรมของระบบในรูปควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	47
4.4 แผนภาพทางกลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร.....	48
4.5 แผนภาพไดอะแกรมของระบบในรูปควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	49
4.6 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมความเร็วรอบ.....	50
4.7 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 หลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	52
4.9 การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	53
4.10 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	55
4.11 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	56
4.12 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบ อ้างอิงของมอเตอร์.....	58
4.13 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....	59
5.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	62
5.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq.....	63
5.3 หลักการควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	65
5.4 แผนภาพกระบวนการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	66
5.5 ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อน มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	68
5.6 ชุดบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย.....	68
5.7 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	70
5.8 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....	71
5.9 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบ อ้างอิงของมอเตอร์.....	73
5.10 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....	74
6.1 โครงสร้างของการควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....	77
6.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....	78

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3	โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....79
6.4	แผนภาพกระบวนการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....83
6.5	ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....85
6.6	ชุดบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง.....86
6.7	ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....88
6.8	สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....88
6.9	ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....91
6.10	สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....92
7.1	โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็รรอบแบบทำนาย.....95
7.2	หลักการควบคุมความเร็รรอบแบบทำนาย.....98
7.3	ไดอะแกรมการคำนวณกระแสอ้างอิงบนแกน q ด้วยตัวควบคุมความเร็รรอบแบบทำนาย.....99
7.4	ชุดบล็อกเพื่อจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็รรอบแบบทำนาย.....100
7.5	ชุดบล็อกตัวควบคุมความเร็รรอบแบบทำนาย.....100
7.6	ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....103
7.7	สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....104
7.8	ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....107
7.9	สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์.....108
7.10	กราฟเปรียบเทียบผลตอบสนองระหว่างสัญญาณแรงบิดและความเร็รรอบของมอเตอร์.....109

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.1	โครงสร้างของการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป.....112
8.2	บล็อกไดอะแกรมการโปรแกรมระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป.....113
8.3	บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335.....114
8.4	การ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 (ซ้าย) และบอร์ด Docking station (ขวา).....114
8.5	การตั้งค่าสวิตช์ SW1 และ SW2 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 สำหรับโหมด Jump to SARAM.....115
8.6	โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกเพื่อจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป.....117
8.7	การเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป.....118
8.8	ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด.....119
8.9	ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความถี่รอบ อ้างอิงของมอเตอร์.....119
ก.1	มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ทดสอบหาค่าพารามิเตอร์.....131
ก.2	วงจรถดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์.....132
ก.3	การต่อวงจรถดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์จริง.....132
ก.4	วงจรถดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq.....134
ก.5	การต่อวงจรถดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq จริง.....134
ก.6	สัญญาณแรงดันและกระแสของมอเตอร์.....135
ก.7	วงจรถดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์.....136
ก.8	การต่อวงจรถดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์จริง.....136
ก.9	สัญญาณแรงดันของมอเตอร์เฟส A.....137

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ก.10 สัญญาณแรงดันของมอเตอร์เฟส B.....	138
ก.11 สัญญาณแรงดันของมอเตอร์เฟส C.....	139

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

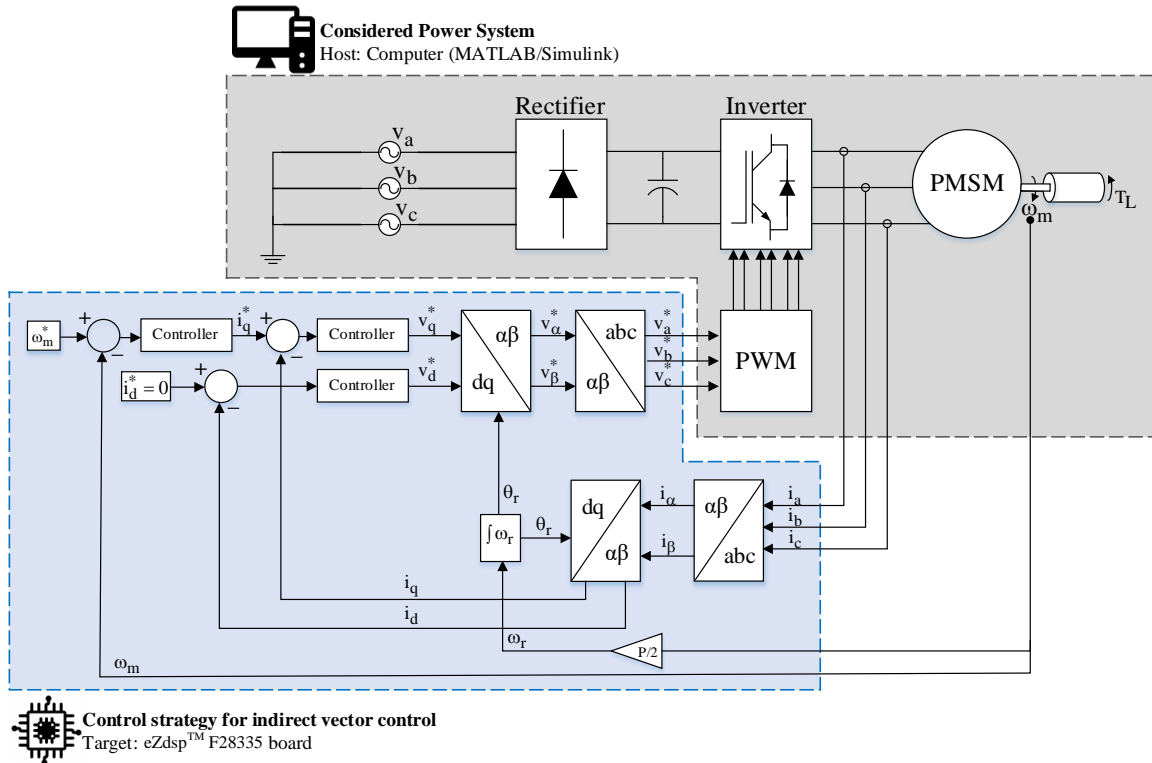
มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรถูกนำมาใช้เป็นต้นกำลังในระบบต่าง ๆ อย่างแพร่หลาย ยกตัวอย่าง เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้าในโรงงานอุตสาหกรรมหรือโรงไฟฟ้าต่าง ๆ ลิฟท์ขนส่ง สายพานลำเลียง รวมถึง งานที่กำลังเป็นที่สนใจในปัจจุบัน คือ การใช้เป็นมอเตอร์ต้นกำลังสำหรับระบบขับเคลื่อนรถยนต์ไฟฟ้า มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรซึ่งมีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่ต่างกันในขดลวดบนโรเตอร์ถูกเปลี่ยนเป็นแม่เหล็กถาวร ทำให้มอเตอร์มีน้ำหนักลดลง และด้วยการทำงานของแม่เหล็กถาวร ทำให้ไม่มีกำลังงานสูญเสียในขดลวดของโรเตอร์ (นนทการณ มังคลา, 2565) นอกจากนี้ มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีความเป็นขั้วแม่เหล็กด้วยตัวเอง ไม่ต้องพึ่งสนามแม่เหล็กจากสเตเตอร์ ทำให้มีความหนาแน่นของพลังงานสูงกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ส่งผลให้สามารถสร้างแรงบิดจากความเร็รรอบเป็นศูนย์ได้ และสามารถทำความเร็รรอบของมอเตอร์ได้สูง

ระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีการพัฒนาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน มีผู้คิดค้นวิธีการควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรออกมาหลากหลายวิธี เช่น การควบคุมปรับแรงดันต่อความถี่ของมอเตอร์ (G. D. Andreescu, C. E. Coman, A. Moldovan and I. Boldea, 2012) การควบคุมแรงบิดและฟลักซ์โดยตรง และการควบคุมแบบเวกเตอร์ วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์มีข้อได้เปรียบกว่าการควบคุมปรับแรงดันต่อความถี่ของมอเตอร์ เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ต่างจากการควบคุมปรับแรงดันต่อความถี่ของมอเตอร์ที่ไม่สามารถควบคุมได้ หรือกล่าวได้ว่า เมื่อมีการเพิ่มภาระจากโหลดให้กับมอเตอร์จะทำให้ความเร็รรอบของมอเตอร์กลับเข้าสู่สภาวะคงที่ช้ากว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ จากจุดเด่นของการควบคุมแบบเวกเตอร์ ผู้วิจัยจึงสนใจศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงมีข้อด้อย คือ ต้องอาศัยเครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์สำหรับการนำมาคำนวณในกระบวนการควบคุม ซึ่งมีความยุ่งยากในการติดตั้ง รวมถึงค่าใช้จ่ายในการติดตั้งที่เพิ่มขึ้น จากข้อด้อยดังกล่าว เมื่อพิจารณาระบบ

ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแล้ว พบว่า การควบคุมจะใช้เงื่อนไขความสัมพันธ์จากสมการของมอเตอร์และความเร็วรอบที่วัดได้ เพื่อออกแบบโครงสร้างให้กับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (ภักดี สวัสดิ์นะที, 2556) แต่ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมก็มีข้อด้อย คือ จำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกต้อง เพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะที่ดี อย่างไรก็ตามข้อด้อยดังกล่าวสามารถปรับแก้ได้หากมีการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และการค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกต้อง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงสนใจที่จะศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

การพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและวิธีการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ซึ่งเป็นตัวควบคุมแบบดั้งเดิม เพื่อเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้มีสมรรถนะเพิ่มขึ้น โดยประเด็นปัญหาที่มุ่งเน้นจะพัฒนาประกอบด้วย การลดการฟุ้งเกินของผลตอบสนองความเร็วรอบของมอเตอร์ และการลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ จากประเด็นดังกล่าว ทำให้ผู้วิจัยได้ศึกษาและพัฒนาตัวควบคุมในรูปควบคุมกระแส ประกอบด้วย ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งมีข้อดี คือ สามารถลดการประวิงเวลาของระบบควบคุมในกระบวนการคำนวณแบบดิจิทัลได้ ทำให้สามารถลดการฟุ้งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิงให้น้อยลงได้ แต่ยังมีข้อบกพร่อง คือ การกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ยังสูง ซึ่งประเด็นข้อบกพร่องดังกล่าวนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ซึ่งมีข้อดีกว่า คือ มีการคำนวณฟังก์ชันต้นทุนตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุม ทำให้ได้สัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุด ส่งผลให้สามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ให้น้อยลงได้ นอกจากนี้ ผู้วิจัยได้ศึกษาและพัฒนาตัวควบคุมในรูปควบคุมความเร็วรอบ เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยการศึกษาตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย ซึ่งมีข้อดีเช่นเดียวกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ทำให้สามารถลดการฟุ้งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิงให้น้อยลงได้อีก และสุดท้ายผู้วิจัยได้ศึกษาการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรแกรมเมอร์ในลูป (Processor in the loop) เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมบนโปรแกรมเมอร์ที่จะใช้เป็นตัวประมวลผลสำหรับการควบคุมอิเล็กทรอนิกส์ ก่อนนำ

อัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริงในอนาคต ภาพรวมของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 ภาพรวมของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาหลักการการทำงานและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

1.2.2 เพื่อศึกษาองค์ความรู้เกี่ยวกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และจำลองสถานการณ์การควบคุมมอเตอร์ของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.2.3 เพื่อศึกษาและหาแนวทางการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรให้มีสมรรถนะเพิ่มขึ้น และจำลองสถานการณ์การควบคุม

มอเตอร์ของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้จากการพัฒนาแล้ว ผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.2.4 เพื่อทดสอบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 พิกัดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสำหรับการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม MATLAB/Simulink เท่ากับ 1.0 แรงม้า และพิกัดแรงบิดของโหลดทดสอบไม่เกิน 5 นิวตันเมตร

1.3.2 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ในโปรแกรม MATLAB/Simulink ได้รับจากการทดสอบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจริง

1.3.3 การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจะใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

1.3.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้สำหรับประมวลผลของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลเท่านั้น

1.4.2 ผลการทดสอบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ดำเนินการจำลองสถานการณ์ผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink เท่านั้น

1.4.3 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะพิจารณาเฉพาะการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ตามแรงบิดโหลดที่พิจารณาเท่านั้น

1.5 ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย

ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย มีรายละเอียดการดำเนินงาน ดังนี้

ขั้นที่ 1 สำรวจและปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของลูปควบคุมความเร็วรอบ

ขั้นที่ 2 สำรวจและปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของลูปควบคุมกระแส

ขั้นที่ 3 ศึกษาหลักการทํางานและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

ขั้นที่ 4 ศึกษาและออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการดั้งเดิม (ตัวควบคุมพีไอ) สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

ขั้นที่ 5 ศึกษาและพัฒนาองค์ความรู้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ให้มีประสิทธิภาพการทํางานที่ดีขึ้น

ขั้นที่ 6 ทดสอบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 ได้องค์ความรู้ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

1.6.2 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และองค์ความรู้ในการจำลองสถานการณ์การควบคุมมอเตอร์ของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.6.3 ได้องค์ความรู้ในการพัฒนาและออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรให้มีสมรรถนะเพิ่มขึ้น

1.6.4 ได้องค์ความรู้ในการทดสอบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป

1.6.5 บทความวิจัยได้รับการเผยแพร่ในวารสารระดับชาติ หรือระดับนานาชาติ

1.7 การจัดรูปเล่มรายงาน

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบด้วย 9 บท 1 ภาคผนวก ซึ่งในแต่ละส่วนมีสาระสำคัญ ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้นและขอบเขตของการวิจัย ระเบียบวิธีการดำเนินงานวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงการปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร แบ่งการปรีทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องออกเป็น 2 ส่วน คือ การปรีทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ และการปรีทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส

บทที่ 3 นำเสนอหลักการการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนโปรแกรม MATLAB/Simulink

บทที่ 4 นำเสนอหลักการการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ รวมทั้งการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ

บทที่ 5 นำเสนอหลักการการทำงานและการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย รวมทั้งการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

บทที่ 6 นำเสนอหลักการการทำงานและการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง รวมทั้งการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์

ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

บทที่ 7 นำเสนอหลักการการทำงานและการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย รวมทั้งการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

บทที่ 8 นำเสนอการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป และผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป

บทที่ 9 กล่าวถึงการสรุปผลการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และข้อเสนอแนะเพื่อนำไปพัฒนางานวิจัยวิทยานิพนธ์ในอนาคต

ภาคผนวก ก การหาค่าพารามิเตอร์ของ มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

ภาคผนวก ข บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระหว่างการศึกษา

บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มุ่งเน้นออกแบบและพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ดังนั้น การศึกษาปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานด้านระบบควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจึงถือว่าเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญอย่างมากสำหรับการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ บทสรุปของปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องจากอดีตจนถึงปัจจุบันนี้ จะถูกนำเสนอในหัวข้อที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยบทนี้จะได้นำเสนอรายละเอียดต่าง ๆ ของงานวิจัย ได้แก่ ปีที่ตีพิมพ์ คณะผู้วิจัย รวมถึงคำอธิบายสาระสำคัญของงานวิจัย

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรนั้น มีส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ ส่วนของรูปควบคุมความเร็วรอบ และส่วนของรูปควบคุมกระแส ซึ่งการพัฒนา ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้มีสมรรถนะเพิ่มมากขึ้น จะมุ่งเน้นไปที่การเลือกใช้ตัวควบคุม และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้เหมาะสมกับงาน โดยในหัวข้อนี้ จะนำเสนอการศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยได้แสดงผล การศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1	2011	B.Adhavan, A.Kuppuswamy, G.Jayabaskaran and Dr.V.Jagannathan	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Fuzzy Logic Control ใน รูป ควบคุม ความ เร็ว รอบ เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ซึ่งผลการดำเนินงานสามารถช่วยลดกระแสสตาร์ทของมอเตอร์ลงได้ รวมทั้งลดความผิดพลาดของผลตอบสนอง ความเร็วรอบของมอเตอร์ได้
2	2012	Shihua Li and Hao Gu	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Fuzzy Adaptive Internal Model Control ใน รูป ควบคุม ความเร็วรอบ เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยผลการดำเนินงานสามารถปรับปรุงผลตอบสนอง การทำงานของมอเตอร์ให้มีผลตอบสนองที่ รวดเร็วและแม่นยำกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ
3	2018	Fortino Mendoza-Mondragon, Victor Manuel Hernandez-Guzman and Juvenal Rodriguez-Resendiz	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Two-Degrees-of-Freedom Control ในรูปควบคุมความเร็วรอบ เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ผลปรากฏว่า สมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบ

ตารางที่ 2.1 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			เวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอมีผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่รวดเร็วและแม่นยำกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ
4	2019	Meng Shao, Yongting Deng, Hongwen Li, Jing Liu and Qiang Fei	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการใช้ตัวควบคุม Generalized Predictive Controller With a High-Order Terminal Sliding Mode Observer ในรูปควบคุมความเร็วรอบ เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ผลปรากฏว่า ผลตอบสนองของความเร็วมอเตอร์สามารถลดการกระชาก ในขณะที่ปรับเปลี่ยนความเร็วได้ดี และผลการทำงานมีความแม่นยำ
5	2019	Qiang Fei, Yongting Deng, Hongwen Li, Jing Liu and Meng Shao	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการใช้ตัวควบคุม Model Predictive ร่วมกับ Iterative Learning Controls ในรูปควบคุมความเร็วรอบ เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ผลปรากฏว่า สมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอมีผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่ดีกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ คือ

ตารางที่ 2.1 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			ผลตอบสนองไม่เกิดการกระชากของสัญญาณรวมทั้งมีการกระเพื่อมของสัญญาณต่ำ และมีความแม่นยำ
6	2021	Wei Xu, Abdul Khalique Junejo, Yirong Tang, Muhammad Shahab, Habib Ur Rahman Habib, Yi Liu and Shoudao Huang	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยพัฒนาตัวควบคุม Sliding Mode Control ในรูปควบคุมความเร็วรอบ ซึ่งพัฒนาตัวควบคุมเป็น Fast Terminal Sliding Mode Control (FTSMC) เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ผลปรากฏว่า สมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอมีผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่รวดเร็วและแม่นยำกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ
7	2021	Tae-II Yeom and Dong-Choon Lee	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการใช้ตัวควบคุม Sliding Mode Control (SMC) ในการควบคุมมอเตอร์จำนวน 2 ตัวพร้อมกัน ซึ่งผลการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอ มีผลตอบสนองของความเร็วมอเตอร์ที่รวดเร็วและแม่นยำทั้ง 2 ตัว
8	2022	Kailiang Yu, Zheng Wang, Wei Hua and Ming Cheng	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการใช้ตัวควบคุม Deadbeat Predictive Speed Control เปรียบเทียบกับ

ตารางที่ 2.1 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ผลปรากฏว่า สมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอมีผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่รวดเร็วกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ และมีผลตอบสนองของความเร็วมอเตอร์ที่ดีไม่เกิดการกระชากของสัญญาณในขณะที่ปรับเปลี่ยนความเร็ว
9	2023	Chakib Chatri, Moussa Labbadi, Mohammed Ouassaid, Kamal Elyaalaoui, and Yassine El Houm	นำเสนอการพัฒนาการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการใช้ตัวควบคุม Integral Terminal Sliding Mode Control (ITSMC) ในรูปควบคุมความเร็วรอบ ซึ่งผลการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอ มีผลตอบสนองของความเร็วมอเตอร์ที่ดีและแม่นยำ แต่ผลตอบสนองของแรงบิดยังมีการกระเพื่อมที่สูง

ผลการศึกษาวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ ตามตารางที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่า การพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบจะมีตัวควบคุมอยู่ 2 ชนิด ที่ได้รับความนิยมในการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ คือ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding mode control) และตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย (Predictive Speed Control) เนื่องจากทั้ง 2 ตัวควบคุม ให้สมรรถนะในการทำงานที่ดี ทำให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมมีประสิทธิภาพในการควบคุมความเร็วรอบได้

ดีมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีไอ แต่ตัวควบคุมโหมตการเลื่อนมีโครงสร้างและขั้นตอนการออกแบบที่ซับซ้อน ส่วนตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายมีโครงสร้างและขั้นตอนการออกแบบที่ซับซ้อนน้อยกว่า เหมาะกับการประมวลผลแบบดิจิทัล ด้วยเหตุนี้ ผู้วิจัยจึงเห็นว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายมีความน่าสนใจในการประยุกต์ใช้งานกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส

จากหัวข้อที่ 2.2 ได้กล่าวถึงการศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบแล้วนั้น ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส ซึ่งเป็นอีกส่วนประกอบหนึ่งของการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้มีสมรรถนะเพิ่มมากขึ้น เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยได้แสดงผลการศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1	2016	Alexandros D.Alexandrou, Nikolaos K.Adamopoulos and Antonios G. Kladas	นำเสนอการพัฒนา ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการใช้ตัวควบคุม Predictive Current Control ใน รูป ควบคุม กระแส เปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ เพื่อปรับปรุงผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ให้มีผลตอบสนองที่รวดเร็วและแม่นยำกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ รวมทั้งลดการกระเพื่อมของสัญญาณให้ดีกว่าเดิมอีกด้วย

ตารางที่ 2.2 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2	2016	Yanping Xu, Baocheng Zhang and Qin Zhou	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้วิธี Model Predictive Current Control วิธีนี้มีความแตกต่างจากการใช้ตัวควบคุม Predictive Current Control คือ การใช้ตัวควบคุม Predictive Current Control จำเป็นต้องใช้เทคนิคการสวิตช์สำหรับสร้างสัญญาณการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่วิธี Model Predictive Current Control จะใช้ cost function ในการเลือกเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่ดีที่สุดเพื่อแปลงเป็นสัญญาณการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยผลการทำงานสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณกระแสได้ รวมทั้งทำให้ฮาร์มอนิกของกระแสสเตเตอร์มีค่าลดลง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่แม่นยำและมีเสถียรภาพกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ แต่ยังไม่สามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณให้น้อยลงได้
3	2017	Xiaoguang Zhang, Benshuai Hou and Yang Mei	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Deadbeat Predictive Current Control with Stator Current and Disturbance Observer (DPCC+SCDO) ซึ่งเป็นการพัฒนาจากตัวควบคุม ให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน

ตารางที่ 2.2 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			โดยผลการทำงานของระบบควบคุมที่นำเสนอสามารถทำให้ผลตอบสนองมีความแม่นยำกว่าการใช้ตัวควบคุมพีไอได้
4	2019	Xin Yuan, Shuo Zhang, and Chengning Zhang	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Deadbeat Predictive Current Control ในรูปควบคุมกระแส โดยจะใช้วิธีการ Novel Current and Disturbance Observer (NCDO) เข้ามาช่วยในการควบคุม เนื่องจากในขณะมอเตอร์ทำงานอาจเกิดการรบกวนของโพลและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง การพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของงานวิจัยนี้ จึงพัฒนาให้ตัวควบคุมมีสมรรถนะการทำงานที่ดีแม้จะเกิดการรบกวนของโพลหรือค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง
5	2019	Xudong Liu and Qi Zhang	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Predictive Current Control Based Equivalent Input Disturbance ซึ่งเป็นการพัฒนาจากตัวควบคุม Predictive Current Control เพื่อลดทอนสัญญาณรบกวน โดยผลการทำงานทำให้ผลการตอบสนองของมอเตอร์มีความแม่นยำกว่าการใช้ตัวควบคุมพีไอ

ตารางที่ 2.2 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุม กระแส

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
6	2019	Xiaoguang Zhang, Liang Zhang and Yongchang Zhang	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Model Predictive Current Control และเพิ่มส่วนของการปรับปรุงความไม่แม่นยำของพารามิเตอร์มอเตอร์ เพื่อให้ระบบควบคุมมีประสิทธิภาพมากขึ้น
7	2020	Xin Yuan, Shuo Zhang and Chengning Zhang	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Nonparametric Predictive Current Control ซึ่งพัฒนาเพิ่มเติมจากตัวควบคุม Model Predictive Current Control เพื่อแก้ไขปัญหาความแปรผันของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ทำให้ผลการทำงานของระบบควบคุมสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณให้น้อยลงได้
8	2020	Xin Yuan, Shuo Zhang, Chengning Zhang, Alessandro Galassini, Giampaolo Buticchi and Michele Degano	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Model Predictive Current Control และเพิ่มส่วนของ Parameter mismatch suppression เพื่อแก้ไขความผิดพลาดจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ ซึ่งจากผลการทำงานของระบบควบคุมช่วยให้ผลตอบสนองของมอเตอร์มีความแม่นยำกว่าเดิมและช่วยลดการกระเพื่อมของสัญญาณได้

ตารางที่ 2.2 (ต่อ) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส

ลำดับที่	ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
9	2022	Xiaoguang Zhang, Hailong Bai and Ming Cheng	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Model Predictive Current Control With Series Structure ซึ่งสามารถพัฒนาให้สามารถทำนายกระแสอ้างอิงล่วงหน้า 3 order เพื่อให้ระบบควบคุมช่วยลดการประวิงเวลาในการควบคุมได้ดียิ่งขึ้น โดยผลการทํางานปรากฏว่าผลตอบสนองของมอเตอร์มีความแม่นยำสูง
10	2023	Xiaoguang Zhang and Ziwei Wang	นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยการใช้ตัวควบคุม Model Predictive Current Control without Flux-Linkage Parameter ซึ่งเป็นการพัฒนาตัวควบคุม Model Predictive Current Control ให้สามารถทํางานได้โดยไม่ต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ Flux-Linkage โดยการเพิ่มส่วนของการคำนวณค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวขึ้นมาเพื่อให้ระบบควบคุมสามารถปรับตัวให้เหมาะสมกับมอเตอร์ได้ดี

ผลการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส ตามตารางที่ 2.2 แสดงให้เห็นว่า การพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแสจะมีตัวควบคุมอยู่ 2 ชนิด ที่ได้รับความนิยมในการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส คือ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง (Model Predictive Current Control) และตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย (Predictive Current Control) ซึ่งทั้ง 2 ตัวควบคุมมี

สมรรถนะในการทำงานที่ดีและเป็นตัวควบคุมที่มีกลไกการทำงานคล้ายคลึงกัน อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมทั้งสองมีความแตกต่างกัน คือ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองเป็นตัวควบคุมที่ไม่จำเป็นต้องใช้เทคนิคการสวิตช์ เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมจะเป็นสัญญาณการสวิตช์ ต่างจากตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่จำเป็นต้องมีการใช้เทคนิคการสวิตช์ ซึ่งทั้ง 2 ตัวควบคุมจะใช้สมการทางไฟฟ้าและทางกลของมอเตอร์มาใช้ในกระบวนการควบคุม ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงสังเกตเห็นว่า ตัวควบคุมทั้ง 2 ชนิดมีความน่าสนใจในการประยุกต์ใช้งานกับ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

2.4 สรุป

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ประกอบด้วย ลูปการควบคุม 2 ลูป คือ ลูปควบคุมความเร็วรอบและลูปควบคุมกระแส โดยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ จะถูกนำมาใช้กับทั้ง 2 ลูปการควบคุม ซึ่งในการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น จะเป็นการประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมในแต่ละลูปการควบคุม การพัฒนาในลูปควบคุมความเร็วรอบ มุ่งเน้นให้มีผลตอบสนองความเร็วรอบของมอเตอร์ที่รวดเร็ว แม่นยำ และมีการแกว่งไกวที่น้อย ส่วนการพัฒนาในลูปควบคุมกระแส มุ่งเน้นเพื่อลดการกระเพื่อมของสัญญาณกระแสและแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์และลดการแกว่งไกวของสัญญาณกระแสสตาร์ทมอเตอร์ จากผลการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เป็นประโยชน์สำหรับการหาแนวทางการดำเนินงานของผู้วิจัยต่อไป

บทที่ 3

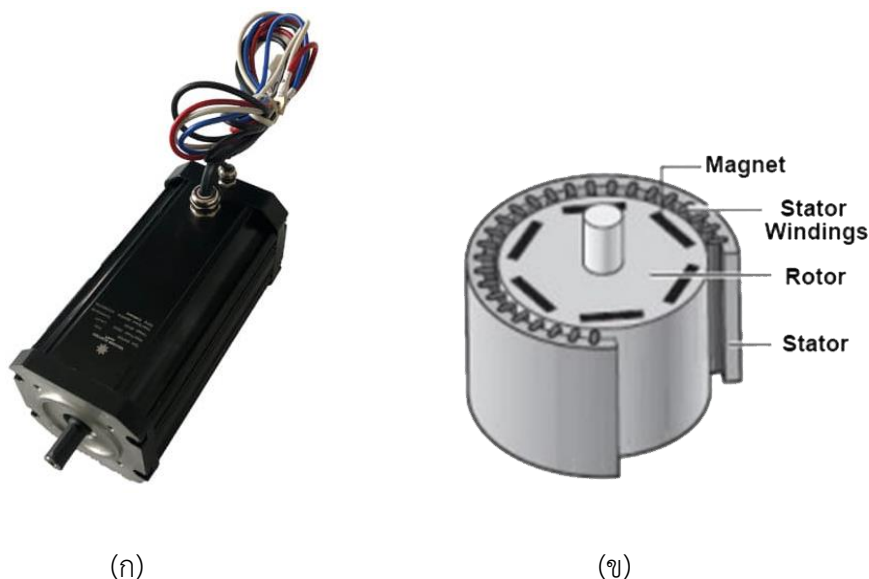
หลักการทํางานและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

3.1 บทนำ

การศึกษาหลักการทํางานและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรนั้น มีความสำคัญและเป็นพื้นฐานที่สำคัญสำหรับระบบควบคุมมอเตอร์ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวจะถูกนำไปใช้ในการศึกษาพฤติกรรมทํางานของมอเตอร์ รวมถึงการนำไปใช้เพื่อออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น บทนี้จึงนำเสนอผลการศึกษาหลักการทํางาน การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง การวิเคราะห์พฤติกรรมทํางานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะดำเนินการผ่านการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม MATLAB/Simulink การจำลองสถานการณ์ถูกกำหนดให้ทดสอบที่สภาวะต่าง ๆ เพื่อดูพฤติกรรมของมอเตอร์ในแต่ละจุดทํางาน แนวทางดังกล่าวจะทำให้การศึกษาพฤติกรรมทํางานของมอเตอร์มีความถูกต้องและชัดเจนมากขึ้น นอกจากนี้ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้นสามารถนำมาใช้งานเพื่อเป็นแนวทางการพัฒนาระบบควบคุมของมอเตอร์ด้วยวิธีต่าง ๆ เช่น การควบคุมแบบการปรับแรงดัน (Voltage Control) การควบคุมแบบการปรับแรงดันต่อความถี่ (V/f Control) การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (Indirect Vector Control) เป็นต้น

3.2 หลักการทํางานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

โครงสร้างของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) ประกอบด้วย สเตเตอร์ (Stator) และโรเตอร์ (Rotor) ในส่วนของสเตเตอร์จะมีขดลวดสามเฟสพันอยู่บนร่องของสเตเตอร์โดยวางทำมุมกันระหว่างเฟสเท่ากับ 120° ซึ่งในส่วนของโรเตอร์ จะประกอบด้วย แม่เหล็กถาวรซึ่งยึดติดอยู่กับแกนเหล็กของโรเตอร์เท่านั้น ไม่มีการพันขดลวดที่โรเตอร์ โดยลักษณะภายนอกของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.1(ก) และโครงสร้างของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.1(ข)



รูปที่ 3.1 มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

การทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร อธิบายได้ว่า เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลง่ายที่ขดลวดสเตเตอร์ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้น โดยเส้นแรงแม่เหล็กในช่องอากาศ ณ ตำแหน่งต่าง ๆ จะมีการกระจายตัวไม่เท่ากัน เนื่องจากต้องวิ่งผ่านความไม่สมมาตรของช่องอากาศ ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าต้านกลับในโรเตอร์มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ มอเตอร์เกิดการหมุนที่ความเร็วคงที่ เรียกว่า ความเร็วซิงโครนัส (Synchronous speed)

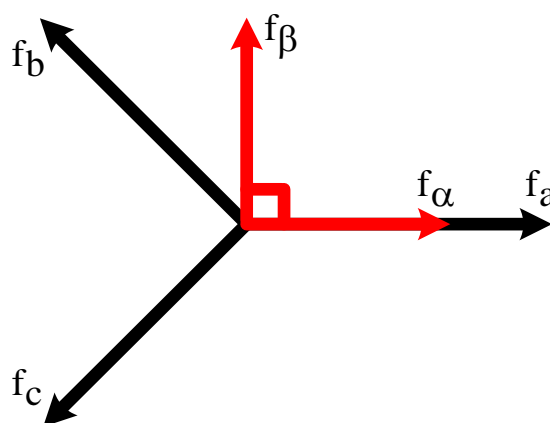
เนื่องจากโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวร การสูญเสียในโรเตอร์จึงไม่เกิดขึ้น ทำให้มอเตอร์ชนิดนี้จะมีค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) และค่าประสิทธิภาพสูงกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดอื่น (พิจารณาที่พิกัดกำลังเท่ากัน) มีน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก มีแรงเฉื่อยต่ำ แต่มีข้อด้อย คือ ราคาแพง คุณสมบัติทางแม่เหล็กจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และระยะเวลาในการใช้งาน

การศึกษา การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบระบบควบคุมของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จำเป็นต้องจัดรูปแบบสมการของมอเตอร์ในระบบสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน dq เนื่องจากการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบระบบควบคุมบนระบบสามเฟส abc มีความยุ่งยาก ซับซ้อน โดยขั้นตอนการจัดรูปแบบสมการของมอเตอร์ในระบบสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน dq ประกอบด้วยกระบวนการแปลงแกน 2 แบบ คือ การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's

Transformation) เป็นการแปลงแกน abc ไปเป็นแกน $\alpha\beta$ และการแปลงแบบพาร์ค (Park's Transformation) เป็นการแปลงแกน $\alpha\beta$ ไปเป็นแกน dq

3.3 การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's Transformation)

การแปลงแบบคลาร์กเป็นการแปลงแกนจากแกน abc ไปเป็นแกน $\alpha\beta$ กล่าวคือ ระบบจะถูกแปลงจากปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่ง (stationary frame) โดยสามารถแสดงลักษณะการแปลงแกนแบบคลาร์กได้ ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การแปลงปริมาณสามเฟส abc ไปอยู่บนแกน $\alpha\beta$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.2 จะได้สมการการแปลงแกน abc ไปเป็นแกน $\alpha\beta$ ดังสมการที่ (3-1) และสมการที่ (3-2)

$$f_\alpha = f_a - f_b \sin 30^\circ - f_c \sin 30^\circ = f_a - \frac{1}{2}f_b - \frac{1}{2}f_c \quad (3-1)$$

$$f_\beta = 0 + f_b \cos 30^\circ - f_c \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2}f_b - \frac{\sqrt{3}}{2}f_c \quad (3-2)$$

จากสมการที่ (3-1) และสมการที่ (3-2) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์ได้ ดังสมการที่ (3-3)

$$[f_{\alpha\beta}] = [T_{\alpha\beta}][f_{abc}] \quad (3-3)$$

$$\text{เมื่อ } [f_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad [T_{\alpha\beta}] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ และ } [f_{abc}] = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

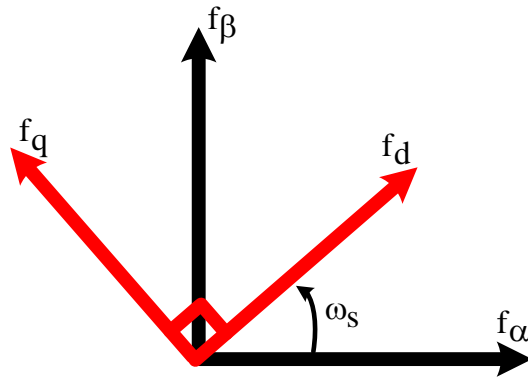
โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ใช้ค่า $K = \frac{2}{3}$ ซึ่งเป็นรูปแบบการแปลงแกนแบบค่ายอด (peak conversion) ซึ่งในทางกลับกันถ้าจะแปลงจากแกน $\alpha\beta$ ไปเป็นปริมาณสามเฟส abc สามารถทำได้ ดังสมการที่ (3-4)

$$[f_{abc}] = [T_{\alpha\beta}]^{-1} [f_{\alpha\beta}] \quad (3-4)$$

$$\text{เมื่อ } [T_{\alpha\beta}]^{-1} = K \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

3.4 การแปลงแบบปาร์ค (Park's Transformation)

จากหัวข้อที่ 3.3 ได้กล่าวถึงรูปแบบการแปลงแกนแบบคลาร์ก ซึ่งเป็นรูปแบบการแปลงแกนจากแกน abc ไปเป็นแกน $\alpha\beta$ หรือจะแปลงกลับจากแกน $\alpha\beta$ ไปเป็นแกน abc ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการแปลงแกนอีกรูปแบบหนึ่ง คือ การแปลงแกนจากแกน abc ไปเป็นแกน dq กล่าวคือ ระบบจะถูกแปลงจากปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน (rotating frame) โดยใช้รูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์ค โดยในการแปลงแกนแบบปาร์คนั้นได้นำเอาองค์ความรู้การแปลงแกนแบบคลาร์กมาพัฒนาต่อ เพื่อจะแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่ง ไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน โดยสามารถแสดงลักษณะการแปลงแกนแบบปาร์คได้ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การแปลงปริมาณจากแกน $\alpha\beta$ ไปอยู่บนแกน dq

$$\text{จาก } \begin{bmatrix} f_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

แทนสมการที่ (3-3) ลงในสมการที่ (3-5) จะได้

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \mathbf{K} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

จัดรูปสมการที่ (3-6) ใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta & -\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \\ -\sin \theta & \frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

จากสมการที่ (3-7) สามารถเขียนใหม่ได้ ดังสมการที่ (3-8)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

เมื่อ $K_{11} = \cos \theta$

$$K_{12} = -\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \Rightarrow \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} = \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$K_{13} = -\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \Rightarrow \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} = \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$K_{21} = \sin \theta$

$$K_{22} = \frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \Rightarrow -\sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} = -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$K_{23} = \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \Rightarrow -\sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} = -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

จากสมการที่ (3-8) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์สำหรับรูปแบบการแปลงแบบปาร์คได้ ดังสมการที่ (3-9)

$$[f_{dq}] = [T_{dq}][f_{abc}] \quad (3-9)$$

เมื่อ $[T_{dq}] = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$ และ $K = \frac{2}{3}$

ซึ่งในทางกลับกันถ้าจะแปลงจากแกน dq ไปเป็นปริมาณสามเฟส abc ก็สามารทำได้ ดังสมการที่ (3-10)

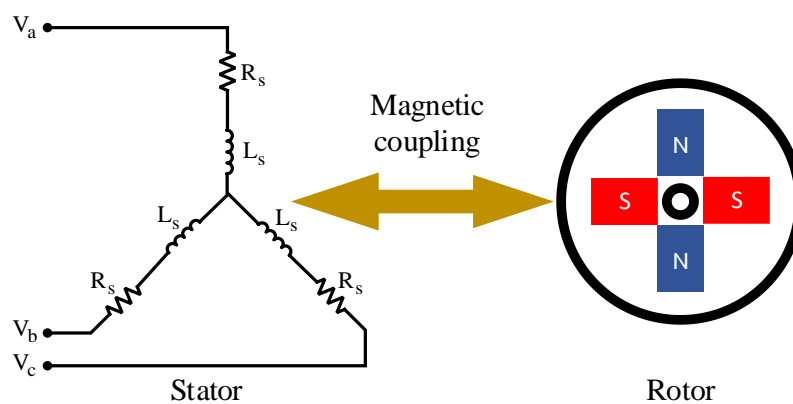
$$[f_{abc}] = [T_{dq}]^{-1} [f_{dq}] \quad (3-10)$$

เมื่อ $[T_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$

3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

จากการศึกษาโครงสร้างพื้นฐานและหลักการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ทำให้สามารถเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนระบบสามเฟส ได้ดังรูปที่ 3.4

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เริ่มจากการเขียนสมการแรงดันของมอเตอร์บนระบบสามเฟส ซึ่งจากวงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนระบบสามเฟสในรูปที่ 3.4 ทำให้สามารถเขียนสมการแรงดันของมอเตอร์บนระบบสามเฟสได้ ดังสมการที่ (3-11)



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนระบบสามเฟส

$$[v_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} (L_s [i_{abc}] + \lambda_{pm}(\theta)) \quad (3-11)$$

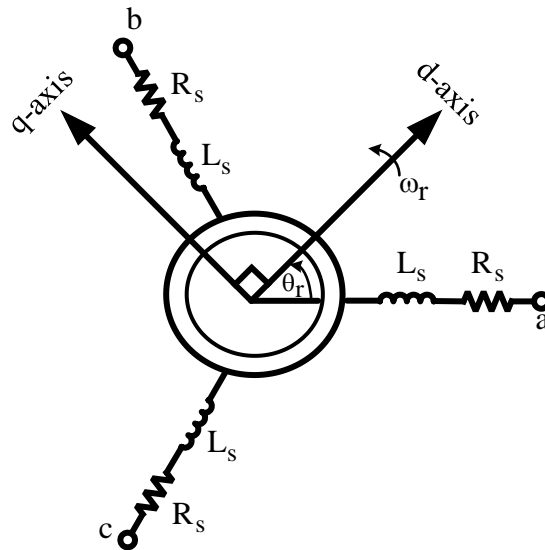
โดยที่ $\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta)$ คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ หรือค่า Back e.m.f. และ λ_{pm} คือ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ สามารถเขียนสมการได้ ดังสมการที่ (3-12)

$$\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta) = -\omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

แทนสมการที่ (3-12) ลงในสมการที่ (3-11) จะได้สมการแรงดันของมอเตอร์บนระบบสามเฟส ดังสมการที่ (3-13)

$$\left. \begin{aligned} v_a &= R_s i_a + L_s \frac{d}{dt} i_a - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r) \\ v_b &= R_s i_b + L_s \frac{d}{dt} i_b - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ v_c &= R_s i_c + L_s \frac{d}{dt} i_c - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (3-13)$$

จากรูปวงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนระบบสามเฟสในรูปที่ 3.4 สามารถนำมาวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เปรียบเทียบกับจากปริมาณสามเฟส abc ไปยังแกน dq ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม (ω_r) ที่ตำแหน่งเชิงมุม (θ_r) ซึ่งการวิเคราะห์แบบจำลองที่เปรียบเทียบกับจากปริมาณสามเฟส abc ไปยังแกน dq สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แบบจำลองที่เปรียบเทียบกับจากปริมาณสามเฟส abc ไปยังแกน dq

จากการวิเคราะห์แบบจำลองที่เปรียบเทียบกับจากปริมาณสามเฟส abc ไปยังแกน dq ในรูปที่ 3.5 ทำให้สามารถเขียนสมการแรงดันของมอเตอร์ให้อยู่ในรูปของสมการแรงดันบนแกน dq ได้ ดังนี้

$$[v_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abc}] \quad (3-14)$$

$$[T_{dq0}]^{-1} [v_{dq0}] = R_s [T_{dq0}]^{-1} [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\lambda_{dq0}]) \quad (3-15)$$

เมื่อคูณด้วย $[T_{dq0}]$ ตลอดทั้งสมการที่ (3-15) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
[T_{dq0}][T_{dq0}]^{-1}[v_{dq0}] &= R_s[T_{dq0}][T_{dq0}]^{-1}[i_{dq0}] + [T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0}]) \\
[v_{dq0}] &= R_s[i_{dq0}] + [T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0}])
\end{aligned} \tag{3-16}$$

จากสมการที่ (3-16) จะเห็นว่า พจน์ $[T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0}])$ ของสมการยังแปลงจากปริมาณสามเฟส abc ไปยังแกน dq ไม่สมบูรณ์ โดยสามารถคำนวณต่อได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
[T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0}]) &= [T_{dq0}] \left([T_{dq0}]^{-1} \frac{d}{dt} [\lambda_{dq0}] + [\lambda_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} \right) \\
[T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0}]) &= \frac{d}{dt} [\lambda_{dq0}] + [\lambda_{dq0}] [T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1}
\end{aligned} \tag{3-17}$$

จากสมการที่ (3-17) สามารถนำพจน์ $[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1}$ มาคำนวณต่อได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \bullet \\
&\quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \bullet \\
&\omega_r \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \\
[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} &= \frac{2}{3} \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-18)
\end{aligned}$$

เมื่อแทนสมการที่ (3-18) ลงในสมการที่ (3-17) จะได้ว่า

$$[T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\lambda_{dq0}]) = \frac{d}{dt} [\lambda_{dq0}] + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{dq0}] \quad (3-19)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (3-16) และสมการที่ (3-19) สามารถนำมาเขียนสมการแรงดันของมอเตอร์ให้อยู่ในรูปของสมการแรงดันบนแกน dq ใหม่ได้ ดังสมการที่ (3-20) และสมการที่ (3-21)

$$v_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d \quad (3-20)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q \quad (3-21)$$

โดยที่ $\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm}$ และ $\lambda_q = L_q i_q$ แทนลงในสมการที่ (3-20) และสมการที่ (3-21) จะได้ดังสมการที่ (3-22) และสมการที่ (3-23)

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q + \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \quad (3-22)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (3-23)$$

โดยที่ R_s คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

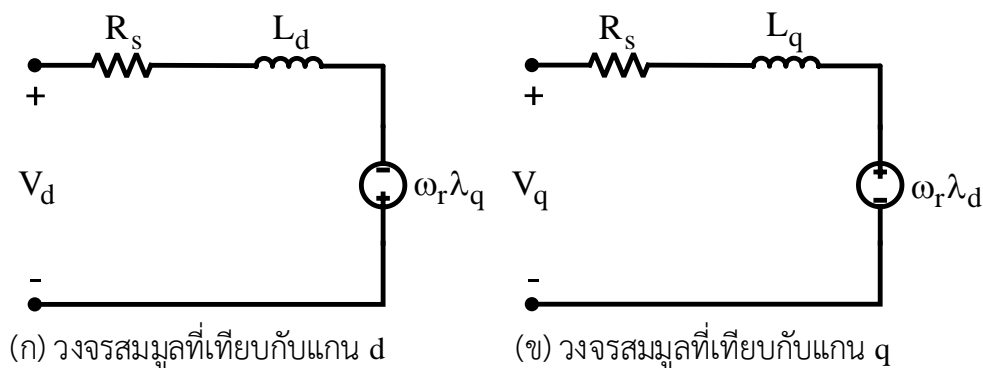
L_d คือ ค่าความเหนี่ยวนำบนแกน d

L_q คือ ค่าความเหนี่ยวนำบนแกน q

λ_d คือ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์บนแกน d

λ_q คือ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์บนแกน q

จากสมการแรงดันของมอเตอร์บนแกน dq ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลของมอเตอร์ซึ่งโครน์สชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq ได้ ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซึ่งโครน์สชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq

นอกจากสมการแรงดันของมอเตอร์ซึ่งโครน์สชนิดแม่เหล็กถาวร ยังมีสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่นำมาใช้วิเคราะห์ในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซึ่งโครน์สชนิดแม่เหล็กถาวร โดยสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์สามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (3-24)

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3-24)$$

เมื่อแทนค่า $\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm}$ และ $\lambda_q = L_q i_q$ ลงในสมการที่ (3-24) จะได้ ดังสมการที่ (3-25)

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3-25)$$

สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด ความเร็วเชิงมุม และตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ สามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (3-26) ถึงสมการที่ (3-29)

$$T_e = T_L + B\omega_m + J\frac{d}{dt}\omega_m \quad (3-26)$$

$$\omega_m = \int \left(\frac{T_e - T_L - B\omega_m}{J} \right) dt \quad (3-27)$$

$$\omega_r = \left(\frac{P}{2} \right) \omega_m = \frac{d}{dt}\theta_r \quad (3-28)$$

$$\theta_m = \theta_r \left(\frac{2}{P} \right) \quad (3-29)$$

โดยที่ T_e คือ แรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์

T_L คือ แรงบิดของโหลด

ω_m คือ ความเร็วเชิงมุมทางกลของมอเตอร์

ω_r คือ ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของมอเตอร์

θ_m คือ มุมที่ความเร็วเชิงมุมทางกลของมอเตอร์

θ_r คือ มุมที่ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของมอเตอร์

B คือ ค่าความเสียดทานของโรเตอร์

J คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์

P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

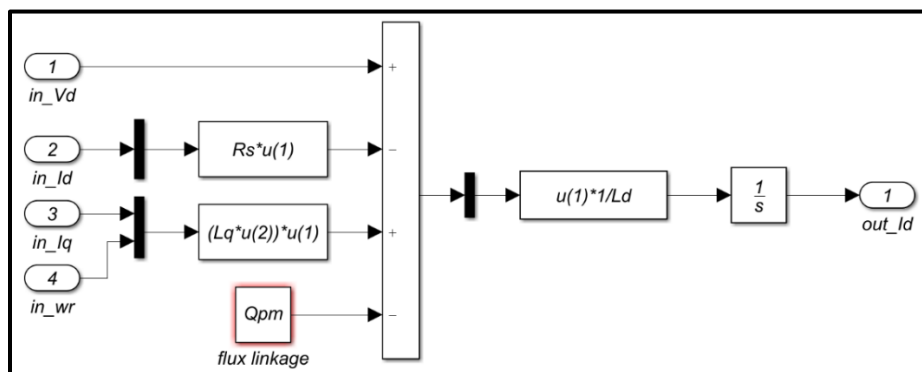
3.6 การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนโปรแกรม MATLAB/Simulink

ในหัวข้อนี้จะอธิบายการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนโปรแกรม MATLAB/Simulink จากสมการทางคณิตศาสตร์ที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 3.5 เพื่อใช้ศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ โดยสามารถสร้างชุดบล็อกของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้ ดังนี้

จากสมการที่ (3-22) สามารถคำนวณกระแสเตเตอร์บนแกน d ได้ ดังสมการที่ (3-30)

$$i_d = \frac{1}{L_d} \int \left(v_d - R_s i_d + \omega_r L_q i_q - \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \right) dt \quad (3-30)$$

จากสมการที่ (3-30) สามารถนำมาสร้างชุดบล็อกของกระแสเตเตอร์บนแกน d ได้ ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ชุดบล็อกของกระแสเตเตอร์บนแกน d

จากสมการที่ (3-23) สามารถคำนวณกระแสเตเตอร์บนแกน q ได้ ดังสมการที่ (3-31)

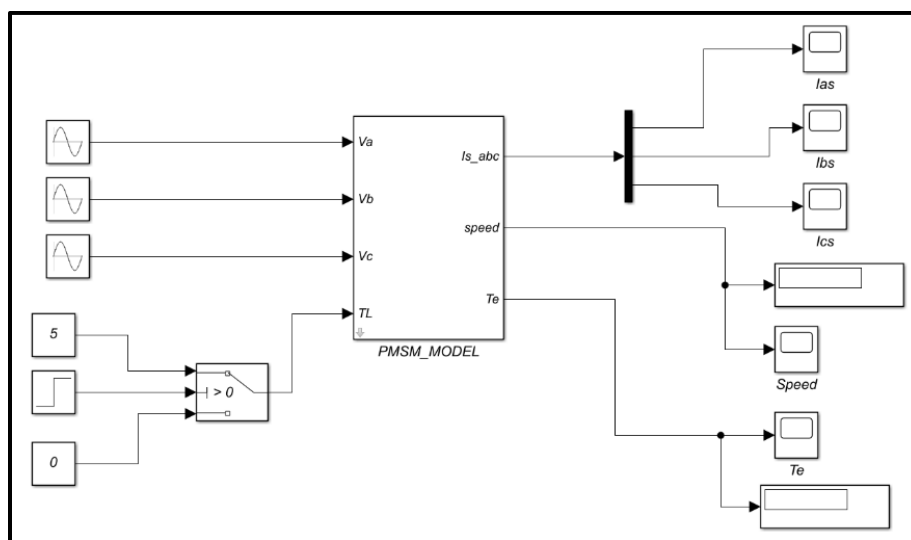
$$i_q = \frac{1}{L_q} \int \left(v_q - R_s i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \lambda_{pm} \right) dt \quad (3-31)$$

จากสมการที่ (3-31) สามารถนำมาสร้างชุดบล็อกของกระแสเตเตอร์บนแกน q ได้ดังรูปที่ 3.8

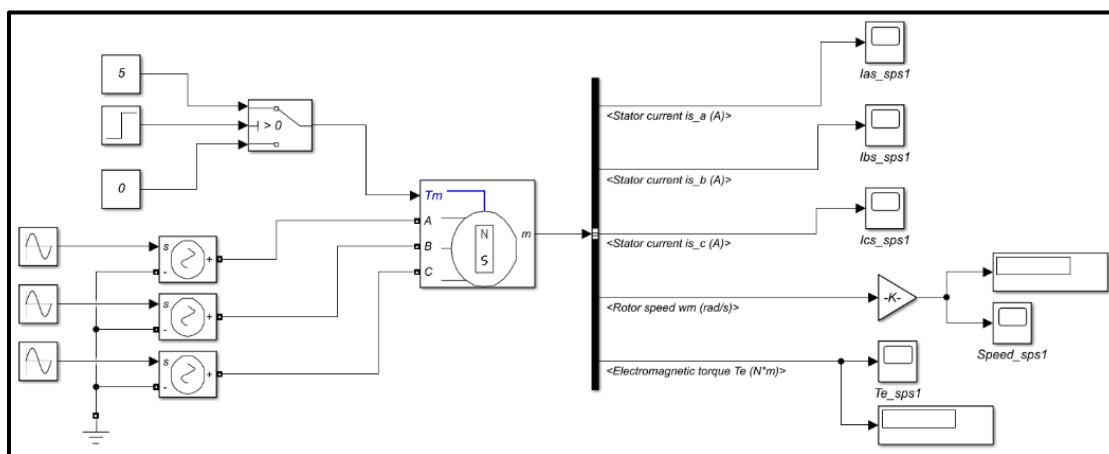
เมื่อได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ต้องการแล้ว ก็จะเข้าสู่ขั้นตอนการจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งในที่นี้จะแบ่งการจำลองสถานการณ์ออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยการปรับแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยการปรับแรงดันต่อความถี่



รูปที่ 3.12 การเชื่อมต่อแบบจำลองของ PMSM Model



รูปที่ 3.13 การเชื่อมต่อแบบจำลองของ Benchmark Model

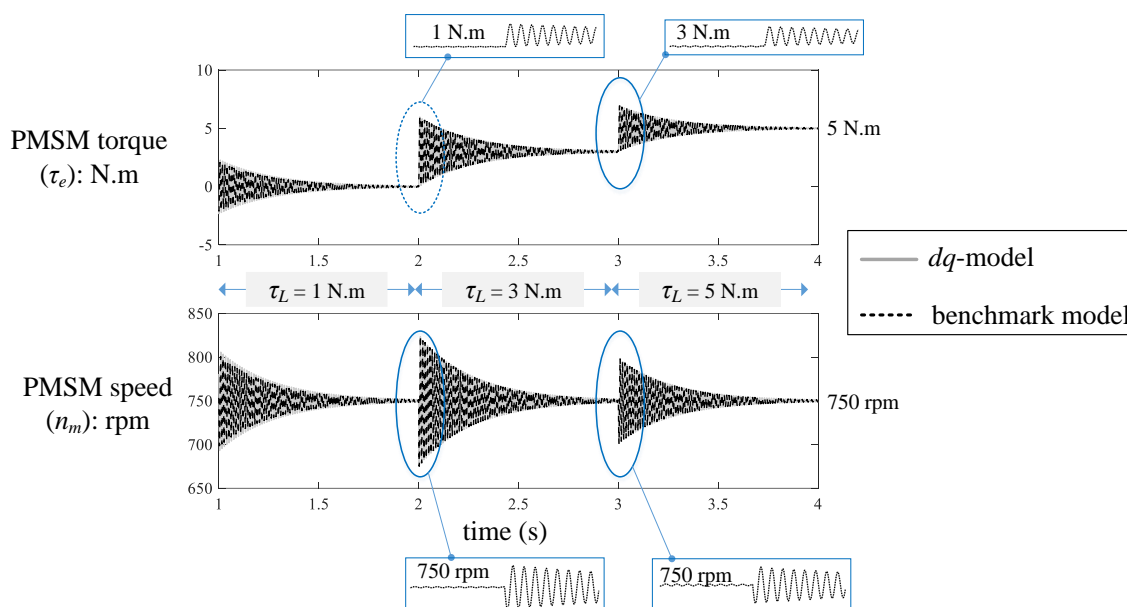
ผลการจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนโปรแกรม MATLAB/Simulink สามารถอภิปรายได้ ดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยการปรับแรงบิดโหลด : การจำลองสถานการณ์จะทำการปรับแรงบิดโหลดเท่ากับ 1 นิวตัน-เมตร , 3 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 1 วินาที, 2 วินาที และ 3 วินาที ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 3.2 และผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีการปรับแรงบิดโหลดสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.14

ตารางที่ 3.2 การจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยการปรับแรงบิดโหลด

Type model	Stator voltage ($v_{s(abc)}$): Vrms)	Frequency (f_s): Hz)	Load torque (T_L): N.m)	ค่าที่วัดได้	
				Speed (n_m): rpm)	Torque (T_e): N.m)
dq-model	220	50	1	750	1
Benchmark				750	1
dq-model			3	750	3
Benchmark				750	3
dq-model			5	750	5
Benchmark				750	5

จากรูปที่ 3.14 แสดงถึงผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์กรณีการปรับแรงบิดโหลด พบว่า ขณะที่เกิดการปรับแรงบิดโหลดเพิ่มขึ้น สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์จะมีขนาดเพิ่มขึ้นตามขนาดแรงบิดโหลด ส่วนสัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีขนาดเท่าเดิม โดยผลตอบสนองทั้งสองจะเกิดการแกว่งไกวก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงที่ และจากรูปที่ 3.14 จะเห็นว่าผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ระหว่างชุดบล็อกแบบจำลองที่สร้างขึ้นกับชุดบล็อกสำเร็จรูป มีพฤติกรรมการทำงานเช่นเดียวกันและมีความใกล้เคียงกันมาก



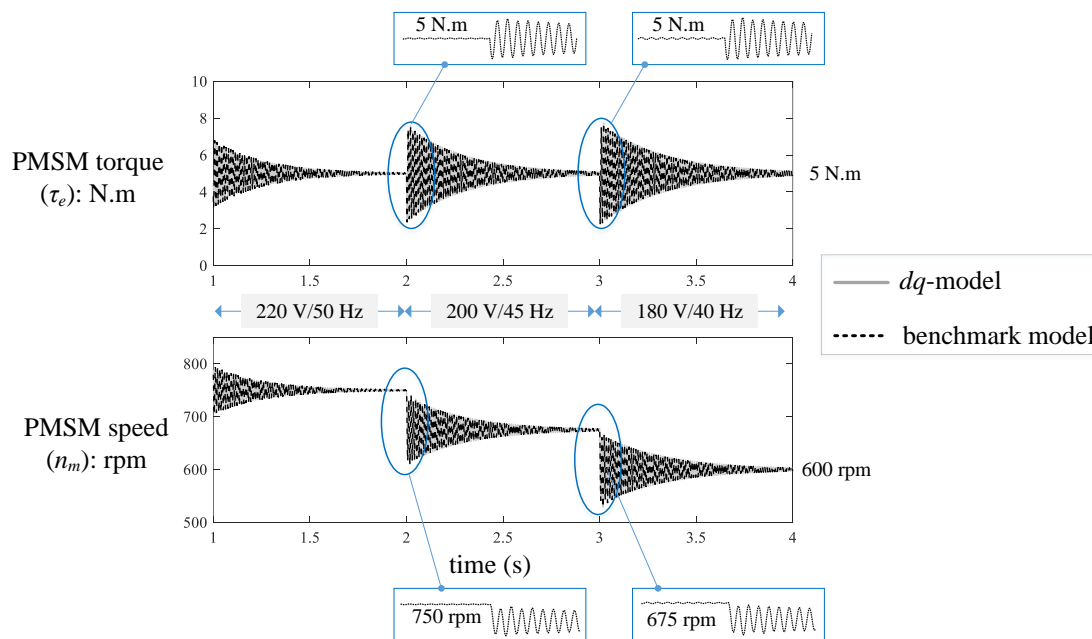
รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีการปรับแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยการปรับแรงดันต่อความถี่ : การจำลองสถานการณ์จะทำการปรับแรงดันต่อความถี่ ที่ย่านแรงดันระหว่าง 180-220 โวลต์ ย่านความถี่ระหว่าง 40-50 เฮิร์ตซ์ และมีการปรับแรงบิดโหลด เท่ากับ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.5 วินาที โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 3.3 และผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีการปรับแรงดันต่อความถี่สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.15

จากรูปที่ 3.15 แสดงถึงผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์กรณีการปรับแรงดันต่อความถี่ พบว่า ขณะที่เกิดการปรับแรงดันต่อความถี่ลดลง สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์จะมีขนาดเท่าเดิม ส่วนสัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีขนาดลดลงตามอัตราส่วนการปรับแรงดันต่อความถี่ที่ลดลง โดยผลตอบสนองทั้งสองจะเกิดการแกว่งไกวก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงที่ และจากรูปที่ 3.15 จะเห็นว่า ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ระหว่างชุดบล็อกแบบจำลองที่สร้างขึ้นกับชุดบล็อกสำเร็จรูป มีพฤติกรรมการทำงานเช่นเดียวกันและมีความใกล้เคียงกันมาก

ตารางที่ 3.3 การจำลองสถานการณ์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ด้วยการปรับแรงดันต่อความถี่

Type model	Stator voltage ($v_{s(abc)}$): Vrms)	Frequency (f_s): Hz)	Load torque (T_L): N.m)	ค่าที่วัดได้	
				Speed (n_m): rpm)	Torque (T_c): N.m)
dq-model	220	50	5	750	5
Benchmark				750	5
dq-model	200	45		675	5
Benchmark				675	5
dq-model	180	40		600	5
Benchmark				600	5



รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์กรณีการปรับแรงดันต่อความถี่

จากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่สร้างขึ้น ดังตารางที่ 3.2 และตารางที่ 3.3 รวมทั้งรูปที่ 3.14 และรูปที่ 3.15 แสดงให้เห็นว่า ผลตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิด

แม่เหล็กถาวรที่สร้างขึ้น มีลักษณะที่คล้ายตามแบบจำลองสำเร็จรูปของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังนั้น จึงสามารถอ้างได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่สร้างขึ้นนี้ มีความถูกต้องและสามารถนำไปจำลองการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้

3.7 สรุป

สาระสำคัญในบทที่ 3 คือ การนำเสนอวิธีการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยแบบจำลองดังกล่าวจะถูกพิจารณาบนแกน dq เนื่องจากการควบคุมบนแกนอ้างอิงดังกล่าว สามารถให้แนวโน้มของสมรรถนะการควบคุมที่ดี และลดความยุ่งยาก ซับซ้อน จากการสร้างแบบจำลองและออกแบบระบบควบคุมบนแกนปริมาณสามเฟส abc ผู้วิจัยได้ใช้องค์ความรู้ในการแปลงแกนแบบคลาร์กและปาร์ค โดยในขั้นต้น ผู้วิจัยได้ใช้การแปลงแกนแบบปาร์คเพื่อแปลงสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่ยังเป็นปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ได้สร้างขึ้น พบว่าแบบจำลองที่สร้างขึ้นมีความถูกต้อง แม่นยำ เมื่อเปรียบเทียบกับชุดบล็อกสำเร็จรูป ส่งผลให้สามารถนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวไปใช้เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้จริง นอกจากนี้ สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่อยู่บนแกน dq ยังสามารถนำไปใช้สำหรับการออกแบบระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้อีกด้วย

บทที่ 4

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ

4.1 บทนำ

การพัฒนา ระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีวิธีการควบคุมอยู่หลายวิธี เช่น ระบบควบคุมแรงดันต่อความถี่ ระบบควบคุมแรงบิดและฟลักซ์โดยตรง และระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ เป็นต้น จากวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรตามที่กล่าวข้างต้น แต่ละวิธีมีข้อดีและข้อด้อยที่แตกต่างกัน เมื่อนำข้อดีและข้อด้อยมาเปรียบเทียบกันพบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นระบบควบคุมที่มีข้อได้เปรียบกว่าระบบควบคุมอื่น ๆ เนื่องจาก ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ทำให้การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีประสิทธิภาพที่ดี โดยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ สามารถแบ่งย่อยออกเป็น 2 วิธี คือ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงมีข้อด้อย คือ จำเป็นต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ของโรเตอร์เพื่อนำมาใช้คำนวณในกระบวนการควบคุม ด้วยเหตุนี้ จึงมีความยุ่งยากในการติดตั้ง รวมทั้งต้นทุนที่สูงขึ้น ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกพิจารณาเฉพาะระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์เหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง อย่างไรก็ตาม การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะถูกดำเนินการโดยฟังก์ชันค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ด้วยเหตุนี้ การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์จึงมีความสำคัญ บทนี้จะนำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร การออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ และผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ

4.2 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control) คือ วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ที่พัฒนามาจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ โดยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถควบคุมได้ทั้งฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์อาศัยแนวทางเดียวกับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก โดยจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเทียบเคียงกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์กระแสตรง ซึ่งหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกสามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ

วิธีที่ 1 คือ การควบคุมวงจรรอาร์เมเจอร์ (Armature control) การควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) สามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง โดยที่กระแสอาร์เมเจอร์จะแปรผันตามแรงบิดของโหลด ในทำนองเดียวกัน การควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยตรง โดยที่แรงดันของมอเตอร์มีความสัมพันธ์ที่แปรผันตามความเร็วรอบ กล่าวคือ เมื่อแรงดันอาร์เมเจอร์มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ความเร็วรอบเพิ่มขึ้นด้วย

วิธีที่ 2 คือ การควบคุมวงจรรสนาม (Field control) เป็นการควบคุมสนามแม่เหล็กโดยการควบคุมกระแสสนาม (I_f) โดยวิธีการควบคุมลักษณะนี้จะถูกพิจารณาเมื่อไม่สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการปรับแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ได้ กล่าวคือ แรงดันอาร์เมเจอร์มีค่าเท่ากับพิกัด เมื่อมีการลดกระแสสนาม จะส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นได้

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง พิจารณาจากสมการที่ (4-1)

$$T_e = K(I_a \times I_f) \quad (4-1)$$

จากสมการที่ (4-1) จะกำหนดให้กระแสสนามมีค่าคงที่ และเมื่อต้องการควบคุมความเร็วรอบหรือควบคุมแรงบิด ก็จะมาควบคุมที่กระแสอาร์เมเจอร์เป็นหลัก เมื่อต้องการทำงานที่ความเร็วรอบเกินพิกัด จะทำการลดกระแสสนามลง เพื่อให้ความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถเพิ่มขึ้นไปได้ โดยในสภาวะการทำงานปกติกระแสสนามจะถูกตั้งค่าไว้ให้คงที่ตามพิกัดของมอเตอร์

จากการควบคุมดังกล่าว จึงเป็นที่มาของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยวิธีการควบคุมจะแยกออกเป็น 2 ส่วน ดังนี้

ส่วนที่ 1 คือ กระแสควบคุมบนแกน d หรือที่เรียกว่า i_d ทำหน้าที่ควบคุมสนามแม่เหล็กบนแกน d โดยปกติจะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ ยกเว้นกรณีมอเตอร์หมุนที่ความเร็วเกินพิกัด

ส่วนที่ 2 คือ กระแสควบคุมบนแกน q หรือที่เรียกว่า i_q ทำหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ โดยที่ i_q จะมีค่าแปรผันกับความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของโหลด เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือแรงบิดโหลดก็จะไปควบคุมที่กระแส i_q โดยตรง

4.3 การออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากหัวข้อ 4.2 แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถควบคุมสนามแม่เหล็กและแรงบิดของมอเตอร์ได้ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมถูกพิจารณาเพื่อศึกษาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งเป็นระบบควบคุมที่ไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ แต่จะใช้ความสัมพันธ์ของสมการของมอเตอร์มาออกแบบโครงสร้างสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะต้องแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน dq เพราะการควบคุมจะใช้หลักการเดียวกันกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรง สมการของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจึงถูกแปลงให้อยู่บนแกน dq จากความรู้ในบทที่ 3 ทำให้สามารถแสดงสมการแรงดันและสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่ถูกแปลงอยู่บนแกน dq ได้ ดังนี้

$$v_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d \quad (4-2)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q \quad (4-3)$$

โดยที่ $\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm}$ และ $\lambda_q = L_q i_q$ แทนลงในสมการที่ (4-2) และสมการที่ (4-3) จะได้ดังสมการที่ (4-4) และสมการที่ (4-5)

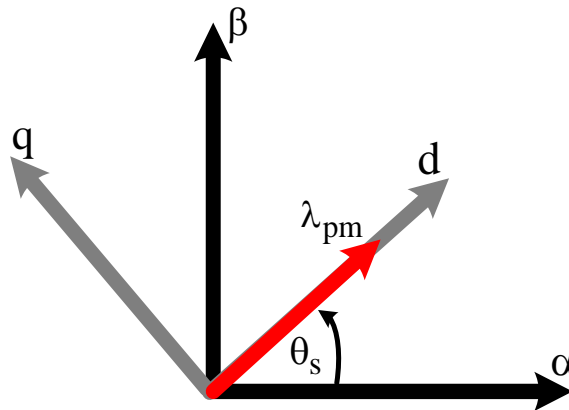
$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q + \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \quad (4-4)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (4-5)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (4-6)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4-7)$$

หลักการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะใช้การเทียบเคียงให้กระแสสเตเตอร์บนแกน d ของมอเตอร์ทำงานเหมือนกับกระแสของขดลวดสนามในมอเตอร์กระแสตรง โดยเลือกแกนหมุนให้หมุนที่ความเร็วซิงโครนัส ทำให้แกน d มีการหมุนอยู่บนแกนของฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ ส่วนฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์บนแกน q (λ_q) จะมีค่าเป็นศูนย์ แสดงได้ ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นหลักการของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม



รูปที่ 4.1 ค่าฟลักซ์ของมอเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จากรูปที่ 4.1 เมื่อ λ_q เท่ากับ ศูนย์ สมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์สามารถเขียนใหม่ได้ ดังสมการที่ (4-8)

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_d i_q \quad (4-8)$$

เมื่อแทน $\lambda_d = L_{di}d + \lambda_{pm}$ ลงในสมการที่ (4-8) และจัดรูปแบบของสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ (T_e) โดยสนใจพจน์ที่มีเฉพาะกระแส i_q เท่านั้น เนื่องจากเงื่อนไขการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์จะอยู่บนแกน q เท่านั้น จะได้ว่า

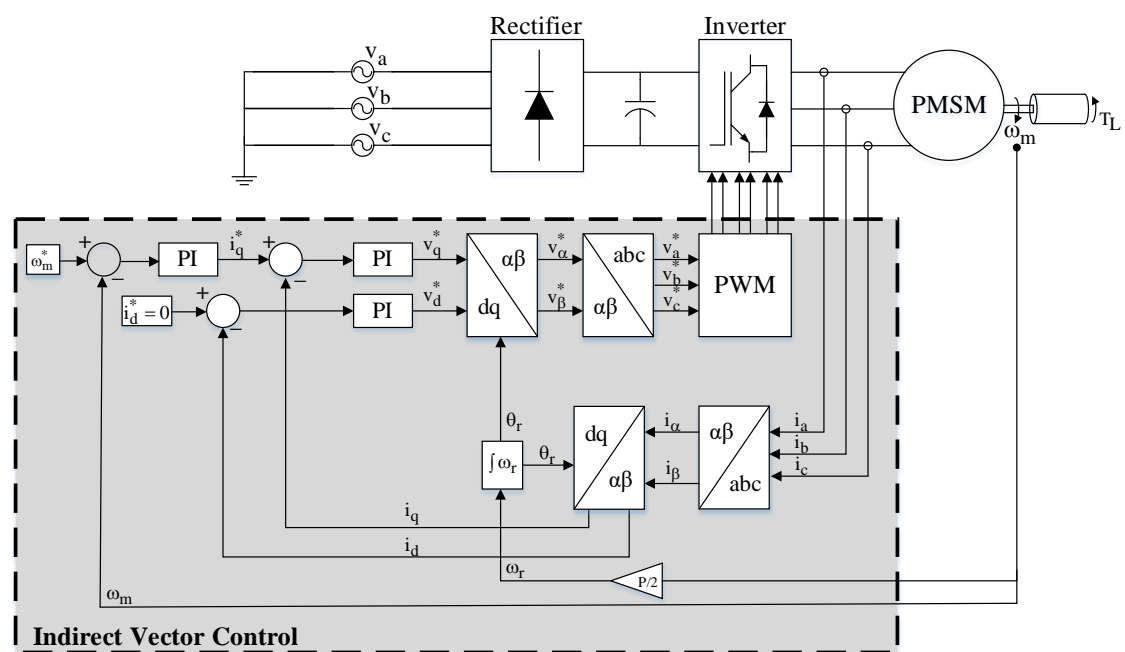
$$T_e = k_T i_q \quad (4-9)$$

โดยที่ $k_T = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\lambda_{pm}$

จากสมการที่ (4-8) จะเห็นว่า การควบคุมฟลักซ์ของมอเตอร์ถูกควบคุมอยู่บนแกน d เท่านั้น และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ถูกควบคุมอยู่บนแกน q จึงทำให้ได้สมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ในสมการที่ (4-9)

โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีโอแสดงได้ ดังรูปที่ 4.2 จากรูป ประกอบด้วย องค์กรประกอบ 2 ส่วนที่สำคัญคือ วงจรชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การดำเนินงานของระบบขับเคลื่อนนี้ คือ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะรับค่ากระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (i_{abc}) เพื่อดำเนินการคำนวณให้ได้ค่ากระแสสเตเตอร์บนแกน dq และอีกส่วน คือ การรับค่าความเร็วรอบเชิงมุมของมอเตอร์ (ω_m) เพื่อใช้สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ หลังจากนั้น สัญญาณควบคุมที่ได้จากระบบควบคุมความเร็วรอบและระบบควบคุมกระแสบนแกน dq จะถูกส่งไปยังวงจรมอเตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรให้ได้ความเร็วรอบตามที่ต้องการ รายละเอียดการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 4.2 สามารถอธิบายได้ ดังนี้

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะประกอบไปด้วย ตัวควบคุมพีโอจำนวน 3 ชุด คือ ตัวควบคุมพีโอในลูควบคุมความเร็วรอบจำนวน 1 ชุด และตัวควบคุมพีโอในลูควบคุมกระแสจำนวน 2 ชุด โดยการทำงานในลูควบคุมความเร็วรอบ จะมีการกำหนดความเร็วเชิงมุมอ้างอิงของมอเตอร์ (ω_m^*) มาเปรียบเทียบกับความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ที่วัดได้ (ω_m) ซึ่งจะได้ค่าความผิดพลาด ค่าดังกล่าวจะเป็นอินพุตให้กับตัวควบคุมพีโอ เอาต์พุตของตัวควบคุมพีโอในลูควบคุมความเร็วรอบ คือ ค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q (i_q^*) ซึ่งค่าดังกล่าวจะนำไปใช้คำนวณในลูควบคุมกระแสต่อไป



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ

การทำงานในรูปควบคุมกระแส ประกอบด้วย การควบคุมกระแสบนแกน d และการควบคุมกระแสบนแกน q โดยเริ่มจากการรับค่ากระแสสเตเตอร์ i_{abc} จากวงจรอินเวอร์เตอร์ของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร หลังจากนั้นค่ากระแสสเตเตอร์ i_{abc} จะถูกแปลงจากแกนสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน dq มุมที่ใช้ในการแปลงแกน คือ มุมที่ความเร็วซิงโครนัส (θ_s) ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยที่ค่ามุมดังกล่าวคำนวณได้จากการอินทิเกรตความเร็วรอบของมอเตอร์ (ω_m) ภายหลังจากการแปลงแกนของค่ากระแสสเตเตอร์ i_{abc} จะได้กระแส i_d และ i_q การควบคุมกระแสบนแกน q จะพิจารณาจากผลต่างระหว่างค่ากระแสอ้างอิง i_q^* ที่ได้จากตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมความเร็วรอบกับค่ากระแส i_q ที่ได้จากการแปลงแกนของกระแสสเตเตอร์ จากนั้นค่าความผิดพลาดของกระแสบนแกน q จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมพีไอเพื่อควบคุมกระแสบนแกน q โดยเอาต์พุตที่ได้ คือ แรงดันอ้างอิงบนแกน q (v_q^*) ส่วนการควบคุมกระแสบนแกน d จะกำหนดค่ากระแสอ้างอิงบนแกน d (i_d^*) เท่ากับ ศูนย์ เนื่องจากเวกเตอร์ของฟลักซ์จะต้องอยู่ในแนวเดียวกับขั้วแม่เหล็กของโรเตอร์ตลอดเวลา เพื่อให้มอเตอร์สามารถสร้างแรงบิดได้สูงสุด การควบคุมกระแสบนแกน d เริ่มต้นพิจารณาจากผลต่างระหว่างค่ากระแส

อ้างอิง i_d^* ที่ได้จากการกำหนดกับค่ากระแส i_d ที่ได้จากการแปลงแกนของกระแสสเตเตอร์ จากนั้นค่าความผิดพลาดของกระแสบนแกน d จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมพีไอเพื่อควบคุมกระแสบนแกน d โดยเอาต์พุตที่ได้ คือ แรงดันอ้างอิงบนแกน d (v_d^*) หลังจากได้ค่าแรงดันอ้างอิงทั้งสองแกนคือ v_d^* และ v_q^* ค่าดังกล่าวจะถูกแปลงกลับจากปริมาณบนแกน dq ให้อยู่บนแกนสามเฟส abc (v_{abc}^*) โดยที่ค่า v_{abc}^* คือสัญญาณควบคุมในกระบวนการเทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) จากนั้นจะได้สัญญาณพัลส์เพื่อเป็นสัญญาณควบคุมการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส สำหรับใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมกระแส

การควบคุมในรูปควบคุมกระแส จะประกอบด้วย ตัวควบคุมพีไอจำนวน 2 ชุด คือ ตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสบนแกน d และตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสบนแกน q ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมพีไอทั้ง 2 ชุด จะกำหนดเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบให้มีค่าเหมือนกัน ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบจะถูกนำไปใช้ทั้งในรูปควบคุมกระแสบนแกน d และรูปควบคุมกระแสบนแกน q

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมกระแส เริ่มต้นจากการพิจารณาสมการแรงดันของมอเตอร์บนแกน dq ดังสมการที่ (4-10) และสมการที่ (4-11)

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q + \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \quad (4-10)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (4-11)$$

จากนั้น เขียนสมการแรงดันของมอเตอร์บนแกน dq ในสมการที่ (4-10) และสมการที่ (4-11) ให้อยู่ในรูปของโดเมนเอสด้วยการแปลงลาปลาซ ได้ดังสมการที่ (4-12) และสมการที่ (4-13)

$$V_d(s) = R_s I_d(s) + \underbrace{sL_d I_d(s) - \omega_r L_q I_q(s) + s\lambda_{pm}(s)}_{\text{feedforward compensation}} \quad (4-12)$$

$$V_q(s) = R_s I_q(s) + \underbrace{sL_q I_q(s) + \omega_r L_d I_d(s) + \omega_r \lambda_{pm}(s)}_{\text{feedforward compensation}} \quad (4-13)$$

จากสมการที่ (4-12) และสมการที่ (4-13) พบว่า เทอมของค่าแรงดันขดเซยแบบไปหน้า (feedforward compensation) ถูกอธิบายไว้ ทั้งนี้เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการควบคุมมอเตอร์ที่ความเร็วรอบต่ำ อย่างไรก็ตาม ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้นำมาพิจารณา ดังนั้น สมการแรงดันของมอเตอร์บนแกน dq สามารถเขียนใหม่ได้ ดังสมการที่ (4-14) และสมการที่ (4-15)

$$V_d(s) = R_s I_d(s) + sL_d I_d(s) \quad (4-14)$$

$$V_q(s) = R_s I_q(s) + sL_q I_q(s) \quad (4-15)$$

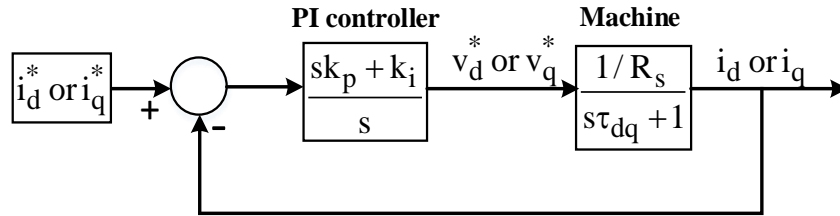
จากสมการที่ (4-14) และสมการที่ (4-15) พบว่า ทั้งสองสมการมีรูปแบบของสมการที่เหมือนกัน ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เพื่อการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมกระแสสามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (4-16)

$$\frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1/R_s}{s\tau_{dq} + 1} \quad (4-16)$$

$$\text{เมื่อ } \tau_{dq} = \frac{L_{dq}}{R_s}$$

τ_{dq} คือ ค่าคงที่เวลาของระบบ (Time Constant)

จากการพิจารณาโครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในรูปที่ 4.2 และการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์สมการที่ (4-16) ทำให้สามารถเขียนแผนภาพโตะแกรมของระบบในลูบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอทั้งบนแกน d และแกน q ได้ดังรูปที่ 4.3 เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมกระแสทั้งสองแกนมีลักษณะเหมือนกัน จึงสามารถแสดงแผนภาพโตะแกรมของระบบในลูบควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอไว้ในรูปเดียวกัน



รูปที่ 4.3 แผนภาพไดอะแกรมของระบบในลูปควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากรูปที่ 4.3 สามารถนำมาเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมกระแส ได้ดังสมการที่ (4-17)

$$I_{dq}(s) = \left(\frac{sK_{pi} + K_{ii}}{s} \right) \left(\frac{1/R_s}{s\tau_{dq} + 1} \right) (I_{dq}^*(s) - I_{dq}(s))$$

$$I_{dq}(s) = \left(\frac{sK_{pi} + K_{ii}}{R_s\tau_{dq}s^2 + R_s s} \right) (I_{dq}^*(s) - I_{dq}(s))$$

$$\left(\frac{R_s\tau_{dq}s^2 + R_s s + sK_{pi} + K_{ii}}{R_s\tau_{dq}s^2 + R_s s} \right) I_{dq}(s) = \left(\frac{sK_{pi} + K_{ii}}{R_s\tau_{dq}s^2 + R_s s} \right) I_{dq}^*(s)$$

$$\frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{(sK_{pi} + K_{ii})/R_s\tau_{dq}}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s\tau_{dq}} \right) s + \left(\frac{K_{ii}}{R_s\tau_{dq}} \right)} \quad (4-17)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานอันดับสองของระบบควบคุมแบบวงปิดสามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (4-18) ดังนี้

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-18)$$

โดยที่ ω_n คือ ค่าความถี่ธรรมชาติของระบบ

ζ คือ ค่าอัตราการหน่วง

ดังนั้น ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมกระแส ทำได้โดยการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์พหุนามตัวหารระหว่างสมการที่ (4-17) และสมการที่ (4-18) ดังนี้

$$\frac{R_s + K_{pi}}{R_s \tau_{dq}} = 2\zeta_i \omega_{ni} \quad (4-19)$$

$$\frac{K_{ii}}{R_s \tau_{dq}} = \omega_{ni}^2 \quad (4-20)$$

จากสมการที่ (4-19) และสมการที่ (4-20) สามารถจัดรูปแบบสมการใหม่เพื่อความสะดวกต่อการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ (K_{pi} , K_{ii}) ในลูบควบคุมกระแส แสดงได้ดังสมการที่ (4-21) และสมการที่ (4-22)

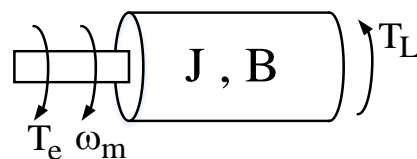
$$K_{pi} = 2\zeta_i R_s \tau_{dq} \omega_{ni} - R_s \quad (4-21)$$

$$K_{ii} = R_s \tau_{dq} \omega_{ni}^2 \quad (4-22)$$

ค่าอัตราการหน่วงของการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมกระแส (ζ_i) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกกำหนดให้เท่ากับ 0.8 และความถี่ธรรมชาติของระบบได้กำหนดไว้ที่ $\omega_{ni} = 100\pi$ เรเดียนต่อวินาที เนื่องจากได้พิจารณาจากความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ทำงาน คือ 50 เฮิร์ตซ์ จากนั้นแทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.1 ลงในสมการที่ (4-21) และสมการที่ (4-22) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมกระแส คือ $K_{pi} = 7.7177$ และ $K_{ii} = 2,516.7491$

4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมความเร็วรอบ

จากหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม พบว่า การควบคุมความเร็วรอบจะควบคุมอยู่บนแกน q เท่านั้น ซึ่งสอดคล้องกับการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ที่ถูกควบคุมด้วยกระแสสเตเตอร์บนแกน q แผนภาพทางกลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่อธิบายความสัมพันธ์ของความเร็วรอบและแรงบิดแสดงได้ ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แผนภาพทางกลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมความเร็วรอบ เริ่มต้นจากการพิจารณาสมการความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด ดังสมการที่ (4-23)

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_m + B \omega_m \quad (4-23)$$

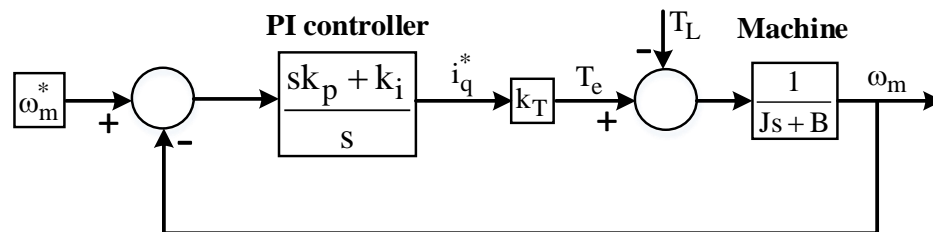
จากนั้น เขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดในสมการที่ (4-23) ให้อยู่ในรูปของโดเมนเอสด้วยการแปลงลาปลาซ ได้ดังสมการที่ (4-24)

$$T_e(s) - T_L(s) = sJ\omega_m(s) + B\omega_m(s) \quad (4-24)$$

จากสมการที่ (4-24) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เพื่อการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมความเร็วรอบ แสดงได้ดังสมการที่ (4-25)

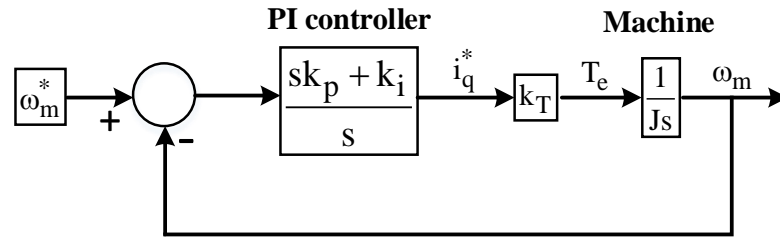
$$\frac{\omega_m(s)}{T_e(s) - T_L(s)} = \frac{1}{Js + B} \quad (4-25)$$

จากการพิจารณา โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 4.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (4-25) และสมการแรงบิดของมอเตอร์ตามสมการที่ (4-9) ทำให้สามารถเขียนแผนภาพไดอะแกรมของระบบในลูบควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมพีไอ ได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แผนภาพไดอะแกรมของระบบในลูบควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากรูปที่ 4.5 จะกำหนดให้ส่วนของค่าแรงบิดโหลด (T_L) มีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากเป็นการออกแบบตัวควบคุม ณ สถานะที่ไม่มีการรบกวน รวมทั้งกำหนดให้ค่าความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ (B) มีค่าน้อยมาก จึงไม่นำมาพิจารณาในการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น แผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบควบคุมความเร็วรอบของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ แสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบ

จากรูปที่ 4.6 สามารถนำมาเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบ ได้ดังสมการที่ (4-26)

$$\omega_m(s) = \left(\frac{sK_{p\omega} + K_{i\omega}}{s} \right) \left(\frac{k_T}{Js} \right) (\omega_m^*(s) - \omega_m(s))$$

$$\omega_m(s) = \left(\frac{sk_T K_{p\omega} + k_T K_{i\omega}}{Js^2} \right) (\omega_m^*(s) - \omega_m(s))$$

$$\left(\frac{Js^2 + sk_T K_{p\omega} + k_T K_{i\omega}}{Js^2} \right) \omega_m(s) = \left(\frac{sk_T K_{p\omega} + k_T K_{i\omega}}{Js^2} \right) \omega_m^*(s)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{(sk_T K_{p\omega} + k_T K_{i\omega}) / J}{s^2 + \left(\frac{k_T K_{p\omega}}{J} \right) s + \left(\frac{k_T K_{i\omega}}{J} \right)} \quad (4-26)$$

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบ สามารถดำเนินการเช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมกระแส นั่นคือ การนำสัมประสิทธิ์พหุนามตัวหารของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบในสมการที่ (4-26) มาเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์พหุนามตัวหารของฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานอันดับสองของระบบควบคุมแบบวงปิดในสมการที่ (4-18) จะได้

$$\frac{k_T K_{p\omega}}{J} = 2\zeta_{\omega} \omega_{n\omega} \quad (4-27)$$

$$\frac{k_T K_{i\omega}}{J} = \omega_{n\omega}^2 \quad (4-28)$$

จากสมการที่ (4-27) และสมการที่ (4-28) สามารถจัดรูปแบบสมการใหม่เพื่อความสะดวกต่อการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ($K_{p\omega}$, $K_{i\omega}$) ในรูปควบคุมความเร็วรอบ แสดงได้ดังสมการที่ (4-29) และสมการที่ (4-30)

$$K_{p\omega} = \frac{2\zeta_{\omega}J\omega_{no}}{k_T} \quad (4-29)$$

$$K_{i\omega} = \frac{J\omega_{no}^2}{k_T} \quad (4-30)$$

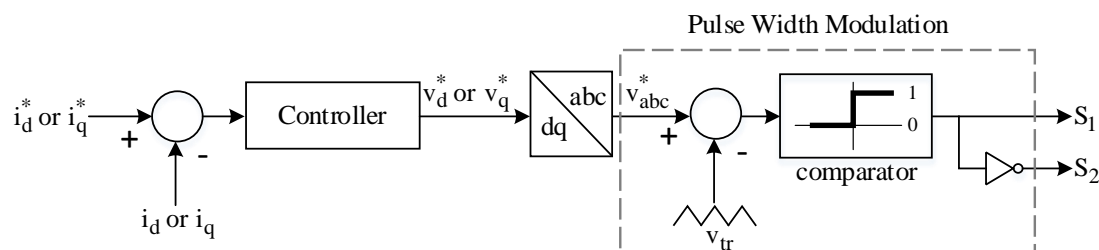
ค่าอัตราการหน่วงของการออกแบบตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมความเร็วรอบ (ζ_{ω}) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกกำหนดให้เท่ากับ 0.8 เท่ากับรูปควบคุมกระแส และความถี่ธรรมชาติของระบบกำหนดให้มีค่าน้อยกว่ารูปควบคุมกระแส 5-10 เท่า (ภักดี สวัสดิ์นะที่, 2556) ด้วยเหตุนี้ จึงกำหนดไว้ที่ $\omega_{no} = 20\pi$ เรเดียนต่อวินาที และเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.1 ลงในสมการที่ (4-29) และสมการที่ (4-30) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมความเร็วรอบ คือ $K_{p\omega} = 0.0244$ และ $K_{i\omega} = 0.9587$

4.3.3 เทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation)

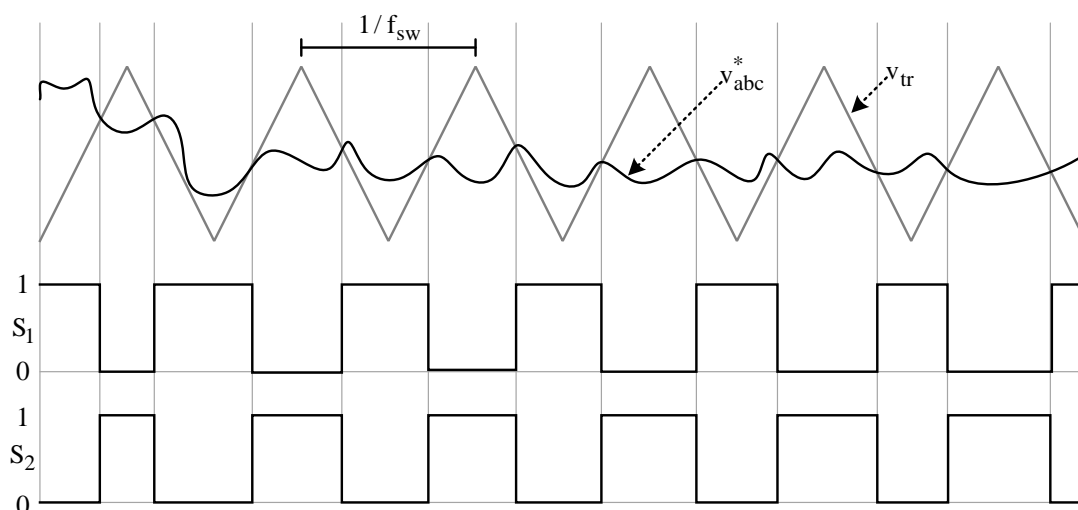
งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้หลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM) เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมการสวิตช์ของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์สามเฟส ($s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$) การมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นการควบคุมเชิงเส้น บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์แสดงได้ ดังรูปที่ 4.7 จะเห็นว่า หลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ คือ การนำแรงดันอ้างอิง (v_{abc}^*) หรือเรียกว่า สัญญาณควบคุม ที่ได้จากการคำนวณของตัวควบคุม ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tr}) เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมการสวิตช์ของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์สามเฟส ($s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$)

หลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์แสดงได้ ดังรูปที่ 4.8 จะเห็นว่า ถ้าแรงดันอ้างอิง (v_{abc}^*) มีค่ามากกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tr}) สัญญาณควบคุมการสวิตช์จะมีค่าเป็น 1 แต่ถ้าแรงดันอ้างอิง (v_{abc}^*) มีค่าน้อยกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tr}) สัญญาณควบคุมการสวิตช์จะมีค่าเป็น 0 โดย

ความถี่การสวิตช์ (f_{sw}) ของเทคนิคนี้ จะมีค่าคงที่และเท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tr}) ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้ f_{sw} มีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์

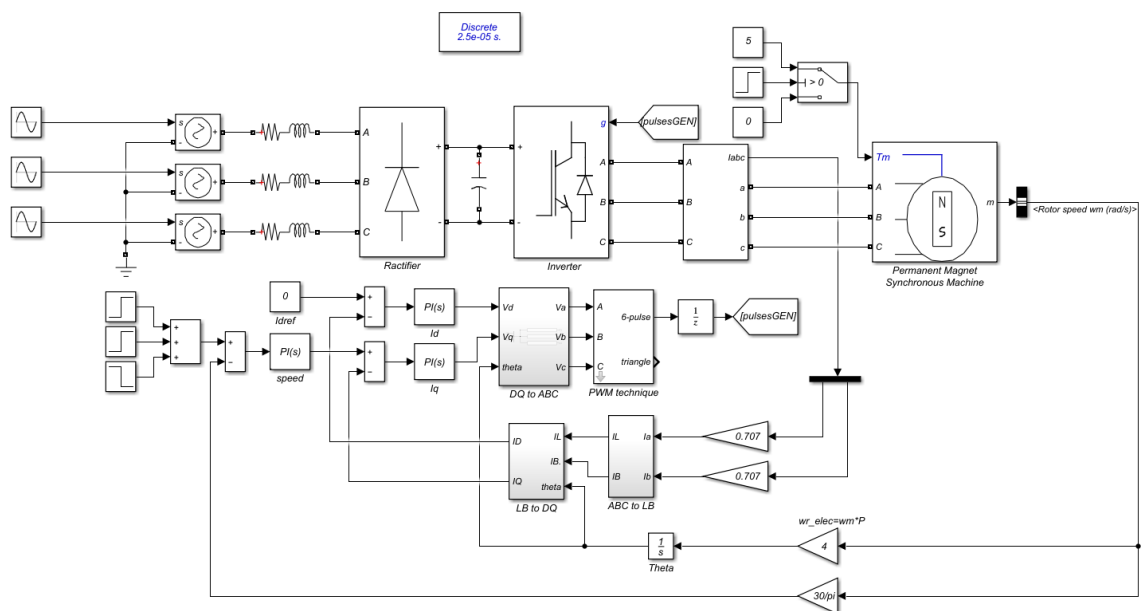


รูปที่ 4.8 หลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์

4.4 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ อาศัยชุดบล็อก Sim Power System บนโปรแกรม MATLAB/Simulink ค่าพารามิเตอร์ของระบบกำหนด ตามตารางที่ 3.1 โครงสร้างการเชื่อมต่อชุด

บล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ จะแบ่งการจำลองสถานการณ์ออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

รายละเอียดผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอทั้ง 2 กรณีอภิปรายได้ ดังนี้

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่จึงทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลดเท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.4 วินาที และ 0.8 วินาที ตามลำดับ โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

จากรูปที่ 4.10 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ จากการจำลองสถานการณ์กรณี การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอสามารถ ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตามต้องการ กล่าวคือ เมื่อทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลด ความเร็วรอบ ของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวในช่วงระยะเวลาหนึ่ง จากนั้นระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัว ควบคุมพีไอจะควบคุมให้ความเร็วรอบของมอเตอร์กลับเข้าสู่สภาวะคงที่ตามความเร็วรอบอ้างอิงอีกครั้ง และกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นแปรผันตามขนาดของแรงบิดโหลดที่เพิ่มขึ้น โดยความถี่ ของกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์จะมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง ทั้งนี้ ได้มีการพิจารณาสมรรถนะการควบคุม ของตัวควบคุมพีไอ โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของ มอเตอร์ (E_{speed} , E_{torque}) ค่าดังกล่าวถูกคำนวณด้วยวิธีรากกำลังสองเฉลี่ยผิดพลาด (Root Mean Square Error: RMSE) ตามสมการที่ (4-31) และสมการที่ (4-32) ตามลำดับ รวมทั้ง คำนวณค่า เปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ (A_{speed} , A_{torque}) ตาม สมการที่ (4-33) และสมการที่ (4-34) ผลการคำนวณแสดงได้ ดังตารางที่ 4.1

$$E_{\text{speed}} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^N (n_{mj}^* - n_{mj})^2}{N}} \quad (4-31)$$

$$E_{\text{torque}} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^N (T_{Lj}^* - T_{Lj})^2}{N}} \quad (4-32)$$

$$A_{\text{speed}} = 100\% - \left(\frac{E_{\text{speed}} \times 100\%}{n_m^*} \right) \quad (4-33)$$

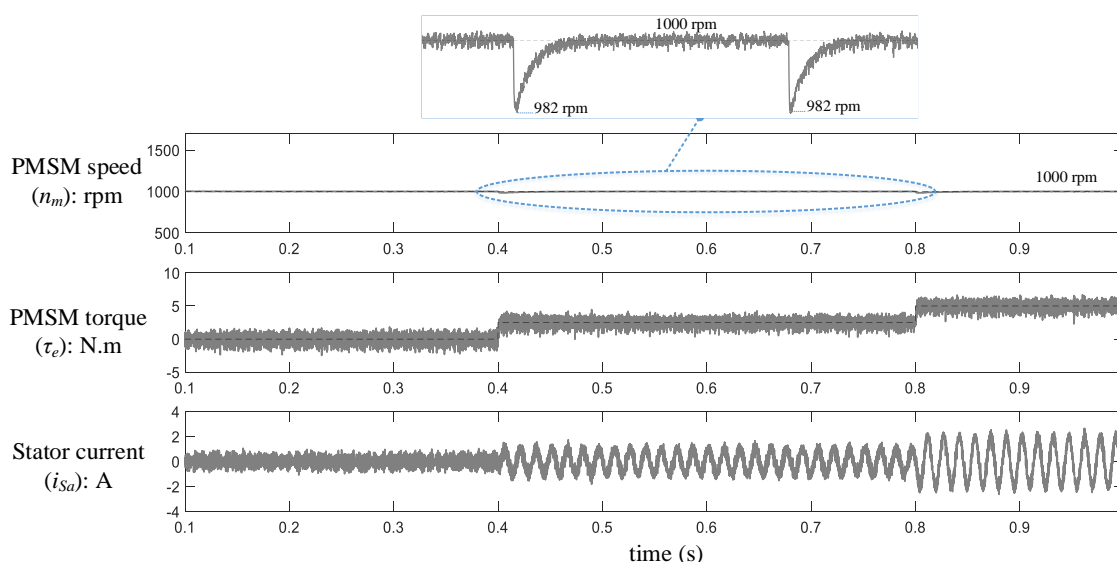
$$A_{\text{torque}} = 100\% - \left(\frac{E_{\text{torque}} \times 100\%}{T_L^*} \right) \quad (4-34)$$

โดยที่ n_m^* คือ ความเร็วรอบอ้างอิง
 n_m คือ ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่วัดได้
 T_L^* คือ แรงบิดโหลดอ้างอิง
 T_L คือ แรงบิดของมอเตอร์ที่วัดได้
 N คือ จำนวนจุดข้อมูลในการคำนวณ

ตารางที่ 4.1 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

Changing the load torque (N.m)	Tracking error		Tracking accuracy	
	E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
2.5	1.2362	0.5694	99.87	77.22
5	1.2686	0.5569	99.87	88.86

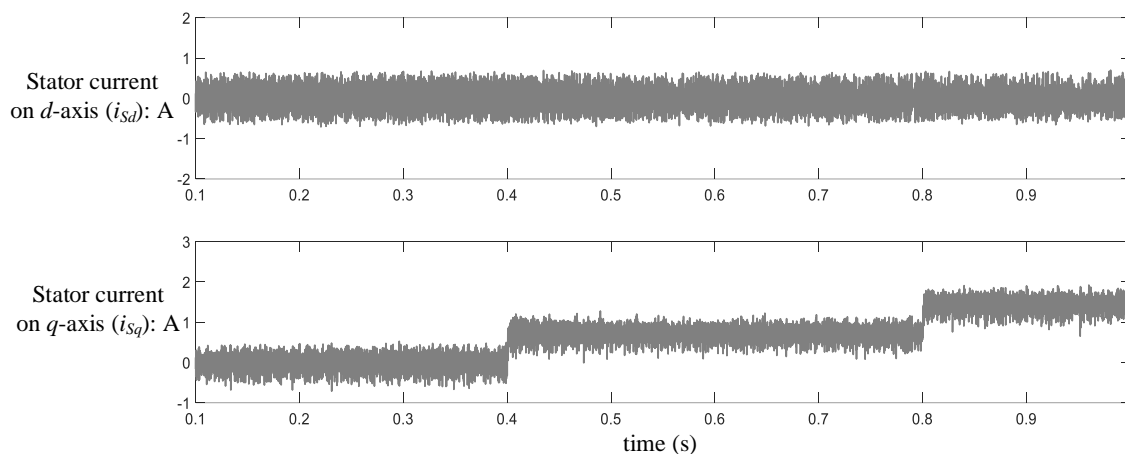
จากตารางที่ 4.1 จะเห็นว่า สมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมพีไอภายหลังจากการปรับเพิ่มแรงบิดโหลด เท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร นั้น ถือว่ามีสมรรถนะการควบคุมที่ดี เนื่องจากมีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์เท่ากับ 99.87 % แต่ตัวควบคุมพีไอยังมีข้อบกพร่องในการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมค่อนข้างสูง โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.5694 นิวตัน-เมตร และ 0.5569 นิวตัน-เมตร ตามลำดับ ส่งผลให้เปอร์เซ็นต์ความแม่นยำแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับ 77.22 % และ 88.86 % ตามลำดับ



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

จากรูปที่ 4.11 แสดงถึงสัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่า สัญญาณกระแสบนแกน q จะมีแนวโน้มเดียวกันกับสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ซึ่ง

เป็นไปตามทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่การควบคุมแรงบิดของมอเตอร์จะควบคุมบนแกน q เท่านั้น ส่วนสัญญาณกระแสบนแกน d จะมีค่าคงที่ ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่การควบคุมสนามแม่เหล็กของมอเตอร์จะทำการควบคุมให้มีค่าคงที่ ทั้งนี้จากรูปที่ 4.11 พบว่าสัญญาณกระแสบนแกน dq มีการกระเพื่อมค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์



รูปที่ 4.11 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ จึงทำการปรับแรงบิดโหลดเท่ากับ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.2 วินาที หลังจากนั้นจะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที และปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13

จากรูปที่ 4.12 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 195 รอบต่อนาที ก่อนความเร็วรอบของมอเตอร์จะเข้าสู่สภาวะคงที่ และขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการลดต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 284 รอบต่อนาที ก่อนความเร็วรอบของมอเตอร์จะเข้าสู่สภาวะคงที่ ซึ่งจากเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่

ของความเร็รรอบของมอเตอร์ ตามตารางที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอยังมีข้อบกพร่อง คือ สัญญาณความเร็รรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินค่อนข้างสูง โดยพิจารณาจากเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินของความเร็รรอบของมอเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 28.4 % และ 13.0 % ตามลำดับ

และในขณะที่ทำการปรับความเร็รรอบของมอเตอร์ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์และสัญญาณกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวในช่วงระยะเวลาหนึ่ง ก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงที่ด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ จะเห็นว่าการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบของมอเตอร์ คือ การควบคุมความถี่ของกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์ เมื่อต้องการปรับความเร็รรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่ของกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์เพิ่มขึ้น และเมื่อต้องการปรับความเร็รรอบของมอเตอร์ลดลง ทั้งนี้ ได้มีการพิจารณาสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมพีไอด้วยค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็รรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.2 เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็รรอบของมอเตอร์

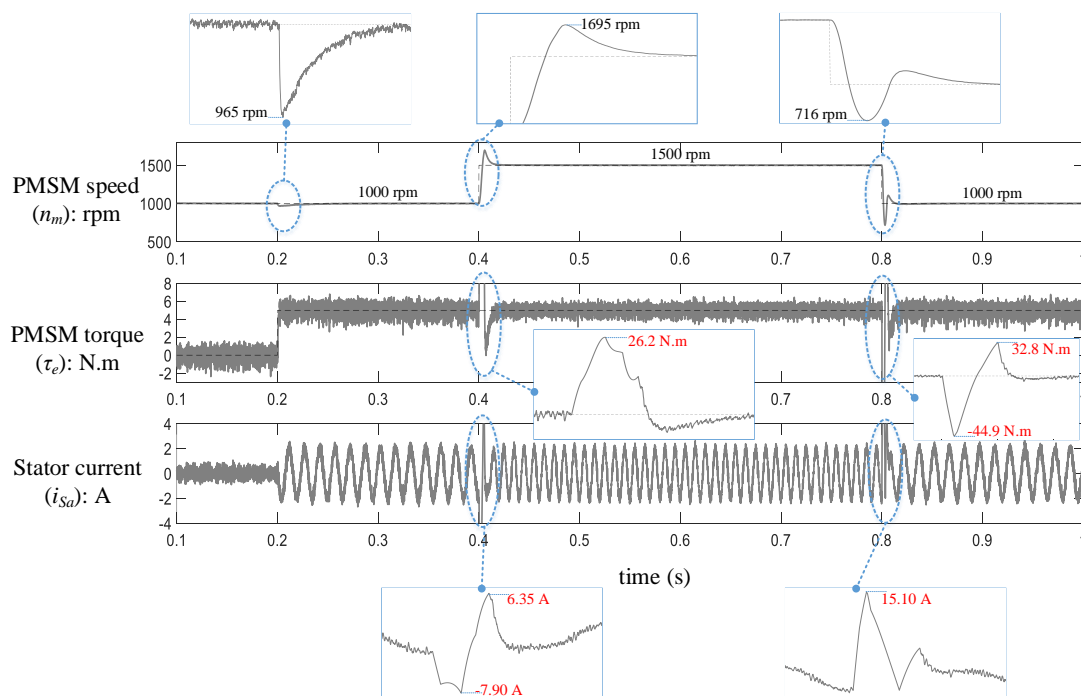
Changing the command speed (rpm)	Percent overshoot : P.O. (%)	Settling time (ms)
1,000	28.4	9
1,500	13.0	40

ตารางที่ 4.3 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็รรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์

Changing the command speed (rpm)	Tracking error		Tracking accuracy	
	E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
1,000	1.3355	0.5614	99.87	88.77
1,500	1.3859	0.5405	99.90	89.90

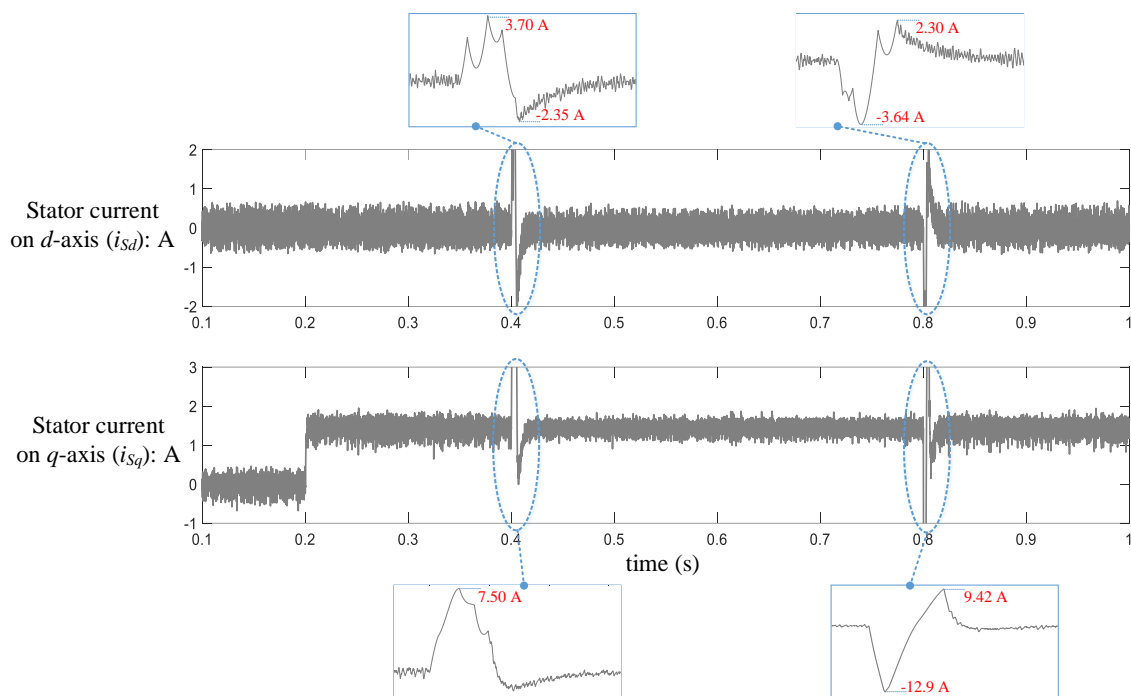
จากตารางที่ 4.3 จะเห็นว่า สมรรถนะการควบคุมความเร็รรอบด้วยตัวควบคุมพีไอมีลักษณะเช่นเดียวกันกับกรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด กล่าวคือ ตัวควบคุมพีไอให้สมรรถนะการควบคุมความเร็รรอบที่ดี แต่การควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ยังมีข้อบกพร่อง สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของ

มอเตอร์ยังคงมีการกระเพื่อมค่อนข้างสูง โดยพิจารณาจากค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.5614 นิวตัน-เมตร และ 0.5405 นิวตัน-เมตร ตามลำดับ ส่งผลให้เปอร์เซ็นต์ความแม่นยำแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับ 88.77 % และ 89.90 % ตามลำดับ



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

จากรูปที่ 4.13 แสดงถึงสัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบของมอเตอร์ พบว่า สัญญาณกระแสบนแกน dq จะมีแนวโน้มเหมือนกันกับกรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด แต่ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบของมอเตอร์ สัญญาณกระแสบนแกน dq จะมีการแกว่งไกวในช่วงระยะเวลาหนึ่ง ก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงที่อีกครั้ง



รูปที่ 4.13 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

4.5 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 4 ได้นำเสนอหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งการควบคุมจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ จะควบคุมอยู่บนแกน q โดยจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราการเร่งของมอเตอร์และแรงบิดของโหลด และการควบคุมสนามแม่เหล็กของมอเตอร์จะควบคุมอยู่บนแกน d โดยจะควบคุมให้มีค่าคงที่ ต่อมาได้แนะนำเสนอวิธีการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะมีจำนวน 3 ชุด แบ่งออกเป็นตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมความเร็วรอบจำนวน 1 ชุด และตัวควบคุมพีไอในรูปควบคุมกระแสจำนวน 2 ชุด ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมพีไอ พบว่า ระบบที่ทำการออกแบบเป็นระบบควบคุมแบบวงปิดอันดับสอง จึงใช้วิธีการเปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานอันดับสองของระบบควบคุมแบบวงปิดเพื่อความสะดวกในการออกแบบ และสุดท้ายได้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมพีไอ เพื่อตรวจสอบการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่

ได้จากการออกแบบในบทรนี้ ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตรงตามที่ต้องการ แต่ยังมีข้อบกพร่องบางประการ เช่น สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินสูง ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมสูง เป็นต้น ซึ่งจากบกพร่องดังกล่าว อาจส่งผลให้มอเตอร์เกิดการสั่นสะเทือน และเกิดความร้อนสูง จนกระทั่งมอเตอร์เกิดการเสียหายได้ จากปัญหาที่เกิดขึ้น จะนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุม เพื่อลดทอนข้อบกพร่องดังกล่าว และเพิ่มสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 5

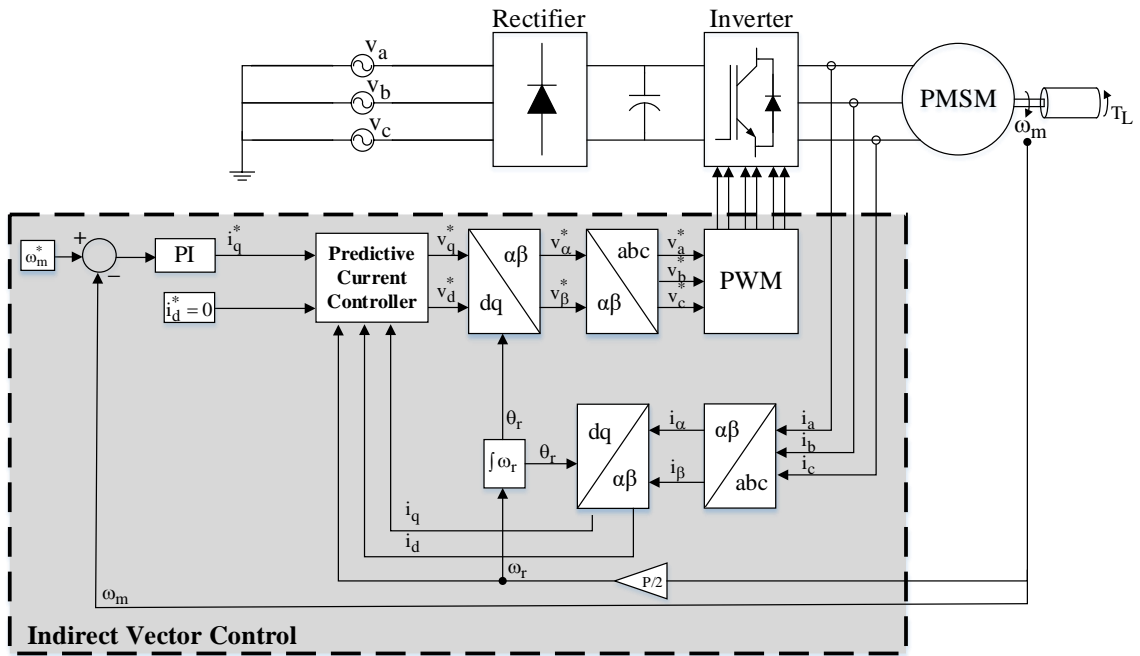
ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

5.1 บทนำ

การพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้ถูกศึกษาและนำเสนอในบทนี้ ทั้งนี้ เพื่อเพิ่มสมรรถนะและลดข้อบกพร่องในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เช่น การพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ การกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ และการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส บทนี้จะได้นำเสนอการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีข้อดีคือ สามารถลดการประวิงเวลาของระบบควบคุมในกระบวนการคำนวณแบบดิจิทัลได้ โดยผลกระทบจากการประวิงเวลาดังกล่าวจะทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วรอบอ้างอิงมากยิ่งขึ้น บทนี้จะได้นำเสนอหลักการการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย รวมถึงนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

5.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

การควบคุมกระแสแบบทำนาย (Predictive Current Control) เป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งส่งผลทำให้ได้ผลการตอบสนองทางพลวัตที่ดี (สุขสันต์ ตียรชกุล, 2555) งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงสนใจที่จะใช้งานตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เพื่อปรับปรุงระบบควบคุมในรูปควบคุมกระแส โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 5.1



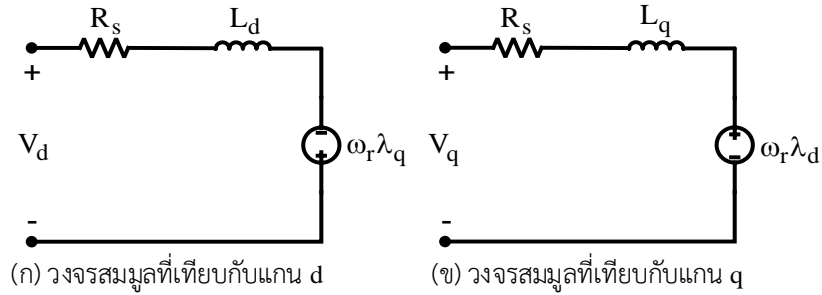
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายเริ่มต้นจากการวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq ดังรูปที่ 5.2 ผลการวิเคราะห์ พบว่า วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq สามารถถูกเขียนเป็นสมการแรงดันของมอเตอร์ ได้ดังสมการที่ (5-1) และสมการที่ (5-2)

$$v_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d \tag{5-1}$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q \tag{5-2}$$

โดยที่ $\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm}$ และ $\lambda_q = L_q i_q$ จะถูกแทนลงในสมการที่ (5-1) และสมการที่ (5-2) จนกระทั่งได้ผลเฉลยดังสมการที่ (5-3) และสมการที่ (5-4) ตามลำดับ



รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q + \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \quad (5-3)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (5-4)$$

จากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในตารางที่ 3.1 กำหนดให้ $L_d = L_q$ และ $\frac{d}{dt} \lambda_{pm} = 0$ เนื่องจากค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์มีค่าคงที่ ทำให้สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ ดังสมการที่ (5-5) และสมการที่ (5-6)

$$v_d = R_s i_d + L_{dq} \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_{dq} i_q \quad (5-5)$$

$$v_q = R_s i_q + L_{dq} \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_{dq} i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (5-6)$$

จากสมการที่ (5-5) และสมการที่ (5-6) สังเกตได้ว่า จะปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแส ซึ่งการประมาณค่าเทอมอนุพันธ์ในสมการดังกล่าวจะใช้การประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า (forward difference approximation)

$$\text{โดยที่ } \frac{d}{dt} i_d = \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} \quad \text{และ} \quad \frac{d}{dt} i_q = \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s}$$

k คือ ช่วงเวลาการคำนวณรอบปัจจุบัน

k+1 คือ ช่วงเวลาการคำนวณรอบถัดไป 1 รอบ

T_s คือ เวลาในการสุ่มตัวอย่าง

จากนั้นจัดเทอมสมการได้ใหม่ ดังสมการที่ (5-7) และสมการที่ (5-8)

$$v_d(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_d(k+1) - i_d(k)] + R_s i_d(k) - L_{dq} \omega_r(k) i_q(k) \quad (5-7)$$

$$v_q(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_q(k+1) - i_q(k)] + R_s i_q(k) + L_{dq} \omega_r(k) i_d(k) + \lambda_{pm} \omega_r(k) \quad (5-8)$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาสมการที่ (5-7) และสมการที่ (5-8) พบว่า เทอมสมการดังกล่าว ปรากฏค่ากระแสที่ต้องทำนาย ณ เวลาเท่ากับ $k+1$ ($i_{dq}(k+1)$) ค่ากระแส $i_{dq}(k+1)$ จะถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณแรงดันอ้างอิงหรือสัญญาณควบคุม ($v_{dq}^*(k)$) ในกระบวนการเทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) เพื่อเป็นสัญญาณการสวิตช์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ดังนั้น ค่ากระแส $i_{dq}(k+1)$ จึงถูกแทนด้วยค่ากระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k+1)$ ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่ได้ ดังสมการที่ (5-9) และสมการที่ (5-10)

$$v_d^*(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_d^*(k+1) - i_d(k)] + R_s i_d(k) - L_{dq} \omega_r(k) i_q(k) \quad (5-9)$$

$$v_q^*(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_q^*(k+1) - i_q(k)] + R_s i_q(k) + L_{dq} \omega_r(k) i_d(k) + \lambda_{pm} \omega_r(k) \quad (5-10)$$

อย่างไรก็ตาม เนื่องจากค่ากระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k+1)$ เป็นค่าในอนาคตและยังไม่ทราบค่า ด้วยเหตุนี้ จึงมีการประมาณค่ากระแสอ้างอิงดังกล่าว โดยค่ากระแสอ้างอิงที่จะประมาณนี้ คือ ค่า $i_{dq}^*(k+1)$ ซึ่งจะประมาณค่าด้วยสมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (5-11) และค่า $i_{dq}^*(k+1)$ ที่ประมาณนี้จะต้องมีค่าใกล้เคียง หรือเท่ากับค่า $i_{dq}^*(k+1)$ ดังรูปที่ 5.3 จากสมการที่ (5-11) พบว่า เทอมสมการที่พิจารณายังคงติดตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1, \dots, a_n) ซึ่งสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกันตามอันดับสมการของลากรานจ์ โดยสามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (5-12) ผลการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แสดงได้ ดังตารางที่ 5.1

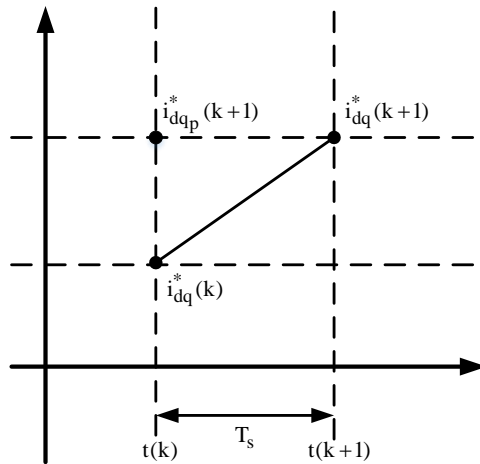
$$i_{dq}^*(k+1) = a_0 i_{dq}^*(k) + a_1 i_{dq}^*(k-1) + \dots + a_n i_{dq}^*(k-n) \quad (5-11)$$

$$i_{dq}^*(k+1) = \sum_{i=0}^n (-1)^{n-i} \frac{(n+1)!}{i!(n+1-i)!} i_{dq}^*(k+i-n) \quad (5-12)$$

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่งเท่านั้น เนื่องจากมีการทดสอบการใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับต่าง ๆ แต่ได้ผลการทดสอบที่ไม่แตกต่างกันมากอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้น เพื่อลดความซับซ้อน จึงเลือกใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่ง

ตารางที่ 5.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรางจ์แต่ละอันดับในกรณีทำนายในรอบที่ $k+1$

ค่าสัมประสิทธิ์ อันดับ	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
$n = 1$	2	-1	0	0	0	0	0
$n = 2$	3	-3	1	0	0	0	0
$n = 3$	4	-6	4	-1	0	0	0
$n = 4$	5	-10	10	-5	1	0	0
$n = 5$	6	-15	20	-15	6	-1	0



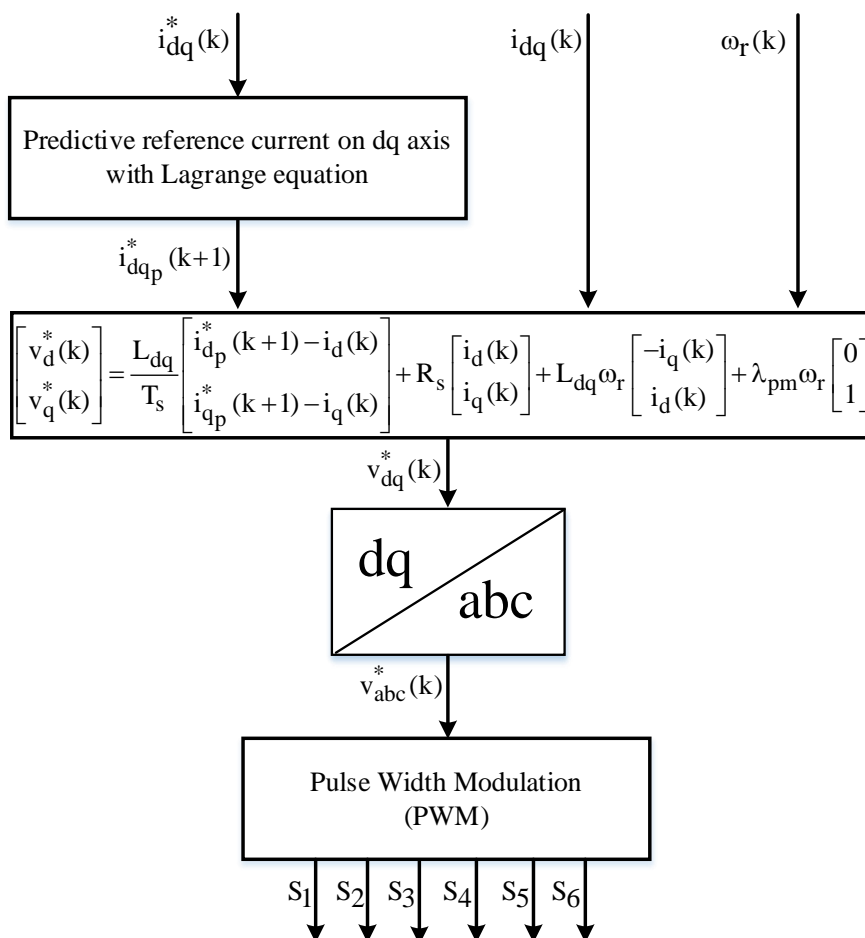
รูปที่ 5.3 หลักการควบคุมกระแสแบบทำนาย

จากสมการที่ (5-9) และสมการที่ (5-10) สามารถเขียนสมการใหม่ เพื่อคำนวณแรงดันอ้างอิง ($v_{dq}^*(k)$) ได้ ดังสมการที่ (5-13) และสมการที่ (5-14)

$$v_d^*(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_{dp}^*(k+1) - i_d(k)] + R_s i_d(k) - L_{dq} \omega_r(k) i_q(k) \quad (5-13)$$

$$v_q^*(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_{qp}^*(k+1) - i_q(k)] + R_s i_q(k) + L_{dq} \omega_r(k) i_d(k) + \lambda_{pm} \omega_r(k) \quad (5-14)$$

แผนภาพกระบวนการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 5.4 กระบวนการทำงานของตัวควบคุมดังกล่าวมีลำดับการทำงาน ดังนี้



รูปที่ 5.4 แผนภาพกระบวนการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

ขั้นที่ 1 วัดค่าทางไฟฟ้าในรอบการคำนวณปัจจุบัน ซึ่งประกอบด้วย ค่ากระแส $i_{dq}(k)$ และค่าความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์ $\omega_r(k)$ จากนั้นทำการรับค่ากระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k)$ โดยค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q ($i_q^*(k)$) ได้มาจากผลการคำนวณของตัวควบคุมในรูปควบคุมความเร็วรอบ และกำหนดค่ากระแสอ้างอิงบนแกน d ($i_d^*(k)$) เท่ากับศูนย์

ขั้นที่ 2 ทำนายค่ากระแสอ้างอิงในรอบการคำนวณถัดไป $i_{dq}^*(k+1)$ โดยการใช้สมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (5-11) และแทนค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1, \dots, a_n) ตามตารางที่ 5.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่ง

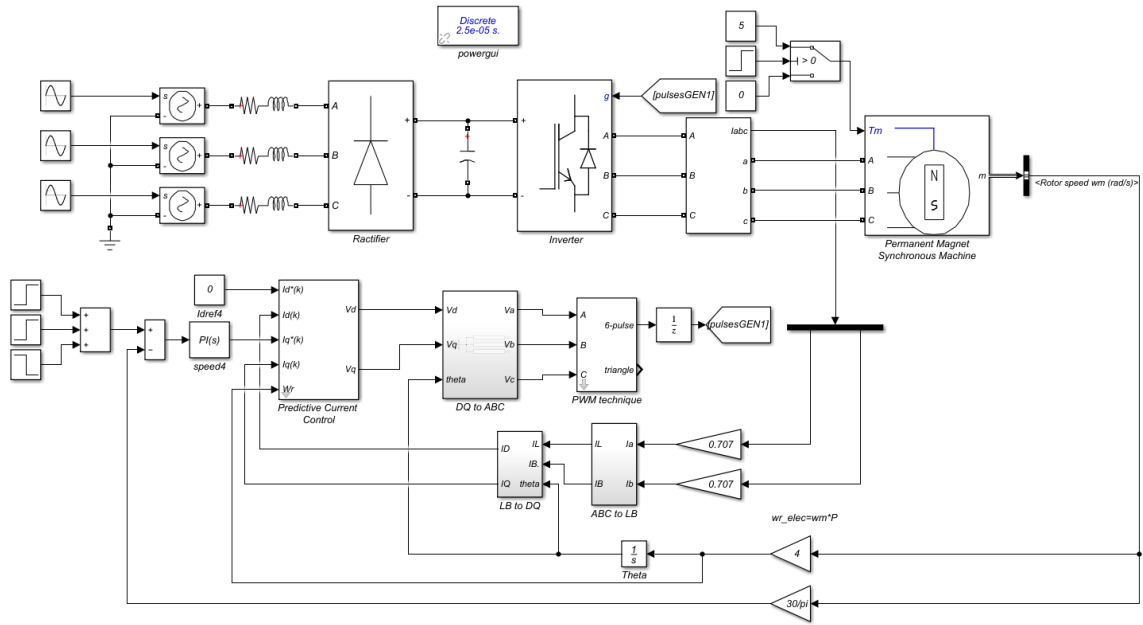
ขั้นที่ 3 คำนวณค่าแรงดันอ้างอิง $v_{dq}^*(k)$ ตามสมการที่ (5-13) และสมการที่ (5-14) จากนั้นนำค่าแรงดันอ้างอิง $v_{dq}^*(k)$ มาแปลงให้อยู่บนแกนสามเฟส abc ($v_{abc}^*(k)$)

ขั้นที่ 4 สร้างสัญญาณการสวิตช์ ($s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$) โดยใช้เทคนิคการสวิตช์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการนำค่าแรงดันอ้างอิง $v_{abc}^*(k)$ เปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงสามเหลี่ยม หลังจากนั้นทำการส่งสัญญาณการสวิตช์ไปควบคุมไอจีบีทีของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

5.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

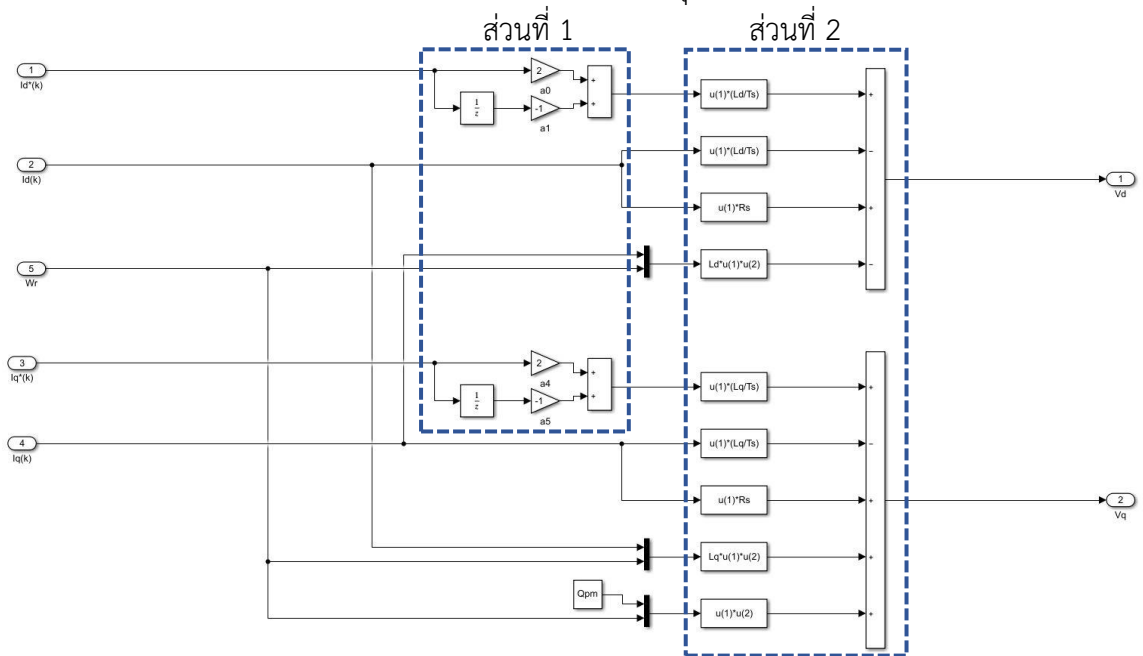
การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายในหัวข้อนี้ อาศัยชุดบล็อก Sim Power System บนโปรแกรม MATLAB/Simulink ที่มีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ ตามตารางที่ 3.1 โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 5.5 และโครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 5.6 จากรูปดังกล่าวประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่ง คือ การต่อบล็อกฟังก์ชันสมการของลากรานจ์ เพื่อคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในรอบการคำนวณถัดไป $i_{dq}^*(k+1)$ และส่วนที่สอง คือ การต่อบล็อกฟังก์ชันสมการที่ (5-13) และสมการที่ (5-14) เพื่อคำนวณค่าแรงดันอ้างอิง $v_{dq}^*(k)$

นอกจากนี้ ผลการจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้ จะมีการเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ตัวควบคุมพีโอ ในบทที่ 4



รูปที่ 5.5 ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์

ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย



รูปที่ 5.6 ชุดบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย จะแบ่งการจำลองสถานการณ์ออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

รายละเอียดผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายทั้ง 2 กรณี อภิปรายได้ ดังนี้

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่จึงทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลดเท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ระยะเวลา 0.4 วินาที และ 0.8 วินาที ตามลำดับ โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

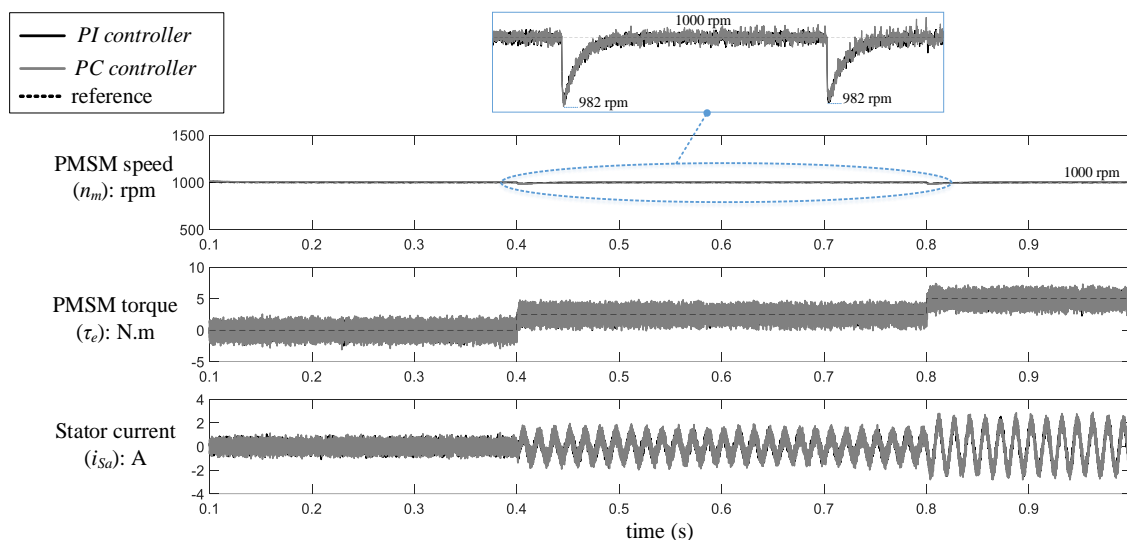
จากรูปที่ 5.7 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่า ขณะทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลด เท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่มีแนวโน้มลักษณะเดียวกับตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ ความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวในช่วงระยะเวลาหนึ่ง จากนั้นระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายจะควบคุมให้ความเร็วรอบของมอเตอร์กลับเข้าสู่สภาวะคงที่ตามความเร็วรอบอ้างอิงอีกครั้ง และเมื่อได้พิจารณาสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายด้วยค่าความคลาดเคลื่อน (E_{speed} , E_{torque}) และเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำ (A_{speed} , A_{torque}) ของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ 5.2

จากตารางที่ 5.2 จะเห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ใกล้เคียงกับตัวควบคุมพีไอ ซึ่งให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีความแม่นยำในการควบคุมความเร็วรอบที่ดีเช่นเดียวกับตัวควบคุมพีไอ โดยมีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ เท่ากับ 99.87 % และการที่ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของแรงบิดของมอเตอร์ใกล้เคียงกับตัวควบคุมพีไอ

ชี้ให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายยังมีข้อบกพร่องในการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหมือนกับตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมค่อนข้างสูง

ตารางที่ 5.2 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

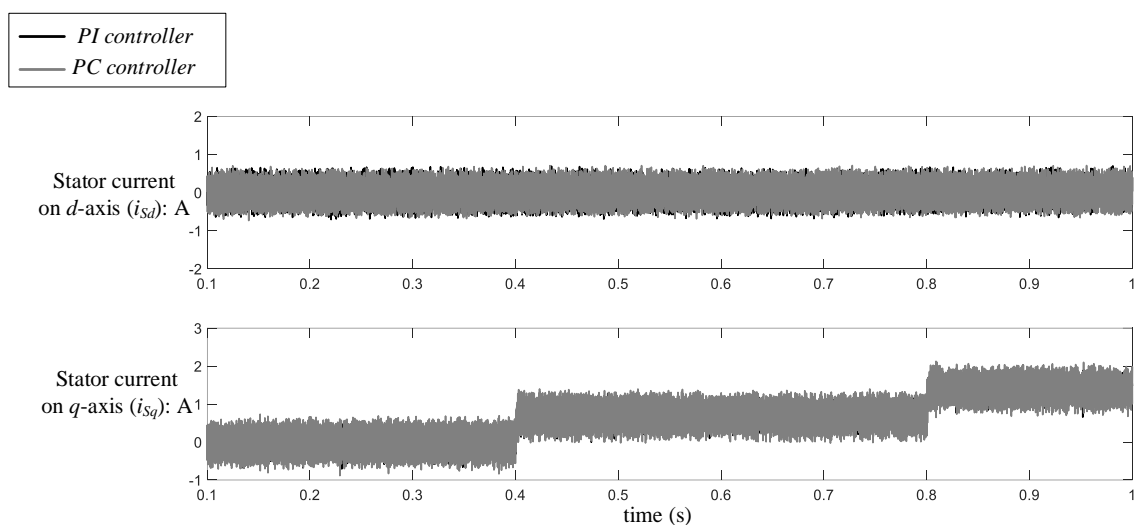
Controller	Changing the load torque (N.m)	Tracking error		Tracking accuracy	
		E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
PI Controller	2.5	1.2362	0.5694	99.87	77.22
	5	1.2686	0.5569	99.87	88.86
Predictive Current Controller	2.5	1.2135	0.5324	99.87	78.70
	5	1.2432	0.5564	99.87	88.87



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

จากรูปที่ 5.8 แสดงถึงสัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ใกล้เคียงกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ สัญญาณกระแสบนแกน q จะมีแนวโน้มเดียวกันกับสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ส่วนสัญญาณกระแสบน

แกน d จะมีค่าคงที่ ทั้งนี้ สัญญาณกระแสบนแกน dq มีการกระเพื่อมค่อนข้างสูงลักษณะเดียวกับตัวควบคุมพีไอ



รูปที่ 5.8 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ จึงทำการปรับแรงบิดโหลดเท่ากับ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.2 วินาที หลังจากนั้นจะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที และปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

จากรูปที่ 5.9 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ ขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 42 รอบต่อนาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ ที่เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 195 รอบต่อนาที และขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิด

การลดต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 161 รอบต่อนาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ ที่เกิดการลดต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 284 รอบต่อนาที เมื่อพิจารณาเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์ ตามตารางที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถลดการพุ่งเกินของสัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมพีไอ ซึ่งสังเกตได้ว่าเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าการใช้ตัวควบคุมพีไอ และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยพิจารณาจากเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ

ตารางที่ 5.3 เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์

Controller	Changing the command speed (rpm)	Percent overshoot : P.O. (%)	Settling time (ms)
PI Controller	1,000	28.4	9
	1,500	13.0	40
Predictive Current Controller	1,000	16.1	6
	1,500	2.8	40

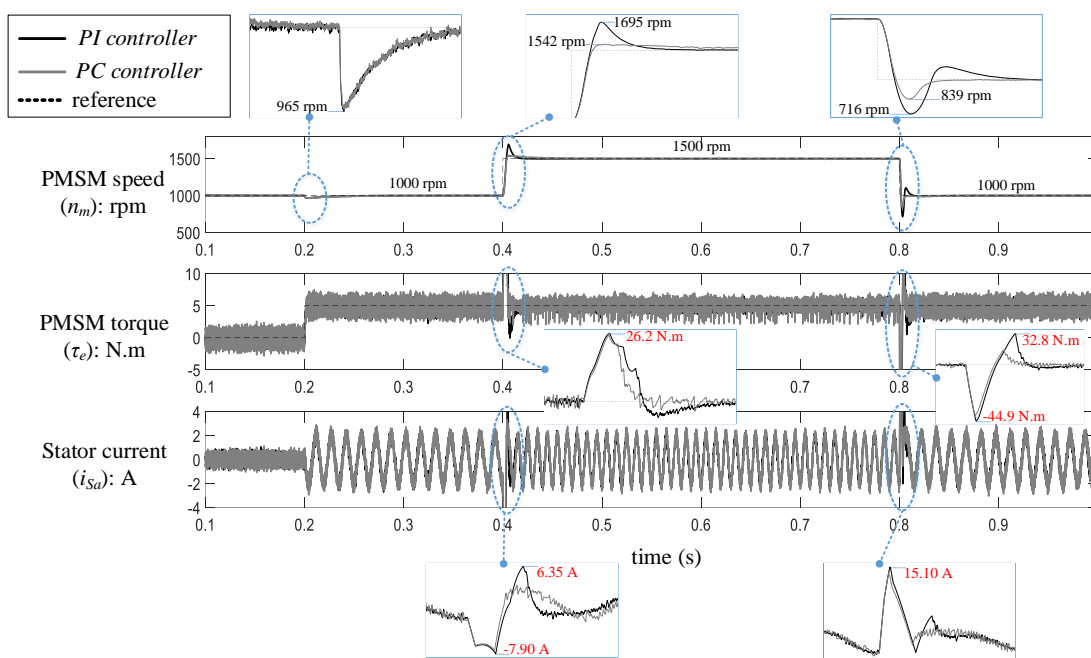
ทั้งนี้ ในขณะที่ทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์และสัญญาณกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอเล็กน้อย นอกจากนี้ ได้มีการพิจารณาสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายด้วยค่าความคลาดเคลื่อน (E_{speed} , E_{torque}) และเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำ (A_{speed} , A_{torque}) ของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ 5.4

จากตารางที่ 5.4 จะเห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายยังคงมีค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ใกล้เคียงกับตัวควบคุมพีไอ ซึ่งชี้ให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีความแม่นยำในการควบคุมความเร็วรอบที่ดีเช่นเดียวกับตัวควบคุมพีไอ ทั้งนี้ ในส่วนของค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของแรงบิดของมอเตอร์ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายยังคงมีค่าใกล้เคียงกับตัวควบคุมพีไอ ซึ่งชี้ให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบ

ทำนายยังมีข้อบกพร่องในการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหมือนกับตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ยังคงมีการกระเพื่อมค่อนข้างสูง

ตารางที่ 5.4 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

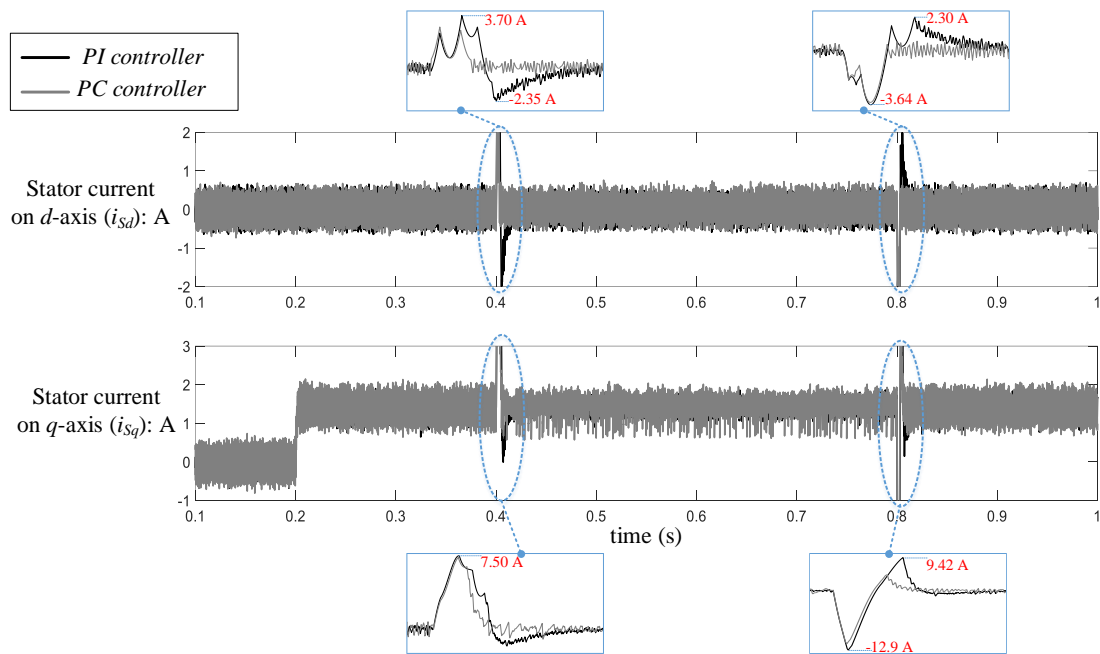
Controller	Changing the command speed (rpm)	Tracking error		Tracking accuracy	
		E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
PI Controller	1,000	1.3355	0.5614	99.87	88.77
	1,500	1.3859	0.5405	99.90	89.90
Predictive Current Controller	1,000	1.3145	0.5467	99.87	89.07
	1,500	1.3751	0.5672	99.91	88.66



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

จากรูปที่ 5.10 แสดงถึง สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ใกล้เคียงกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัว

ควบคุมพีไอ กล่าวคือ สัญญาณกระแสบนแกน q จะมีแนวโน้มเดียวกันกับสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ส่วนสัญญาณกระแสบนแกน d จะมีค่าคงที่ และสัญญาณกระแสบนแกน dq มีการกระเพื่อมค่อนข้างสูงลักษณะเดียวกับตัวควบคุมพีไอ แต่ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถลดการแกว่งไกวของสัญญาณกระแสบนแกน dq ในขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ เล็กน้อย



รูปที่ 5.10 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

5.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 ได้นำเสนอการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส โดยศึกษาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีข้อดี คือ ลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วรอบอ้างอิงน้อยลง หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายพิจารณาจากสมการแรงดันของมอเตอร์บนแกน dq และการทำนายกระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k+1)$ จะใช้สมการของลากรางจ์ที่อันดับหนึ่ง และสุดท้ายได้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เพื่อตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยผลการจำลองสถานการณ์จะนำไปเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีสมรรถนะการทำงานดีกว่าตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ สามารถลดการฟุ้งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ไปจากความเร็วรอบอ้างอิง ขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้น้อยลงกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ แต่ยังมีข้อบกพร่อง คือ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ยังมีการกระเพื่อมสูง ซึ่งจากข้อบกพร่องดังกล่าว อาจส่งผลให้มอเตอร์เกิดการสั่นสะเทือนและเกิดความร้อนสูง ซึ่งมอเตอร์เกิดการเสียหายได้ จากการศึกษาการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายในบทนี้ จึงนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เพื่อลดทอนข้อบกพร่องดังกล่าว และเพิ่มสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบให้กับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 6

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

6.1 บทนำ

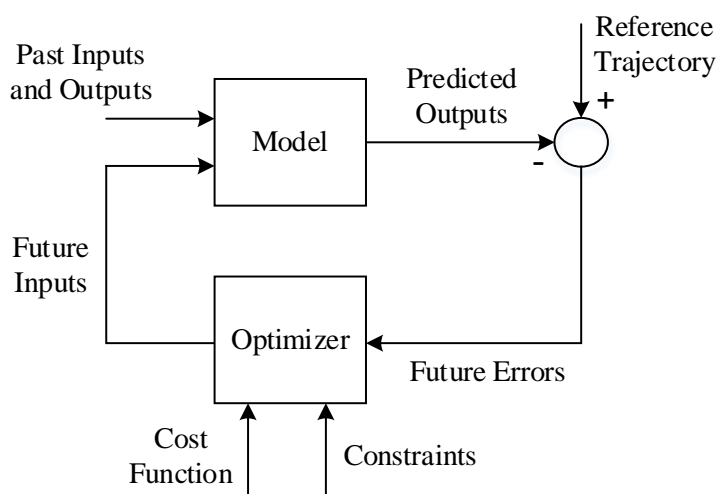
การพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 พบว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถเพิ่มสมรรถนะการทำงานให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมได้ดีขึ้น ตัวควบคุมดังกล่าวสามารถลดการฟุ้งเกินของความเร็รรอบของมอเตอร์ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิง เนื่องจากตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสามารถลดการประวิงเวลาในกระบวนการควบคุมแบบดิจิทัล อย่างไรก็ตาม ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ยังมีการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่สูง บทนี้จึงจะนำเสนอการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ตัวควบคุมดังกล่าวมีข้อดีกว่าตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กล่าวคือ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสามารถลดการประวิงเวลาในกระบวนการควบคุมแบบดิจิทัล และมีการคำนวณฟังก์ชันต้นทุนตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุม เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุด บทนี้จะได้นำเสนอหลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง รวมถึงนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

6.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

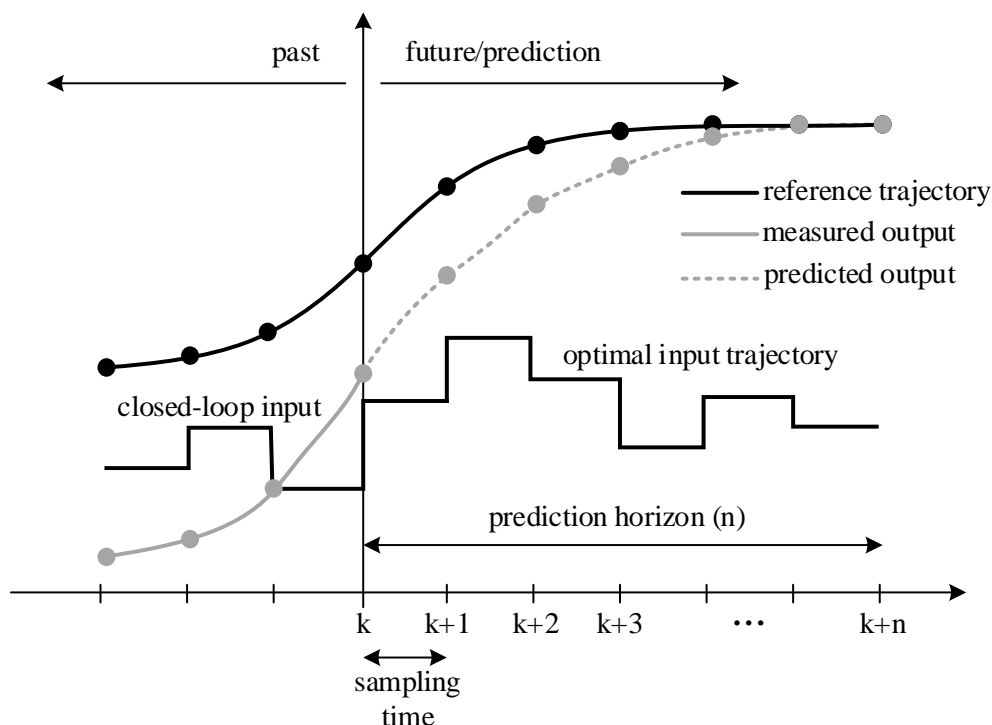
การควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง (Model Predictive Current Control) เป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดการประวิงเวลาในกระบวนการควบคุมแบบดิจิทัล และมีการคำนวณฟังก์ชันต้นทุนตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุม เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ค่าเอาต์พุตของระบบควบคุมใกล้เคียงกับค่าอ้างอิงมากที่สุด โครงสร้างของการควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.1 จะเห็นว่า แบบจำลองใช้เพื่อทำนายกระแสในอนาคต โดยพิจารณาจากค่าในอดีตและปัจจุบัน และการดำเนินการควบคุมเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด จะคำนึงถึงฟังก์ชัน

ต้นทุน (พิจารณาจากความผิดพลาดในการติดตามกระแสในอนาคต) ตลอดจนข้อจำกัดต่าง ๆ (E.F. Camacho and C. Bordons, 2000) ซึ่งหลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.2

จากรูปที่ 6.2 สามารถอธิบายได้ว่า สัญญาณเอาต์พุตในอนาคตจะได้รับการทำนายจากแบบจำลองของระบบควบคุม โดยใช้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการวัดและสัญญาณอินพุตในอดีตของระบบควบคุม และมีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับสัญญาณเอาต์พุตในอนาคต เพื่อให้มีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับสัญญาณอ้างอิง นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาสัญญาณเอาต์พุตจากการควบคุม พบว่า การพิจารณาช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่าง (sampling time) ที่แตกต่างกัน เช่น ที่เวลา k และ $k+n$ จะส่งผลต่อการทำนายสัญญาณเอาต์พุตในอนาคต กล่าวคือ การพิจารณาช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่างที่เพิ่มขึ้น จะทำให้มีความแม่นยำในการทำนายสัญญาณเอาต์พุตในอนาคตให้มีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับสัญญาณอ้างอิงมากขึ้น แต่จะมีความซับซ้อนในการคำนวณเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งการพิจารณาช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่างควรมีความเหมาะสมกับระบบควบคุมที่พิจารณา (ชาคริต ปานแป้น, 2564) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้การทำนายกระแสล่วงหน้า 2 ช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่าง



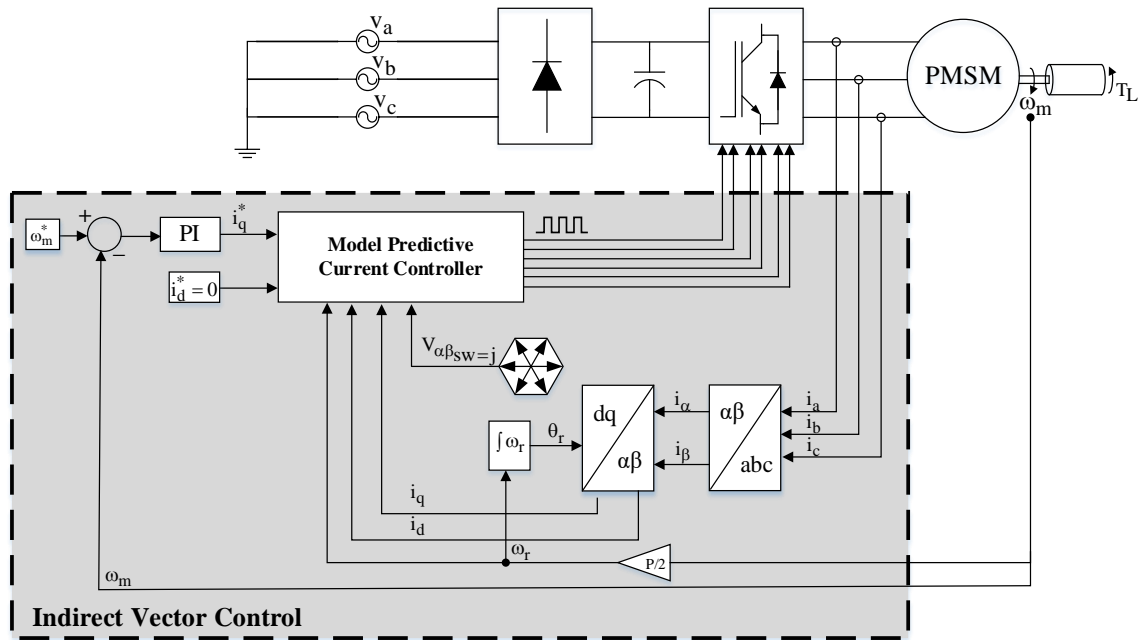
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของการควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง



รูปที่ 6.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มุ่งเน้นที่จะศึกษาตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง เพื่อพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในลูบควบคุมกระแส โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.3

หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง เริ่มจากการวัดค่าทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการควบคุม ตามที่ได้นำเสนอมาแล้วในบทก่อนหน้า หลังจากนั้นกระบวนการทำนายค่ากระแสบนแกน dq และกระบวนการหาฟังก์ชันต้นทุนต่ำจึงถูกดำเนินการ เพื่อใช้ในการเลือกสถานะการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน ได้แก่ ส่วนแรก คือ การทำนายกระแสอ้างอิงในอนาคต ส่วนที่สอง คือ การคำนวณกระแสบนแกน dq ในอนาคต และส่วนสุดท้าย คือ การคำนวณฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุด จากนั้น เอาต์พุตของตัวควบคุม คือ สัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุด องค์ประกอบทั้ง 3 ส่วนสามารถอธิบายได้ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.3 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

6.2.1 การทำนายกระแสอ้างอิงในอนาคต

การทำนายกระแสอ้างอิงในอนาคต สามารถคำนวณได้จากการใช้สมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (6-1) ซึ่งจะทำการทำนายกระแสอ้างอิง i_{dq}^* ในอนาคตรอบที่ $k+2$ เนื่องจากกระบวนการคำนวณแบบดิจิทัลก่อให้เกิดการประวิงเวลาหนึ่งคาบการสุ่มตัวอย่าง ดังนั้น เพื่อให้กระบวนการควบคุมไม่เกิดผลกระทบจากการประวิงเวลาทางดิจิทัล จึงทำการทำนายกระแสอ้างอิงในรอบที่ $k+2$ ($i_{dq}^*(k+2)$) เมื่อพิจารณาสมการที่ (6-1) พบว่า สมการดังกล่าวติดตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1, \dots, a_n) ซึ่งสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกันตามอันดับสมการของลากรานจ์ โดยสามารถแสดงได้ ดังตารางที่ 6.1

$$i_{dq}^*(k+2) = a_0 i_{dq}^*(k) + a_1 i_{dq}^*(k-1) + \dots + a_n i_{dq}^*(k-n) \quad (6-1)$$

ตารางที่ 6.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แต่ละอันดับในกรณีทำนายในรอบที่ $k+2$

ค่าสัมประสิทธิ์ อันดับ	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
$n = 1$	3	-2	0	0	0	0	0
$n = 2$	6	-8	3	0	0	0	0
$n = 3$	10	-20	15	-4	0	0	0
$n = 4$	15	-40	45	-24	5	0	0
$n = 5$	21	-70	105	-84	35	-6	0

โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่งเท่านั้น เนื่องจากมีการทดสอบการใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับต่าง ๆ แต่ได้ผลการทดสอบที่ไม่แตกต่างกันมาก ดังนั้นเพื่อความสะดวกและลดความซับซ้อน จึงเลือกใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่ง

6.2.2 การคำนวณกระแสบนแกน dq ในอนาคต

การคำนวณกระแสบนแกน dq ในอนาคต เริ่มจากการพิจารณาจรรยาสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกน dq ตามรูปที่ 5.2 และจากการวิเคราะห์จรรยาสมมูลดังกล่าว ที่ได้นำเสนอในบทที่ 5 สามารถเขียนสมการแรงดันของมอเตอร์บนแกน dq ได้ ดังสมการที่ (6-2) และสมการที่ (6-3)

$$v_d = R_s i_d + L_{dq} \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_{dq} i_q \quad (6-2)$$

$$v_q = R_s i_q + L_{dq} \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_{dq} i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (6-3)$$

จากสมการที่ (6-2) และสมการที่ (6-3) สังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวจะปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของกระแส ซึ่งการประมาณค่าเทอมอนุพันธ์ในสมการดังกล่าวจะใช้การประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า (forward difference approximation)

$$\text{โดยที่ } \frac{d}{dt} i_d = \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} \quad \text{และ} \quad \frac{d}{dt} i_q = \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s}$$

k คือ ช่วงเวลาการคำนวณรอบปัจจุบัน

$k+1$ คือ ช่วงเวลาการคำนวณรอบถัดไป 1 รอบ

T_s คือ เวลาในการสุ่มตัวอย่าง

ดังนั้น สมการที่ (6-2) และสมการที่ (6-3) จะสามารถเขียนสมการใหม่ได้ ดังสมการที่ (6-4) และสมการที่ (6-5)

$$v_d(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_d(k+1) - i_d(k)] + R_s i_d(k) - L_{dq} \omega_r(k) i_q(k) \quad (6-4)$$

$$v_q(k) = \frac{L_{dq}}{T_s} [i_q(k+1) - i_q(k)] + R_s i_q(k) + L_{dq} \omega_r(k) i_d(k) + \lambda_{pm} \omega_r(k) \quad (6-5)$$

จากสมการที่ (6-4) และสมการที่ (6-5) เนื่องจากหลักการควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองต้องพิจารณาใช้กระแสบนแกน dq ในอนาคต จึงทำให้จัดรูปสมการใหม่ได้ ดังสมการที่ (6-6) และสมการที่ (6-7)

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{dq}}\right) i_d(k) + T_s \omega_r(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L_{dq}} v_d(k) \quad (6-6)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{dq}}\right) i_q(k) - T_s \omega_r(k) i_d(k) - \frac{\lambda_{pm} T_s}{L_{dq}} \omega_r(k) + \frac{T_s}{L_{dq}} v_q(k) \quad (6-7)$$

จากวัตถุประสงค์การชดเชยการประวิงเวลาทางดิจิทัลและทำนายกระแสในอนาคต สมการที่ (6-6) และสมการที่ (6-7) จึงถูกพิจารณาให้คำนวณกระแสบนแกน dq ในอนาคตรอบที่ $k+2$ ($i_{dq}(k+2)$) ซึ่งเป็นลักษณะการทำนายไปข้างหน้าอีกหนึ่งช่วงระยะเวลาการสุ่มตัวอย่าง สามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (6-8) และสมการที่ (6-9)

$$i_d(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{dq}}\right) i_d(k+1) + T_s \omega_r(k+1) i_q(k+1) + \frac{T_s}{L_{dq}} v_d(k+1) \quad (6-8)$$

$$i_q(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_{dq}}\right) i_q(k+1) - T_s \omega_r(k+1) i_d(k+1) - \frac{\lambda_{pm} T_s}{L_{dq}} \omega_r(k+1) + \frac{T_s}{L_{dq}} v_q(k+1) \quad (6-9)$$

การคำนวณ $i_{dq}(k+2)$ ในสมการที่ (6-8) และสมการที่ (6-9) สังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวติดอยู่ในเทอมของค่าความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์ในอนาคตรอบที่ $k+1$ ($\omega_r(k+1)$)

และค่าแรงดันบนแกน dq ในอนาคตรอบที่ $k+1$ ($v_{dq}(k+1)$) โดยในเทอมของ $\omega_r(k+1)$ จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์รอบปัจจุบัน ($\omega_r(k+1) = \omega_r(k)$) เนื่องจากกระบวนการคำนวณในหนึ่งช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่าง ค่าความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์เกิดการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก จึงกำหนดค่า $\omega_r(k+1) = \omega_r(k)$ ได้ และในเทอมของ $v_{dq}(k+1)$ สามารถพิจารณาได้จากแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสในแต่ละสถานะการสวิตช์ของไอจีบีทีที่แสดงได้ ดังสมการที่ (6-10) และสมการที่ (6-11) โดยสถานะการสวิตช์ของไอจีบีทีที่เป็นไปได้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแสดงได้ ดังตารางที่ 6.2

$$v_d(k+1) = v_\alpha(k) \cos \theta_r(k) + v_\beta(k) \sin \theta_r(k) \quad (6-10)$$

$$v_q(k+1) = -v_\alpha(k) \sin \theta_r(k) + v_\beta(k) \cos \theta_r(k) \quad (6-11)$$

โดยที่ $v_\alpha(k)$ คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสบนแกน α

$v_\beta(k)$ คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสบนแกน β

$\theta_r(k)$ คือ มุมที่ความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์

ตารางที่ 6.2 สถานะการสวิตช์ของไอจีบีทีสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

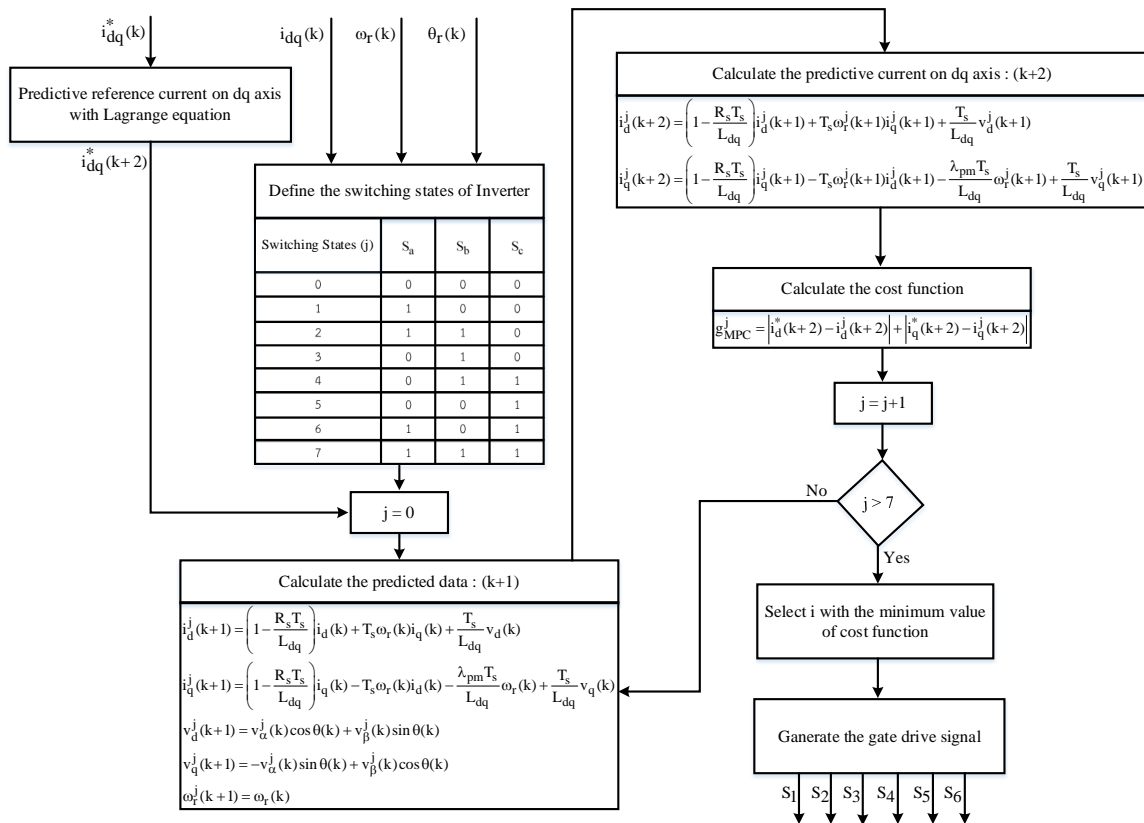
สถานะการสวิตช์ (j)	S_a	S_b	S_c	แรงดันเอาต์พุต	
				v_α	v_β
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0
5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
7	1	1	1	0	0

6.2.3 การคำนวณฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุด

การคำนวณฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุด (minimization of cost function) เป็นกระบวนการที่สำคัญของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง เนื่องจากกระบวนการนี้จะถูกใช้เป็นข้อมูลในการเลือกสถานะการสวิตช์ของไอจีบีทีสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อให้การควบคุมมีประสิทธิภาพดีที่สุดตามฟังก์ชันต้นทุน โดยการคำนวณฟังก์ชันต้นทุนสามารถแสดงได้ ดังสมการที่ (6-12) การคำนวณฟังก์ชันต้นทุน (gMPC) ในหนึ่งช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่าง จะถูกคำนวณตามจำนวนสถานะการสวิตช์ที่เป็นไปได้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส จากนั้นจะใช้ค่าฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุดเป็นค่าอ้างอิงในการเลือกสถานะการสวิตช์ของไอจีบีทีสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

$$g_{MPC} = |i_d^*(k+2) - i_d(k+2)| + |i_q^*(k+2) - i_q(k+2)| \quad (6-12)$$

แผนภาพกระบวนการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 6.4 กระบวนการทำงานของตัวควบคุมดังกล่าวมีลำดับการทำงาน ดังนี้



รูปที่ 6.4 แผนภาพกระบวนการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

ขั้นที่ 1 วัดค่าทางไฟฟ้าในรอบปัจจุบัน ซึ่งประกอบไปด้วย ค่ากระแส $i_{dq}(k)$ ค่าความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์ $\omega_r(k)$ และมุมที่ความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์ $\theta_r(k)$ จากนั้นทำการรับค่ากระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k)$ โดยค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q ($i_q^*(k)$) ได้จากผลการคำนวณของตัวควบคุมในรูปควบคุมความเร็วรอบ และกำหนดค่ากระแสอ้างอิงบนแกน d ($i_d^*(k)$) เท่ากับศูนย์

ขั้นที่ 2 ทำนายค่ากระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k+2)$ โดยการใช้สมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (6-1) และแทนค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1, \dots, a_n) ตามตารางที่ 6.1 โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่ง

ขั้นที่ 3 เริ่มพิจารณาสถานการณ์สวิตซ์ที่ j เท่ากับ 0 จากนั้นทำการคำนวณค่าทางไฟฟ้าตามสถานะการสวิตซ์ j นั้น ๆ โดยเริ่มจากคำนวณค่ากระแส $i_{dq}^j(k+1)$ ตามสมการที่ (6-6) และสมการที่ (6-7) จากนั้นคำนวณค่าแรงดัน $v_{dq}^j(k+1)$ ตามสมการที่ (6-10) และสมการที่ (6-11) หลังจากนั้นนำค่าต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณข้างต้นมาคำนวณค่ากระแส $i_{dq}^j(k+2)$ ตามสมการที่ (6-8) และสมการที่ (6-9) เพื่อใช้สำหรับนำไปคำนวณค่าฟังก์ชันต้นทุนในขั้นต่อไป

ขั้นที่ 4 คำนวณค่าฟังก์ชันต้นทุนตามสถานการณ์สวิตซ์ที่ j (g_{MPC}^j) ตามสมการที่ (6-12)

ขั้นที่ 5 วนรอบการคำนวณตามขั้นที่ 3 และ 4 จนครบจำนวนสถานการณ์สวิตซ์ที่ j เท่ากับ 7

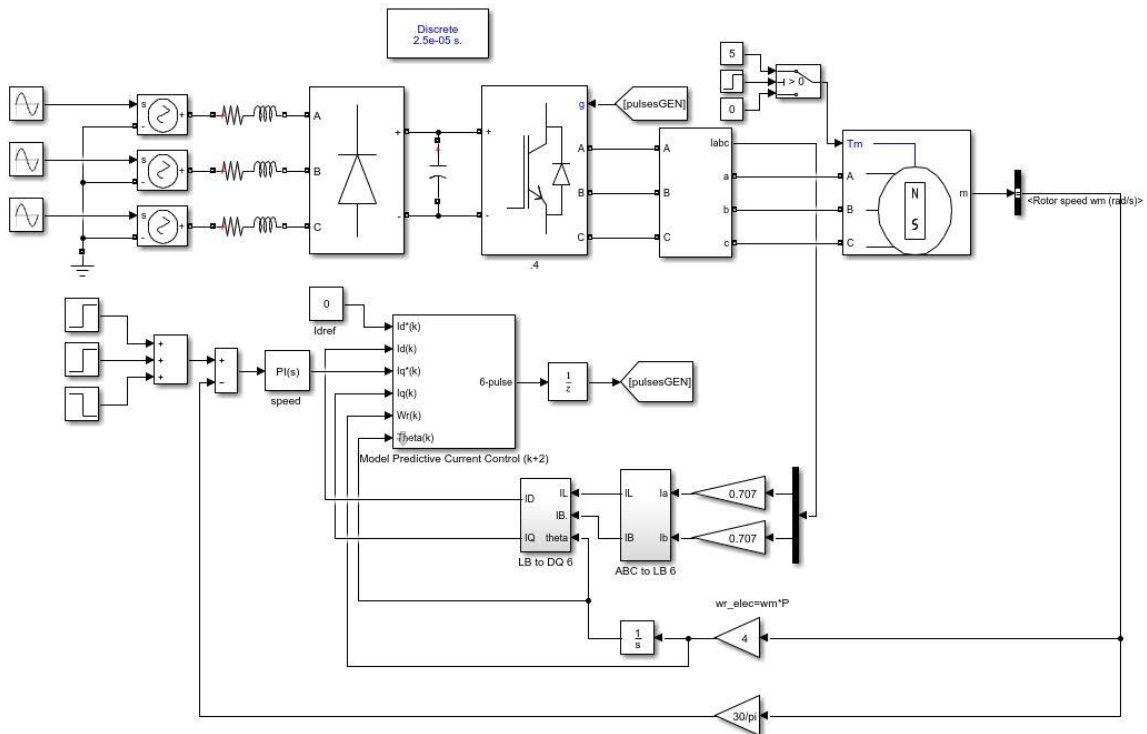
ขั้นที่ 6 เลือกสถานการณ์สวิตซ์ j ที่มีค่าฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุด เพื่อใช้ในการอ้างอิงสำหรับสร้างสัญญาณการสวิตซ์ ($s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$) สำหรับควบคุมไอจีบีทีของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ความถี่การสวิตซ์สำหรับตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง จะมีค่าความถี่การสวิตซ์ไม่คงที่ โดยมีค่าความถี่การสวิตซ์สูงสุดไม่เกินค่าความถี่การสุ่มตัวอย่าง (sampling frequency)

6.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

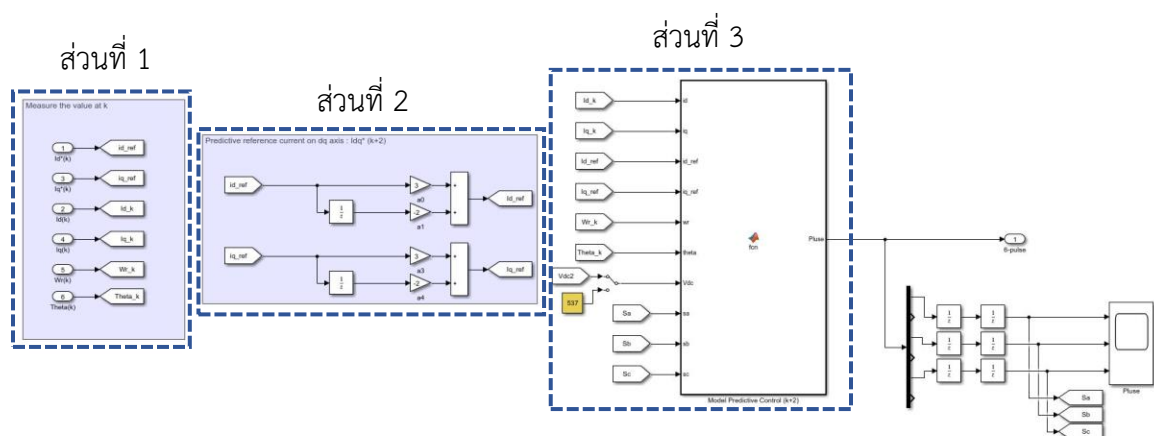
การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในหัวข้อนี้ อาศัยชุดบล็อก Sim Power System บนโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งได้กำหนดใช้ค่าพารามิเตอร์ของระบบจากตารางที่

3.1 โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.5 และโครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองแสดงได้ ดังรูปที่ 6.6 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่ง คือ การต่อบล็อกรับค่าทางไฟฟ้าต่าง ๆ ส่วนที่สอง คือ การต่อบล็อกฟังก์ชันสมการลากรางจ์ เพื่อคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในรอบที่ $k+2$ ($i_{dq}^*(k+2)$) และส่วนที่สาม คือ การใช้บล็อกฟังก์ชันสำเร็จรูป เพื่อเขียนฟังก์ชันสมการที่ (6-6) ถึงสมการที่ (6-12) สำหรับคำนวณค่ากระแสอ้างอิงในรอบที่ $k+2$ ($i_{dq}(k+2)$), ฟังก์ชันต้นทุน (g_{MPC}) และเลือกสถานการณ์สวิตช์ที่มีค่าฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุด เพื่อใช้ในการอ้างอิงสำหรับสร้างสัญญาณสวิตช์ ($s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$)

การจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้จะมีการนำเสนอผลเปรียบเทียบกับสมรรถนะกับตัวควบคุมพีไอในบทที่ 4 และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายในบทที่ 5



รูปที่ 6.5 ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง



รูปที่ 6.6 ชุดบล็อกตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง จะแบ่งการจำลองสถานการณ์ออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

รายละเอียดผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองทั้ง 2 กรณี อภิปรายได้ ดังนี้

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่จึงทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลดเท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.4 วินาที และ 0.8 วินาที ตามลำดับ โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

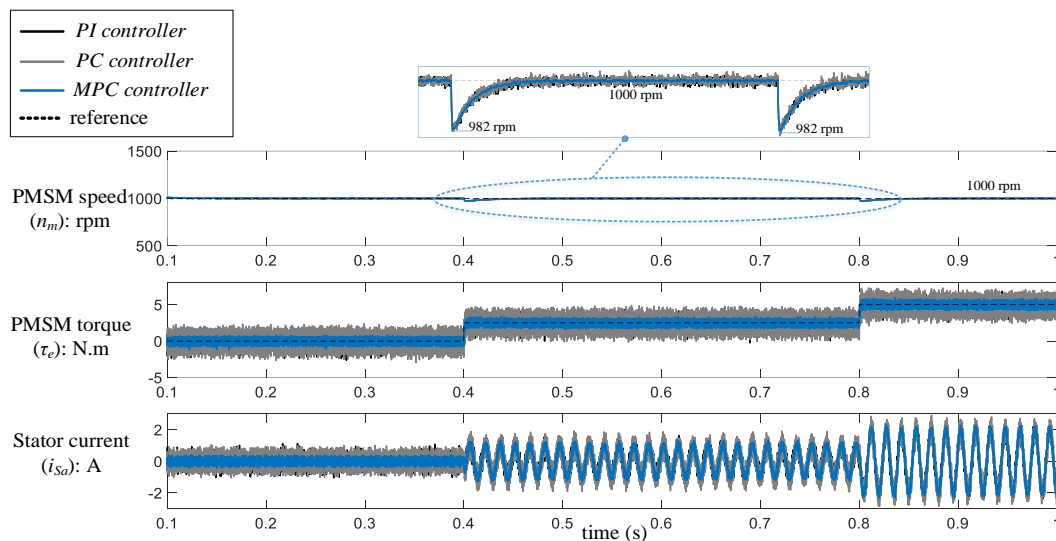
จากรูปที่ 6.7 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่า ขณะทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลด เท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่มีแนวโน้มลักษณะเดียวกับตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กล่าวคือ ความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวในช่วงระยะเวลาหนึ่ง จากนั้นระบบ

ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองจะควบคุมให้ความเร็วรอบของมอเตอร์กลับเข้าสู่สภาวะคงที่ตามความเร็วรอบอ้างอิงอีกครั้ง และเมื่อได้พิจารณาสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองด้วยค่าความคลาดเคลื่อน (E_{speed} , E_{torque}) และเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำ (A_{speed} , A_{torque}) ของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ แสดงได้ ดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

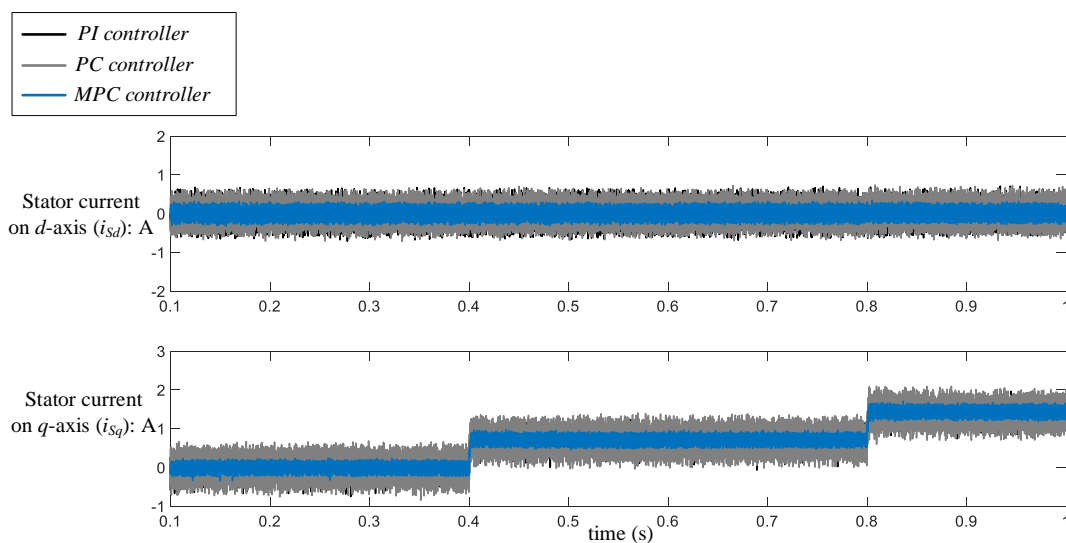
Controller	Changing the load torque (N.m)	Tracking error		Tracking accuracy	
		E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
PI Controller	2.5	1.2362	0.5694	99.87	77.22
	5	1.2686	0.5569	99.87	88.86
Predictive Current Controller	2.5	1.2135	0.5324	99.87	78.70
	5	1.2432	0.5564	99.87	88.87
Model Predictive Current Controller	2.5	1.2513	0.3215	99.87	87.14
	5	1.2485	0.3345	99.87	93.31

จากตารางที่ 6.3 จะเห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ใกล้เคียงกับตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีความแม่นยำในการควบคุมความเร็วรอบที่ดีเช่นเดียวกับตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยมีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ เท่ากับ 99.87 % ส่วนกรณีที่ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดของมอเตอร์น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ส่งผลให้มีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของแรงบิดของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีความแม่นยำในการควบคุมแรงบิดที่ดีกว่า และส่งผลให้สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมลดลง



รูปที่ 6.7 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

จากรูปที่ 6.8 แสดงถึงสัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กล่าวคือสัญญาณกระแสบนแกน dq จะมีแนวโน้มเดียวกันกับสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ และมีการกระเพื่อมของสัญญาณกระแสบนแกน dq น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย



รูปที่ 6.8 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีศึกษาที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ จึงทำการปรับแรงบิดโหลดเท่ากับ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.2 วินาที หลังจากนั้นจะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที และปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

จากรูปที่ 6.9 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กล่าวคือ ขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 42 รอบต่อนาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและเท่ากับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ที่เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 195 รอบต่อนาที และ 42 รอบต่อนาที ตามลำดับ และขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการลดต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 140 รอบต่อนาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ที่เกิดการลดต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 284 รอบต่อนาที และ 161 รอบต่อนาที ตามลำดับ เมื่อพิจารณาเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์ ตามตารางที่ 6.4 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสามารถลดการพุ่งเกินของสัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยพิจารณาจากเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ผลตอบสนองการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ และมีความรวดเร็วในการตอบสนองเท่ากับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยพิจารณาจากเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ และมีค่าเท่ากับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย

ทั้งนี้ ในขณะที่ทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์และสัญญาณกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกว้น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบ

ทำนายเล็กน้อย นอกจากนี้ ได้มีการพิจารณาสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองด้วยค่าความคลาดเคลื่อน (E_{speed} , E_{torque}) และเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำ (A_{speed} , A_{torque}) ของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ 6.5

ตารางที่ 6.4 เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์

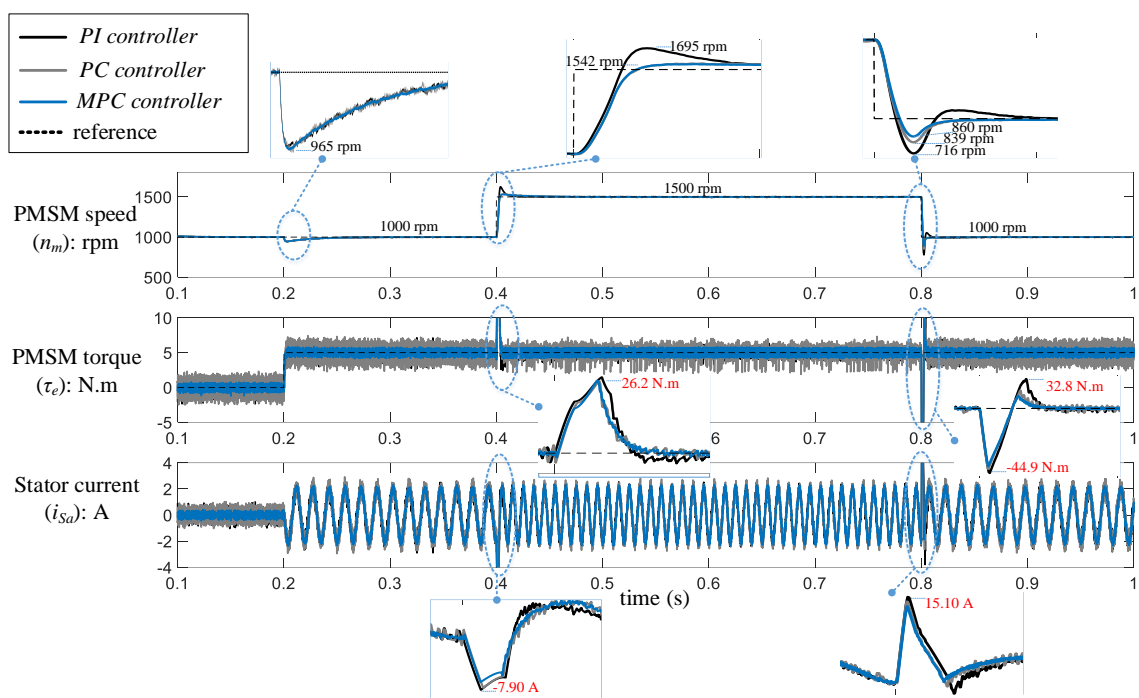
Controller	Changing the command speed (rpm)	Percent overshoot : P.O. (%)	Settling time (ms)
PI Controller	1,000	28.4	9
	1,500	13.0	40
Predictive Current Controller	1,000	16.1	6
	1,500	2.8	40
Model Predictive Current Controller	1,000	14.0	6
	1,500	2.8	40

ตารางที่ 6.5 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

Controller	Changing the command speed (rpm)	Tracking error		Tracking accuracy	
		E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
PI Controller	1,000	1.3355	0.5614	99.87	88.77
	1,500	1.3859	0.5405	99.90	89.90
Predictive Current Controller	1,000	1.3145	0.5467	99.87	89.07
	1,500	1.3751	0.5672	99.91	88.66
Model Predictive Current Controller	1,000	1.3154	0.3367	99.87	93.27
	1,500	1.3639	0.3465	99.91	93.07

จากตารางที่ 6.5 จะเห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองยังคงมีค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์ใกล้เคียงกับตัวควบคุมพีไอและตัว

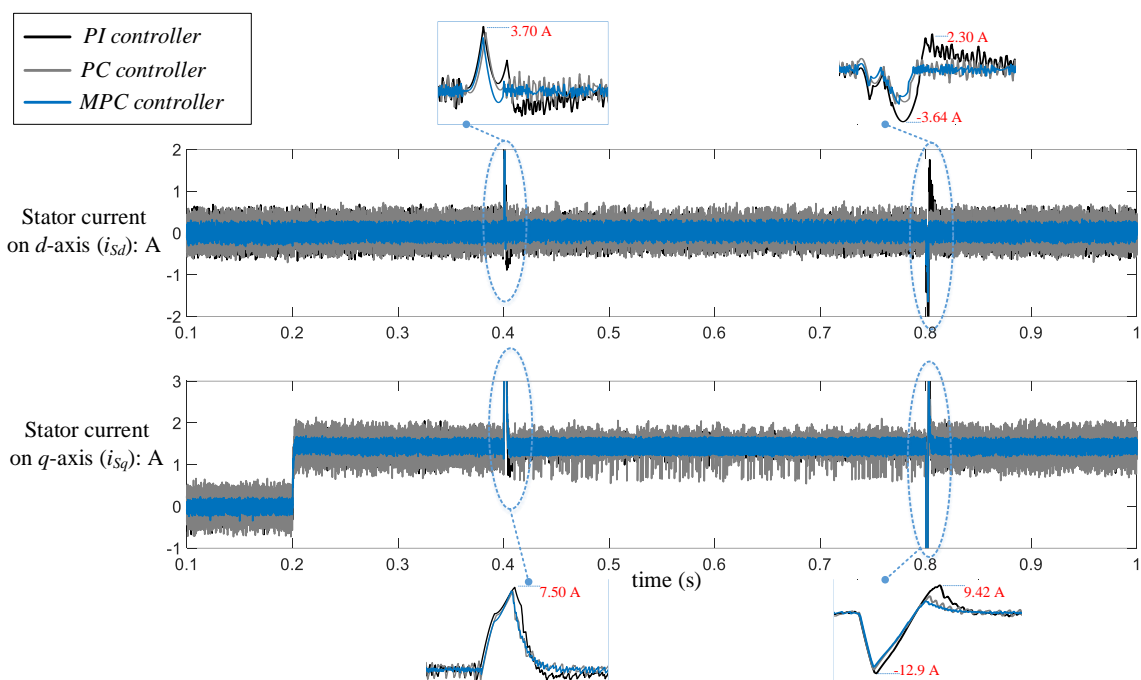
ควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งชี้ให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีความแม่นยำในการควบคุมความเร็วรอบที่ดีเช่นเดียวกับตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ทั้งนี้ ในส่วนของค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดของมอเตอร์ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองยังคงมีค่าน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งส่งผลให้มีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของแรงบิดของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย จึงชี้ให้เห็นว่า ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีความแม่นยำในการควบคุมแรงบิดที่ดีกว่า และส่งผลให้สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมลดลง



รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

จากรูปที่ 6.10 แสดงถึง สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กล่าวคือ สัญญาณกระแสบนแกน dq จะมีแนวโน้มเดียวกันกับสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ และมีการกระเพื่อมของสัญญาณกระแสบนแกน dq น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ทั้งนี้ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสามารถลดการแกว่งไกวของ

สัญญาณกระแสบนแกน dq ในขณะที่ทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายเล็กน้อย



รูปที่ 6.10 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

6.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 6 ได้นำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส โดยศึกษาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีข้อดี คือ สามารถลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล และมีการคำนวณฟังก์ชันต้นทุนตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุม เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ค่าเอาต์พุตของระบบควบคุมใกล้เคียงกับค่าอ้างอิงมากที่สุดในทุก ๆ ช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่าง ทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วรอบอ้างอิงน้อยลงและทำให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์มีค่าใกล้เคียงกับค่าอ้างอิงมาก จึงสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณให้น้อยลงได้ หลักการทำงานของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองเริ่มจากการวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการควบคุม หลังจากนั้นทำการทำนายค่าพารามิเตอร์ในอนาคต โดยใช้ข้อมูลของค่าพารามิเตอร์ก่อนหน้าที่วัดได้ จากนั้นเข้าสู่กระบวนการหา

ฟังก์ชันต้นทุนต่ำที่สุดเพื่อใช้ในการเลือกสถานะการสวิทช์ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมของวงจร อินเวอร์เตอร์สามเฟส และสุดท้ายได้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง เพื่อตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง โดยผลการจำลองสถานการณ์จะนำไปเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีสมรรถนะการทำงานที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย กล่าวคือ สามารถลดการฟุ้งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ไปจากความเร็วรอบอ้างอิง ขณะทำการปรับความเร็วรอบอ้างอิงให้น้อยลงกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย อีกทั้งยังสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ให้น้อยลงกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายได้ อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ยังมีปัญหาการฟุ้งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์อยู่เล็กน้อย ด้วยเหตุนี้ จึงนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุมเพื่อเพิ่มสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบให้กับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 7

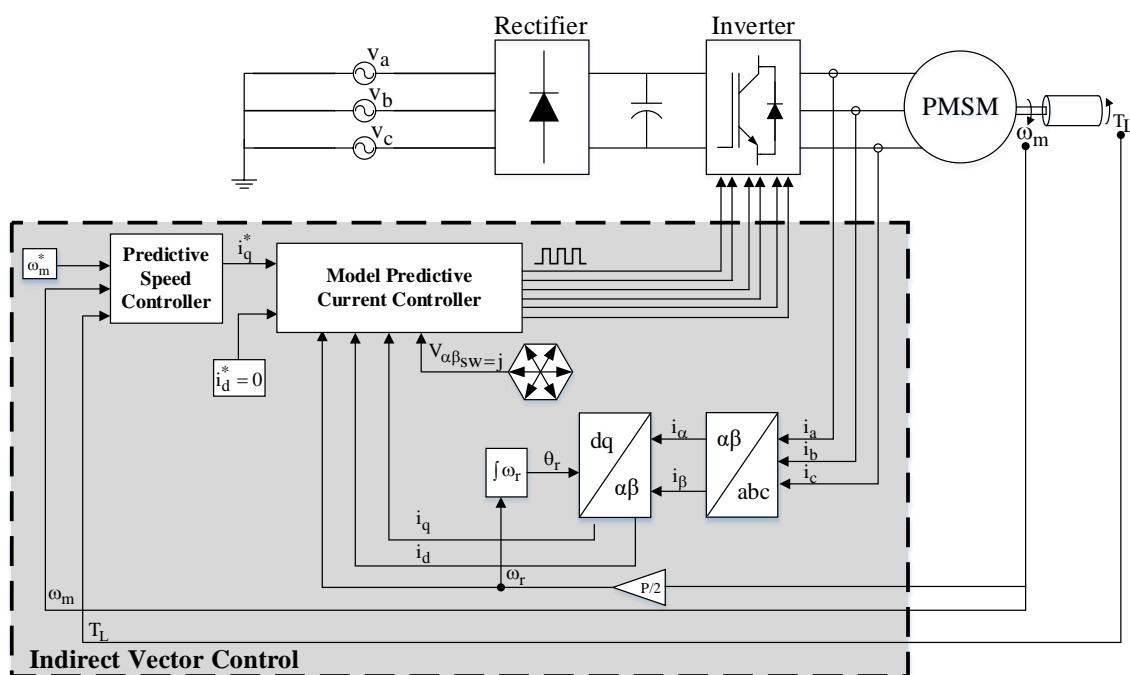
ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

7.1 บทนำ

จากการศึกษาและนำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องการพุ่งเกินของ ความเร็วรอบของมอเตอร์ และการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ในบทก่อนหน้านี้ โดยการใช้ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง พบว่า ตัว ควบคุมทั้งสองมีข้อดีที่เหมือนกัน คือ สามารถลดการประวิงเวลาของการควบคุมในกระบวนการคำนวณ แบบดิจิทัลได้ และลดการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ไปจากความเร็วรอบอ้างอิงให้ ทั้งนี้ ตัว ควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ยังมีจุดเด่นเพิ่มเติม คือ การมีกลไกการคำนวณฟังก์ชันต้นทุน ตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุม เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตซ์ที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งส่งผลทำให้ลดการ กระเพื่อมของสัญญาณผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ให้น้อยลงจากตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย เดิม อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ยังมี ปัญหาการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์อยู่เล็กน้อย ด้วยเหตุนี้ บทนี้จะได้นำเสนอการพัฒนา ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย ซึ่งเป็นตัวควบคุมที่มีข้อดีในการลดการประวิงเวลาของการควบคุมในกระบวนการคำนวณแบบดิจิทัล เช่นเดียวกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย แนวทางการพัฒนาดังกล่าว ทำให้สามารถลดการพุ่งเกินของ ความเร็วรอบของมอเตอร์ให้น้อยลงได้อีก บทนี้จะได้นำเสนอหลักการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบ แบบทำนาย รวมถึงนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับระบบ ขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

7.2 หลักการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

การควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย (Predictive Speed Control) เป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถลดการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัลได้เช่นเดียวกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งส่งผลทำให้ได้ผลการตอบสนองทางพลวัตที่ดี งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงสนใจที่จะใช้งานตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายเพื่อปรับปรุงระบบควบคุมในลูบควบคุมความเร็วรอบ ร่วมกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในลูบควบคุมกระแส โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

หลักการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายเริ่มต้นจากการวิเคราะห์สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดตามสมการที่ (7-1) และสมการแรงบิดของมอเตอร์ T_e ที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 4 ตามสมการที่ (7-2)

$$T_e = T_L + B\omega_m + J \frac{d}{dt} \omega_m \quad (7-1)$$

$$T_e = k_T i_q \quad (7-2)$$

$$\text{โดยที่ } k_T = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_{pm}$$

จากสมการที่ (7-1) และสมการที่ (7-2) สามารถนำสมการที่ (7-2) แทนค่าลงในสมการที่ (7-1) ได้ตั้งสมการที่ (7-3)

$$k_T i_q = T_L + B\omega_m + J \frac{d}{dt} \omega_m \quad (7-3)$$

จากสมการที่ (7-3) สังเกตได้ว่า สมการดังกล่าวจะปรากฏเทอมอนุพันธ์อันดับหนึ่งของความเร็วรอบ ซึ่งการประมาณค่าเทอมอนุพันธ์ในสมการดังกล่าวจะใช้การประมาณค่าอนุพันธ์แบบไปข้างหน้า (forward difference approximation)

$$\text{โดยที่ } \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{\omega_m(k+1) - \omega_m(k)}{T_s}$$

k คือ ช่วงเวลาการคำนวณรอบปัจจุบัน

$k+1$ คือ ช่วงเวลาการคำนวณรอบถัดไป 1 รอบ

T_s คือ เวลาในการสุ่มตัวอย่าง

จากนั้น จัดเทอมสมการได้ใหม่ตั้งสมการที่ (7-4)

$$i_q(k) = \frac{J}{k_T T_s} [\omega_m(k+1) - \omega_m(k)] + \frac{T_L(k)}{k_T} + \frac{B\omega_m(k)}{k_T} \quad (7-4)$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาสมการที่ (7-4) พบว่า สมการดังกล่าว ปรากฏค่าความเร็วรอบที่ต้องทำนาย ณ เวลาเท่ากับ $k+1$ ($\omega_m(k+1)$) ค่าความเร็วรอบ $\omega_m(k+1)$ จะถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณกระแสอ้างอิงบนแกน q ($i_q^*(k)$) ดังนั้น ค่าความเร็วรอบ $\omega_m(k+1)$ จึงถูกแทนด้วยค่าความเร็วรอบอ้างอิง $\omega_m^*(k+1)$ ซึ่งสามารถเขียนสมการใหม่ได้ ตั้งสมการที่ (7-5)

$$i_q^*(k) = \frac{J}{k_T T_s} [\omega_m^*(k+1) - \omega_m(k)] + \frac{T_L(k)}{k_T} + \frac{B\omega_m(k)}{k_T} \quad (7-5)$$

อย่างไรก็ตาม เนื่องจากค่าความเร็วยังไม่ทราบค่า $\omega_m^*(k+1)$ เป็นค่าในอนาคตและยังไม่ทราบค่า ด้วยเหตุนี้ จึงมีการประมาณค่าความเร็วยังไม่ทราบค่าดังกล่าว โดยค่าความเร็วยังไม่ทราบค่าที่จะประมาณนี้ คือ ค่า $\omega_{mp}^*(k+1)$ ซึ่งจะประมาณค่าด้วยสมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (7-6) และค่า $\omega_{mp}^*(k+1)$ ที่ประมาณนี้จะต้องมีค่าใกล้เคียง หรือเท่ากับค่า $\omega_m^*(k+1)$ ดังรูปที่ 7.2 จากสมการที่ (7-6) พบว่า เทอมสมการที่พิจารณาข้างต้นคือค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1, \dots, a_n) ซึ่งสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์จะมีค่าแตกต่างกันตามอันดับสมการของลากรานจ์ โดยสามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (7-7) ผลการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แสดงได้ ดังตารางที่ 7.1

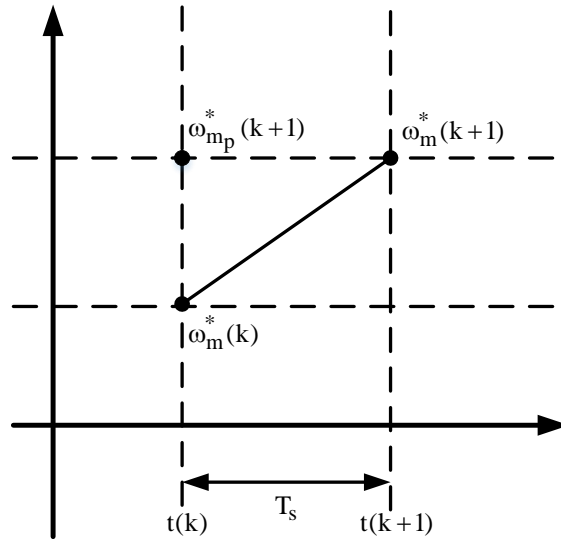
$$\omega_{mp}^*(k+1) = a_0 \omega_m^*(k) + a_1 \omega_m^*(k-1) + \dots + a_n \omega_m^*(k-n) \quad (7-6)$$

$$\omega_{mp}^*(k+1) = \sum_{i=0}^n (-1)^{n-i} \frac{(n+1)!}{i!(n+1-i)!} \omega_m^*(k+i-n) \quad (7-7)$$

ตารางที่ 7.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์แต่ละอันดับในกรณีทำนายในรอบที่ $k+1$

ค่าสัมประสิทธิ์ อันดับ	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
$n = 1$	2	-1	0	0	0	0	0
$n = 2$	3	-3	1	0	0	0	0
$n = 3$	4	-6	4	-1	0	0	0
$n = 4$	5	-10	10	-5	1	0	0
$n = 5$	6	-15	20	-15	6	-1	0

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่งเท่านั้น เนื่องจากมีการทดสอบการใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับต่าง ๆ แต่ได้ผลการทดสอบที่ไม่แตกต่างกันมากอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้น เพื่อลดความซับซ้อน จึงเลือกใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่ง



รูปที่ 7.2 หลักการควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

ดังนั้น จากสมการที่ (7-5) สามารถเขียนสมการใหม่ เพื่อคำนวณกระแสอ้างอิงบนแกน q ($i_q^*(k)$) ได้ ดังสมการที่ (7-8)

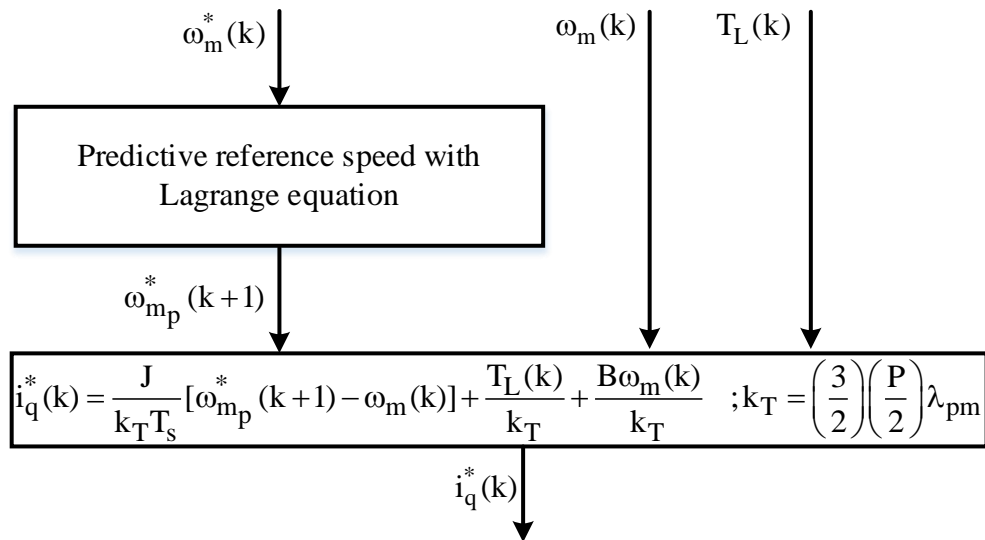
$$i_q^*(k) = \frac{J}{k_T T_s} [\omega_{mp}^*(k+1) - \omega_m(k)] + \frac{T_L(k)}{k_T} + \frac{B\omega_m(k)}{k_T} \quad (7-8)$$

ไดอะแกรมการคำนวณกระแสอ้างอิงบนแกน q ด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 7.3 กระบวนการทำงานของตัวควบคุมดังกล่าวมีลำดับการทำงาน ดังนี้

ขั้นที่ 1 วัดค่าทางไฟฟ้าในรอบการคำนวณปัจจุบัน ซึ่งประกอบด้วย ค่าความเร็วรอบ $\omega_m(k)$ และค่าแรงบิดของโหลด $T_L(k)$ จากนั้น ทำการรับค่าความเร็วรอบอ้างอิง $\omega_m^*(k)$ ที่ได้มาจากการกำหนดตามที่ต้องการจะควบคุม

ขั้นที่ 2 ทำนายค่าความเร็วรอบอ้างอิงในรอบการคำนวณถัดไป $\omega_{mp}^*(k+1)$ โดยการใช้สมการของลากรานจ์ ดังสมการที่ (7-6) และแทนค่าสัมประสิทธิ์ของลากรานจ์ (a_0, a_1, \dots, a_n) ตามตารางที่ 7.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ใช้สมการของลากรานจ์ที่อันดับหนึ่ง

ขั้นที่ 3 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q ($i_q^*(k)$) ตามสมการที่ (7-8) จากนั้น $i_q^*(k)$ จะถูกส่งไปคำนวณในรูปควบคุมกระแสต่อไป

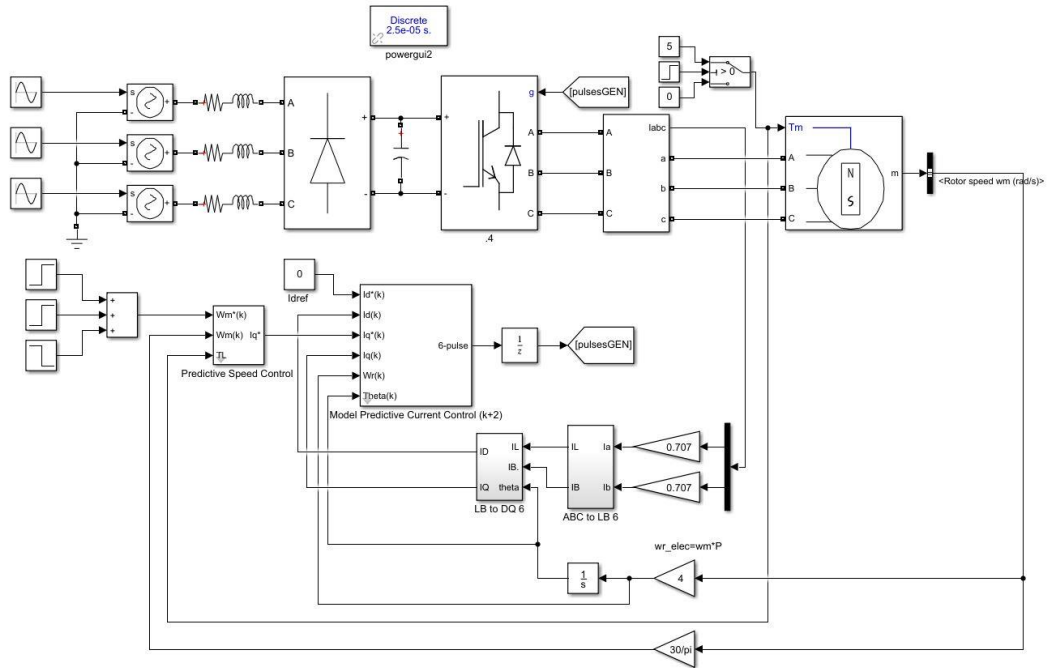


รูปที่ 7.3 ไดอะแกรมการคำนวณกระแสอ้างอิงบนแกน q ด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

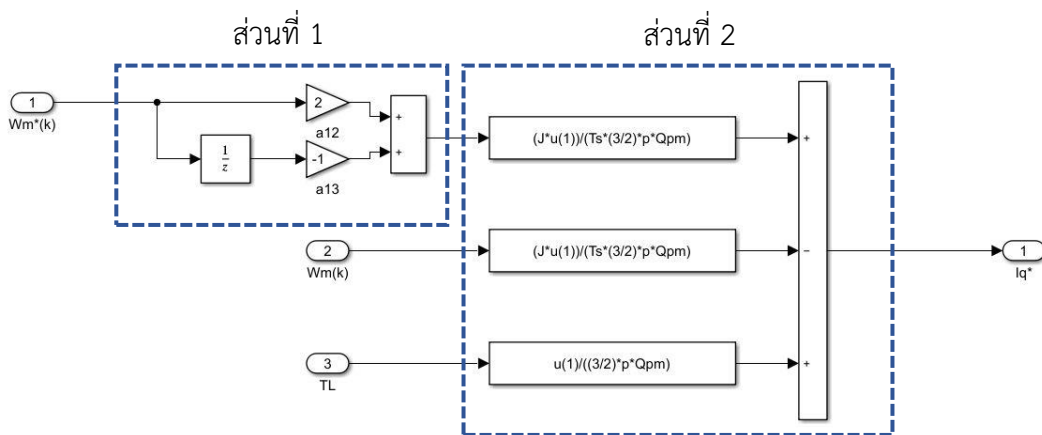
7.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายในหัวข้อนี้ อาศัยชุดบล็อก Sim Power System บนโปรแกรม MATLAB/Simulink ที่มีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ ตามตารางที่ 3.1 โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกเพื่อจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 7.4 จากรูปดังกล่าว ตัวควบคุมที่ใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ประกอบด้วย ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายในรูปควบคุมความเร็วรอบ และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในรูปควบคุมกระแส โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายแสดงได้ ดังรูปที่ 7.5 จากรูปดังกล่าว ประกอบด้วย ส่วนที่หนึ่ง คือ การต่อบล็อกฟังก์ชันสมการของลากรางจ์ เพื่อคำนวณค่าความเร็วรอบอ้างอิงในรอบการคำนวณถัดไป $\omega_{mp}^*(k+1)$ และส่วนที่สอง คือ การต่อบล็อกฟังก์ชันสมการที่ (7-8) เพื่อคำนวณค่ากระแสอ้างอิงบนแกน q ($i_q^*(k)$)

นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้ จะมีการเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ในบทที่ 4 บทที่ 5 และบทที่ 6 ตามลำดับ



รูปที่ 7.4 ชุดบล็อกเพื่อจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย



รูปที่ 7.5 ชุดบล็อกตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย ถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

รายละเอียดผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายทั้ง 2 กรณีอภิปรายได้ ดังนี้

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด :

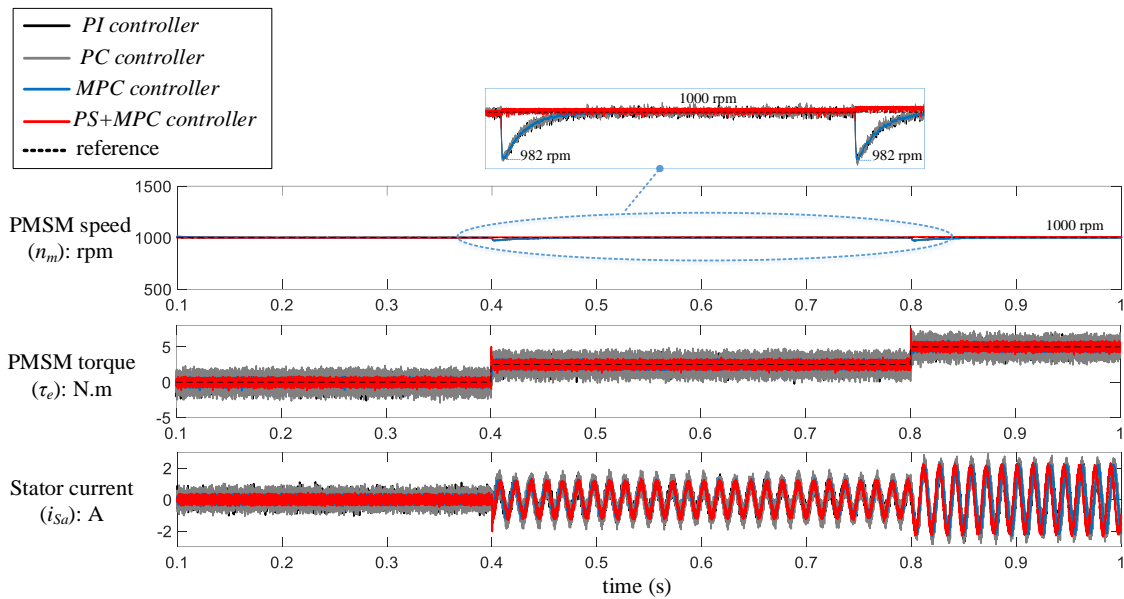
กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่จึงทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลดเท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ระยะเวลา 0.4 วินาที และ 0.8 วินาที ตามลำดับ โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

จากรูปที่ 7.6 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง กล่าวคือ ขณะทำการปรับเพิ่มแรงบิดโหลด เท่ากับ 2.5 นิวตัน-เมตร และ 5 นิวตัน-เมตร ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายสามารถช่วยรักษาความเร็วรอบให้คงที่ได้ ต่างจากตัวควบคุมอื่น ๆ ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวในช่วงระยะเวลาหนึ่ง ก่อนความเร็วรอบของมอเตอร์จะกลับเข้าสู่สภาวะคงที่ตามความเร็วรอบอ้างอิงอีกครั้ง และเมื่อได้พิจารณาสมรรถนะการควบคุมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยค่าความคลาดเคลื่อน (E_{speed} , E_{torque}) และเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำ (A_{speed} , A_{torque}) ของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ 7.2

ตารางที่ 7.2 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

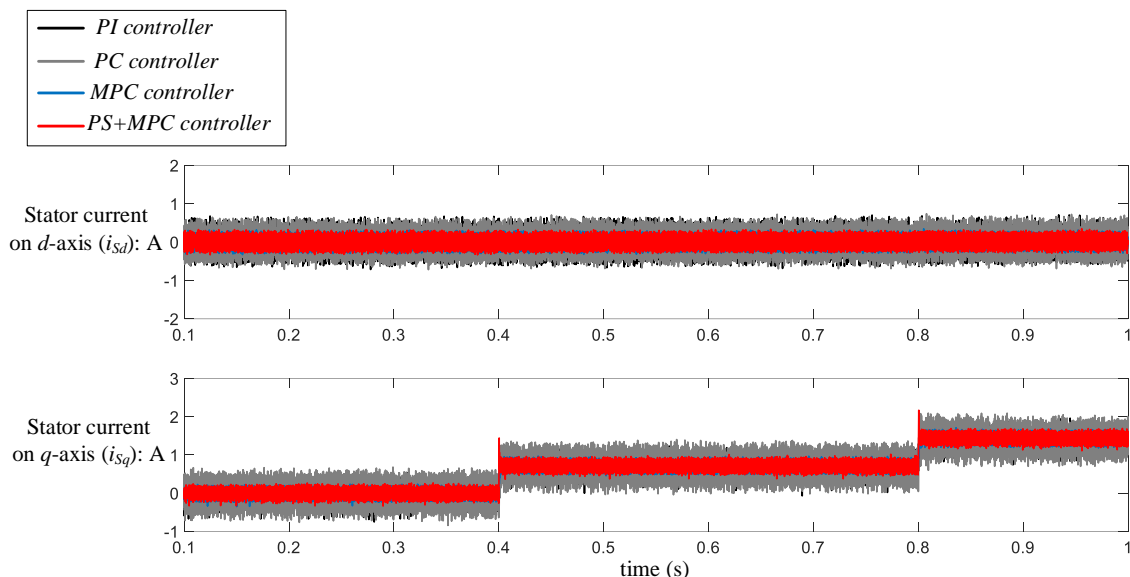
Controller	Changing the load torque (N.m)	Tracking error		Tracking accuracy	
		E _{speed} (rpm)	E _{torque} (N.m)	A _{speed} (%)	A _{torque} (%)
PI Controller	2.5	1.2362	0.5694	99.87	77.22
	5	1.2686	0.5569	99.87	88.86
Predictive Current Controller	2.5	1.2135	0.5324	99.87	78.70
	5	1.2432	0.5564	99.87	88.87
Model Predictive Current Controller	2.5	1.2513	0.3215	99.87	87.14
	5	1.2485	0.3345	99.87	93.31
Predictive Speed Controller and Model Predictive Current Controller	2.5	0.6182	0.3227	99.94	87.09
	5	0.4028	0.3315	99.96	93.37

จากตารางที่ 7.2 จะเห็นว่า เมื่อมีการใช้งานตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายในรูปควบคุมความเร็วรอบ ส่งผลให้ค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงและค่าเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้น ซึ่งให้เห็นว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายเข้ามาช่วยเพิ่มสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ดีขึ้นกว่าเดิม และเนื่องจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบพนี้ ได้ใช้งานตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในรูปควบคุมกระแสร่วมด้วย จากสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ทำให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมมีค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดของมอเตอร์น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และมีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของแรงบิดของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายเช่นเดิม ส่งผลให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบพนี้ ยังคงรักษาสมรรถนะในการควบคุมแรงบิดที่ดี และทำให้สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมที่น้อยเช่นเดิม



รูปที่ 7.6 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

จากรูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด พบว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบนี้ ให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ลักษณะเดียวกับบทที่ 6 ซึ่งให้เห็นว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายไม่มีส่วนทำให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ดีกว่าตัวควบคุมอื่น ๆ แต่เนื่องจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบนี้ ได้ใช้งานตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในลูบควบคุมกระแสร่วมด้วย ทำให้ยังคงสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณกระแสบนแกน dq ให้มีการกระเพื่อมของสัญญาณที่น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายได้



รูปที่ 7.7 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ :

กรณีนี้จะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ จึงทำการปรับแรงบิดโหลดเท่ากับ 5 นิวตัน-เมตร ณ เวลา 0.2 วินาที หลังจากนั้นจะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที และปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ ดังนี้

จากรูปที่ 7.8 แสดงถึง ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง กล่าวคือ ขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 1,500 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.4 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 7 รอบต่อนาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ที่เกิดการพุ่งเกินไปจากความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 195 รอบต่อนาที , 42 รอบต่อนาที และ 42 รอบต่อนาที ตามลำดับ และขณะทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงเป็น 1,000 รอบต่อนาที ณ เวลา 0.8 วินาที สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการลด

ต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 98 รอบต่อนาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ที่เกิดการลดต่ำกว่าค่าความเร็วรอบอ้างอิง เท่ากับ 284 รอบต่อนาที 161 รอบต่อนาที และ 140 รอบต่อนาที ตามลำดับ และจากเปอร์เซ็นต์ค่าพุ่ง เเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วยรอบของมอเตอร์ ตามตารางที่ 7.3 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุม ความเร็วยรอบแบบทำนายสามารถลดการพุ่งเกินของสัญญาณความเร็วยรอบของมอเตอร์ได้ดีกว่าตัวควบคุม พีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง โดยพิจารณาจาก เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินของความเร็วยรอบของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าตัวควบคุมอื่น ๆ และตัวควบคุม ความเร็วยรอบแบบทำนายให้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ที่เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุม กระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง โดยพิจารณาจากเวลาเข้าสู่สภาวะ คงที่ของความเร็วยรอบของมอเตอร์ ซึ่งมีค่าน้อยที่สุด

ทั้งนี้ ในขณะที่ทำการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์และ สัญญาณกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์จะมีการแกว่งไกวน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองเล็กน้อย นอกจากนี้ ได้มีการพิจารณา สมรรถนะการควบคุมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยค่าความคลาดเคลื่อน (E_{speed} , E_{torque}) และเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำ (A_{speed} , A_{torque}) ของความเร็วยรอบของมอเตอร์และแรงบิดของ มอเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ 7.4

จากตารางที่ 7.4 จะเห็นว่า แนวโน้มของค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของ ความเร็วยรอบของมอเตอร์มีลักษณะเช่นเดียวกับกรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด ซึ่งให้เห็นว่า ตัว ควบคุมความเร็วยรอบแบบทำนายเข้ามาช่วยเพิ่มสมรรถนะการควบคุมความเร็วยรอบของมอเตอร์ให้มีความ แม่นยำขึ้นกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้ แบบจำลอง และในส่วนสมรรถนะการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ เนื่องจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ทางอ้อมในบพนี้ ได้ใช้งานตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในรูปควบคุมกระแสร่วมด้วย จาก สมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ทำให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ทางอ้อมมีค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดของมอเตอร์น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบ ทำนาย และมีเปอร์เซ็นต์ความแม่นยำของแรงบิดของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแส

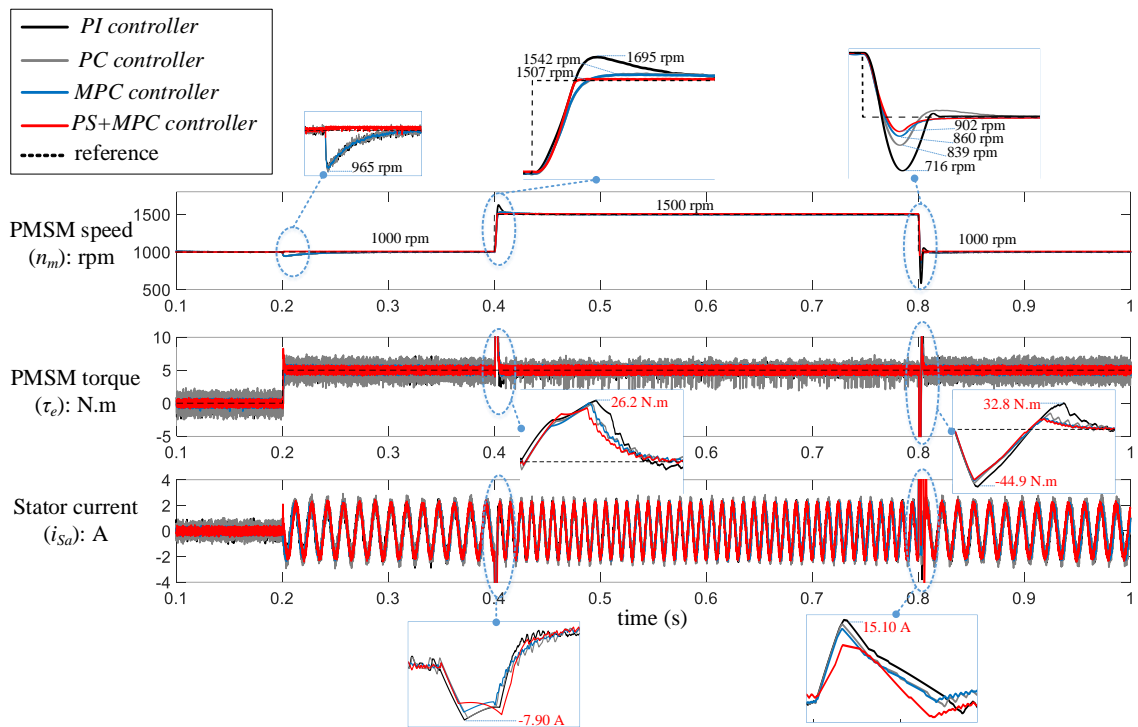
แบบทำนายเช่นเดิม ส่งผลให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบพนี้ ยังคงรักษาสมรรถนะในการควบคุมแรงบิดที่ดี และทำให้สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมที่น้อยเช่นเดิม

ตารางที่ 7.3 เปอร์เซนต์ค่าพุ่งเกินและเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ของความเร็วรอบของมอเตอร์

Controller	Changing the command speed (rpm)	Percent overshoot : P.O. (%)	Settling time (ms)
PI Controller	1,000	28.4	9
	1,500	13.0	40
Predictive Current Controller	1,000	16.1	6
	1,500	2.8	40
Model Predictive Current Controller	1,000	14.0	6
	1,500	2.8	40
Predictive Speed Controller and Model Predictive Current Controller	1,000	9.8	4.7
	1,500	0.47	4

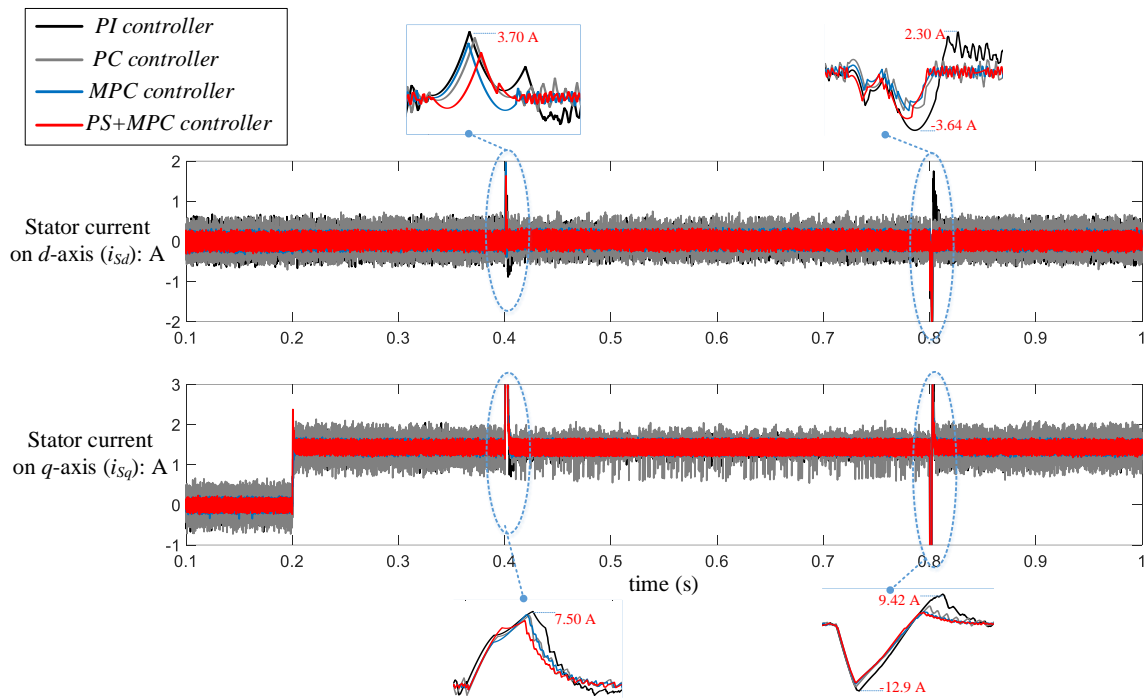
ตารางที่ 7.4 ค่าความคลาดเคลื่อนและเปอร์เซนต์ความแม่นยำของความเร็รรอบของมอเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็รรอบอ้างอิงของมอเตอร์

Controller	Changing the command speed (rpm)	Tracking error		Tracking accuracy	
		E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N.m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
PI Controller	1,000	1.3355	0.5614	99.87	88.77
	1,500	1.3859	0.5405	99.90	89.90
Predictive Current Controller	1,000	1.3145	0.5467	99.87	89.07
	1,500	1.3751	0.5672	99.91	88.66
Model Predictive Current Controller	1,000	1.3154	0.3367	99.87	93.27
	1,500	1.3639	0.3465	99.91	93.07
Predictive Speed Controller and Model Predictive Current Controller	1,000	0.3947	0.3279	99.96	93.44
	1,500	0.5821	0.3425	99.96	93.15



รูปที่ 7.8 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

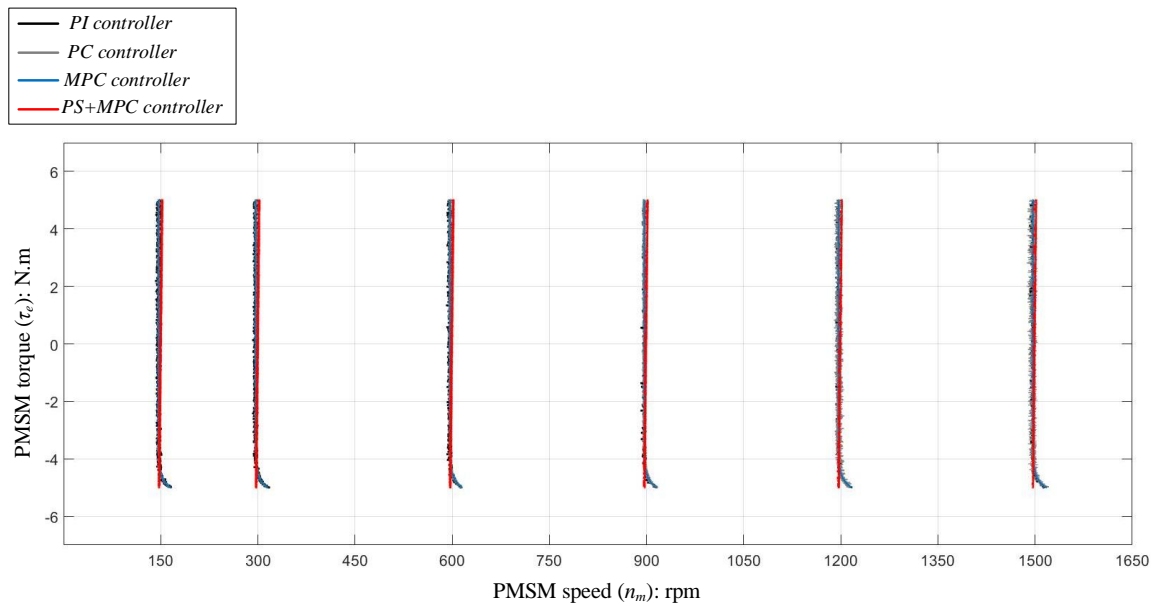
จากรูปที่ 7.9 แสดงถึงสัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์ พบว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายให้ผลตอบสนองของสัญญาณกระแสบนแกน dq ดีกว่าตัวควบคุมอื่น ๆ กล่าวคือ ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ สัญญาณกระแสบนแกน dq เกิดการแกว่งไกวน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองเล็กน้อย ทั้งนี้ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบพนี้ ได้ใช้งานตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในรูปควบคุมกระแสร่วมด้วย ทำให้ยังคงสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณกระแสบนแกน dq ให้มีการกระเพื่อมของสัญญาณที่น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายได้



รูปที่ 7.9 สัญญาณกระแสบนแกน dq กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

นอกจากนี้ ผู้วิจัยได้ทำการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด โดยการปรับขนาดของแรงบิดโหลดในช่วง -5 นิวตัน-เมตร ถึง 5 นิวตัน-เมตร ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ค่าต่าง ๆ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบของตัวควบคุมแต่ละชนิด ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ ดังรูปที่ 7.10

จากรูปที่ 7.10 พบว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายมีสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ดีกว่าตัวควบคุมอื่น ๆ กล่าวคือ ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้อย่างแม่นยำในทุกช่วงของการเปลี่ยนแปลงแรงบิดโหลด ต่างจากตัวควบคุมอื่น ๆ ที่มีความแม่นยำลดลงในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงแรงบิดโหลดค่าต่าง ๆ โดยเฉพาะที่แรงบิดโหลด เท่ากับ -5 นิวตัน-เมตร



รูปที่ 7.10 กราฟเปรียบเทียบผลตอบสนองระหว่างสัญญาณแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์

7.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 7 ได้นำเสนอการพัฒนากระบวนการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ โดยศึกษากระบวนการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย ซึ่งตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายมีข้อดี คือ ลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วรอบอ้างอิงน้อยลง หลักการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายพิจารณาจากสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิด และการทำนายความเร็วรอบอ้างอิง $\omega_{mp}^*(k+1)$ จะใช้สมการของลากรางจ์ที่อันดับหนึ่ง และสุดท้ายได้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย เพื่อตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย โดยผลการจำลองสถานการณ์จะนำไปเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายสามารถเพิ่มสมรรถนะการควบคุมความเร็วรอบให้ดีขึ้น

กล่าวคือ สามารถช่วยรักษาความเร็วรอบให้คงที่ ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด และสามารถลดการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิงให้น้อยลงกว่าตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองได้อีกจากการศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้นำเสนอมานั้น ผลการศึกษาแสดงให้เห็นว่า สามารถเพิ่มสมรรถนะและลดข้อบกพร่องในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้ทั้ง 2 ประเด็นปัญหา คือ สามารถลดการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิง และสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ ซึ่งก่อนนำระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่พัฒนาขึ้นไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริง สามารถนำระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมดังกล่าวไปจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป (Processor in the loop) เพื่อตรวจสอบความถูกต้องในหน่วยประมวลผลก่อนนำไปใช้งานจริง

บทที่ 8

การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธี โปรเซสเซอร์ในลูป

8.1 บทนำ

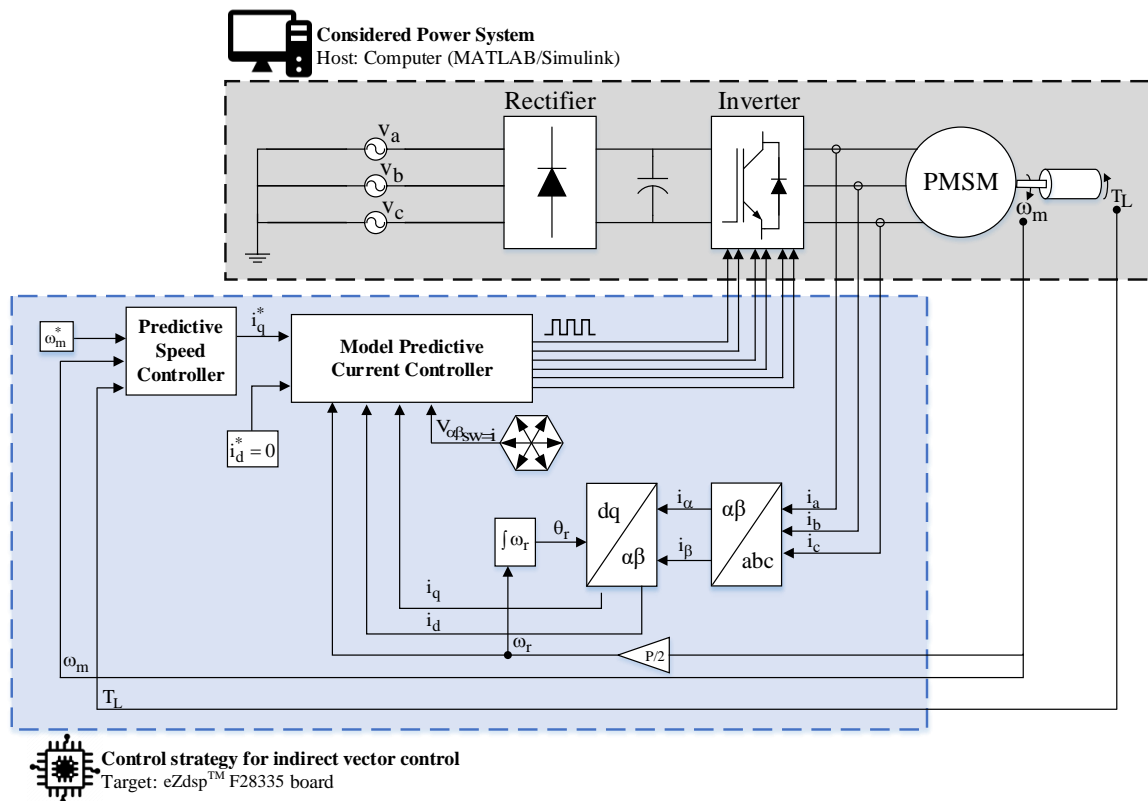
จากการศึกษาและนำเสนอการพัฒนาอัลกอริทึมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเพื่อให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีที่สุดแล้วนั้น ก่อนนำอัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริง ซึ่งต้องใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 เป็นตัวประมวลผล ควรมีการตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมในตัวอย่างประมวลผลก่อน เพื่อลดความเสี่ยงที่จะเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ชุดฮาร์ดแวร์จริงและลดความเสี่ยงที่จะเกิดอันตรายต่อผู้พัฒนา โดยการตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมสามารถทำได้ 2 วิธี คือ การจำลองสถานการณ์ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป และการจำลองสถานการณ์ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีฮาร์ดแวร์ในลูป เนื่องจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พัฒนาอัลกอริทึมบนโปรแกรม MATLAB/Simulink จึงสนใจจะนำเสนอการจำลองสถานการณ์ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป ซึ่งเป็นวิธีที่สามารถใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ได้ บทนี้จะได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป

8.2 การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป

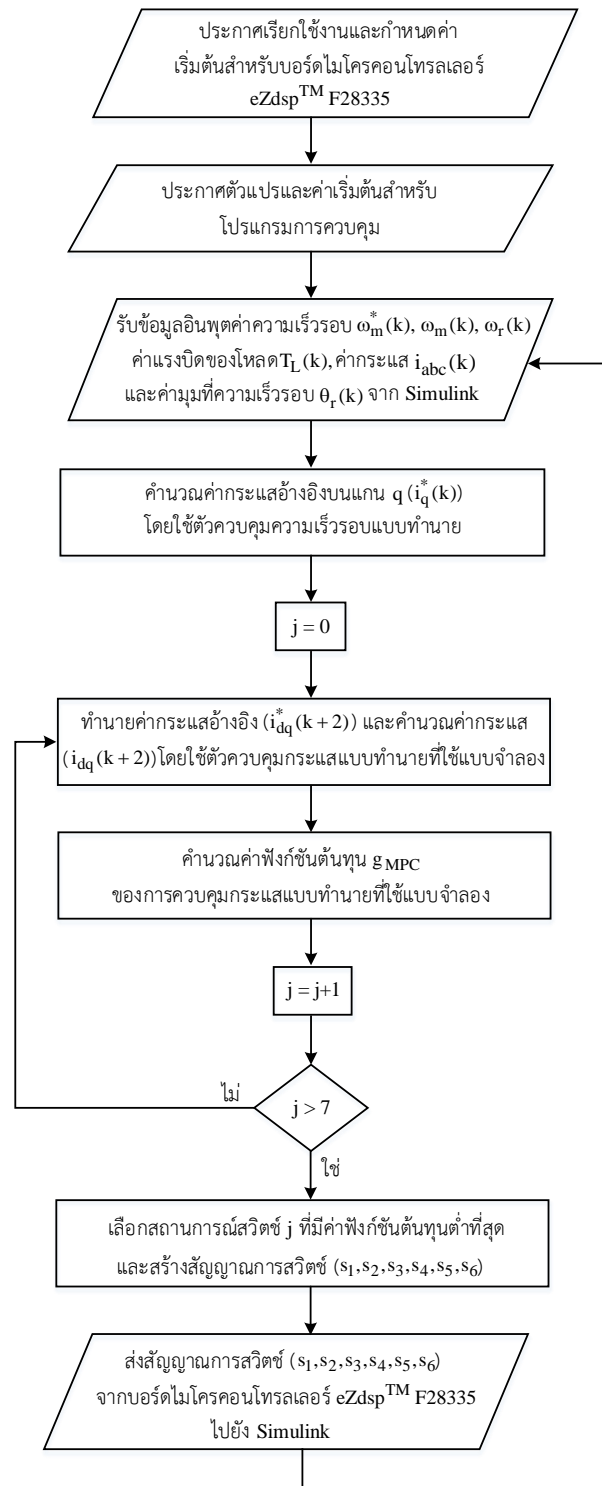
8.2.1 ซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป

ซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป (Processor in the loop) เป็นการจำลองสถานการณ์และตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมบนโปรเซสเซอร์ที่จะใช้เป็นตัวประมวลผลสำหรับการควบคุมอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งอัลกอริทึมมักจะได้รับการพัฒนาผ่านภาษา C, C++ หรือตามแบบจำลองตัวอย่างเช่น MATLAB/Simulink , TargetLink และ ASCET เป็นต้น การจำลองสถานการณ์ระบบ

ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูปมีจุดมุ่งหมายเพื่อลดความเสี่ยงที่จะเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ชุดฮาร์ดแวร์จริงและลดความเสี่ยงที่จะเกิดอันตรายต่อผู้พัฒนา ก่อนนำอัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริง โดยการจำลองสถานการณ์นี้จะนำอัลกอริทึมไปดำเนินการบนโปรเซสเซอร์ที่จะใช้เป็นตัวประมวลผล เพื่อให้มีความใกล้เคียงกับระบบควบคุมที่จะสร้างจริง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 เป็นตัวประมวลผล โดยการจำลองสถานการณ์จะดำเนินการบนโปรแกรม MATLAB/Simulink โครงสร้างของการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูปแสดงได้ ดังรูปที่ 8.1 ซึ่งเป็นระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ใช้ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายร่วมกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง และบล็อกไดอะแกรมการโปรแกรมระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูปแสดงได้ ดังรูปที่ 8.2



รูปที่ 8.1 โครงสร้างของการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป



รูปที่ 8.2 บล็อกไดอะแกรมการโปรแกรมระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธี
โปรเซสเซอร์ในลูป

8.2.2 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 เป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัท Texas Instruments แสดงดังรูปที่ 8.3 ประกอบด้วย การ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ที่ใช้หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Controller: DSC) เบอร์ TMS320F28335 ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัท Texas Instruments เช่นเดียวกัน และบอร์ด Docking station แสดงดังรูปที่ 8.4 ซึ่งมี USB JTAG Emulation สำหรับเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล รวมทั้งพอร์ตเชื่อมต่อต่าง ๆ เช่น พอร์ตขาอินพุตและขาเอาต์พุต (GPIO) , พอร์ตรับสัญญาณการแปลงจากแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ที่สามารถโปรแกรมใช้งานหรือกำหนดหน้าที่ได้



รูปที่ 8.3 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335



รูปที่ 8.4 การ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 (ซ้าย) และบอร์ด Docking station (ขวา)

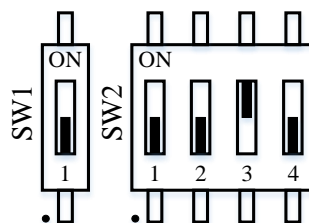
คุณสมบัติที่สำคัญของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

1. หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล 32 บิต รองรับการประมวลผลทั้งแบบ floating point unit และ fixed point unit
2. สัญญาณนาฬิกาอินพุต (On-chip oscillator) 30 MHz. ความเร็วในการประมวลผล 150 MHz. (150 MIPS) หรือ 6.67 ns. ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา

3. หน่วยความจำประกอบด้วย
 - หน่วยความจำประเภท RAM 68 กิโลไบต์ (68K bytes on-chip RAM)
 - หน่วยความจำประเภท Flash 512 กิโลไบต์ (512K bytes on-chip Flash memory)
 - หน่วยความจำประเภท SRAM 256 กิโลไบต์ (256K bytes on-chip SRAM memory)
4. พอร์ตเชื่อมต่อ XDS100 JTAG Emulator และพอร์ตเชื่อมต่อ RS232 แบบแยก (isolated RS232) สำหรับโปรแกรมแบบเวลาจริง (real-time in system programming)
5. พอร์ต Analog to Digital converter แบบ 12 บิต ความเร็วในการสุ่มวัดสูงสุด 12.5 MSPS (80 ns Conversion Rate) จำนวน 16 ช่อง
6. ePWM 12 channel (6 โมดูล) ที่มีความละเอียดสูงสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM
7. ขาอินพุตและเอาต์พุตสำหรับเลือกโปรแกรมใช้งานจำนวน 100 ขา
8. Jumper สำหรับเลือกโหมดในการบูตทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

โหมดการทำงานของการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

การ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 มีโหมดการทำงานที่แตกต่างกันทั้งหมด 16 โหมดแสดงได้ ดังตารางที่ 8.1 การเลือกโหมดการทำงานนี้สามารถทำได้ด้วยการปรับสวิตช์ SW2 ของตัวการ์ดที่แสดงในรูปที่ 8.4 เมื่อเชื่อมต่อไฟเลี้ยง (Power supply) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะเริ่มทำงานตามโหมดการทำงานที่เลือกไว้ ในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้โหมดการทำงาน คือ โหมด Jump to SARAM ซึ่งเป็นโหมดการทำงานที่สามารถเข้าถึงหน่วยความจำได้โดยตรงภายในหนึ่งสัญญาณนาฬิกา (single-access RAM) จึงเหมาะสำหรับใช้งานด้านการจำลองสถานการณ์ การประมวลผลข้อมูลแบบเวลาจริง หรือโปรเซสเซอร์ในลูป (Processor in the loop) โดยการตั้งค่าสวิตช์ SW1 และ SW2 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 สำหรับโหมด Jump to SARAM แสดงได้ ดังรูปที่ 8.5



รูปที่ 8.5 การตั้งค่าสวิตช์ SW1 และ SW2 บนการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 สำหรับโหมด Jump to SARAM

ตารางที่ 8.1 โหมดการทำงานของการ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

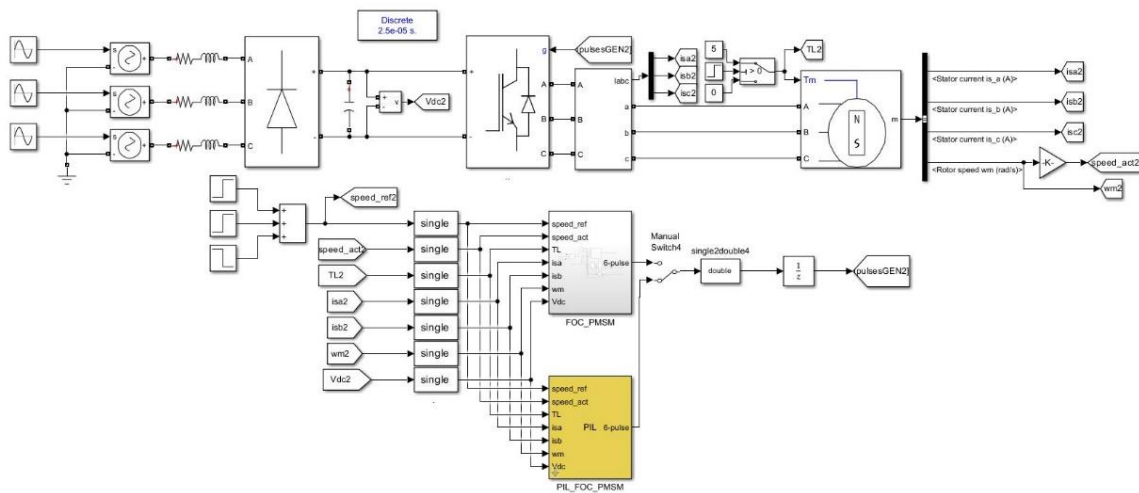
PIN mode	ตำแหน่งที่ 4 Boot-3 (GPIO87)	ตำแหน่งที่ 3 Boot-2 (GPIO86)	ตำแหน่งที่ 2 Boot-1 (GPIO85)	ตำแหน่งที่ 1 Boot-0 (GPIO84)	โหมดการทำงาน
1111	ON	ON	ON	ON	Jump to Flash
1110	ON	ON	ON	OFF	SCI-A boot
1101	ON	ON	OFF	ON	SPI-A boot (default mode)
1100	ON	ON	OFF	OFF	I ² C-A boot
1011	ON	OFF	ON	ON	eCAN-A boot
1010	ON	OFF	ON	OFF	McBSP-A boot
1001	ON	OFF	OFF	ON	Jump to XINTX x16
1000	ON	OFF	OFF	OFF	Jump to XINTX x32
0111	OFF	ON	ON	ON	Jump to OTP
0110	OFF	ON	ON	OFF	Parallel GPIO I/O boot
0101	OFF	ON	OFF	ON	Parallel XINTF boot
0100	OFF	ON	OFF	OFF	Jump to SARAM
0011	OFF	OFF	ON	ON	Branch to check boot mode
0010	OFF	OFF	ON	OFF	Branch to Flash, skip ADC CAL
0001	OFF	OFF	OFF	ON	Branch to SARAM, skip ADCCAL
0000	OFF	OFF	OFF	OFF	Branch to SCI, skip ADC CAL

8.3 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป

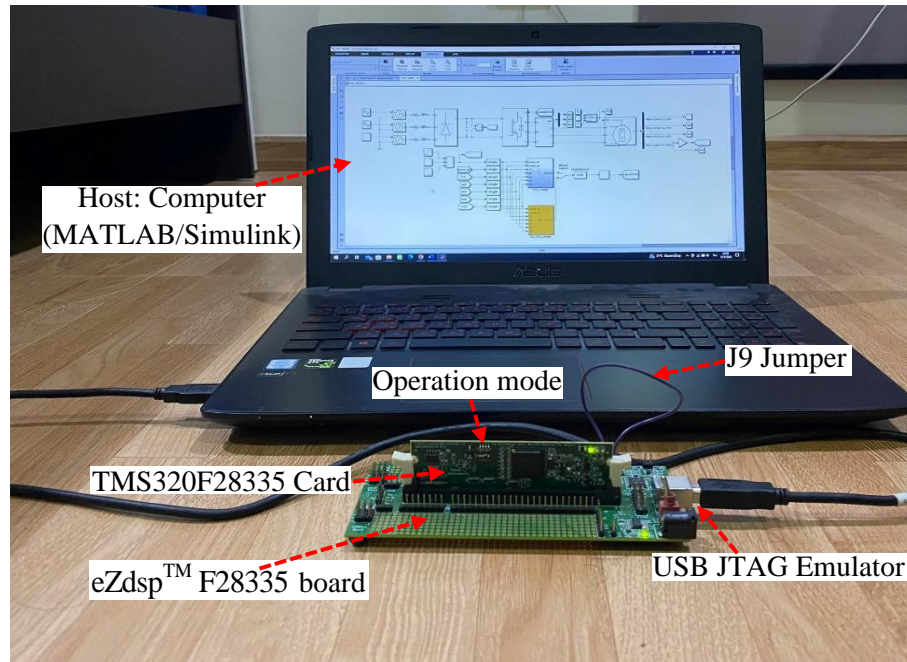
การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูปในหัวข้อนี้ จะดำเนินการบนโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยนำอัลกอริทึมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ใช้ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายร่วมกับตัวควบคุมกระแส

แบบทำนายที่ใช้แบบจำลองที่นำเสนอในบทที่ 7 ไปคำนวณบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกเพื่อจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูปแสดงได้ ดังรูปที่ 8.6 โดยส่วนของระบบไฟฟ้าสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร อาศัยชุดบล็อก Sim Power System บนโปรแกรม MATLAB/Simulink และการเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูปแสดงได้ ดังรูปที่ 8.7

นอกจากนี้การจำลองสถานการณ์ในหัวข้อนี้ จะมีการนำระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย และตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองที่นำเสนอในบทที่ 4 บทที่ 5 และบทที่ 6 ตามลำดับ มาจำลองสถานการณ์ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูปด้วย เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานและตรวจสอบความถูกต้องของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้เป็นไปตามที่ได้นำเสนอในบทก่อนหน้า



รูปที่ 8.6 โครงสร้างการเชื่อมต่อชุดบล็อกเพื่อจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป



รูปที่ 8.7 การเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูบ

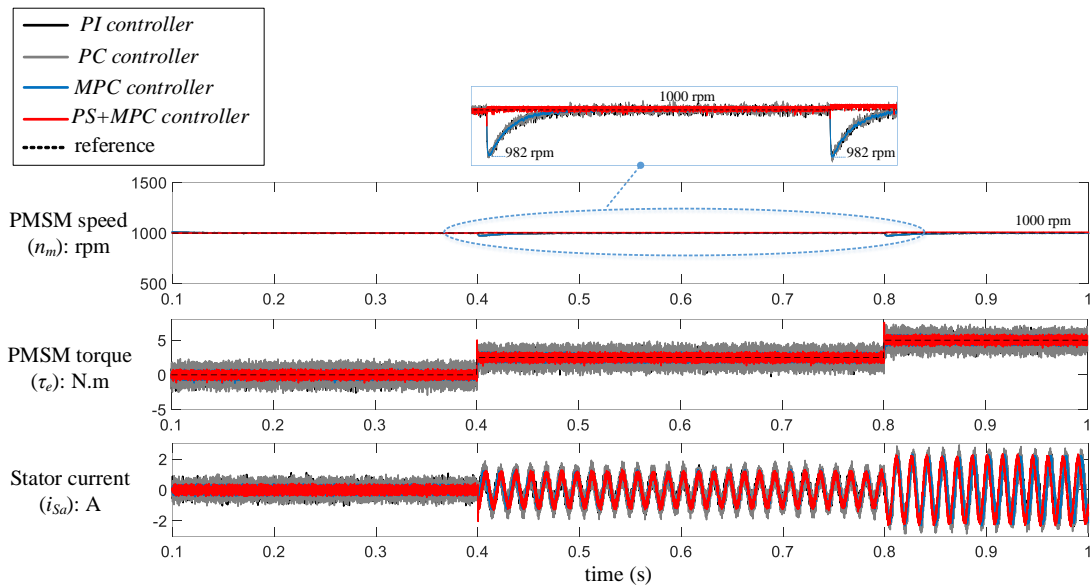
การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูบ จะจำลองสถานการณ์ในกรณีเดียวกับการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบทก่อนหน้า ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

กรณีที่ 1 การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด

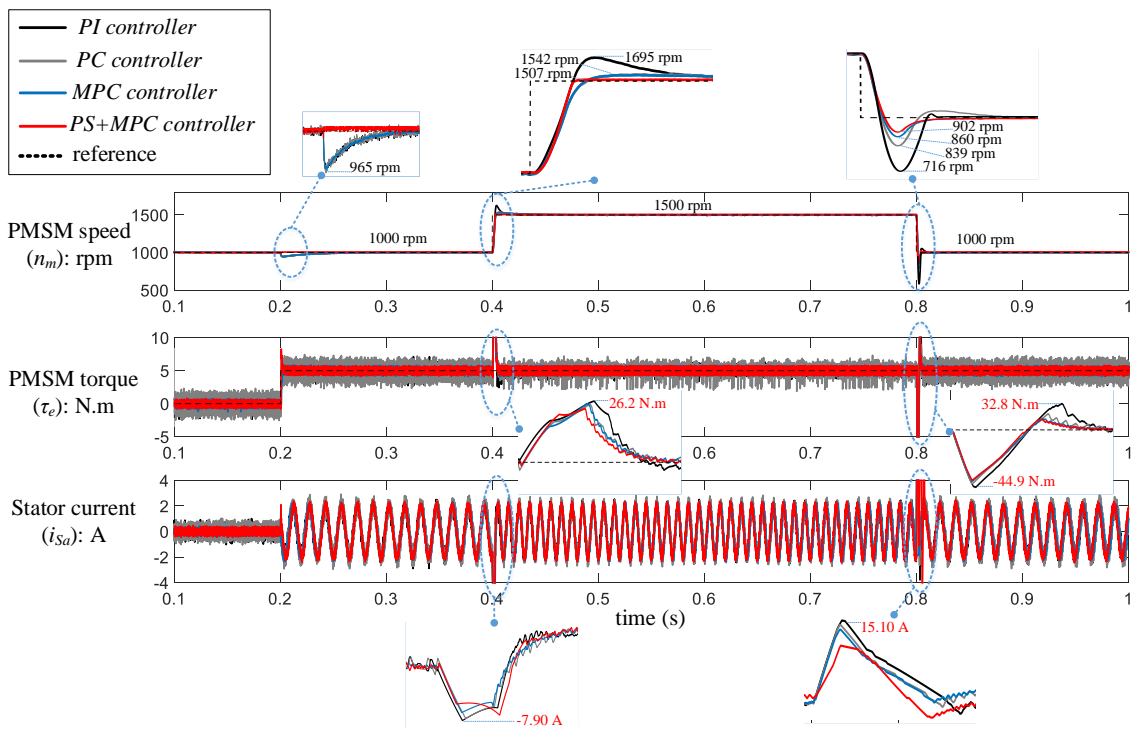
กรณีที่ 2 การเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูบทั้ง 2 กรณีสามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 8.8 และรูปที่ 8.9 จะเห็นว่า ผลการจำลองสถานการณ์ด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูบ ซึ่งนำอัลกอริทึมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไปคำนวณบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ได้ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์เหมือนกับการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบทก่อนหน้า แสดงให้เห็นว่า อัลกอริทึมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำไปคำนวณบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

ซึ่งเป็นตัวประมวลผลสำหรับชุดฮาร์ดแวร์จริง มีความถูกต้องและให้สมรรถนะการทำงานที่ดี ตามที่ได้รับการพัฒนา สามารถนำอัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานในชุดฮาร์ดแวร์จริงต่อไปได้



รูปที่ 8.8 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด



รูปที่ 8.9 ผลตอบสนองการทำงานของมอเตอร์กรณีการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบอ้างอิงของมอเตอร์

8.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 8 ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูป ซึ่งซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในรูปเป็นการจำลองสถานการณ์และตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมบนโปรเซสเซอร์ที่จะใช้เป็นตัวประมวลผลสำหรับการควบคุมอิเล็กทรอนิกส์ มีจุดมุ่งหมายเพื่อลดความเสี่ยงที่จะเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ชุดฮาร์ดแวร์จริงและลดความเสี่ยงที่จะเกิดอันตรายต่อผู้พัฒนา ก่อนนำอัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริง โดยการจำลองสถานการณ์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะนำอัลกอริทึมระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไปคำนวณบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ซึ่งเป็นตัวประมวลผล ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่คำนวณบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 สามารถควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีตามที่ได้รับการพัฒนาในบทก่อนหน้า ทำให้เชื่อมั่นได้ว่าอัลกอริทึมดังกล่าวสามารถนำไปใช้งานในชุดฮาร์ดแวร์จริงต่อไปได้

บทที่ 9

สรุปและข้อเสนอแนะ

9.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับขับเคลื่อนของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร การดำเนินงานเริ่มต้นจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งสามารถแบ่งการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องออกเป็น 2 หมวด ได้แก่ การพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของลูปควบคุมความเร็วรอบ และการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของลูปควบคุมกระแส ผลการศึกษาดังกล่าวทำให้ผู้วิจัยได้รับพื้นฐาน แนวทางการดำเนินงาน และแนวทางการพัฒนางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม รายละเอียดของผลการสำรวจงานวิจัยดังกล่าวนำเสนอไว้ในบทที่ 2

ผู้วิจัยได้ศึกษาและนำเสนอวิธีการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยแบบจำลองดังกล่าวจะถูกพิจารณาบนแกน dq ผู้วิจัยได้ใช้องค์ความรู้ในการแปลงแกนจากระบบไฟฟ้าบนแกนสามเฟสเป็นระบบไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ และจากระบบไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$ เป็นระบบไฟฟ้าบนแกน dq รูปแบบแบบคลาร์กและปาร์ค ตามลำดับ จากการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ได้สร้างขึ้น พบว่า แบบจำลองที่สร้างขึ้นมีความถูกต้อง แม่นยำ เมื่อเปรียบเทียบกับชุดบล็อกสำเร็จรูป ส่งผลให้สามารถนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวไปใช้เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้จริง นอกจากนี้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่อยู่บนแกน dq ยังสามารถนำไปใช้สำหรับการออกแบบระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้อีกด้วย รายละเอียดต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับ การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรนำเสนอไว้ในบทที่ 3

บทที่ 4 นำเสนอหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและวิธีการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะมีจำนวน 3 ชุด แบ่งออกเป็นตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมความเร็วรอบจำนวน 1 ชุด และตัวควบคุมพีไอในลูปควบคุมกระแสจำนวน 2 ชุด ซึ่งการออกแบบตัวควบคุมพีไอจะใช้วิธีการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์กับ

ฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานอันดับสองของระบบควบคุมแบบวงปิด ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ได้ตรงตามที่ต้องการ แต่ยังมีข้อบกพร่อง คือ สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการพุ่งเกินที่สูงขณะมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ และสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์มีการกระเพื่อมสูง ซึ่งประเด็นข้อบกพร่องดังกล่าวนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้น รายละเอียดของหลักการควบคุมการออกแบบและผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ นำเสนอไว้ในบทที่ 4

บทที่ 5 นำเสนอการพัฒนาในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส โดยศึกษา ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีข้อดี คือ ลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล ทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เกิดการคลาดเคลื่อนไปจากความเร็วรอบอ้างอิงน้อยลง ซึ่งการทำนายกระแสอ้างอิง $i_{dq}^*(k+1)$ จะใช้สมการของลากรางจ์ที่อันดับหนึ่ง ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายมีสมรรถนะการทำงานดีกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ คือ สามารถลดการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิงให้น้อยลงกว่าตัวควบคุมพีไอ แต่ยังมีข้อบกพร่องที่ยังไม่สามารถปรับปรุงให้ดีกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอ กล่าวคือ สัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ยังมีการกระเพื่อมสูง ซึ่งประเด็นข้อบกพร่องดังกล่าวนำไปสู่การพัฒนาตัวควบคุมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีขึ้นต่อไป รายละเอียดของหลักการควบคุมและผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายนำเสนอไว้ในบทที่ 5

บทที่ 6 นำเสนอการพัฒนาในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมกระแส โดยศึกษา ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีข้อดี คือ สามารถลดผลกระทบจากการประวิงเวลาของการควบคุมแบบดิจิทัล และมีการคำนวณฟังก์ชันต้นทุนตามวัตถุประสงค์ของระบบควบคุม เพื่อให้ได้สัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุด ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัว

ควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลอง พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองมีสมรรถนะการทำงานดีกว่าระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย คือ สามารถลดการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิงให้น้อยลงกว่าตัวควบคุมพีไอ ทั้งนี้ ตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองสามารถลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ให้น้อยลงกว่าตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบทำนายได้ แต่ยังมีการพุ่งเกินใกล้เคียงกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย รายละเอียดของหลักการควบคุมและผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองนำเสนอไว้ในบทที่ 6

ผู้วิจัยได้ศึกษาและนำเสนอการพัฒนาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปควบคุมความเร็วรอบ เพื่อเพิ่มสมรรถนะการทำงานจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ดียิ่งขึ้น โดยใช้ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนาย ซึ่งมีข้อดีเช่นเดียวกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนาย โดยจะนำมาใช้งานร่วมกับตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองในรูปควบคุมกระแสที่ผ่านการพัฒนามาก่อนหน้านี้แล้วนั้น ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายพบว่า ตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายสามารถช่วยให้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมมีสมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น คือ สามารถรักษาความเร็วรอบให้คงที่ในสภาวะชั่วคราวขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด โหลด อีกทั้งยังสามารถลดการพุ่งเกินของความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงจากความเร็วรอบอ้างอิงได้ดียิ่งขึ้น รายละเอียดของหลักการควบคุมและผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยตัวควบคุมความเร็วรอบแบบทำนายนำเสนอไว้ในบทที่ 7

บทที่ 8 นำเสนอการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูป (Processor in the loop) เทคนิคดังกล่าว ถูกนำมาใช้เพื่อแสดงผลเป็นการจำลองสถานการณ์ของระบบและตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นบนโปรเซสเซอร์ ซึ่งเป็นตัวประมวลผลสำหรับงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จุดมุ่งหมายเพื่อลดความเสี่ยงที่จะเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ชุดฮาร์ดแวร์จริงและลดความเสี่ยงที่จะเกิดอันตรายต่อผู้พัฒนา ก่อนนำอัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะนำอัลกอริทึมของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้พัฒนาขึ้นไปคำนวณบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอและพัฒนาขึ้นสามารถควบคุม

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้ตรงตามการจำลองสถานการณ์ ด้วยเทคนิคซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีซอฟต์แวร์ในลูป (Software in the loop) ที่นำเสนอไปก่อนหน้านี้ ผลการทดสอบดังกล่าวทำให้เชื่อมั่นได้ว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานในชุดฮาร์ดแวร์จริงต่อไปได้ ซึ่งรายละเอียดของหลักการและผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีโปรเซสเซอร์ในลูปนำเสนอไว้ในบทที่ 9

9.2 ข้อเสนอแนะ

- ควรหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ควบคุมจากบริษัทผู้ผลิตมอเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องอย่างถูกต้อง แม่นยำ เนื่องจากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตนเองอาจทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่ไม่มีความถูกต้องเท่าที่ควร เพราะการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในกระบวนการควบคุม ซึ่งจำเป็นต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้อง แม่นยำ เพื่อให้การควบคุมมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด

- ควรมีการศึกษาการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีปรับค่าพารามิเตอร์จากชุดบล็อกสำเร็จรูปบนโปรแกรม MATLAB/Simulink (PID Autotuning) เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมกับวิธีการออกแบบที่ได้นำเสนอไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

- ควรมีการศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมที่สามารถประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามเวลาจริง เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม กรณีเกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ จากความแปรผันของอุณหภูมิ หรือสภาพแวดล้อมภายนอก

- ควรมีการศึกษาและพัฒนาตัวควบคุมที่มีสมรรถนะในการลดการกระเพื่อมของสัญญาณได้ดีขึ้น หรือสามารถทำให้ไม่เกิดการกระเพื่อมของสัญญาณ เนื่องจากการกระเพื่อมของสัญญาณส่งผลต่อการสั่นสะเทือนของมอเตอร์ในขณะทำงาน ซึ่งเป็นประเด็นปัญหาที่อาจทำให้เกิดความเสียหายต่อมอเตอร์ได้

- ควรมีการศึกษาและจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยซอฟต์แวร์แบบฝังตัววิธีฮาร์ดแวร์ในลูป เพื่อให้การตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมได้ผลที่มีความถูกต้องใกล้เคียงกับระบบควบคุมที่จะสร้างจริงที่สุด ก่อนนำอัลกอริทึมดังกล่าวไปใช้งานกับชุดฮาร์ดแวร์จริงในอนาคต

- ควรมีการทดสอบอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นกับชุดฮาร์ดแวร์จริง ด้วยการสร้างชุดฮาร์ดแวร์ต้นแบบของระบบขับเคลื่อนของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานและปรับปรุงคุณภาพของอัลกอริทึมสำหรับต่อ ยอดงานในอนาคต

- เนื่องจากตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ความถี่การสวิตช์ที่สูง ด้วยเหตุนี้ การเลือกใช้อุปกรณ์การสวิตช์สารกึ่งตัวนำ จึงต้องพิจารณาอุปกรณ์ที่สามารถรองรับความถี่การสวิตช์ดังกล่าวได้ รวมถึงควรมีการศึกษาและพัฒนาโครงสร้างตัวควบคุมกระแสแบบทำนายที่ใช้แบบจำลองให้ทำงานที่ความถี่การสวิตช์คงที่ได้

บรรณานุกรม

- ชาคริต ปานแป้น. (2564). การปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้าสำหรับระบบรางไฟฟ้าโดยใช้การควบคุมกระแสแบบปรับตัว. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทศึกษบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- นนทการณั มังคลา. (2565). การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทศึกษบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ถาวร หินชุย. (2558). อินเวอร์เตอร์พีวีเชื่อมต่องริตสองภาคเฟสเดียวที่มีเอ็มพีพีทีชนิดโหมดการเลื่อน. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทศึกษบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ภักดี สวัสดิ์นะที. (2556). การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทศึกษบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- สุขสันต์ ตียรรัชกุล. (2555). การออกแบบตัวควบคุมกระแสแบบทำนายสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทศึกษบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- A. D. Alexandrou, N. K. Adamopoulos and A. G. Kladas. (2016). Development of a Constant Switching Frequency Deadbeat Predictive Control Technique for Field-Oriented Synchronous Permanent-Magnet Motor Drive. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(8), 5167-5175.
- A. Nasr, C. Gu, X. Wang, G. Buticchi, S. Bozhko and C. Gerada. (2021). Torque-Performance Improvement for Direct Torque-Controlled PMSM Drives Based on Duty-Ratio Regulation. IEEE Transactions on Power Electronics, 37(1), 749-760.

- B. Adhavan, A. Kuppuswamy, G. Jayabaskaran and V. Jagannathan. (2011). **Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Fuzzy Logic Controller**. In 2011 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (pp. 587-592). IEEE.
- C. Chatri, M. Labbadi, M. Ouassaid, K. Elyaalaoui and Y. El Houm. (2022). **Design and Implementation of Finite-Time Control for Speed Tracking of Permanent Magnet Synchronous Motors**. IEEE Control Systems Letters, 7, 721-726.
- E.F. Camacho and C. Bordons. (2000). **Model Predictive Control** (2nd ed.). Springer.
- F. Mendoza-Mondragón, V. M. Hernández-Guzmán and J. Rodríguez-Reséndiz. (2018). **Robust Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Using Two-Degrees-of-Freedom Control**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(8), 6099-6108.
- G. D. Andreescu, C. E. Coman, A. Moldovan and I. Boldea. (2012). **Stable V/f Control System with Unity Power Factor for PMSM Drives**. In 2012 13th international conference on optimization of electrical and electronic equipment (OPTIM) (pp. 432-438). IEEE.
- K. Yu, Z. Wang, W. Hua and M. Cheng. (2022). **Robust Cascaded Deadbeat Predictive Control for Dual Three-Phase Variable-Flux PMSM Considering Intrinsic Delay in Speed Loop**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 69(12), 12107-12118.
- M. Shao, Y. Deng, H. Li, J. Liu and Q. Fei. (2019). **Robust Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Generalized Predictive Controller With a High-Order Terminal Sliding-Mode Observer**. IEEE Access, 7, 121540-121551.

- P. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and P. Thogersen. (2003). **A Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives.** IEEE Transactions on Industry Applications, 39(3), 783-791.
- Q. Fei, Y. Deng, H. Li, J. Liu and M. Shao. (2019). **Speed Ripple Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Model Predictive and Iterative Learning Controls.** IEEE Access, 7, 31791-31800.
- S. Li and H. Gu. (2012). **Fuzzy Adaptive Internal Model Control Schemes for PMSM Speed-Regulation System.** IEEE Transactions on Industrial Informatics, 8(4), 767-779.
- T. I. Yeam and D. C. Lee. (2020). **Design of Sliding-Mode Speed Controller With Active Damping Control for Single-Inverter Dual-PMSM Drive Systems.** IEEE Transactions on Power Electronics, 36(5), 5794-5801.
- W. Xu, A. K. Junejo, Y. Tang, M. Shahab, H. U. R. Habib, Y. Liu and S. Huang. (2021). **Composite Speed Control of PMSM Drive System Based on Finite Time Sliding Mode Observer.** IEEE Access, 9, 151803-151813.
- X. Liu and Q. Zhang. (2019). **Robust Current Predictive Control-Based Equivalent Input Disturbance Approach for PMSM Drive.** Electronics, 8(9), 1034.
- X. Yuan, S. Zhang, C. Zhang, A. Galassini, G. Buticchi and M. Degano. (2020). **Improved Model Predictive Current Control for SPMSM Drives Using Current Update Mechanism.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, 68(3), 1938-1948.
- X. Yuan, S. Zhang and C. Zhang. (2019). **Enhanced Robust Deadbeat Predictive Current Control for PMSM Drives.** IEEE Access, 7, 148218-148230.
- X. Yuan, S. Zhang and C. Zhang. (2020). **Nonparametric Predictive Current Control for PMSM.** IEEE Transactions on Power Electronics, 35(9), 9332-9341.

- X. Zhang and Z. Wang. (2022). **Simple Robust Model Predictive Current Control for PMSM Drives Without Flux-Linkage Parameter.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, 70(4), 3515-3524.
- X. Zhang, B. Hou and Y. Mei. (2016). **Deadbeat Predictive Current Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Stator Current and Disturbance Observer.** IEEE Transactions on Power Electronics, 32(5), 3818-3834.
- X. Zhang, H. Bai and M. Cheng. (2021). **Improved Model Predictive Current Control With Series Structure for PMSM Drives.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, 69(12), 12437-12446.
- X. Zhang, L. Zhang and Y. Zhang. (2018). **Model Predictive Current Control for PMSM Drives With Parameter Robustness Improvement.** IEEE Transactions on Power Electronics, 34(2), 1645-1657.
- Y. Xu, B. Zhang and Q. Zhou. (2016). **A Model Predictive Current Control Method of PMSM Based on The Simultaneous Optimization of Voltage Vector and Duty Cycle.** In 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia) (pp. 881-884). IEEE.

ภาคผนวก ก

การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัย วิทยานิพนธ์นี้ สามารถแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 แบบ คือ 1) การทดสอบหาค่าความต้านทานของ ขดลวดสเตเตอร์ 2) การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq และ 3) การทดสอบหาค่าฟลักซ์ เชื่อมโยงของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ทดสอบหาค่าพารามิเตอร์แสดงได้ ดังรูป ที่ ก.1 และค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้รับจากทางบริษัทผู้ผลิตสามารถแสดงได้ ดังตารางที่ ก.1



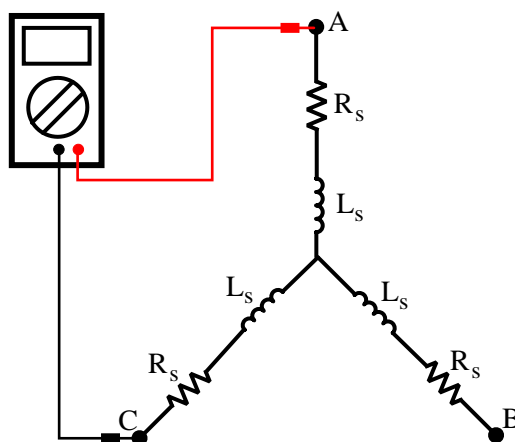
รูปที่ ก.1 มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ทดสอบหาค่าพารามิเตอร์

ตารางที่ ก.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้รับจากทางบริษัทผู้ผลิต

Parameters of Permanent Magnet Synchronous Motor		
Symbol	Description	Value
J	Rotor inertia	$5.98 \times 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
P	Number of pole	8
P_s	Rated power	750 W
N_s	Rated speed	1,500 rpm

1) การทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

การทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ (R_s) จะใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์โดยตรง วงจรทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์แสดงได้ ดังรูปที่ ก.2 และการต่อวงจรทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์จริงแสดงได้ ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.2 วงจรทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์



รูปที่ ก.3 การต่อวงจรทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์จริง

ผลการทดสอบวัดค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์แสดงได้ ดังตารางที่ ก.2

ตารางที่ ก.2 ผลการทดสอบวัดค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์	หน่วยโอห์ม (Ω)
R_{AB}	10.2
R_{BC}	10.2
R_{CA}	10.2
R_{avg}	10.2

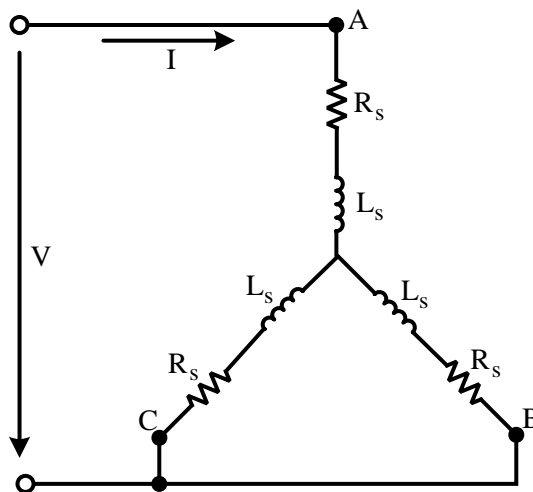
จากผลการทดสอบวัดค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ดังตารางที่ ก.2 เป็นค่าความต้านทานของขดลวดตกร่วมระหว่างเฟส (R_{AB} , R_{BC} , R_{CA}) สามารถนำมาคำนวณค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ (R_s) ได้ ดังสมการที่ (ก.1)

$$R_s = \frac{R_{avg}}{2} = \frac{10.2}{2} \quad (\text{ก.1})$$

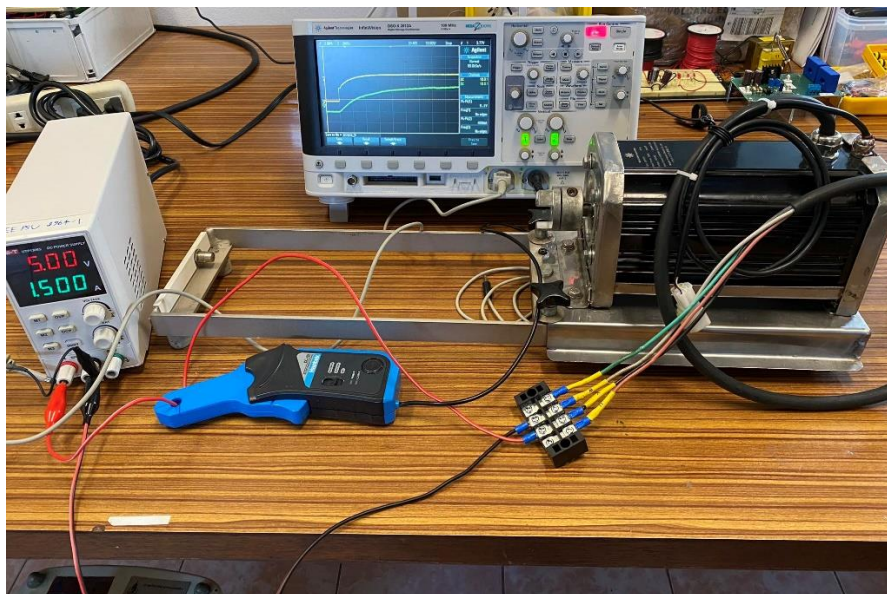
$$R_s = 5.10 \Omega$$

2) การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq

มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เป็นมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรประเภทติดตั้งแม่เหล็กบนพื้นผิว หรือเรียกว่า Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous (SPMSM) ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq มีค่าเท่ากัน ($L_d = L_q$) การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq จะใช้วิธีการทดสอบกระแสตรง โดยการป้อนไฟกระแสตรงเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์แล้ววัดสัญญาณแรงดันและกระแส วงจรทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq แสดงได้ ดังรูปที่ ก.4 และการต่อวงจรทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq จริงแสดงได้ ดังรูปที่ ก.5



รูปที่ ก.4 วงจรทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq



รูปที่ ก.5 การต่อวงจรทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq จริง

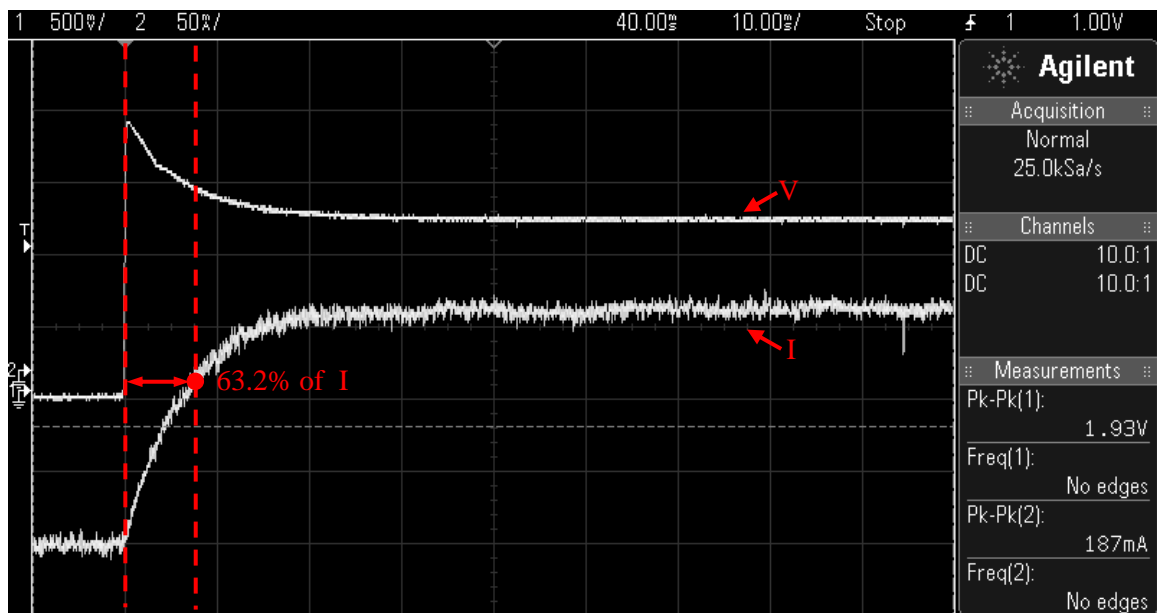
จากความสัมพันธ์ของวงจร RL จะสามารถวัดค่าคงที่เวลา (Time Constant : τ) ได้ โดยสมการค่าคงที่เวลาแสดงได้ ดังสมการที่ (ก.2)

$$\tau = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่ L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์

R_s คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

สามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq จากการวัดค่าคงที่เวลา ณ 63.2% ของกระแส แล้วนำมาคำนวณตามสมการที่ (ก.2) โดยกำหนดให้ $L_{dq} = \frac{2}{3}L_s$ สัญญาณแรงดันและกระแสของมอเตอร์แสดงได้ ดังรูปที่ ก.6



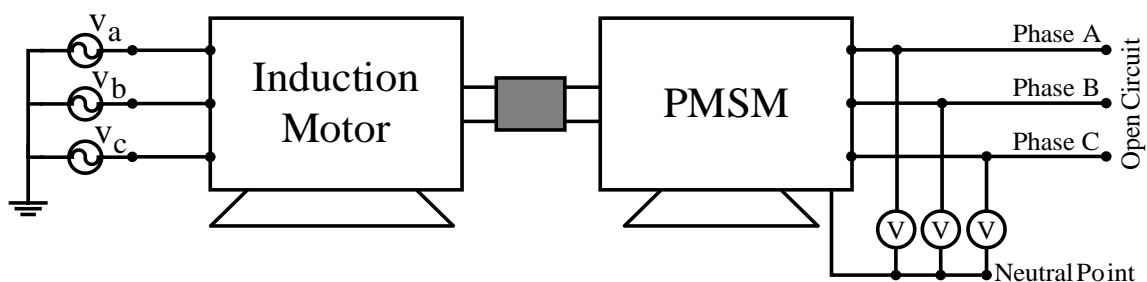
รูปที่ ก.6 สัญญาณแรงดันและกระแสของมอเตอร์

จากรูปที่ ก.6 สามารถวัดค่าคงที่เวลา ได้ว่า $\tau = 7.5 \text{ ms}$ จากนั้นสามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq ได้ ดังนี้

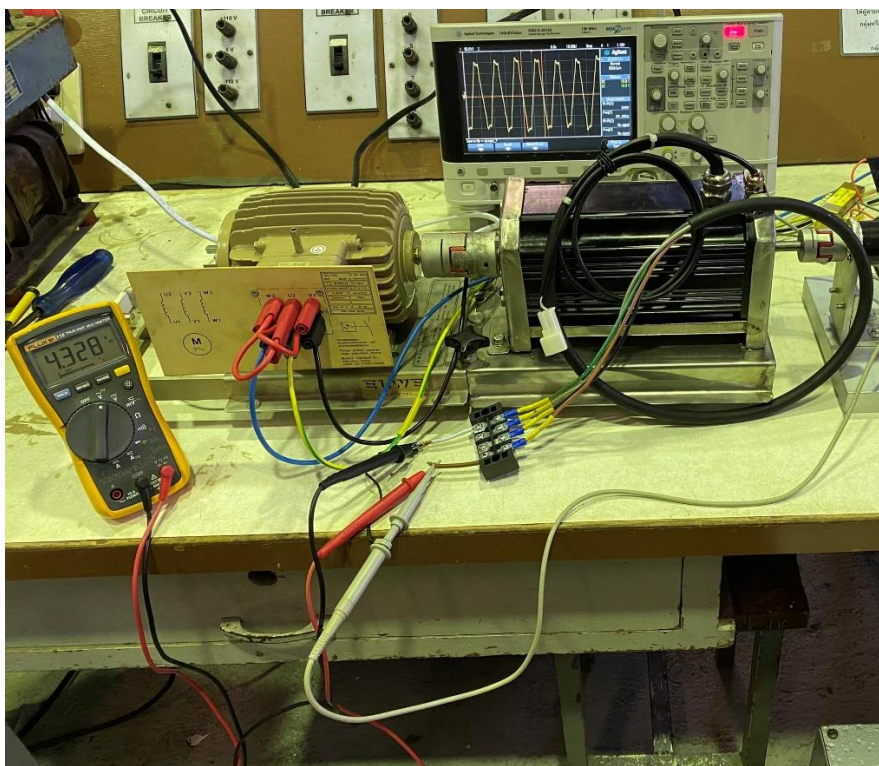
$$\left. \begin{aligned} L_d = L_q &= \frac{2}{3} \tau R_s \\ L_d = L_q &= \frac{2}{3} \times 7.5 \times 10^{-3} \times 5.1 \\ L_d = L_q &= 25.50 \text{ mH} \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก.3})$$

3) การทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์

การทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ (λ_{pm}) จะใช้วิธีการทดสอบแบบสภาวะไร้โหลด โดยการวัดแรงดันของมอเตอร์ในขณะที่ขับเคลื่อนผ่านเพลลาที่ต่อร่วมกับมอเตอร์ต้นกำลัง (มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส) ด้วยความเร็วรอบคงที่ วงจรทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์แสดงได้ ดังรูปที่ ก.7 และการต่อวงจรทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์จริงแสดงได้ ดังรูปที่ ก.8



รูปที่ ก.7 วงจรทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์



รูปที่ ก.8 การต่อวงจรทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์จริง

สามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ได้ ดังสมการที่ (ก.4)

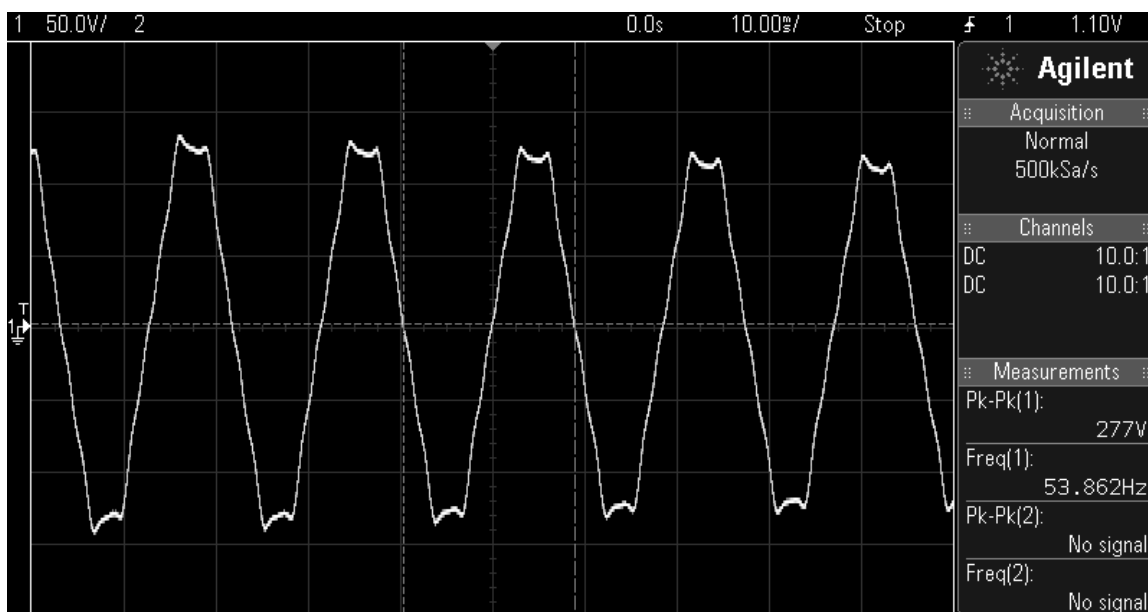
$$\lambda_{pm} = \frac{V_{pk-pk}}{2\omega_r} = \frac{V_{pk-pk} T_r}{2 \times 2\pi} \quad (\text{ก.4})$$

โดยที่ V_{pk-pk} คือ ค่าแอมพลิจูดแบบพีคทูพีคของแรงดันของมอเตอร์

ω_r คือ ค่าความเร็วรอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์

T_r คือ ค่าคาบเวลาของแรงดันของมอเตอร์

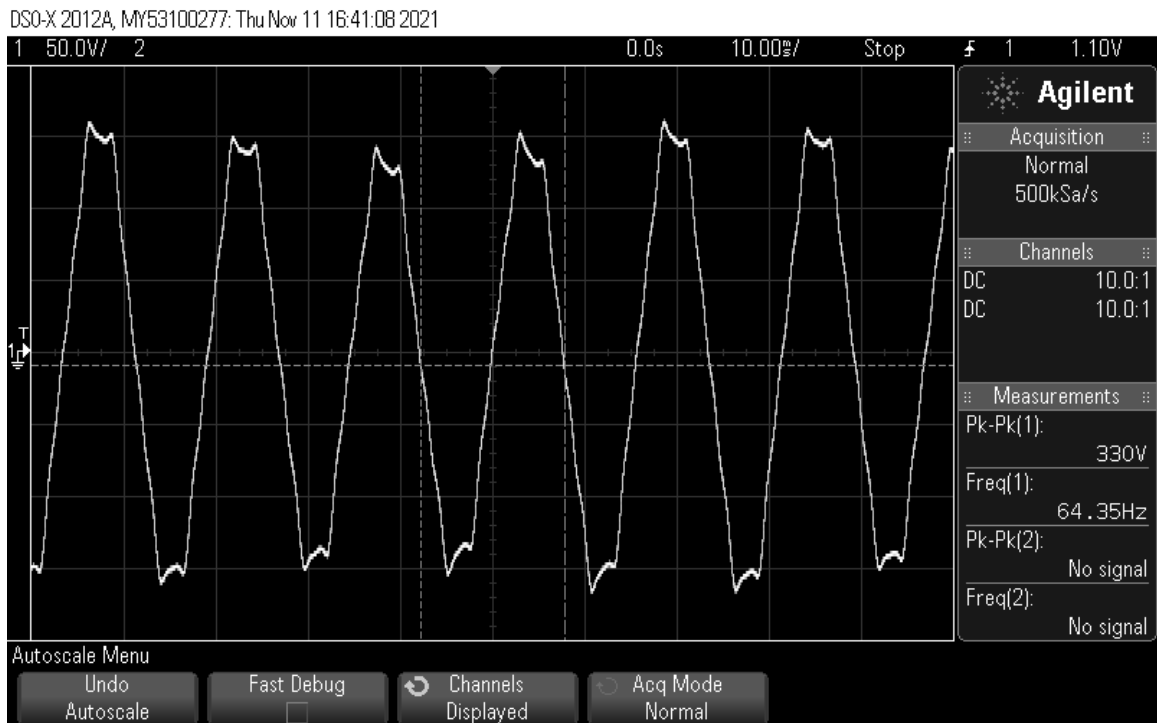
การทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์จะทำการคำนวณจากแรงดันของมอเตอร์ทั้ง 3 เฟส สามารถแสดงได้ ดังต่อไปนี้



รูปที่ ก.9 สัญญาณแรงดันของมอเตอร์เฟส A

จากรูปที่ ก.9 สามารถวัดค่าคาบเวลา ได้ว่า $T_r = \frac{1}{53.862} = 0.0186 \text{ s}$ จากนั้นสามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ได้ ดังนี้

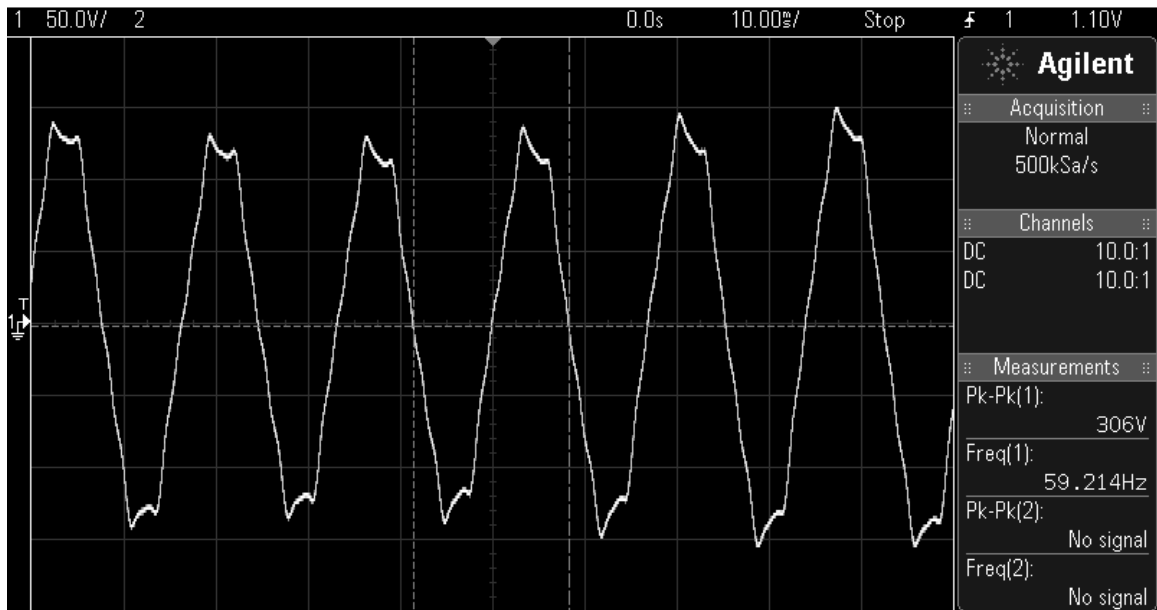
$$\left. \begin{aligned} \lambda_{pm} &= \frac{V_{pk-pk} T_r}{2 \times 2\pi} \\ \lambda_{pm} &= \frac{277 \times 0.0186}{4\pi} \\ \lambda_{pm} &= 0.4099 \text{ V.s} \end{aligned} \right\} \quad (ก.5)$$



รูปที่ ก.10 สัญญาณแรงดันของมอเตอร์เฟส B

จากรูปที่ ก.10 สามารถวัดค่าคาบเวลา ได้ว่า $T_r = \frac{1}{64.35} = 0.0155 \text{ s}$ จากนั้นสามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ได้ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{pm} &= \frac{V_{pk-pk} T_r}{2 \times 2\pi} \\ \lambda_{pm} &= \frac{330 \times 0.0155}{4\pi} \\ \lambda_{pm} &= 0.4070 \text{ V.s} \end{aligned} \right\} \quad (ก.6)$$



รูปที่ ก.11 สัญญาณแรงดันของมอเตอร์เฟส C

จากรูปที่ ก.11 สามารถวัดค่าคาบเวลา ได้ว่า $T_r = \frac{1}{59.214} = 0.0169$ s จากนั้นสามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ได้ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{pm} &= \frac{V_{pk-pk} T_r}{2 \times 2\pi} \\ \lambda_{pm} &= \frac{306 \times 0.0169}{4\pi} \\ \lambda_{pm} &= 0.4115 \text{ V.s} \end{aligned} \right\} \quad (ก.7)$$

จากผลการทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ทั้ง 3 เฟสข้างต้น เพื่อให้ได้ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ที่เป็นค่ากลาง จึงสามารถนำมาหาค่าเฉลี่ยได้ ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{pm} &= \frac{0.4099 + 0.4070 + 0.4115}{3} \\ \lambda_{pm} &= 0.4095 \text{ V.s} \end{aligned} \right\} \quad (ก.8)$$

ดังนั้น จากผลการทดสอบหาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน dq และการทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ ทำให้สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ทั้งหมดได้ ดังตารางที่ ก.3

ตารางที่ ก.3 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

Parameters of Permanent Magnet Synchronous Motor		
Symbol	Description	Value
R_s	Stator resistance	5.10 Ω
L_d	d-axis inductance	25.50 mH
L_q	q-axis inductance	25.50 mH
λ_{pm}	Permanent magnet flux	0.4095 V.s
J	Rotor inertia	5.98×10^{-4} kg.m ²
P	Number of pole	8
P_s	Rated power	750 W
N_s	Rated speed	1,500 rpm

ภาคผนวก ข

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระหว่างการศึกษา

Mathematical Model of Permanent Magnet Synchronous Motor

Natthawut Kongchoo^{†1} Phonsit Santiprapan^{†1} Nattha Jindapetch^{†1}

Abstract: The mathematical model of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) is necessary to design the control of PMSM. The mathematical model on three-phase system is not commonly used for the control design. This approach is the time-varying model. Therefore, the control strategy design becomes even more difficult. Owing to this problem, this paper presents the dynamic model of the PMSM using the DQ modeling method. In addition, the proposed model has been validated with the exact topology model in MATLAB/Simulink program.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); DQ modeling method; model validation

1. Introduction

Nowadays, the PMSM is widely used for many applications, especially for electric vehicle (EV). In order to achieve a high performance PMSM drives, the control of the PMSM drives should be suitably designed. From literature reviews, there are many control techniques (field-oriented control, predictive DTC scheme, nonlinear torque control scheme, etc.) and many estimation techniques (flux vector, speed) [1-3]. The control design of PMSM drives is based on the mathematical model of PMSM. Therefore, the aim of this work is to derive the mathematical model of PMSM. The DQ modeling approach is selected to derive the mathematical model of the studied PMSM.

This paper is structured as follows. The principle of the PMSM is briefly explained in Section 2. The mathematical model of the PMSM are presented in Section 3. The model validation is expressed in Section 4. Finally, Section 5 concludes the purpose of this paper.

2. The Principle of the PMSM

The operation of a PMSM is similar to a three-phase induction motor. The three-phase voltage source connected with the stator winding produces a rotating magnetic field (RMF). The RMF cause the rotor to turn. The power losses in the rotor side do not occur because the rotor of PMSM is a permanent magnet. Moreover, this machine can provide a constant torque. The structure and equivalent circuit of the PMSM are shown in Fig. 1.

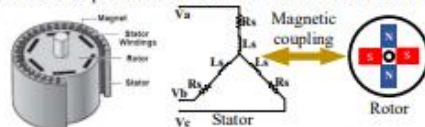


Fig. 1 The structure and equivalent circuit of the PMSM

3. Mathematical Model of the PMSM

The DQ modeling method is applied to derive a mathematical model of the system as depicted in Fig. 2. The DQ-axis in Fig. 3 is rotated with the angular speed (ω_r) by phase shift (θ_r). The stator voltages (v_{abc}) can be written for three-phase system as follows:

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt}(L_s i_{abc} + \lambda_{pm}(\theta)) \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta) = -\omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

^{†1} Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Prince of Songkla University, Hat Yai, Songkhla 90110, Thailand

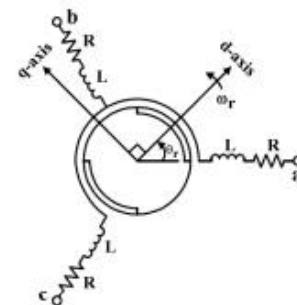


Fig. 3 The vector diagram for DQ transformation

$$\left. \begin{aligned} v_a &= R_s i_a + L_s \frac{d}{dt} i_a - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r) \\ v_b &= R_s i_b + L_s \frac{d}{dt} i_b - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ v_c &= R_s i_c + L_s \frac{d}{dt} i_c - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

where the $\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta)$ in (2) is the back EMF. Then, the mathematical model on three-phase system in (3) can be transformed into the DQ-axis. The dynamic equation of the PMSM on DQ-axis can be written in (4) - (5).

$$v_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q + \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \quad (4)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_{pm} \quad (5)$$

As a result, the equivalent circuit of the PMSM in DQ-axis derived by using DQ modeling method is shown in Fig. 4.

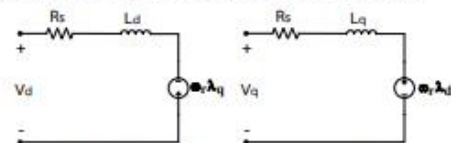


Fig. 4 The PMSM equivalent circuit in the DQ-axis

From the (4)-(5), the developed torque (T_e) and the angular motor speed (ω_m) can be calculated in (6)-(7).

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{6}$$

$$= \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)$$

$$\omega_m = \int \left(\frac{T_e - T_L - B\omega_m}{J} \right) dt$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r = \left(\frac{P}{2}\right) \omega_m \Rightarrow \theta_m = \theta_r \left(\frac{2}{P}\right) \tag{7}$$

4. Model Validation

The simulation for model validation uses the exact topology model in SimPowerSystem of MATLAB/Simulink called the benchmark model. The parameters of the PMSM in Fig. 1 are given in Table 1. The proposed model implemented by MATLAB/Simulink is illustrated in Fig. 5.

Table 1 Parameters of the PMSM

Symbol	Description	Value
R_s	Stator resistance	0.55 Ω
L_d	D-axis inductance	16.61 mH
L_q	Q-axis inductance	16.22 mH
λ_{pm}	Permanent magnet flux	0.121 Vs
J	Rotor inertia	7.2460×10^{-3} kg m ²
P	Pole pair	4
P_s	Rated power	750 W
N_s	Rated speed	3000 rpm

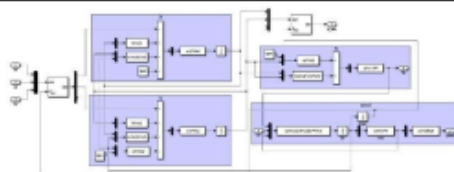


Fig. 5 The simulation model used to validate the PMSM model

Fig. 6 shows the response comparison of stator current, load torque, and motor speed between the DQ model and the benchmark model.

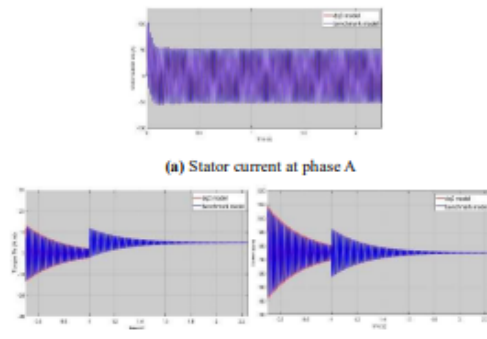


Fig. 6 Model verification

The testing condition for model validation consists of the load torque changing and frequency changing which are detailed as presented in Table 2 and 3, respectively.

Table 2 The model validation results for load torque changing

Load torque (N.m)	Model	Measured value			
		V_{abc} (V)	I_{abc} (A)	Speed (rpm)	Torque (N.m)
1	DQ	219.97	36.81	750	1
	Benchmark	219.97	36.82	750	1.039
3	DQ	219.97	36.80	750	3
	Benchmark	219.97	36.80	750	3.039
5	DQ	220.00	36.80	750	5
	Benchmark	220.00	36.80	750	5.039

Table 3 The model validation results for frequency changing

Frequency (Hz)	Model	Measured value			
		V_{abc} (V)	I_{abc} (A)	Speed (rpm)	Torque (N.m)
50	DQ	220.00	36.80	750	5
	Benchmark	220.00	36.80	750	5.039
45	DQ	199.93	37.17	675	5
	Benchmark	199.93	37.17	675	5.035
40	DQ	179.80	37.59	600	5
	Benchmark	179.80	37.60	600	5.031
35	DQ	159.77	38.16	525	5
	Benchmark	159.77	38.16	525	5.027
30	DQ	139.83	38.92	450	5
	Benchmark	139.83	38.92	450	5.023

5. Conclusion

This paper presents how to derive the DQ model of the PMSM by using the DQ modeling method. The results confirm that the mathematical model of the PMSM from DQ modeling method provides a good accuracy compared with the simulation results from the exact topology model. In the future work, the authors will use the proposed model of the PMSM on DQ-axis to design the field oriented control (FOC) for PMSM drives.

Acknowledgments

The authors express their thanks to Prince of Songkla University.

Reference

- [1] A.Mishra, J.Makwana, P.Agarwal and S.P. Srivastava, "Mathematical modeling and fuzzy based speed control of permanent magnet synchronous motor drive," 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Singapore, pp. 2034-2038, 2012.
- [2] K. Zhao et al., "Robust Model-Free Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for PMSM Demagnetization Fault," in IEEE Access, vol. 7, pp. 15737-15748, 2019.
- [3] K. Tatemarsu, D. Hamada, K. Uchida, S. Wakao and T. Onuki, "New approaches with sensorless drives," in IEEE Industry Applications Magazine, vol. 6, no. 4, pp. 44-50, July-Aug. 2000.



A Mathematical Model and PI Controller Design Based on Indirect Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Nutthawut Kongchoo¹, Phonsit Santiprapan² and Nattha Jindapetch³

ABSTRACT

A mathematical model of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) is necessary to design the control of PMSM drives. The mathematical model of a three-phase system is not commonly used for control design since this approach is a time-varying model. As a result, control strategy design becomes even more difficult. Due to this problem, this paper presents a dynamic model of the PMSM using the dq modeling method. The dynamic model derived in this work has been validated with the exact topology model in the MATLAB/Simulink program. In addition, this model is applied to designing the indirect vector control for a PMSM drive. The speed and the current control loops based on the PI controller are considered. The simplified design approach for the PMSM drives is presented in this paper. The simulation results show that the proposed controller design can accurately regulate the actual speed obeying the command speed. The speed accuracy is up to 99.97% in the load torque changes and 99.98% in the command speed changes.

Article information:

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), dq Modeling Method, Model Validation, Indirect Vector Control, PI Controller Design

Article history:

Received: May 16, 2021

Revised: July 17, 2021

Accepted: September 6, 2021

Published: June 18, 2022

(Online)

DOI: 10.37936/ecti-cit.2022163.245351

1. INTRODUCTION

Nowadays, permanent magnet synchronous motors (PMSM) are widely used for many industrial applications such as electric equipment, conveyor belts, robot arms, and especially for electric vehicles (EV). A PMSM has more efficiency, higher torque to inertia ratio, lower noise, and more robustness than an induction motor (IM) [1]. To operate a PMSM, the speed and torque of the PMSM must be suitably controlled under desired conditions. The development of a PMSM drive system is therefore a critical issue [3]. In a traditional drive system, scalar control methods (such as V/F control, flux control, etc.) have been applied to motor drives [2]. This method is simple. It can be implemented using analogue circuits. Based on a review of relevant literature [3–10], the scalar control method is not recommended because the tracking error of the control system from this method is considered an AC signal (both the magnitude and frequency). Consequently, the controller has become more difficult to implement for regulating the PMSM speed and torque.

A vector control method [3–4] has been applied

to motor drives in order to achieve high performance PMSM drives. This approach can be divided into two categories: direct vector [4] and indirect vector controls [3]. Direct vector control requires rotor flux measurement to calculate the control signal. It has important limitations, including installation costs and complexity. The indirect vector control is the focus of this work. This is typically called field-oriented control (FOC). This control does not require rotor flux measurement. The installation of a sensor and control design is less complicated compared with direct vector control. The control signal is generated by the motor parameter calculation. In this control operation, the synchronous frame (dq-axis) is used as a reference axis. The d and q-axis currents are the instantaneous stator current vectors. It can be decomposed into flux and torque-producing currents. There are two control loops: flux and torque control loops. For this control strategy, the tracking error of the control loop is considered a DC signal. This signal is easy to compensate for using a controller, especially a proportional-integral (PI) controller. Theoretically, a PI controller can reduce the steady state error of the DC components (the fundamental value) to zero.

^{1,2,3}The authors are with Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Prince of Songkla University (PSU), Songkhla, Thailand, E-mail: gogot1@hotmail.com, phonsit.s@psu.ac.th and nattha.s@psu.ac.th

As mentioned, the mathematical model of PMSM on the dq -axis is necessary for the control design. Due to the benefit of fundamental study, this paper presents how to derive the mathematical model of PMSM using the dq modeling approach.

The objective of this work is to control the PMSM speed to be equal to the command speed. Previous related works have focused on several controllers such as proportional-integral-derivative control (PID) [5], fuzzy logic control (FLC) [3], iterative learning control (ILC) [6], sliding mode control (SMC) [7], predictive current control (PCC) [8], and model predictive current control (MPCC) [9]. However, the operation of those controllers is more difficult and complicated. A large computational capability is required for those digital controls. For this work, a simple controller is an interesting approach to develop. As mentioned earlier, the PI controller [10] is suitable for indirect vector control. This controller can provide a small steady state error. It is enough to accurately control the PMSM speed. In order to avoid a large computational burden, control design complexity, and difficulty in real implementation, a simplified controller design is proposed in this paper.

This paper is structured as follows. The principle and mathematical model of the PMSM are briefly explained in Section 2. The PMSM model validation is expressed in Section 3. Section 4 presents the PI parameters design of indirect vector control. The simulation results of the PMSM speed control are shown in Section 5. Finally, Section 6 concludes this paper.

2. PRINCIPLE AND MATHEMATICAL MODEL OF PMSM

The operation of a PMSM is similar to that of a three-phase induction motor. The three-phase voltage source connected to the stator winding produces a rotating magnetic field (RMF). The RMF causes the rotor to turn. Power losses on the rotor side do not occur because the rotor of a PMSM is a permanent magnet. Moreover, this machine can provide constant torque. The structure and equivalent circuit of the PMSM are shown in Fig. 1. The system parameters are described in Table 1.

The dq modeling method is applied to derive a mathematical model of the system as depicted in Fig. 1. The dq -axis in Fig. 2 is rotated with the angular speed (ω_r). The stator voltages ($v_{s(abc)}$) can be written for a three-phase system as (1).

$$v_{s(abc)} = R_S i_{S(abc)} + \frac{d}{dt} (L_S i_{S(abc)} + \lambda_{pm}(\theta)) \quad (1)$$

Where the $\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta)$ in (1) is the back EMF as shown in (2). Then, the mathematical model of the three-phase system in (3) can be transformed into the dq -axis. The dynamic equation of the PMSM on

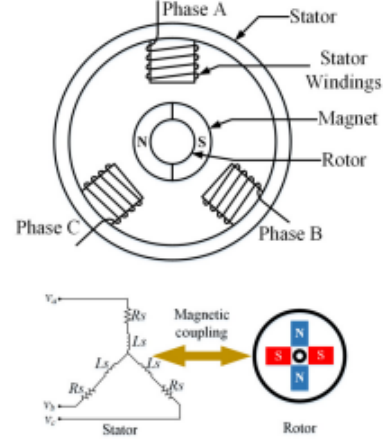


Fig. 1: Structure and equivalent circuit of PMSM.

dq -axis can be written as shown in (4)-(5).

$$\frac{d}{dt} \lambda_{pm}(\theta) = -\omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Table 1: List of symbols.

Symbol	Meaning
$v_{S(abc)}, v_{S_a}, v_{S_b}$	three-phase stator voltage
v_{S_c}	
$v_{S_d}, v_{S_q}, v_{s(dq)}$	stator voltage on dq -axis
$v_{S_d}^*, v_{S_q}^*$	reference stator voltage on dq -axis
$i_{S(abc)}, i_{S_a}, i_{S_b}, i_{S_c}$	three-phase stator current
$i_{S_d}, i_{S_d}^*$	stator current on d -axis
$i_{S_q}, i_{S_q}^*$	reference stator current on d -axis
$i_{S_q}, i_{S_q}^*$	stator current on q -axis
$i_{S_q}, i_{S_q}^*$	reference stator current on q -axis
L_s	stator inductance
L_d, L_q, L_{dq}	inductance on dq -axis
R_s	stator resistance
λ_{pm}	permanent magnet flux
λ_d, λ_q	permanent magnet flux on dq -axis
θ_r, ω_r	electrical angular position and electrical angular speed
θ_m, ω_m	angular position and angular speed
τ_e, τ_L	developed torque, load torque
B	viscous friction coefficient
J	rotor inertia
P	number of poles
τ_{dq}	time constant (L_{dq}/R_S)
k_r	torque constant ($(\frac{3}{2})(\frac{P}{2})\lambda_{pm}$)
ω_{ni}, ω_{nw}	natural frequency for the current loop and natural frequency for the speed loop
ζ_i, ζ_w	damping ratio for the current loop and damping ratio for the speed loop
$K_{PC,(dq)}, K_{F\omega}$	proportional gain
$K_{IC,(dq)}, K_{I\omega}$	integral gain

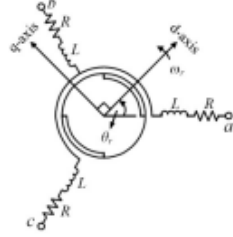


Fig.2: Vector diagram of the dq-axis.

$$\left. \begin{aligned} v_{Sa} &= R_S i_{Sa} + L_s \frac{d}{dt} i_{Sa} - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r) \\ v_{Sb} &= R_S i_{Sb} + L_s \frac{d}{dt} i_{Sb} - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ v_{Sc} &= R_S i_{Sc} + L_s \frac{d}{dt} i_{Sc} - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{Sd} &= R_S i_{Sd} - \omega_r \lambda_q \frac{d}{dt} \lambda_d \\ v_{Sq} &= R_S i_{Sq} + \omega_r \lambda_d \frac{d}{dt} \lambda_q \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Substituting the $\lambda_d = L_d i_{Sd} + \lambda_{pm}$ and $\lambda_q = L_q i_{Sq}$ into (4) yields (5).

$$\left. \begin{aligned} v_{Sd} &= R_S i_{Sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{Sd} - \omega_r L_q i_{Sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{pm} \\ v_{Sq} &= R_S i_{Sq} + L_d \frac{d}{dt} i_{Sq} - \omega_r L_d i_{Sd} + \omega_r \lambda_{pm} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

As a result, the equivalent circuit of PMSM in dq-axis derived by using the dq modeling method is shown in Fig. 3.

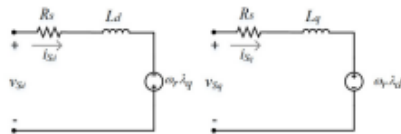


Fig.3: Equivalent circuit in the dq-axis.

From the PMSM model, the developed torque equation of the PMSM is given in (6).

$$\tau_e = \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_d i_{Sq} - \lambda_q i_{Sd}) = \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{pm} i_{Sq} + (L_d - L_q) i_{Sd} i_{Sq}) \quad (6)$$

Due to the relationship between torque (τ_e), the angular speed (ω_m), and the angular position (θ_m) of the PMSM as shown in Fig. 4, the τ_e , ω_m and θ_m can be calculated as shown in (7)-(9).

$$\tau_e = \tau_L + B\omega_m + J \frac{d}{dt} \omega_m \quad (7)$$

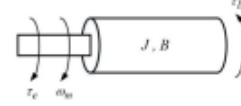


Fig.4: Mechanical motion of PMSM.

$$\omega_m = \int ((\tau_e - \tau_L - B\omega_m)/J) dt \quad (8)$$

$$\omega_r = \left(\frac{P}{2}\right) \omega_m = \frac{d}{dt} \theta_r \Rightarrow \theta_m = \left(\frac{2}{P}\right) \theta_r \quad (9)$$

3. PMSM MODEL VALIDATION

In the previous section, in order to design the control scheme and the PI controller parameters, the differential equations of the PMSM torque and speed are verified. The simulation for model validation uses the exact topology model in SimPowerSystem of MATLAB/Simulink called the benchmark model. The PMSM parameters in Fig. 1 are given in Table 2. These parameters are cited from the real PMSM (4 pole pairs, 750 W, 3000 rpm). These PMSM parameters in Table 2 have been tested [11]. The proposed model implemented by MATLAB/Simulink is illustrated in Fig. 5.

Table 2: Parameters of PMSM.

Symbol	Description	Value
R_S	Stator resistance	0.55Ω
L_d, L_q	Inductance on dq-axis	16.61 mH, 16.22 mH
λ_{pm}	Permanent magnet flux	0.121 Vs
J	Rotor inertia	7.246×10^{-3} kg.m ²
P_{pair}	Pole pair	4
P_S, N_S	Rated power, speed	750 W, 3000 rpm

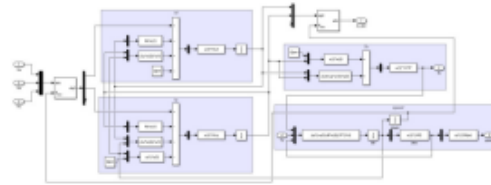


Fig.5: Simulation model used to validate the mathematical model of the PMSM.

The testing conditions for model validation consist of the load torque and the voltage per frequency changing. Fig. 6 shows the response comparison of the PMSM torque and speed between the dq model and the benchmark model, which are detailed as presented in Tables 3 and 4, respectively. The simulation results confirm that the dynamic model derived

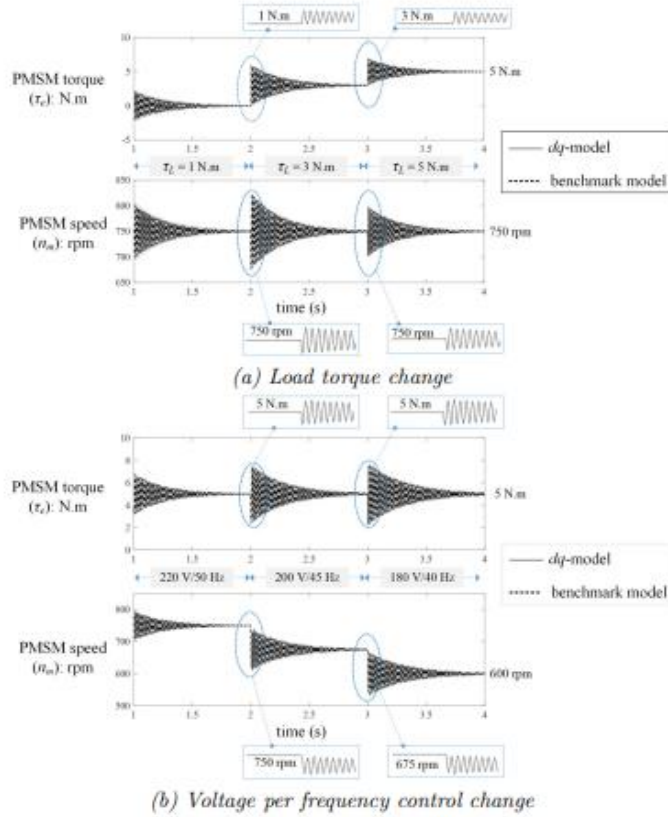


Fig.6: PMSM torque and PMSM speed responses.

Table 3: Model validation for changing the load torque.

Approach	Stator voltage ($v_{s(stab)}$: V _{rms})	Frequency (f_s : Hz)	Load torque (τ_L : N.m)	Measured values	
				Speed (n_m : rpm)	Torque (τ_e : N.m)
<i>dq</i> -model	220	50	1	750	1
benchmark				750	1.04
<i>dq</i> -model			3	750	3
benchmark				750	3.04
<i>dq</i> -model			5	750	5
benchmark				750	5.04

Table 4: Model validation for changing the voltage per frequency control.

Approach	Stator voltage ($v_{s(stab)}$: V _{rms})	Frequency (f_s : Hz)	Load torque (τ_L : N.m)	Measured values	
				Speed (n_m : rpm)	Torque (τ_e : N.m)
<i>dq</i> -model	220	50	5	750	5
benchmark				750	5.04
<i>dq</i> -model	200	45		675	5
benchmark				675	5.04
<i>dq</i> -model	180	40		600	5
benchmark				600	5.03

by the dq modeling method represents the same behaviour as the benchmark model. From validation results, this model can be applied for indirect vector control design.

4. DESIGN OF INDIRECT VECTOR CONTROL

From (5) to (6), the stator voltage ($v_{s(dq)}$) and torque (τ_e) on the dq -axis are considered for the indirect vector control design. The dq -axis is rotated at the synchronous speed of the PMSM. The d -axis is aligned along with the flux control. Here, the PMSM speed and torque can be controlled on the q -axis. The indirect vector control scheme of the PMSM drive is shown in Fig. 7. For this control strategy, the flux vector must be kept synchronized with the rotor magnetic poles [7]. Therefore, the reference current on the d -axis (i_d^*) is set to zero. The indirect vector control consists of the current and speed control loops.

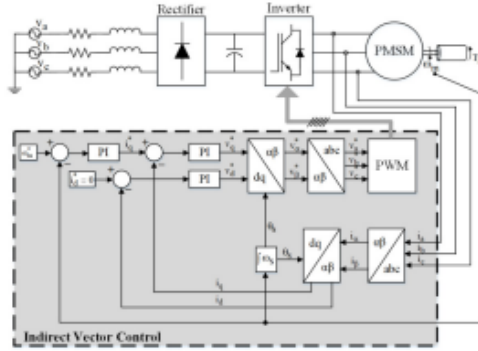


Fig. 7: Indirect vector control scheme of PMSM drive.

4.1 Design of the Current Control Loop

The differential equation from (5) is transformed to the frequency domain by taking the Laplace transformation. The block diagram of the current control based on PI controllers is depicted in Fig. 8.

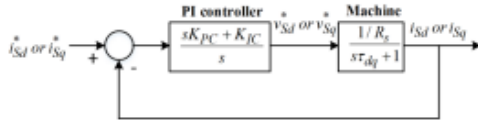


Fig. 8: Block diagram of the current control loop.

From Fig. 8, the closed-loop transfer function of the current control can be derived from (10). The parameters of PI controllers ($K_{PC,d}$, $K_{IC,d}$, $K_{PC,q}$, $K_{IC,q}$) can be calculated by comparing them with the denominator of the standard second order characteristic equation as shown in (11).

$$\frac{I_{sd}(s)}{I_{sd}^*(s)} = \frac{I_{sq}(s)}{I_{sq}^*(s)} = \frac{(sK_{PC,(dq)} + K_{IC,(dq)})/R_S\tau_{dq}}{s^2 + \left(\frac{R_S + K_{PC,(dq)}}{R_S\tau_{dq}}\right)s + \left(\frac{K_{IC,(dq)}}{R_S\tau_{dq}}\right)} \quad (10)$$

$$T_C(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta_i\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (11)$$

where:

$$\begin{aligned} \omega_{ni} &\text{ is equal to } 100\pi \text{ rad/s} \\ \zeta_i &\text{ is equal to } 0.8 \end{aligned}$$

4.2 Design of the Speed Control Loop

From (6) to (7), the block diagram of the speed control based on the PI controller is illustrated in Fig. 9. The closed loop transfer function for speed control can be derived from (12). The denominator comparison between (12) and (13) is used to calculate the PI controller parameters ($K_{P\omega}$, $K_{I\omega}$).

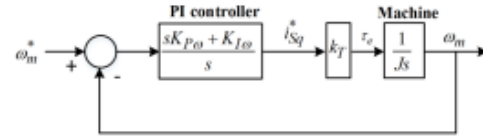


Fig. 9: Block diagram of the speed control loop.

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{k_T(sK_{P\omega} + K_{I\omega})/J}{s^2 + \left(\frac{k_T K_{P\omega}}{J}\right)s + \left(\frac{k_T K_{I\omega}}{J}\right)} \quad (12)$$

$$T_\omega(s) = \frac{\omega_{n\omega}^2}{s^2 + 2\zeta_\omega\omega_{n\omega}s + \omega_{n\omega}^2} \quad (13)$$

where:

$$\begin{aligned} \omega_{n\omega} &\text{ is equal to } 20\pi \text{ rad/s} \\ \zeta_\omega &\text{ is equal to } 0.8 \end{aligned}$$

The PI controller parameters for the indirect vector control are given in Table 5. The root locus of the closed loop control system in the s -domain is shown in Fig. 10. The desired dominant poles of the closed loop systems are located in the stable region (the left-hand side of the s -plane). This means that the control system remains the operating point stable.

Table 5: PI controller parameters of the indirect vector control for PMSM drive.

Control loop	Proportional gain	Integral gain
Current control	$K_{PC,(dq)} = 7.80$	$K_{IC,(dq)} = 1639.34$
Speed control	$K_{P\omega} = 0.10$	$K_{I\omega} = 3.94$

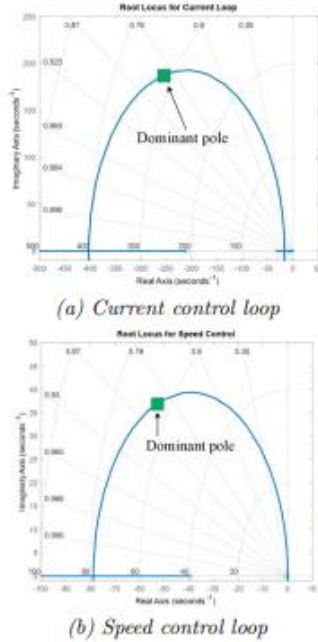


Fig.10: Root locus of the closed loop control system.

5. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

The speed control performance of PMSM under indirect vector control was verified by the MATLAB/Simulink model in Fig. 11. For the PMSM utilization, the torque capability and the speed control accuracy are therefore considered. The performance of the PI controller parameters designed in Section 4 was tested in two cases, when load torque and speed are changing. The simulation results are shown in Figs. 12 to 13.

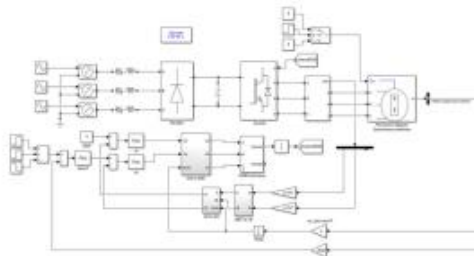


Fig.11: Simulation model used to verify the performance.

5.1 Speed control performance of changing the load torque

According to Fig. 12, the PMSM speed is controlled to maintain a constant speed of 1000 rpm.

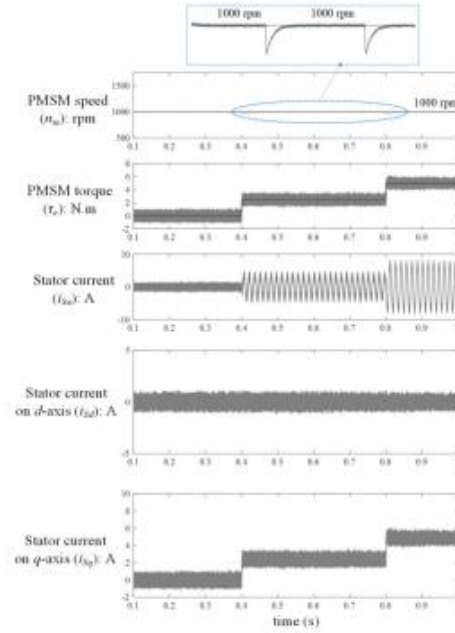


Fig.12: Response to a step change of load torque.

Then, the load torque (τ_L) is increased from no-load to 2.5 N-m at $t = 0.4$ s. It is obvious that when the load torque is increased, the PMSM speed (n_m) initially decreases. However, the speed control can regulate the n_m at the desired speed ($n_m^* = 1000$ rpm). The PMSM torque (τ_e) and the stator currents ($i_{S(abc)}$) will increase according to the increase of load torque. At $t = 0.8$, the load torque is increased from 2.5 to 5 N-m. It can be seen that the PMSM drive system can maintain the n_m at the n_m^* . The root mean square error between the desired values (n_m^* , τ_L^*) and actual values (n_m , τ_L) is used as the tracking errors (E_{speed} , E_{torque}) in (14) and (15), respectively. The N value is the data number. Tracking accuracy (A_{speed} , A_{torque}) can be defined by (16). The tracking performance is presented in Table 6. As a result, the speed control based on the PI controller can provide good accuracy.

$$E_{speed} = \sqrt{\frac{\sum |n_m^* - n_m|^2}{N}} \quad (14)$$

$$E_{torque} = \sqrt{\frac{\sum |\tau_L^* - \tau_L|^2}{N}} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} A_{speed} &= 100\% - \left(\frac{E_{speed} \times 100\%}{n_m^*} \right) \\ A_{torque} &= 100\% - \left(\frac{E_{torque} \times 100\%}{\tau_L^*} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

Table 6: The tracking error and tracking accuracy performance indices under load torque change.

Changing the load torque (N-m)	Tracking error		Tracking accuracy	
	E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N-m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
No-load	0.3101	0.1979	99.97	80.21
2.5	0.2802	0.1823	99.97	92.71
5	0.3118	0.1679	99.97	96.64

For the responses of the stator current on dq -axis, the flux vector is controlled on d -axis. The i_{sd} is nearly zero. It confirms that the PMSM can generate the developed torque. The i_{sq} represents the speed and torque controls of PMSM. The i_{sd} will increase the amplitude when the τ_L is increased.

5.2 Speed control performance of changing the command speed

For this case, the τ_L is kept constant at 5 N-m. From Fig. 13, the τ_e is controlled to be constant with the τ_L . The n_m^* is varied in three steps. First, the PMSM speed is controlled at 1000 rpm. Then the n_m^* is set to 1500 rpm at $t = 0.4$ s. At $t=0.8$ s, the n_m^* is adjusted to decrease the PMSM speed to 1000 rpm. The responses are shown in Fig. 13. The tracking error and tracking accuracy under speed change are shown in Table 7. These results confirm that the speed control based on the PI controller can still control the n_m following the n_m^* even though the n_m^* is suddenly varied.

Table 7: The tracking error and tracking accuracy performance indices under speed change.

Changing the command speed(rpm)	Tracking error		Tracking accuracy	
	E_{speed} (rpm)	E_{torque} (N-m)	A_{speed} (%)	A_{torque} (%)
1000	0.2713	0.1694	99.97	96.61
1500	0.2622	0.1269	99.98	97.46

The amplitude of $i_{S(abc)}$ is constant since τ_L is constant. The frequency of the $i_{S(abc)}$ is adjusted to correspond to the PMSM speed change. According to the waveform of the i_{Sa} , the frequency of the i_{Sa} will increase when the PMSM speed is increased. The current control loop on the dq -axis is sufficient to control the flux vector, torque, and speed. The i_{sq} response is constant due to the constant τ_L . In order to test the transient performance of the PMSM drive system, the response to a step change of n_m^* is investigated. It can be seen that the τ_e and $i_{S(abc)}$ are

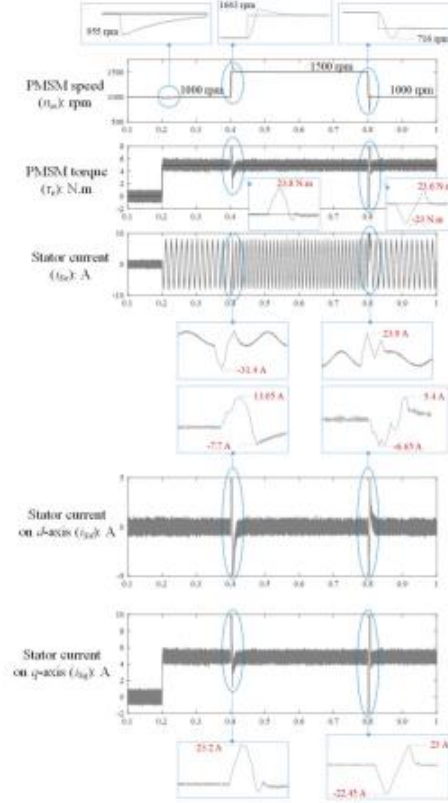


Fig.13: Response to a step change of command speeds.

highly oscillating waveforms in the short-term. This term produces the speed fluctuation and the motor vibration. These problems can cause equipment failure and will increase the power loss of the PMSM. The development of the PMSM drive system will continue to be studied in future work.

6. CONCLUSION

This paper presents how to derive a mathematical model of PMSM. The PMSM model is validated with the benchmark model from MATLAB/Simulink. The model verification confirms that the responses of PMSM speed and torque represent the same behaviour as the benchmark model. Therefore, the validated PMSM model can be used to design an indirect vector control. In addition, a simplified PI controller design based on indirect vector control is proposed in this paper. The current and the speed control loops on the dq -axis are designed to control the flux vector, torque, and speed. The simulation results ensure that the proposed PI parameter design is sufficient to provide the required PMSM speed. However, the prob-

lems with high oscillating torque and stator currents must be solved. For these issues, in order to obtain a decent transient response, the controllers in the current and the speed control loops should be modified. In the future work, an additional derivative term and a predictive mechanism must be developed.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by Faculty of Engineering, Prince of Songkla University (PSU).

References

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Control characteristics and speed controller design of a high performance PMSM," *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 598–606, 1987.
- [2] G. D. Andreescu, C. E. Coman, A. Moldovan and I. Boldea, "Stable V/f control system with unity power factor for PMSM drives," *Proceeding of 13th IEEE International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 432–438, 2012.
- [3] A. Mishra, J. Makwana, P. Agarwal and S. Srivastava, "Mathematical Modeling and Fuzzy Based Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *Proceeding of 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2034–2038, 2012.
- [4] B. Boazzo and G. Pellegrino, "Model Based Direct Flux Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 51, No. 4, pp. 3126–3136, 2015.
- [5] P. Maji, G. K. Panda and P. K. Saha, "Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using PID Controller," *Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, Vol. 4, No. 2, pp. 632–639, 2015.
- [6] G. Jayabaskaran, B. Adhavan and V. Jaganathan, "Torque Ripple Reduction in Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by Field Oriented Control using Iterative Learning Control with Space Vector Pulse Width Modulation," *Proceeding of 2013 IEEE International Conference on Computer Communication and Informatics*, pp. 1–6, 2013.
- [7] X. Wang, M. Reitz and E. E. Yaz, "Field Oriented Sliding Mode Control of Surface-Mounted Permanent Magnet AC Motors: Theory and Applications to Electrified Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 67, No. 11, pp. 10343–10356, 2018.
- [8] X. Yuan, C. Zhang and S. Zhang, "Torque Ripple Suppression for Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Machine Drives with Predictive Current Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 67, No. 3, pp. 1771–1781, 2019.
- [9] X. Sun, M. Wu, G. Lei, Y. Guo and J. Zhu, "An Improved Model Predictive Current Control for PMSM Drives Based on Current Track Circle," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 68, No. 5, pp. 3782–3793, 2020.
- [10] H. Celik and T. Yigit, "Field-Oriented Control of the PMSM with 2-DOF PI Controller Tuned by Using PSO," *Proceeding of 2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*, pp. 1–4, 2018.
- [11] K. Tatemarsu, D. Hamada, K. Uchida, S. Wakao and T. Onuki, "New Approaches with Sensorless Drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 6, No. 4, pp. 44–50, 2000.



Nutthawut Kongchoo was born in Songkhla, Thailand, in 1997. He received the B.Eng. degree in Electrical Engineering from Prince of Songkla University (PSU), Songkhla, Thailand, in 2020. He is currently studying toward an M.Eng. degree in electrical engineering and works as a water supply officer in the Subdistrict Administrative Organization Tubchang, Songkhla, Thailand. His current research interests include control of motor drives, control of power electronics, simulation, and modeling.



Phonsit Santiprapan was born in Ranong, Thailand, in 1988. He received the B.Eng., M.Eng., and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2009, 2011, and 2016, respectively. Since 2017, he has been a lecturer in the department of electrical engineering at Prince of Songkla University (PSU), Songkhla, Thailand. In 2019, he was a visiting researcher at the University of Aizu, Fukushima, Japan. His current research interests include active power filters, unified power quality conditioning, power quality, artificial intelligence applications, simulation, modeling, and control of power electronics.



Nattha Jindapetch received the B.Eng. degree in Electrical Engineering from Prince of Songkla University, Thailand, in 1993, the M.Eng. in Information Technology, and the Ph.D. degree in Interdisciplinary Course on Advanced Science and Technology from the University of Tokyo, Japan in 2000 and 2004, respectively. She now is an Associate Professor at the Department of Electrical Engineering, Prince of Songkla University. Her research interests are FPGAs, embedded systems, and sensor networks.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ สกุล นายณัฐวุฒิ คงชู

รหัสประจำตัวนักศึกษา 6310120030

วุฒิการศึกษา

วุฒิ	ชื่อสถาบัน	ปีที่สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับสอง	มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ วิทยาเขตหาดใหญ่	2563

ทุนการศึกษา

ทุนศึกษีก้นกุฏิ ปีการศึกษา 2563

ทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อวิทยานิพนธ์ ประจำปีงบประมาณ 2564

ตำแหน่งและสถานที่ทำงาน

เจ้าพนักงานประจำ สังกัดกองช่าง องค์การบริหารส่วนตำบลทับช้าง อำเภอนาหวี จังหวัดสงขลา

การตีพิมพ์เผยแพร่ผลงาน

1. N. Kongchoo, P. Santiprapan and N. Jindapetch. (2020). **Mathematical Model of Permanent Magnet Synchronous Motor**. In Asia Pacific Conference on Robot IoT System Development and Platform.
2. N. Kongchoo, P. Santiprapan and N. Jindapetch. (2022). **A Mathematical Model and PI Controller Design Based on Indirect Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motor**. ECTI Transactions on Computer and Information Technology (ECTI-CIT), 16(3), 259-266.