

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงดัน
และความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์
VOLTAGE AND FREQUENCY CONTROL TECHNIQUE OF INDUCTION
MOTOR BY ESTIMATION OF STATOR FLUX MAGNITUDE

จิรภัทร อุตัมภ์
JIRABHATARA UPATHAM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1303-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงดัน
และความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์

VOLTAGE AND FREQUENCY CONTROL TECHNIQUE OF INDUCTION
MOTOR BY ESTIMATION OF STATOR FLUX MAGNITUDE



จิรภัทร อุปถัมภ์

JIRABHATARA UPATHAM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1303-8

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี 26 ส.ค 2549



VOLTAGE AND FREQUENCY CONTROL TECHNIQUE OF INDUCTION
MOTOR BY ESTIMATION OF STATOR FLUX MAGNITUDE

JIRABHATARA UPATHAM

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

2004

ISBN 974-15-1303-8

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมมอเตอร์ด้วยเหนี่ยวนำวิธีการควบคุมแรงดันและความถี่จากการประเมิน
ค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์
VOLTAGE AND FREQUENCY CONTROL TECHNIQUE OF INDUCTION
MOTOR BY ESTIMATION OF STATOR FLUX MAGNITUDE

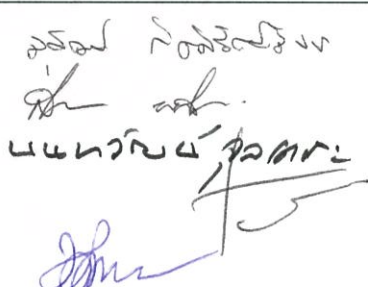
ชื่อนักศึกษา นายจิรภัทร อุปถัมภ์

รหัสประจำตัว 42061187

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ดร.สุพัฒน์	กิตติรัตน์สัจจา	
ดร.สมภพ	ผลไม้	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
ผศ.ดร.ชรินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 22 ตุลาคม 2547 เวลา 14.15-16.15 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว
(ผศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๙.....เดือน.....๙๒๖๒๕.....พ.ศ.....๒๕๔๗.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงดันและความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์
ชื่อนักศึกษา	นายจิรภัทร อุปถัมภ์
รหัสประจำตัว	42061187
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์หลักการควบคุมแรงดันและความถี่ด้วยเทคนิคการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยกระแสเชื่อมโยงดีซี ของอินเวอร์เตอร์และแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์เพื่อให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์คงที่ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำที่มีผลกระทบของแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์ ในวิทยานิพนธ์ได้จำลองเทคนิคการควบคุมโดยอาศัยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อศึกษาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาดพิกัด 3 แรงม้า ภายใต้สภาวะโหลดต่างๆ นอกจากนี้เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพีไอ ยังส่งผลให้ระบบมีผลการตอบสนองเป็นที่น่าพอใจอีกด้วย

Thesis Title	Voltage and Frequency Control Technique of Induction Motor by Estimation of Stator flux Magnitude
Student	Mr. Jirabhatara Upatham
Student ID.	42061187
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Vijit Kinnares

ARSTRACT

This thesis presents the design method and analysis of a voltage and frequency control technique with estimation of the stator flux magnitude in an induction motor. This technique is based on the DC link current of an inverter and the drop voltage across the stator winding resistance in order to maintain stator flux magnitude constant, particularly for a low frequency region, which the stator drop voltage effect is dominant. In this thesis, the simulation of control technique models have been performed using MATLAB/SIMULINK. The models are used to study the operation of the 3-hp three phase induction motor under various load conditions. Additionally, when applying to a speed closed loop system with PI controller, this technique offers satisfactory response.

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ผู้เขียนขอขอบคุณ รศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ให้คำปรึกษาแนะนำและช่วยเหลือในด้านต่างๆ เกี่ยวกับวิทยานิพนธ์มาโดยตลอด

ขอขอบคุณ รศ. มณฑล สีลาจินดาไกรฤกษ์ ที่เป็นผู้ให้การช่วยเหลือด้านความรู้และคำแนะนำ
ขอขอบคุณ อ. ชัยทัต มณีอินทร์ ที่เป็นผู้ให้การช่วยเหลือด้านความรู้และคำแนะนำรวมทั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ คุณบิดา คุณมารดา ที่เป็นผู้ให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียนและเป็นผู้สนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่างมาโดยตลอด

ขอขอบคุณน้องสาวและน้องชาย ที่ให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ พี่วีระ, พี่ป้อม และเพื่อนๆ น้องๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและคอยให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาคีวิศวกรรวมไฟฟ้าและห้องสมุดคณะวิศวกรรวมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ บิดา มารดา คุณครูบา อาจารย์และผู้มีพระคุณทุกท่าน

จิรภัทร อุปถัมภ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	2
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.1.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....	4
2.1.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	4
2.1.3 คุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิกัดความถี่และที่พิกัดแรงดัน.....	12
2.1.4 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว.....	14
2.1.5 ความสัมพันธ์ของแรงดันยกระดับที่เหมาะสม ณ. บริเวณย่านความถี่ต่ำ.....	16
2.2 การควบคุมสมรรถนะมอเตอร์.....	18
2.2.1 ช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าพิกัด (บริเวณแรงบิดคงที่).....	19
2.2.2 ช่วงการทำงานที่ความเร็วสูงกว่าพิกัด (บริเวณกำลังงานคงที่).....	19
2.2.3 ช่วงการทำงานที่ความเร็วสูงมาก (บริเวณความถี่สลิปคงที่).....	21
2.3 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์.....	21

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI).....	22
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI).....	23
2.4 สรุป.....	24
บทที่ 3 ทฤษฎีและการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	25
3.1 บทนำ.....	25
3.2 หลักการทำงานของสวิตช์อินเวอร์เตอร์.....	25
3.3 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบต่างๆ.....	29
3.3.1 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบไซน์ชอยด์ล (Sinusoidal Pulse Width Modulation: SPWM).....	30
3.3.2 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบเทิร์ทฮาร์โมนิกอินเจคชั่น (Third Harmonic Injection).....	32
3.3.3 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบสเปกเวกเตอร์ (Space Vector PWM: SVPWM).....	33
3.4 การออกแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยโปรแกรม MATLAB & SIMULINK.....	38
3.4.1 ผลการจำลอง.....	41
3.5 สรุป.....	44
บทที่ 4 เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กและแบบจำลองสำหรับการออกแบบ.....	45
4.1 บทนำ.....	46
4.2 หลักการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กสำหรับการควบคุมความเร็ว.....	46
4.3 การสร้างอัลกอริทึมของหลักการควบคุมความเร็ว.....	51
4.4 การออกแบบการควบคุมแบบป้อนกลับพีโอของการควบคุมความเร็วรอบ.....	52
4.5 การออกแบบการควบคุมแบบป้อนกลับพีโอของการควบคุมแรงดันยกระดับ.....	56
4.6 การวิเคราะห์เทคนิคการควบคุมความเร็ว.....	62
4.6.1 การทำงานของวงรอบสร้างสัญญาณสเปกเวกเตอร์.....	62
4.6.2 การทำงานของวงรอบความเร็วจากสภาวะหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วรอบที่ตั้งไว้.....	63

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.6.3 การทำงานของวงรอบความเร็วจากค่าความเร็วรอบ ณ จุดหนึ่งไปอีกค่า ความเร็วรอบหนึ่ง.....	63
4.6.4 การทำงานของวงรอบความเร็วในสภาวะต่อโหลด.....	64
4.6.5 การทำงานของวงรอบความเร็วในสภาวะปลดภาระ.....	64
4.7 การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุม.....	64
4.8 การคำนวณค่าความต้านทานที่เสเตเตอร์ที่เพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิของมอเตอร์.....	66
4.9 โมเดลและแบบจำลองโดยใช้เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก.....	61
4.10 สรุป.....	75
บทที่ 5 ผลการทดสอบ.....	76
5.1 การทดสอบวัตถุเปลี่ยนต่าง ๆ ของหลักการควบคุมแรงดันและความถี่จากการ ประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่เสเตเตอร์.....	76
5.2 ผลการทดสอบจากแบบจำลอง.....	81
5.2.1 ผลการทดสอบแบบรูปเปิด (open loop).....	81
5.2.2 ผลการทดสอบแบบรูปปิด (Closed Loop) กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ ของมอเตอร์.....	88
5.2.2.1 ผลการทดสอบที่ 1,200 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ ของมอเตอร์.....	88
5.2.2.2 ผลการทดสอบที่ 900 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ ของมอเตอร์.....	89
5.2.2.3 ผลการทดสอบที่ 600 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ ของมอเตอร์.....	90
5.2.2.4 ผลการทดสอบที่ 300 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ ของมอเตอร์.....	91
5.2.2.5 ผลการทดสอบที่ 150 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ ของมอเตอร์.....	92

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2.3 ผลการทดสอบแบบลูปปิด (Closed Loop) กรณี ฌ. ซีดจำกัดอุณหภูมิของ ของมอเตอร์.....	97
5.2.3.1 ผลการทดสอบที่ 1,200 rpm, Full Load กรณี ฌ. ซีดจำกัด อุณหภูมิของมอเตอร์.....	97
5.2.3.2 ผลการทดสอบที่ 900 rpm, Full Load กรณี ฌ. ซีดจำกัด อุณหภูมิของมอเตอร์.....	98
5.2.3.3 ผลการทดสอบที่ 600 rpm, Full Load กรณี ฌ. ซีดจำกัด อุณหภูมิของมอเตอร์.....	99
5.2.3.4 ผลการทดสอบที่ 300 rpm, Full Load กรณี ฌ. ซีดจำกัด อุณหภูมิของมอเตอร์.....	100
5.2.3.5 ผลการทดสอบที่ 150 rpm, Full Load กรณี ฌ. ซีดจำกัด อุณหภูมิของมอเตอร์.....	101
5.2.4 แสดงการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก(speed dip)ที่มี ต่อแรงบิดของการควบคุมแรงดันและความถี่แบบที่นำเสนอดังๆ ระหว่าง กรณี ฌ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ และกรณี ฌ. ซีดจำกัดอุณหภูมิ ของมอเตอร์.....	107
5.3 สรุป.....	110
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดสอบ.....	111
6.1 วิจารณ์ผลการทดสอบ.....	111
6.2 สรุป.....	112
6.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป.....	112
เอกสารอ้างอิง.....	113
ภาคผนวก ก.....	115
ภาคผนวก ข.....	116
ภาคผนวก ค.....	124
ประวัติผู้เขียน.....	131

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	แสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและกระแสดีซีลิงค์.....28
3.2	แสดงตารางข้อมูลสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเชื่อมโยงกับแรงดัน เวกเตอร์ต่าง ๆ36
5.1	แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุม แบบลูปเปิด กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....86
5.2	แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุม แบบลูปเปิด กรณี ณ. ชีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....87
5.3	แสดงการตอบสนองของความเร็วยกตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของ การควบคุมแบบต่างๆ กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....96
5.4	แสดงการตอบสนองของความเร็วยกตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของ การควบคุมแบบต่างๆ กรณี ณ. ชีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....106

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงในรูปต่อเฟส (n) วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (ข) วงจรเฟสไดอะแกรม.....	5
2.2 แสดงถึงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว; แรงดันสเตเตอร์ (V_s) คงที่และความถี่คงที่ ณ. ค่าพิกัด.....	13
2.3 แสดงถึงการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ของกระแสโรเตอร์ (I_r) กับความถี่สลิป (f_{sl}) ณ. ที่พิกัด.....	14
2.4 แสดงสภาวะการทำงานของมอเตอร์ (Start-Up) โดยแรงดันสเตเตอร์ (V_s) คงที่ และความถี่ (f) คงที่ ณ. พิกัด.....	14
2.5 แสดงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ณ. สลิปต่ำโดยสนามแม่เหล็กในแอร์แก๊ปคงที่ และแรงบิดไหลดคงที่.....	15
2.6 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม ณ. ความถี่สลิปต่ำ.....	17
2.7 แสดงค่าแรงดันยกระดับ (Voltage Boost) ที่เหมาะสมทำให้ฟลักซ์ในแอร์แก๊ป (ϕ_{ag}) คงที่..	17
2.8 แสดงคุณสมบัติสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	18
2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	22
2.10 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	23
2.11 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....	24
3.1 แสดง (n) โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส (ข) วงจรสมมูลย์ของโหมดการ ทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส.....	28
3.2 แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มและกระแสดีซีลิงค์.....	29
3.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม แบบ SPWM.....	32
3.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงแบบ THIPWN.....	33
3.5 แสดงสถานะอินเวอร์เตอร์การมีอดดูเลชั่นของสเปกเวกเตอร์.....	34
3.6 แสดงความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน.....	34
3.7 แสดงโครงสร้างแพทเทิร์นพัลส์วิดส์พีดับบลิวเอ็ม 3 เฟส.....	36
3.8 แสดงส่วนประกอบของแรงดันสเปกเวกเตอร์ต่อเฟส (ก) รูปคลื่นสัญญาณไซน์ฟันดา เมนทอล (V_{sin}) (ข) รูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของฟันดาเมนทอล (ค) รูปคลื่นแรงดันสเปกเวกเตอร์ต่อเฟส (V_{ref}).....	37

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันสเปกเวกเตอร์ทั้งสามเฟส.....	38
3.10 แสดง (ก) รูปคลื่นแรงดัน $V_{a,\sin}$, $V_{a,ref}$ และ V_{Iri} (ข) การเปรียบเทียบจุดตัดของรูป คลื่นสัญญาณ (ค) รูปคลื่นสัญญาณพัลส์มีอดดูเลชันที่ระดับลิแวมสเปซเวกเตอร์.....	39
3.11 แสดงโมเดลบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มีอดดูเลชันที่ระดับลิแวมสเปซเวกเตอร์.....	40
3.12 แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มีอดดูเลชันที่ระดับลิแวมสเปซเวกเตอร์.....	40
3.13 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ระดับลิแวม เฟส A, B และ C จากการจำลอง.....	41
3.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 50 Hz, $Ma = 1.14$	41
3.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 40 Hz, $Ma = 0.912$	42
3.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 30 Hz, $Ma = 0.684$	42
3.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 20 Hz, $Ma = 0.456$	43
3.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 10 Hz, $Ma = 0.228$	43
3.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 5 Hz, $Ma = 0.114$	44
4.1 แสดงวงจรสมมูลย์มอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	46
4.2 แสดงวงจรในรูปต่อเฟส (ก) วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (ข) วงจรเฟสเซอร์ ไดอะแกรม.....	46
4.3 แสดงคุณสมบัติที่เป็นเชิงเส้นของค่าแรงบิด-ความเร็ว.....	48
4.4 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์.....	49
4.5 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ.....	49
4.6 แสดงคุณสมบัติของมอเตอร์ในบริเวณแรงบิดคงที่.....	51
4.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็ว ที่มีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่.....	51
4.8 แสดงถึงการสร้างรูปคลื่นแรงดันสเปกเตอร์ โดยใช้กระแสดีซีลิงค์.....	52
4.9 โครงสร้างวงรอบการควบคุมความเร็วรอบ.....	54
4.10 แผนภาพโบทของระบบควบคุมความเร็วรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ.....	55
4.11 แสดงลักษณะการตอบสนองของระบบควบคุมความเร็วรอบ.....	56
4.12 โครงสร้างวงรอบการควบคุมแรงดันยกระดับ.....	57
4.13 แผนภาพโบทของระบบควบคุมแรงดันยกระดับวงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ.....	58
4.14 แสดงลักษณะการตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันยกระดับ.....	59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15	แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปเปิด (Open Loop) ด้วยวิธีการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่.....59
4.16	แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed Loop) ด้วยวิธีการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่.....60
4.17	แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปเปิด (Open Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบยกระดับแรงดัน (Voltage Boost) โดยทั่วไป.....60
4.18	แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบยกระดับแรงดัน (Voltage Boost) โดยทั่วไป.....61
4.19	แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปเปิด (Open Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยทั่วไป.....61
4.20	แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยทั่วไป.....62
4.21	แสดงถึงโมเดลการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยตรง (Direct Online).....67
4.22	แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันไลน์, กระแส, แรงบิด และความเร็วรอบ ณ. แรงดันและความถี่พิกัดของมอเตอร์.....68
4.23	แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันไลน์, กระแส, แรงบิดและความเร็วรอบ ณ. ขณะไม่มีภาระโหลด.....69
4.24	แสดงโมเดลแบบจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยอาศัยการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่.....70
4.25	แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มีอดดูเลชั่นพีดับบลิวเอ็มสเปซเวกเตอร์.....71
4.26	แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สเตเตอร์.....72
4.27	แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างแรงดันสเตเตอร์.....72
4.28	แสดงโมเดลภายในบล็อกเครื่องมือวัด.....73
4.29	แสดงโมเดลภายในบล็อกการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอ.....73
4.30	แสดงโมเดลภายในบล็อกการควบคุมความเร็วรอบ.....74
4.31	แสดงโมเดลภายในบล็อกการควบคุมแรงดันยกระดับ.....74
4.32	แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์, กระแส, แรงบิด และความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุม.....74

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.33 แสดงรูปคลื่นกระแสไลน์สามเฟส.....	75
4.34 แสดงรูปคลื่นกระแสดีซีลิงค์.....	75
5.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์ทุไลน์เฟส AC และเฟส BA ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ.....	76
5.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันเทอร์มินอล (V_T) เฟส A และเฟส B ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ.....	77
5.3 แสดงรูปคลื่นกระแสดีซีลิงค์ค้ดกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์, รูปคลื่นพัลส์วิดส์แรงดันค้ดกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ (V_{rs}) และรูปคลื่นแรงดันค้ดกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ (V_{rs}) ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ.....	77
5.4 แสดง (ก) รูปคลื่นแรงดันเทอร์ (V_T) เฟส A เปรียบเทียบกับรูปคลื่นแรงดันค้ดกคร่อมความต้านทานที่สเตเตอร์ เฟส A, (ข) รูปคลื่นขยายของรูปคลื่น (ก) และ (ค) การเปรียบเทียบมุมเฟสของรูปคลื่น (ก).....	78
5.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันสเตเตอร์ \hat{V}_s	79
5.6 แสดงค่าแรงดันยกระดับ(Voltage Boost) จากค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างแรงดันสเตเตอร์ \hat{V}_s และแรงดันสเตเตอร์ $V_s(\omega_e)$	80
5.7 แสดงกราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดกรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....	81
5.8 แสดงกราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....	82
5.9 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 1200 rpm.....	83
5.10 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm.....	83
5.11 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm.....	84
5.12 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm.....	84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13	แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm85
5.14	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....88
5.15	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.14.....88
5.16	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....89
5.17	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.16.....89
5.18	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....90
5.19	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.18.....90
5.20	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....91
5.21	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.20.....91
5.22	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที92
5.23	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.22.....92
5.24	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ขณะรับภาระก่อนจะกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัว.....93
5.25	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....93
5.26	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....94
5.27	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....94
5.28	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....95

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.29	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์.....95
5.30	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....97
5.31	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.30.....98
5.32	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....98
5.33	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.32.....99
5.34	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....99
5.35	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.34.....100
5.36	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....100
5.37	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.36.....101
5.38	แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที.....101
5.39	แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.38.....102
5.40	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm กรณี ณ. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....103
5.41	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm กรณี ณ. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....103
5.42	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm กรณี ณ. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....104
5.43	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm กรณี ณ. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....104
5.44	แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm กรณี ณ. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์.....105

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.45 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 1200 rpm.....	107
5.46 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm.....	107
5.47 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm.....	108
5.48 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm.....	108
5.49 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm.....	109

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำมีหลายวิธี ซึ่งขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ สามารถแบ่งได้ 2 กลุ่มขึ้นกับความแม่นยำในการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ในช่วงทรานเซียนต์ (Transient) โดยปกติหากต้องการสมรรถนะและความแม่นยำสูงจะใช้การควบคุมแบบฟิลด์-ออเรียนเต็ด (เวกเตอร์) (Field – Oriented (Vector)) และการควบคุมที่ไม่ต้องการสมรรถนะที่สูงมากในช่วงทรานเซียนต์ โดยในรูปแบบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ ซึ่งเป็นลูปเปิด (Open Loop) (ไม่มีการป้อนกลับของลูปรวมเร็ว) ซึ่งต่อมามีการพัฒนาโดยการมีการป้อนกลับของลูปรวมเร็วที่เรียกว่า การควบคุมแบบสเกลาร์ และมีการเพิ่มค่าแรงดัน (Boost Voltage) ที่มีค่าคงที่ ในช่วงความถี่ต่ำเพื่อชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดสเตเตอร์ เพื่อรักษาเส้นแรงแม่เหล็กในช่องอากาศให้คงที่ แต่ในงานควบคุมส่วนมากที่พบในอุตสาหกรรมและในชีวิตประจำวันจะไม่คำนึงถึงสมรรถนะในช่วงทรานเซียนต์ (Transient) ซึ่งไม่จำเป็นจะต้องใช้การควบคุมแบบฟิลด์-ออเรียนเต็ด (เวกเตอร์) (Field – Oriented (Vector)) ซึ่งมีรูปแบบการควบคุมที่ค่อนข้างซับซ้อนและมีราคาแพง ดังนั้นการควบคุมแบบสเกลาร์ (อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่) จึงเป็นทางเลือกที่เหมาะสมและมีข้อได้เปรียบในเรื่องความสะดวก , ราคาถูก และการใช้งานง่าย

การควบคุมแบบสเกลาร์ (อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่) โดยการเพิ่มแรงดัน (Boost Voltage) ที่มีค่าคงที่เป็นการไม่เหมาะสม เพราะไม่สามารถชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานที่สเตเตอร์ (Stator Winding Resistance) ได้ ณ บริเวณย่านพิกัดแรงบิดนั้นๆ เพราะแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดความต้านทานที่สเตเตอร์ (Stator Winding Resistance) จะมีความสัมพันธ์กับกระแสสเตเตอร์และขนาดของแรงดันป้อนเข้ามอเตอร์จะขึ้นอยู่กับภาระโหลด ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงแรงดัน (Boost Voltage) ให้เป็นสัดส่วนกับกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของมอเตอร์ (ระบุจากค่าเฉลี่ยของกระแส DC Link)หรือขนาดของกระแสสเตเตอร์ (โดยไม่คำนึงเฟสที่มีความสัมพันธ์ต่อแรงดันป้อนเข้ามอเตอร์) ถือว่าเป็นสิ่งที่ยอมรับไม่ได้ สำหรับคุณลักษณะแรงบิด-สลลิป (Torque-Slip) ที่ดีที่สุดของมอเตอร์สามารถเกิดขึ้นได้ โดยการควบคุมแรงดันป้อนเข้ามอเตอร์ที่มีความถูกต้องแม่นยำ

จากปัญหาดังกล่าวจึงได้นำเสนอวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ โดยการใช้ค่าความผิดพลาดของแรงบิดและขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ เป็นคำสั่งในการสร้างแรงดัน

และความถี่อ้างอิงที่สเตรเตอร์เพื่อจ่ายให้มอเตอร์ เพื่อช่วยแก้ปัญหาแรงบิดที่ไม่เต็มพิกัดในย่านความถี่ต่าง ๆ โดยเฉพาะในบริเวณย่านความถี่ต่ำ

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอแนวทางศึกษาการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 3 แรงม้า โดยการใช้เทคนิคการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงแรงดัน (Boost Voltage) ให้มีความถูกต้องแม่นยำเพื่อรักษาเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตรเตอร์ให้คงที่ เทคนิคที่นำเสนอนี้จะใช้ค่าความผิดพลาดของแรงบิดและขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตรเตอร์เป็นคำสั่งในการสร้างแรงดันและความถี่อ้างอิงที่สเตรเตอร์

1.3 วิธีการวิจัย

- 1.3.1 ศึกษาและค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ ,วารสาร ,เอกสาร และตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคต่าง ๆ ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์
- 1.3.2 วิเคราะห์และออกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตรเตอร์จากโครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 1.3.3 ออกแบบวงจรการทำงานโดยใช้การจำลองวงจรจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 1.3.4 สรุปและวิจารณ์ผลการจำลองแล้วพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.4.1 จะต้องวิเคราะห์หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์โดยใช้เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตรเตอร์ให้อยู่ในรูปของสมการคณิตศาสตร์ เพื่อใช้ในการออกแบบวงจร
- 1.4.2 ออกแบบระบบป้อนกลับของส่วนการควบคุมแรงบิดและส่วนการควบคุมการชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดสเตรเตอร์
- 1.4.3 จะต้องสร้างชุดทดสอบจากโมเดลจำลองที่ใช้เพื่อทดสอบการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 3 แรงม้า

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและวิจัยเพื่อออกแบบและใช้ทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ แบ่งเป็น บท ๆ ได้ ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ เนื้อหาคร่าว ๆ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา การวิจัย ขอบเขต โครงสร้างของวิทยานิพนธ์และประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ หลักการต่าง ๆ คุณสมบัติสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

บทที่ 3 ทฤษฎีและการสร้างสัญญาณพีดับลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

บทที่ 4 เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กและแบบจำลองสำหรับการออกแบบ

บทที่ 5 ผลการทดสอบ

บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดสอบ

ภาคผนวก ก. ข้อมูลในแผ่นป้าย (Name Plate) และค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

ภาคผนวก ข. ค่าพารามิเตอร์ของทุลบล็อกต่างๆ ของโมเดล MATLAB/SIMULINK

ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. เป็นพื้นฐานในการศึกษาวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์
2. เป็นพื้นฐานในการศึกษาเทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กในมอเตอร์เหนี่ยวนำ
3. ได้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้หลักการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่สามารถควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสได้
4. รู้จักการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากกระบวนการทำงาน
5. เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับพัฒนาเทคนิคการคุมแบบอื่นๆ ในการควบคุมสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้สูงขึ้น

บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 บทนำ

2.2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส มีส่วนประกอบที่สำคัญ คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) และส่วนที่หมุน (Rotor) ซึ่งสามารถแบ่งชนิดมอเตอร์เหนี่ยวนำตามลักษณะโครงสร้างของโรเตอร์ได้ 2 แบบ คือ

1. แบบโรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor) โครงสร้างภายในของโรเตอร์ประกอบด้วยแผ่นเหล็กบาง ๆ อัดซ้อนกันเป็นรูปทรงกระบอกและถูกทำให้เป็นช่องสล็อตให้ขนานกัน เพื่อสำหรับฝังหรือบรรจุตัวนำโรเตอร์ (Rotor Conductor) ลงในช่องสล็อตนั้น โดยภายในสล็อตจะบรรจุแท่งอลูมิเนียม และปลายสุดของแท่งอลูมิเนียมทั้ง 2 ด้านในแต่ละด้านจะถูกต่อปลายลัดวงจรเข้าด้วยกันโดยการบัดกรี

2. แบบโรเตอร์พันขดลวด (Wound Rotor) โรเตอร์แบบนี้ภายในจะต่อแบบสตาร์และมีปลายออกมา 3 ปลายต่อเข้ากับสลีปริง (Slip-Ring) ที่ติดกับเพลลาของโรเตอร์ โดยโรเตอร์แบบโรเตอร์พันขดลวดสามารถที่จะนำความต้านทานที่ต่อแบบสตาร์ต่อเข้ากับสลีปริงของโรเตอร์ เพื่อช่วยในการเริ่มหมุนของมอเตอร์เป็นการเพิ่มแรงบิดขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์ แต่เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุนไปแล้ว และหมุนด้วยความเร็วปกติแล้วสลีปริงจะถูกลัดวงจรกลายเป็นโรเตอร์แบบกรงกระรอก

2.1.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ต้องใช้กระแสสลับไหลในขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส เข้าไปที่สเตเตอร์จะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นในช่องว่างอากาศระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์ส่งผลให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและแรงบิดที่ทำให้โรเตอร์หมุน โดยที่สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนรอบสเตเตอร์ด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ

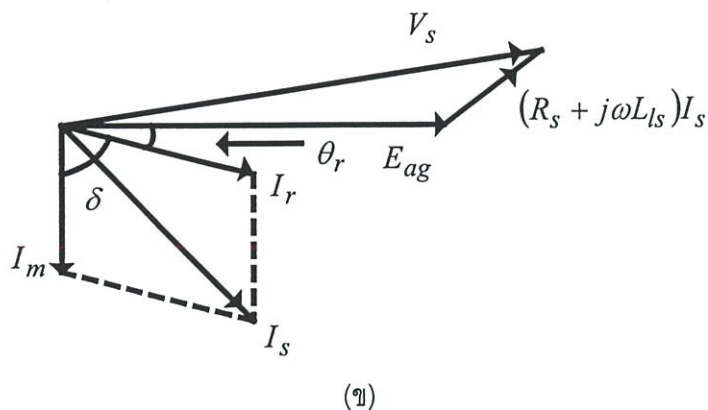
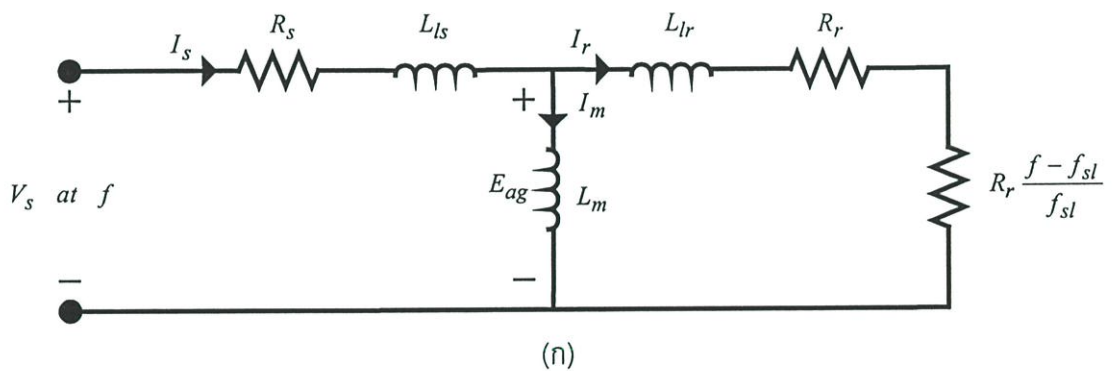
$$\omega_s = \frac{2\pi(p/2)}{1/f} = \frac{2}{p}(2\pi f) = \frac{2}{p}\omega \quad (\text{rad/s}) \quad (2.1)$$

ซึ่งสามารถจัดในรูปของหน่วยรอบต่อนาที (rpm) ได้ความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) เท่ากัน

$$n_s = 60 \times \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{p} f \quad (2.2)$$

โดยที่	ω	คือ	ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้า
	ω_s	คือ	ความเร็วเชิงโคโรนัส
	f	คือ	ความถี่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์
	P	คือ	จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์
	n_s	คือ	ความเร็วรอบของมอเตอร์

สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ (Air-Gap Flux: ϕ_{ag}) เกิดขึ้นจากการกระจายของความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (B_{ag}) จะหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสรอบ ๆ ขดลวดสเตเตอร์ที่อยู่กับที่ จึงทำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำต้านกลับ (Back Emf) หรือแรงดันในช่องอากาศ (Air-Gap Voltage: E_{ag}) ซึ่งแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะมีความถี่เท่ากับแหล่งจ่าย ดังแสดงด้วยวงจรมูลุย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังในรูปที่ 2.1(ก)



รูปที่ 2.1 แสดงในรูปต่อเฟส (ก) วงจรมูลุย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (ข) วงจรเฟสเซอร์ไดอะแกรม

โดยที่	V_s	คือ	ค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส (เท่ากับแรงดันระหว่างคู่สาย V_{L-L} หารด้วย $\sqrt{3}$)
	E_{ag}	คือ	ค่าแรงดันสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ
	R_s	คือ	ค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์
	R_r	คือ	ค่าความต้านทานขดลวดโรเตอร์
	L_{ls}	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส
	L_{lr}	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส
	L_m	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำในการสร้างสนามแม่เหล็ก
	I_s	คือ	กระแสสเตเตอร์
	I_r	คือ	กระแสโรเตอร์
	I_m	คือ	กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก

กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) เป็นส่วนประกอบของกระแสสเตเตอร์ (I_s) ซึ่งสร้างสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ จากการวิเคราะห์ทางวงจรแม่เหล็กจะได้สมการดังนี้

$$N_s \phi_{ag} = L_m i_m \quad (2.3)$$

โดยที่	N_s	คือ	จำนวนรอบของตัวนำของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส
	ϕ_{ag}	คือ	สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ

จากกฎของฟาราเดย์ ทำให้สามารถหาแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้จาก

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}}{dt} \quad (2.4)$$

เมื่อสนามแม่เหล็กในช่องอากาศที่คล้องขดลวดสเตเตอร์มีค่า $\phi_{ag}(t)$ เท่ากับ $\phi_{ag} \sin \omega t$ จะได้

$$e_{ag} = N_s \omega \phi_{ag} \cos \omega t \quad (2.5)$$

ดังนั้น ทำสมการ (2.5) เป็นค่าอาร์เอ็มเอสได้

$$E_{ag} = k_1 f \phi_{ag} \quad (2.6)$$

โดยที่ k_1 คือ ค่าคงที่

แรงบิดที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเกิดจากการทำปฏิกิริยาของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศกับกระแสโรเตอร์ ถ้าโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส จะไม่เกิดกระแสขึ้นที่โรเตอร์ เมื่อไม่เกิดกระแสที่โรเตอร์ก็จะมีไม่เกิดแรงบิด แต่ถ้าโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะหมุนด้วยความเร็วที่แตกต่างกับความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ (ความเร็วซิงโครนัส) ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วซิงโครนัส (ω_s) กับความเร็วโรเตอร์ (ω_r) เรียกว่า ความเร็วสลลิป (ω_{sl}) สามารถหาได้จาก

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (2.7)$$

โดยที่ ω_{sl} คือ ความเร็วสลลิป
 ω_r คือ ความเร็วของโรเตอร์

ซึ่งความเร็วสลลิปจะมีความสัมพันธ์กับความเร็วซิงโครนัสเพื่อความสะดวกถึงเรียกว่า สลลิป (Slip: s)

$$\text{Slip } s = \frac{\text{Slip Speed}}{\text{Synchronous Speed}} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.8)$$

ดังนั้น ความเร็วสลลิป คือ ความเร็วของโรเตอร์เทียบกับความเร็วสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ

$$\text{Slip Speed } \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s \omega_s \quad (2.9)$$

จากกฎของฟาราเดย์ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในวงจรของโรเตอร์ จะมีความถี่เท่ากับความถี่สลลิป (f_{sl}) ซึ่งแปรผันตามความเร็วสลลิป

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} f = sf \quad (2.10)$$

โดยที่ f_{sl} คือ ความถี่สลลิป

ขนาดของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่มีความถี่เท่ากับความถี่สลลิป ซึ่งเกิดขึ้นคล้ายกับการเกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์ โดยสนามแม่เหล็กที่ค้ำองขดลวดโรเตอร์ที่กระจายในช่องอากาศจะหมุนด้วยความเร็วสลลิป (ω_{sl}) เมื่อเทียบกับความเร็วของโรเตอร์ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดโรเตอร์ (E_r) สามารถหาได้โดยแทน f ในสมการที่ 2.6 ด้วยความถี่สลลิป f_{sl} โดยกำหนดให้อัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio) ของขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์มีค่าเท่ากับ 1 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$E_r = k_1 f_{sl} \phi_{ag} \quad (2.11)$$

โดยที่ E_r คือ ขนาดของแรงค่าดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดโรเตอร์

ในโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกตัดวงจรโดย End Rings จะทำให้แรงดันเหนี่ยวนำในโรเตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่สลลิปจะสร้างกระแสโรเตอร์ (I_r) ขึ้นมาที่มีความถี่เท่ากับความถี่สลลิป (f_{sl}) ดังนั้น

$$\mathbf{E}_r = R_r \mathbf{I}_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} \mathbf{I}_r \quad (2.12)$$

จากผลของเส้นแรงแม่เหล็ก (ϕ_{ag}) กับสนามแม่เหล็กที่สร้างขึ้นโดยกระแสโรเตอร์จะทำให้เกิดแรงบิดสนามไฟฟ้า (Electromagnetic Torque) ซึ่งเราสามารถหาค่าสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$P_r = 3R_r I_r^2 \quad (2.13)$$

โดยที่ P_r คือ กำลังงานสูญเสียในขดลวดโรเตอร์

ดังนั้นหากนำสมการที่ 2.12 มาคูณด้วย $\frac{f}{f_{sl}}$ ทั้งสองข้างแล้วพิจารณาสมการที่ 2.6 และสมการที่ 2.11 ประกอบรวมกันจะได้สมการดังนี้

$$\mathbf{E}_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} \mathbf{E}_r = f \frac{R_r}{f_{st}} \mathbf{I}_r + j2\pi f L_{lr} \mathbf{I}_r \quad (2.14)$$

จากรูปที่ 2.1(ก) เทอมของ $f \left(\frac{R_r}{f_{sl}} \right)$ ถูกแสดงในรูปผลรวมของ R_r กับ $R_r \left(\frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} \right)$ และจากสมการที่ 2.14 ปริมาณต่าง ๆ ของโรเตอร์จะถูกอ้างอิงกับ N_s (อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดสเตเตอร์) ถ้านำ \mathbf{I}_r^* คูณทั้งสองข้างจากสมการที่ 2.14 และนำเฉพาะส่วนจำนวนจริง $R_e [\mathbf{E}_r \mathbf{I}_r^*]$ มาใช้จะได้ค่ากำลังงานที่ข้ามช่องอากาศหรือเรียกว่า Air-Gap Power (P_{ag})

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \quad (2.15)$$

จากสมการที่ 2.13 และ 2.15 ค่ากำลังไฟฟ้าทางกล (P_{em}) และค่าแรงบิดทางกล (T_{em}) สามารถคำนวณได้จาก

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} I_r^2 \quad (2.16(ก))$$

และ

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (2.16(ข))$$

จากสมการที่ 2.9, 2.15, 2.16(ก) และ 2.16(ข) จะได้

$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \quad (2.16(ค))$$

กระแสเตเตอร์ (\mathbf{I}_s) ที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์เป็นผลรวมของกระแสที่ใช้ในการสร้างสนามแม่เหล็ก (\mathbf{I}_m) กับกระแสที่ไหลผ่านวงจรสมมูลย์ของโรเตอร์ (\mathbf{I}_r) โดยมีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_r \quad (2.17)$$

จากรูปที่ 2.1(ข) แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่สเตเตอร์และกระแสที่สเตเตอร์ โดยกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (\mathbf{I}_m) ซึ่งเป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็ก (ϕ_{ag}) จะล่าหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในช่องอากาศ (\mathbf{E}_{ag}) อยู่ 90 องศา โดยค่ากระแสในโรเตอร์ (\mathbf{I}_r) ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ทำให้เกิดแรงบิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีค่าล่าหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในช่องอากาศเป็นมุมเท่ากับมุมตัวประกอบกำลังของวงจรโรเตอร์ θ_r (Power Factor Angle of Rotor Circuit)

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r} = \tan^{-1} \frac{2\pi f L_{lr}}{R_r f / f_{sl}} \quad (2.18)$$

จากทฤษฎีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าค่าแรงบิดที่เกิดขึ้น มีค่าเท่ากับ

$$T_{em} = k_2 \phi_{ag} I_r \sin \delta \quad (2.19)$$

และ

$$\delta = 90^\circ + \theta_r \quad (2.20)$$

โดยที่ k_2 คือ ค่าคงที่

เมื่อ δ คือ มุมแรงบิด (Torque Angle) หรือมุมระหว่างกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (\mathbf{I}_m) ที่เป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กของโรเตอร์ ค่าแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (\mathbf{V}_s) หาได้จาก

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{E}_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{ls}) \mathbf{I}_s \quad (2.21)$$

โดยทั่ว ๆ ไปในสภาวะความเป็นจริงวงจรโรเตอร์จะให้ค่า f_{sl} ที่ค่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นผลทำให้

$$2\pi f_{sl} L_{lr} \ll R_r \quad (2.22)$$

ดังนั้น ค่า θ_r ในสมการ 2.18 จะมีค่าประมาณเท่ากับ 0 องศา และมุมแรงบิด δ ในสมการที่ 2.20 จะมีค่าเท่ากับ 90 องศา ดังนั้นสามารถเขียนใหม่ได้ ดังนี้

$$T_{em} \approx k_2 \theta_{ag} I_r \quad (2.23)$$

จากสมการ 2.8 และสมการ 2.12 จะได้ค่าประมาณของกระแสที่โรเตอร์เท่ากับ

$$I_r \approx k_3 \phi_{ag} f_{sl} \quad (2.24)$$

โดยที่ k_3 คือ ค่าคงที่

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.23 และ 2.24 จะได้สมการใหม่ ดังนี้

$$T_{em} \approx k_4 \phi_{ag}^2 f_{sl} \quad (2.25)$$

โดยที่ k_4 คือ ค่าคงที่

จากค่าประมาณในสมการที่ 2.22 จะมีความสัมพันธ์กับสมการที่ 2.17 เป็นผลดังนี้

$$I_s \approx \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (2.26)$$

สำหรับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ปกติทั่ว ๆ ไป (ยกเว้น การทำงานที่ความถี่ต่ำ ๆ) จะทำให้ผลลัพธ์ของสมการที่ 2.21 เป็นดังนี้

$$V_s \approx E_{ag} \quad (2.27)$$

แทนสมการที่ 2.6 ลงในสมการที่ 2.26 จะได้สมการ ดังนี้

$$V_s \approx k_1 \phi_{ag} f \quad (2.28)$$

จากสมการที่ 2.13 และ 2.16(ก) ทำให้สามารถคำนวณอัตราส่วนของกำลังสูญเสียในโรเตอร์ต่อกำลังกลที่โรเตอร์ได้ ดังนี้

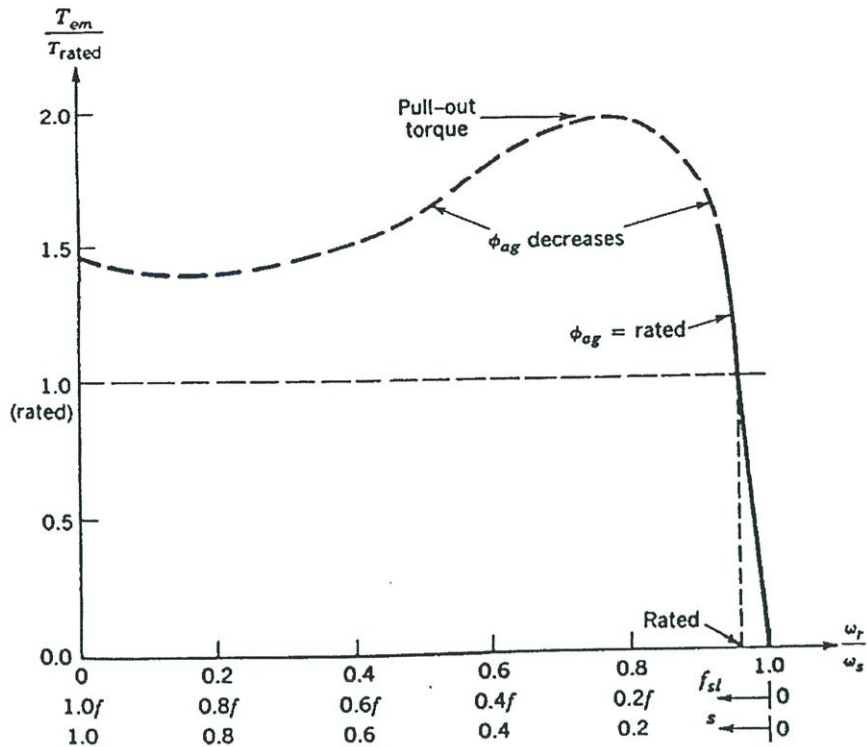
$$\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \quad (2.29)$$

2.1.3 คุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิกัดความถี่และที่พิกัดแรงดัน

ตัวอย่างของคุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำภายใต้ความถี่และแรงดันที่ระบุไว้บนแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name Plate) แสดงไว้ดังรูปที่ 2.2 และรูป 2.3 โดยแสดงค่าแรงบิดทางกล (T_{em}) และกระแสโรเตอร์ (I_r) ด้วยเส้นกราฟ ซึ่งมีฟังก์ชันสัมพันธ์กับความเร็วรอบของโรเตอร์และค่าความถี่สลลิป (f_{sl})

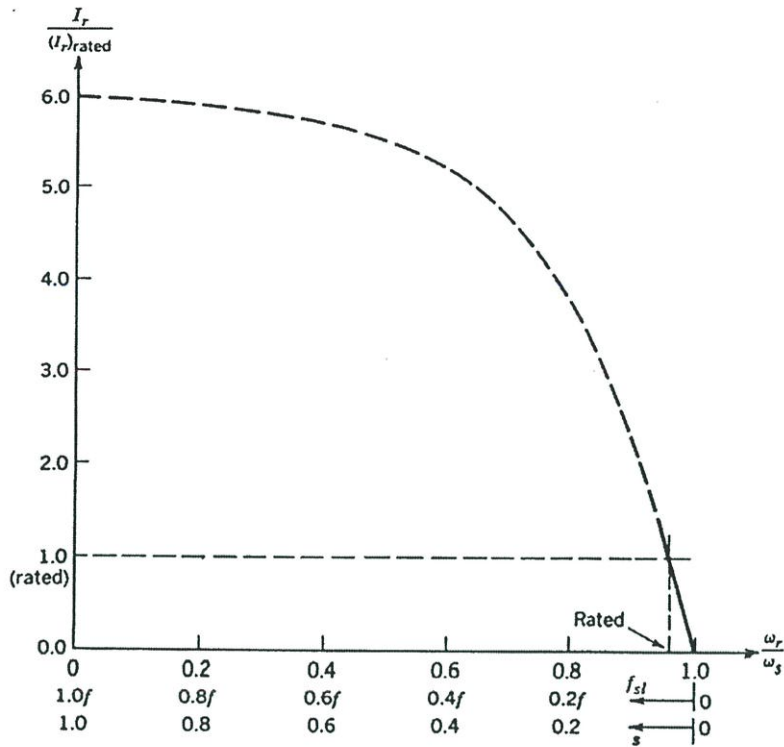
พิจารณา ณ. ค่าความถี่สลลิป (f_{sl}) ต่ำจะเห็นความสัมพันธ์ของ T_{em} และ I_r มีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะแบบเชิงเส้น แต่เมื่อค่าความถี่สลลิปเพิ่มสูงขึ้นเรื่อยๆ การเปลี่ยนแปลงของค่าแรงบิดทางกล (T_{em}) และค่ากระแสที่โรเตอร์จะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นสัมพันธ์กับความถี่สลลิป (f_{sl}) เนื่องจาก

1. ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรโรเตอร์มีค่ามาก เมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่โรเตอร์ตามสมการที่ 2.12
2. ค่ามุมตัวประกอบกำลังของวงจรโรเตอร์ (θ_r) ตามสมการที่ 2.18 ซึ่งส่งผลให้ค่าของมุมแรงบิดไม่เท่ากับ 90 องศา
3. ค่ากระแสที่โรเตอร์ (I_r) มีค่ามากส่งผลกับค่ากระแสที่สเตเตอร์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ที่สเตเตอร์ตามสมการที่ 2.21 ทำให้ค่าของฟลักซ์ที่แอร์แก๊ป (ϕ_{ag}) ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ปต่อความถี่ (E_{ag}/f) มีค่าลดลงเมื่อเทียบกับค่าของฟลักซ์ที่แอร์แก๊ปที่เกิดจากแรงดันและความถี่ของแหล่งจ่าย (V_s/f)

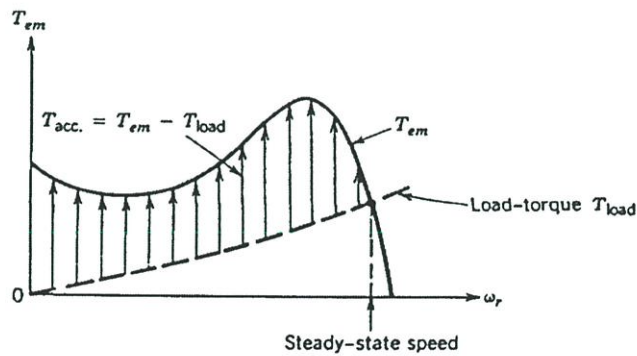


รูปที่ 2.2 แสดงถึงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว; แรงดันสเตเตอร์ (V_s) คงที่และความถี่คงที่
ณ. ค่าพิกัด

จากสาเหตุดังกล่าว เมื่อเกิดขึ้นพร้อมกันจะส่งผลให้คุณลักษณะของแรงบิดและกระแสที่ความถี่สลลิปสูง ๆ มีลักษณะดังเส้นประ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และรูปที่ 2.3 ตามลำดับ ค่าแรงบิดสูงสุดที่มอเตอร์สามารถสร้างได้เรียกว่า “Pull-Out Torque” จากเหตุผลที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยมากจะรักษาค่าความถี่สลลิปให้มีค่าน้อย ๆ เพื่อกำหนดคุณลักษณะดังเส้นประที่แสดงในรูปที่ 2.2 และรูปที่ 2.3 แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อเริ่มสตาร์ทมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยไม่ใช้วงจรควบคุมทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์จะทำให้ขนาดกระแสขณะเดินเครื่องมีค่าสูงถึง 6-8 เท่าของกระแสที่พิกัด ดังแสดงในรูป 2.4 ซึ่งแสดงค่าแรงบิดการเร่ง (T_{acc}) ของมอเตอร์โดยการเร่งความเร็วรอบของมอเตอร์จากจุดหยุดนิ่ง นอกจากนี้ยังแสดงคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วของโหลด โดยจุดตัดของคุณลักษณะของมอเตอร์และโหลดแสดงถึงการทำงาน ณ. สภาวะคงตัว



รูปที่ 2.3 แสดงถึงการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ของกระแสโรเตอร์ (I_r) กับความถี่สลลิป (f_{sl}) ณ. ที่พิกัด



รูปที่ 2.4 แสดงสภาวะการทำงานของมอเตอร์ (Start-Up) โดยแรงดันสเตเตอร์ (V_s) คงที่และความถี่ (f) คงที่ ณ. พิกัด

2.1.4 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว

จากความสัมพันธ์ของสมการที่กล่าวมาข้างต้น ณ. ค่าความถี่สลลิป (f_{sl}) ต่ำ ๆ จะสามารถรักษาฟลักซ์แม่เหล็กให้มีค่าคงที่ และทำให้ความสัมพันธ์ของแรงบิดทางกล (T_{em}) และความถี่สลลิป (f_{sl}) มีลักษณะเป็นเชิงเส้นตลอดทุก ๆ ช่วงความถี่

$$T_{em} \approx k_5 f_{sl} \quad (2.30)$$

โดยที่ k_5 คือ ค่าคงที่

จากสมการ 2.30 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว ดังในรูป 2.2 เมื่อความถี่ (f) มีการเปลี่ยนแปลง

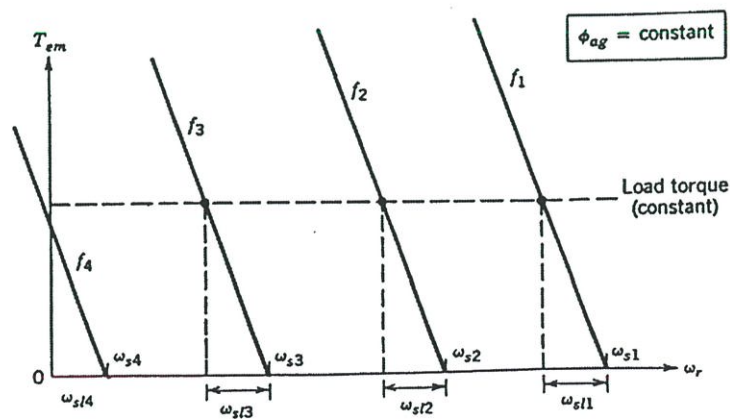
$$\omega_{sl} = \frac{f_{sl}}{f} \omega_s = \frac{4\pi}{p} f_{sl} \quad (2.31)$$

จากสมการ 2.30 และ 2.31 จะได้ความสัมพันธ์ ดังนี้

$$T \approx k_6 \omega_{sl} \quad (2.32)$$

โดยที่ k_6 คือ ค่าคงที่

จากคุณลักษณะดังกล่าวแสดงได้ดังรูป 2.5 ค่าความถี่ (f) จะถูกแทนด้วย f_1 ซึ่งเป็นค่าที่สอดคล้องกับค่าความเร็วซิงโครนัส (ω_{s1})



รูปที่ 2.5 แสดงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ณ.สลิปต่ำโดยสนามแม่เหล็กในแอร์เก็บคังที่และแรงบิดโหลดคงที่

จากความสัมพันธ์ของคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วจะเลื่อนไปตามแนวนอนในลักษณะที่ขนานควบคู่กันไปดังในรูป 2.5 เมื่อพิจารณาค่าความถี่ f_1 และ f_2 จะเห็นได้ว่าขนาดของค่าความถี่ f_1 และ f_2 กับค่าความเร็วเชิงโคจร ω_{s1} และ ω_{s2} มีความสัมพันธ์กัน จากสมการ 2.32 ถ้าค่าแรงบิดของโหลดของทั้งสองความถี่มีค่าเท่ากันจะทำให้ค่า ω_{s1} มีค่าเท่ากับค่า ω_{s2}

2.1.5 ความสัมพันธ์ของแรงดันยกระดับที่เหมาะสม ณ. บริเวณย่านความถี่ต่ำ

ในการทำงานบริเวณย่านความถี่ต่ำ เราไม่อาจมองข้ามผลกระทบของความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ (R_s) โดยปกติมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีการออกแบบให้ค่า $2\pi f L_r$ มีผลกระทบน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับค่า $R_s \left(\frac{f}{f_{sl}} \right)$ สังเกตได้จากวงจรสมมูลย์ในรูป 2.1(ก) ดังนั้นกระแสโรเตอร์ (I_r) จะมีมุมเฟสเท่ากับค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ป (E_{ag}) โดยใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ป (E_{ag}) เป็นแกนเฟสอ้างอิง โดย $I_s = I_r - jI_m$ ดังนั้น จากสมการ 2.21 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_s \approx [E_{ag} + (2\pi f L_{ls})I_m + R_s I_r] + j[(2\pi f L_{ls})I_r - R_s I_m] \quad (2.33)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังในรูป 2.6 จะเห็นว่า มีเทอมอยู่ 2 เทอมทางด้านขวามือของสมการ 2.33 มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ V_s น้อยมาก จึงสามารถตัดทิ้งและไม่นำมาพิจารณา ดังนั้นจะได้สมการเป็น

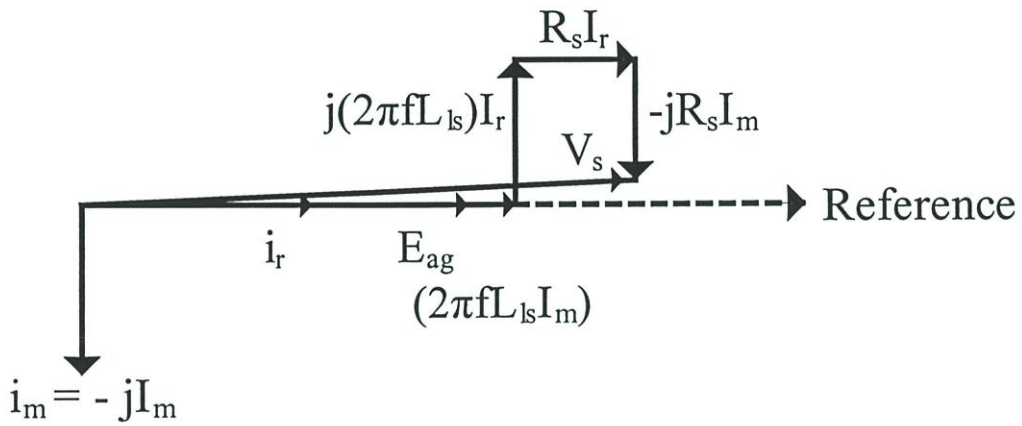
$$V_s \approx E_{ag} + (2\pi f L_{ls})I_m + R_s I_r \quad (2.34(ก))$$

ถ้าค่าของฟลักซ์ที่แอร์แก๊ป (ϕ_{ag}) มีค่าคงที่ จะทำให้ค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ป (E_{ag}) มีการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับความถี่และทำให้ค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) มีค่าคงที่ด้วย เมื่อมีการเพิ่มค่าแรงดันที่สอดคล้องกับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์ (L_{ls}) ในสมการ 2.34(ก) จะให้เป็นสัดส่วนกับความถี่ (f) ดังนั้นเมื่อค่า ϕ_{ag} มีค่าคงที่จากความสัมพันธ์ของสมการ 2.34(ก) จะได้สมการ

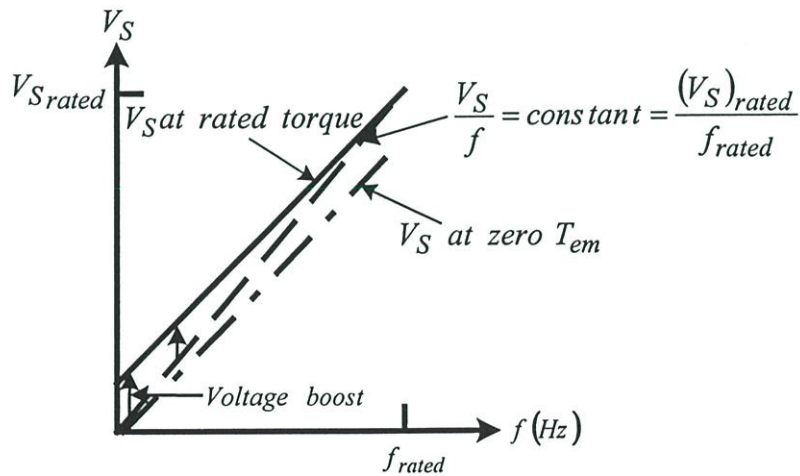
$$V_s \approx k_7 f + R_s I_r \quad (2.34(ข))$$

โดยที่ k_7 คือ ค่าคงที่

ภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์ที่แอร์เก็บคงที่ (ϕ_{ag}) เมื่อทำการเพิ่มค่าแรงดันแล้วเปรียบเทียบพิจารณาจะสังเกตเห็นว่า แรงดันตกคร่อมความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ (R_s) จะแปรผันกับกระแสโรเตอร์ (I_r) แต่จะไม่ขึ้นกับความถี่ (f) ดังนั้นค่ากระแสโรเตอร์ (I_r) จึงจะมีค่าแปรผันกับค่าแรงบิดทางกล (T_{em}) และจากความสัมพันธ์ของแรงดันอ้างอิง (V_s) ที่แรงบิดพิกัดสามารถแสดงด้วยเส้นทึบ ดังในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม ณ. ความถี่สลิปต่ำ



รูปที่ 2.7 แสดงค่าแรงดันยกกระดืบ (Boost Voltage) ที่เหมาะสมทำให้ฟลักซ์ในแอร์เก็บ (ϕ_{ag}) คงที่

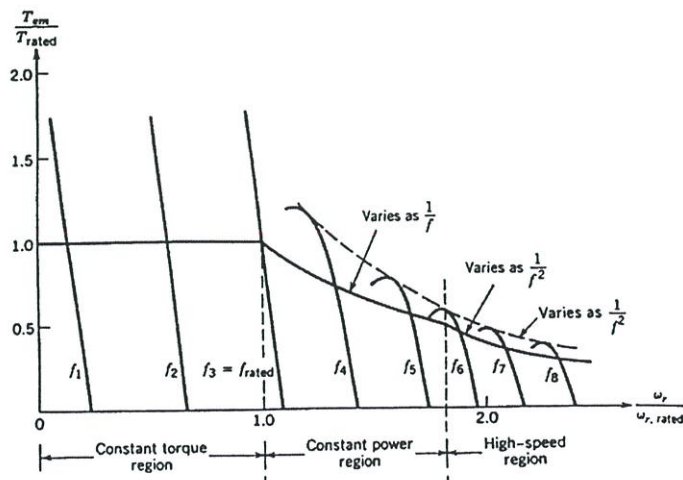
จากความสัมพันธ์ของแรงดันและความถี่ จะใช้พิจารณาภายใต้เงื่อนไขของอัตราส่วนแรงดันพิกัดกับความถี่พิกัด ($V_s \text{ rated} / f \text{ rated}$) สามารถแสดงด้วยเส้นประดังในรูป 2.7 เมื่อพิจารณา รูปที่ 2.7 จะเห็นว่าในการทำงานย่านความถี่ต่ำแรงดันเอาต์พุตจะถูกยกระดับให้สูงขึ้นเพื่อรักษา ฟลักซ์ที่แอร์แก๊ปให้คงที่ (ϕ_{ag}) โดยแรงดันเอาต์พุตที่ถูกยกระดับขึ้นก็เพื่อชดเชยผลของแรงดันตกคร่อมความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์และจะค่อย ๆ ลดลงเมื่อความถี่ที่ป้อนให้เพิ่มสูงขึ้น จนกระทั่งแรงดันตกคร่อมความต้านทานขดลวดสเตเตอร์มีค่าน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ป (E_{ag}) ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตขณะไม่มีโหลดสามารถแสดงด้วยเส้นประสั้นสลับยาว ดังในรูปที่ 2.7

2.2 การควบคุมสมรรถนะมอเตอร์

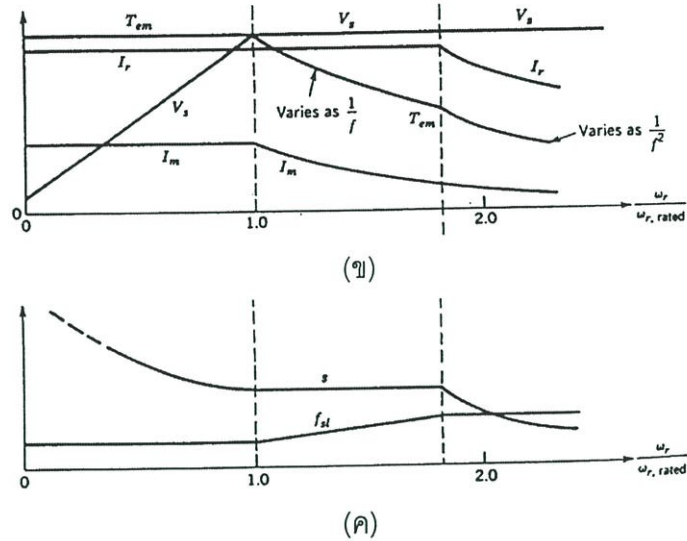
การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยอาศัยความถี่และแรงดันป้อนให้มอเตอร์ สามารถควบคุมสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ทั้งการทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าพิกัดหรือสูงกว่าพิกัด โดยปกติมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีโครงสร้างที่แข็งแรงสามารถทำงานที่ความเร็วสูงเป็น 2 เท่าของความเร็วที่พิกัดได้โดยไม่มีปัญหาทางกลเกิดขึ้น อย่างไรก็ตามแรงบิดและกำลังงานซึ่งเป็นฟังก์ชันของความเร็วโรเตอร์เป็นสิ่งที่ต้องการพิจารณาให้ละเอียดและชัดเจน

คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์แสดงในรูป 2.8(ก) และรูป 2.8(ข) แสดงค่าแรงดันสเตเตอร์ (V_s), กระแสโรเตอร์ (I_r), กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) และแรงบิดทางกล (T_{em}) ซึ่งถูกพล็อตด้วยฟังก์ชันของความเร็วโรเตอร์ ส่วนรูปที่ 2.8 (ค) จะแสดงการพล็อตค่าความถี่สลิป (f_{sl}) และค่าสลิป (s)

สำหรับสมรรถนะมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดใหญ่จะมีค่ากระแสสเตเตอร์ใกล้เคียงกับค่ากระแสโรเตอร์ ($I_s \approx I_r$) แต่ในมอเตอร์ขนาดเล็กค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสสเตเตอร์ (I_s)



(ก)



รูปที่ 2.8 แสดงคุณสมบัติสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.2.1 ช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าพิกัด (บริเวณแรงบิดคงที่)

ในบริเวณความเร็วต่ำกว่าพิกัด ดังในรูป 2.8 (จ) แสดงถึงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ที่ค่าความถี่สลลิปต่ำ ๆ (f_{sl}) และค่าฟลักซ์ที่แอร์เก็บ (ϕ_{ag}) โดยการควบคุมค่าแรงดันสเตเตอร์ของความถี่ (V_s/f) การลดลงของขนาดแรงดันสเตเตอร์จะสอดคล้องกับความถี่จากค่าที่พิกัดของมอเตอร์และลดลงเรื่อย ๆ ดังในรูป 2.8 (ข) ซึ่งต้องควบคุมฟลักซ์ที่แอร์เก็บ (ϕ_{ag}) ให้คงที่ มอเตอร์สามารถให้แรงบิดที่พิกัดได้อย่างต่อเนื่องโดยค่ากระแสที่ใช้งานเป็นค่าที่พิกัดและความถี่สลลิป (f_{sl}) จะต้องคงที่ ในบริเวณนี้ (ความเร็วต่ำกว่าพิกัด) เรียกว่า บริเวณแรงบิดคงที่ (Constant-Torque Region)

ในบริเวณนี้ค่าความถี่สลลิปคงที่ ซึ่งเกิดขึ้นในขณะที่มอเตอร์ทำงานเต็มพิกัด ดังรูป 2.8(ค) แสดงค่าความถี่สลลิป (f_{sl}) และค่าสลลิป (s) เมื่อแรงบิดพิกัดมีค่าคงที่จะทำให้ค่ากำลังสูญเสีย ($P_r = 3R_r I_r^2$) ในความต้านทานโรเตอร์จะมีค่าคงที่เนื่องจากค่ากระแสโรเตอร์มีค่าคงที่ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ณ. บริเวณความเร็วต่ำกว่าพิกัดจะเกิดปัญหาเรื่องการระบายความร้อนขึ้น โดยเฉพาะบริเวณความเร็วต่ำ ๆ ซึ่งอาจทำให้แรงบิดลดลงได้ นอกเสียจากว่ามอเตอร์จะมีการหมุนของความเร็วที่คงที่หรือมีการออกแบบการควบคุมระบบระบายอากาศที่ล้อมรอบ

2.2.2 ช่วงการทำงานที่ความเร็วสูงกว่าพิกัด (บริเวณกำลังงานคงที่)

ในการเพิ่มความถี่ของสเตเตอร์ให้สูงกว่าพิกัด มักจะเกิดปัญหาในการปรับความเร็วของมอเตอร์ (V_s) ให้มีค่าเท่ากับค่าพิกัดของแหล่งจ่าย โดยเพิ่มความถี่ที่เป็นอัตราส่วนแรงดันสเตเตอร์

กับความถี่ (V_s/f) เพื่อควบคุมการสร้างฟลักซ์ที่แอร์แก๊ป (ϕ_{ag}) จากสมการ 2.25, 2.28 และ 2.31 ให้อยู่ในบริเวณที่ต้องการ จะได้สมการดังนี้

$$T_{em} \approx \frac{k_8}{f^2} \omega_{sl} \quad (2.35)$$

โดยที่ k_8 คือ ค่าคงที่

โดยจะเห็นได้จากกราฟแรงบิด-ความเร็ว ซึ่งมีความชันสัมพันธ์กับ ($1/f^2$) ดังในรูป 2.8 (ก) แสดงค่าช่วงความถี่ที่สูงกว่าพิกัดจากขอบเขตสมรรถนะของมอเตอร์ ณ. บริเวณนี้ค่าของกระแสที่โรเตอร์จะมีค่าเท่ากับค่าที่พิกัดเหมือนกับบริเวณแรงบิดคงที่จากความสัมพันธ์ในบริเวณกำลังคงที่ ซึ่งสอดคล้องกับค่าคงที่ $s = \frac{f_{sl}}{f}$ ซึ่งสัมพันธ์กับสมการ 2.10, 2.24 และ 2.28 จะเป็นสมการ

$$I_r \approx k_9 \frac{f_{sl}}{f} \approx k_9 s = constant \quad (2.36)$$

โดยที่ k_9 คือ ค่าคงที่

ความถี่สลิป (f_{sl}) จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าความถี่ (f) ดังแสดงในรูป 2.8(ค) เมื่อสลิปมีค่าคงที่ จะได้สมการดังนี้

$$\omega_r = (1-s)\omega_s = k_{10}f \quad (2.37)$$

โดยที่ k_{10} คือ ค่าคงที่

จากความสัมพันธ์ของค่า V_s และ f_{sl} ที่มีค่าคงที่ ทำให้สามารถคำนวณค่าแรงบิดสูงสุดได้จากสมการ 2.25 และ 2.28 ซึ่งจัดอยู่ในเทอมของแรงบิดพิกัดและความถี่พิกัด ดังสมการนี้

$$T_{em,max} = \frac{f_{rated}}{f} T_{rated} \quad (2.38)$$

ดังนั้น $P_{em,max} = \omega_r T_{em,max}$ จัดได้ว่าเป็นค่าคงที่ ณ. ค่าพิกัด ซึ่งเกิดขึ้นจากสมการ 2.37 โดยค่าความเร็วโรเตอร์ (ω_r) มีความสอดคล้องกับความถี่ (f) ในการทำงานบริเวณนี้ จึงเรียกว่า บริเวณกำลังงานคงที่ (Constant Power Region) ในทางปฏิบัติมอเตอร์สามารถจ่ายกำลังสูงกว่าพิกัดโดยไม่เสียหาย เนื่องจาก

1. ค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) ลดลงเป็นผลให้ค่าฟลักซ์ในแอร์เก็บ (ϕ_{ag}) ลดลง ดังนั้น ค่ากระแสเตเตอร์ (I_s) จึงมีค่าเท่ากับค่ากระแสที่พิกัดเป็นผลให้กระแสโรเตอร์ (I_r) เพิ่มขึ้น จึงทำให้แรงบิดและกำลังเพิ่มสูงขึ้นด้วย

2. เมื่อค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) ลดลงส่งผลให้ค่าการสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าลดลงและในเวลาเดียวกันการระบายความร้อนก็จะดีขึ้นทำให้ความเร็วของมอเตอร์สูงขึ้นด้วย

2.2.3 ช่วงการทำงานที่ความเร็วสูงมาก (บริเวณความถี่สลิปคงที่)

เมื่อค่าแรงดันสเตเตอร์ (V_s) มีค่าเท่ากับค่าพิกัดส่งผลให้ความเร็วเพิ่มขึ้น 1.5 ถึง 2 เท่าของพิกัด ขึ้นอยู่กับการออกแบบมอเตอร์โดยค่าฟลักซ์ในแอร์เก็บลดลงอย่างมาก ทำให้มอเตอร์เข้าสู่สภาวะ Pull-Out Torque ดังในรูป 2.8(ก) อย่างไรก็ตามเมื่อความเร็วเพิ่มสูงกว่าที่พิกัดมอเตอร์จะทำงานเป็นสัดส่วนของ Pull-Out Torque ดังในรูป 2.8(ข) และความเร็วสลิป ω_{sl} (f_{sl}) จะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมรรถนะของแรงบิดลดลงดังสมการนี้

$$T_{em,max} = k_{11} \frac{1}{f^2} \quad (2.39)$$

โดยที่ k_{11} คือ ค่าคงที่

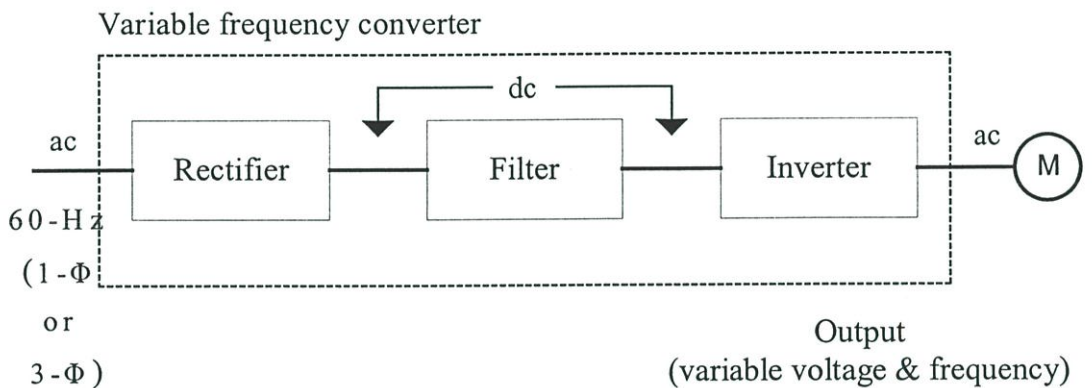
เมื่อทั้งแรงบิดและกระแสมอเตอร์ลดลง ทำให้ความเร็วลดลงด้วย ดังรูป 2.8 (ข) โดยค่าแรงดันสเตเตอร์คงที่ (V_s) ซึ่งแรงบิดของมอเตอร์ในบริเวณนี้จะไม่ขึ้นกับกระแสที่มอเตอร์ได้รับ ดังนั้นขอบเขตของกระแสจะมีค่าน้อยกว่าค่ากระแสพิกัดและจะลดลงตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น ดังรูป 2.8 (ข) โดยขอบเขตดังกล่าวจะขึ้นกับแรงบิดสูงสุดที่มอเตอร์สามารถสร้างได้

2.3 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์

พื้นฐานหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ใช้เป็นภาคเรกติไฟเออร์ให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสลับโดยอินเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่ง

สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ ดังนั้นคุณสมบัติพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์จึงสอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถปรับความถี่ให้สอดคล้องกับความเร็วเอาท์พุทที่ต้องการได้
2. สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาฟลักซ์ในแอร์เก็บให้คงที่ ในบริเวณแรงบิดคงที่ (Constant-Torque Region)
3. สามารถจ่ายกระแสที่พิกัดได้ทุกค่าความถี่ในบริเวณแรงบิดคงที่ (Constant-Torque Region)



รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

รูปที่ 2.9 แสดงพื้นฐานการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่เปลี่ยนความถี่ได้ โดยแหล่งจ่ายไฟสลับจ่ายแรงดันไฟสลับภาคเรกติไฟเออร์เป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งภาคเรกติไฟเออร์สามารถควบคุมแรงดันได้หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ และการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเข้าเป็นแรงดันไฟสลับที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งเป็น 2 ประเภท คือ

- อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI)
- อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI)

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติและลักษณะของรูปคลื่นของแรงดัน, กระแสที่แตกต่างกันและความเหมาะสมในการใช้งานก็แตกต่างกันดังจะกล่าวถึงต่อไปนี้

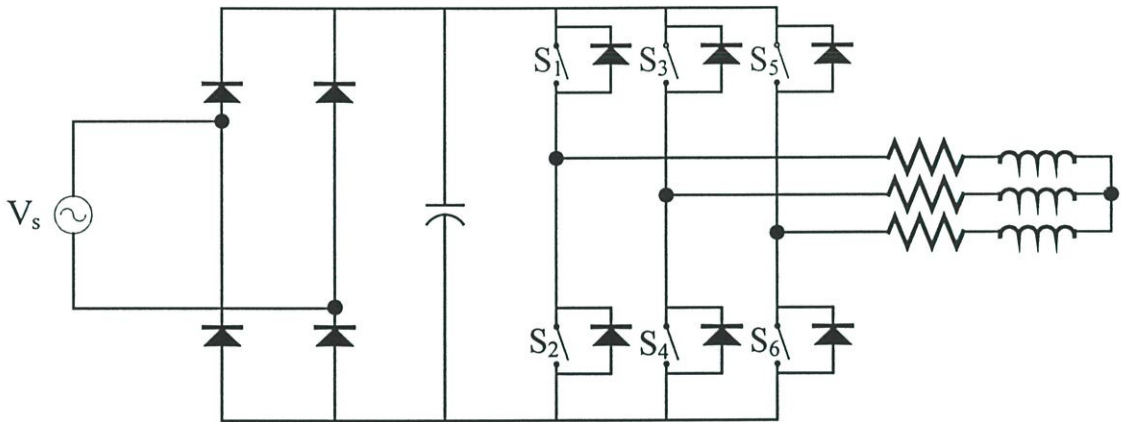
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI)

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน จะมีภาคเรกติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ กล่าวคือ dc ค่าแรงดันใดๆ ที่ตั้งขนาดที่เรกติไฟเออร์ถูกสั่งให้คงค่านั้นไว้ โดยอาศัยตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีค่ามากที่ต่อขนานกับดีซีลิงค์ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยน

แปลงแรงดันจะคงที่แต่กระแสจะเปลี่ยนแปลงตามโหลด ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน คือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ส่วนข้อเสียมักจะมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในกึ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยทั่วไปแบ่งได้ 2 ชนิดคือ

- อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-wave inverter) หรืออินเวอร์เตอร์รูปคลื่นขั้นบันได (Step-wave inverter)
- อินเวอร์เตอร์แบบมอดดูเลทความกว้างของพัลส์ (Pulse width modulation inverter)

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจะไม่ค่อยพบอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้ เพราะถือเป็นเทคโนโลยีรุ่นเก่า แต่จะพบว่ามีการใช้อินเวอร์เตอร์แบบมอดดูเลทความกว้างของพัลส์กันอย่างแพร่หลาย

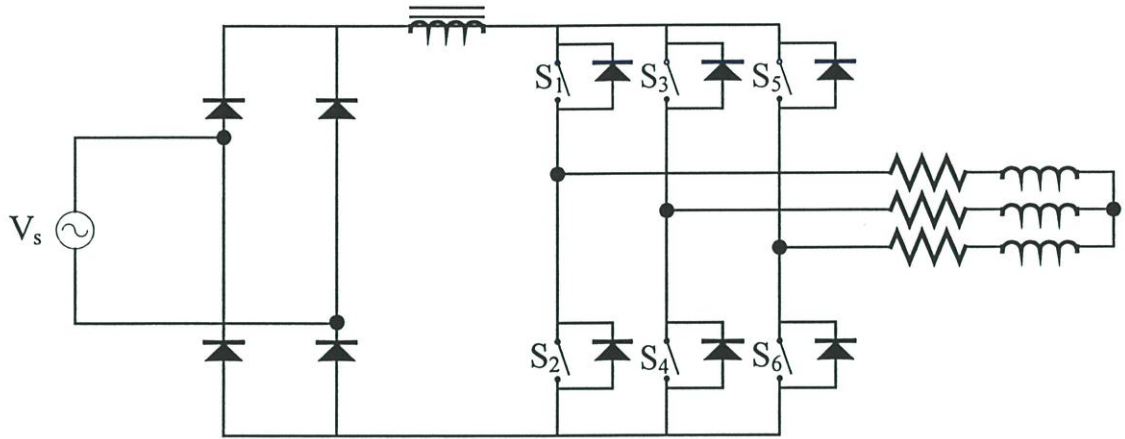


รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะมีภาคเรกติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์โดยอาศัยตัวเหนี่ยวนำที่มีค่ามากที่ต่ออนุกรมกับดีซีลิงค์ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างกระแสค่าใดค่าหนึ่ง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดกระแสจะคงที่แต่แรงดันจะเปลี่ยนแปลงตามโหลด ซึ่งลักษณะของแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะมีรูปคลื่นที่ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ แต่รูปร่างของกระแสที่จ่ายให้กับทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นกับการควบคุม ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส คือสามารถทำงานได้ดีที่ภาระโหลดมากๆ ให้ค่าเสถียรภาพสูงและสามารถทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟได้ โดยการควบคุมการทำงานของสวิตช์ในการนำกำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่ระบบ ส่วนข้อเสีย คือช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์สามารถปรับค่าได้ค่อนข้างต่ำ ไม่สามารถทำงานในสภาวะไร้อะไรโหลด เพราะต้องพึ่งกระแสในกระบวนการเปลี่ยนการนำกระแส

และขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับดีซีลิงค์จะมีขนาดใหญ่ จึงทำให้อินเวอร์เตอร์มีน้ำหนักมากและมีราคาแพง นอกจากนี้ยังมีการตอบสนองในการทำงานค่อนข้างช้า และมีปัญหาของเสถียรภาพที่ภาวะโหลดเบา



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

2.4 สรุป

ในบทนี้เนื้อหาส่วนใหญ่จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ, คุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิกัดแรงดัน, คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์, พฤติกรรมของมอเตอร์ในสภาวะความเร็วต่างๆ, การควบคุมสมรรถนะของมอเตอร์ในช่วงต่างๆ และชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งหลักการพื้นฐานดังกล่าวผู้วิจัยจะนำมาเป็นข้อมูลพื้นฐานใช้ในการวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ในขั้นต่อไป

บทที่ 3

ทฤษฎีและการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

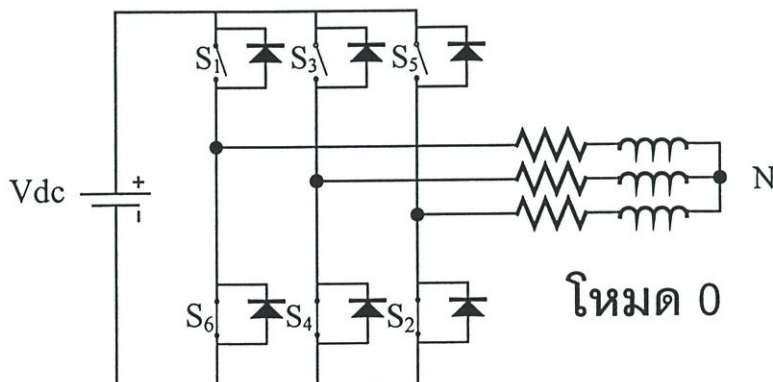
3.1 บทนำ

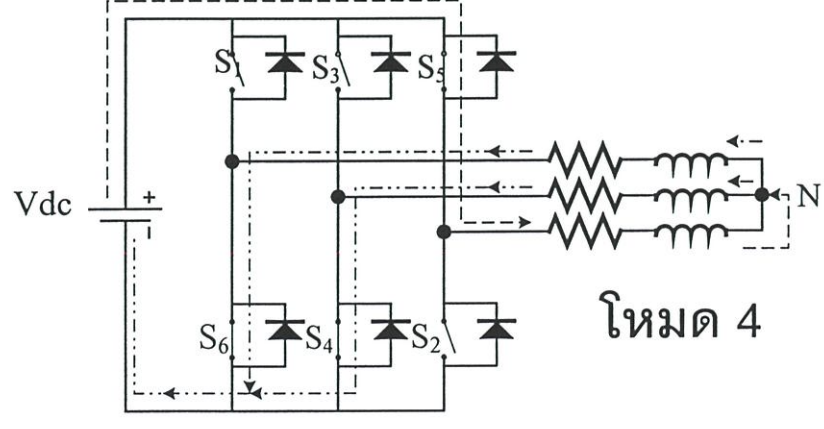
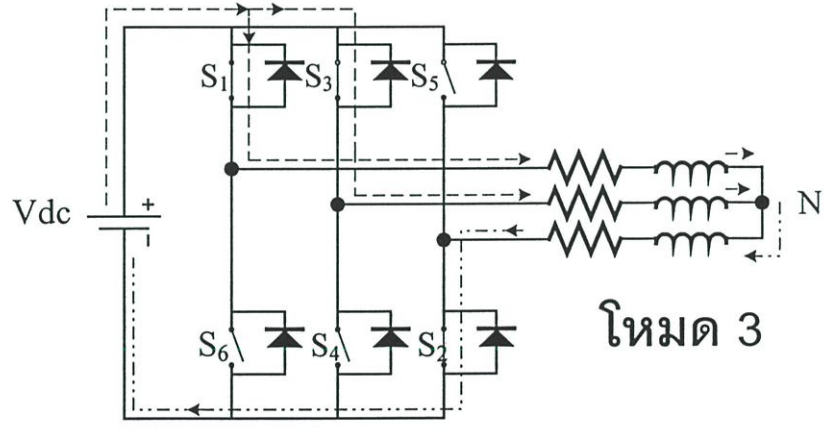
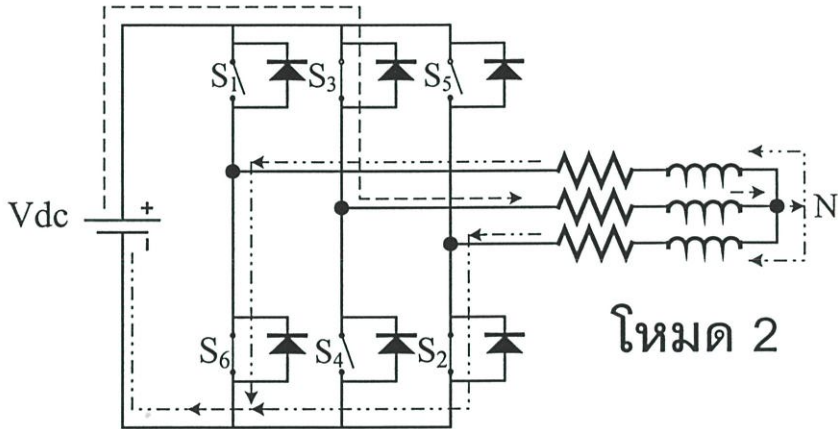
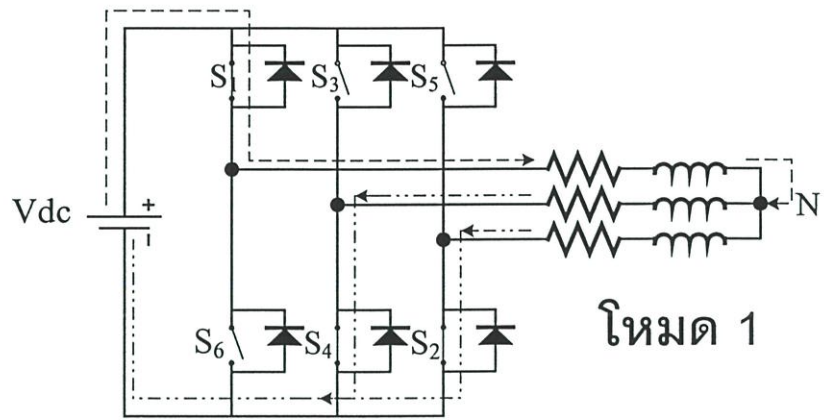
ในบทนี้จะเป็นการอธิบายเกี่ยวกับทฤษฎีและวิธีสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ในขั้นต้นพิจารณาถึงแพทเทิร์นการสวิตช์ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยนำไปควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน พร้อมอธิบายถึงทิศทางของกระแสทางด้านดีซีลิงค์ของโหมดการทำงานในสภาวะการสวิตช์ ส่วนที่สองเป็นการอธิบายแพทเทิร์นของรูปคลื่นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มแบบต่างๆ ที่ใช้กันทั่วไป ส่วนท้ายจะกล่าวถึงรูปแบบพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในการวิจัยนี้ โดยใช้โปรแกรม MATLAB & SIMULINK

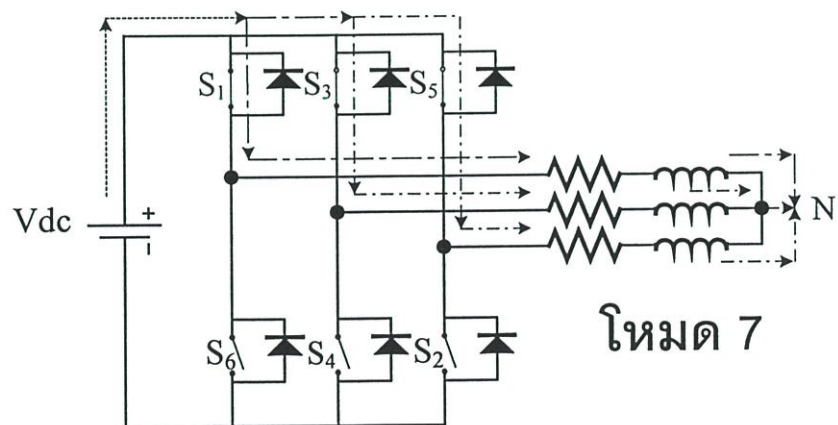
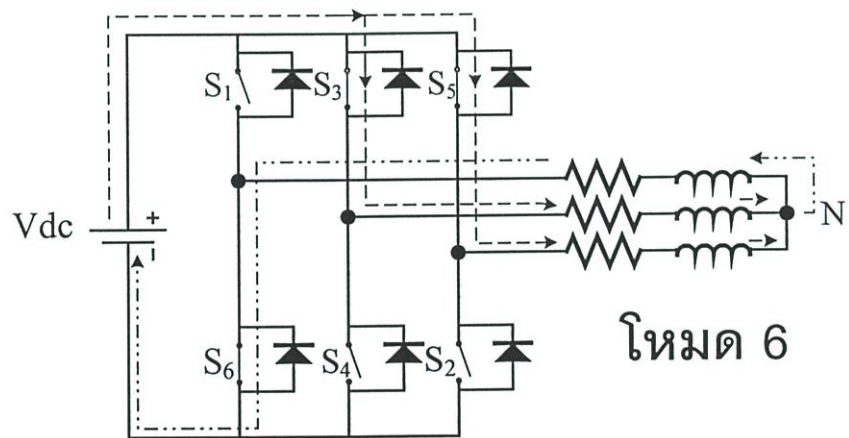
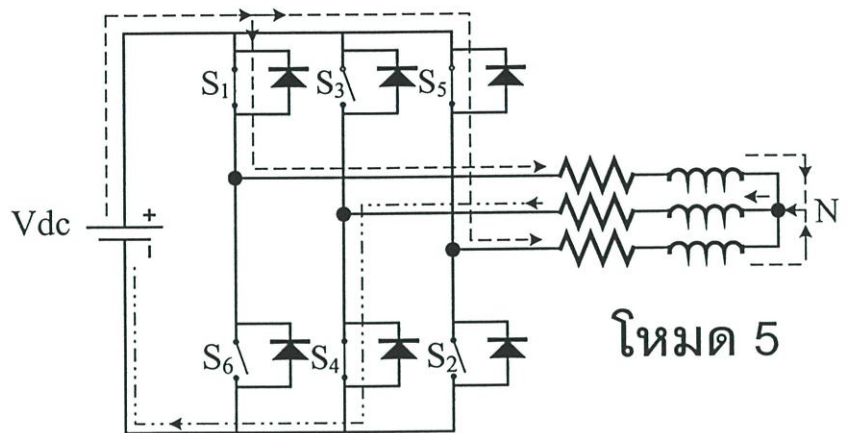
3.2 หลักการทำงานของสวิตช์อินเวอร์เตอร์

ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส จะมีโหมดการทำงานทั้งหมด 8 โหมดด้วยกัน แต่จะมี 6 โหมด (โหมด 1-6) ที่สามารถทำให้เกิดการไหลของกระแสได้ ส่วนในโหมดที่ไม่มีกระแสไหลก็คือ โหมด 0 และโหมด 7 เมื่อพิจารณาจากรูป 3.1 จะเห็นว่ากระแสดีซีลิงค์มีความสัมพันธ์กับกระแสเดเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งสามารถสรุปการทำงานได้ดังตาราง 3.1 ซึ่งกระแสดีซีลิงค์จะมีการแบ่งออกเป็นส่วนๆ เกี่ยวพันกับการสุ่ม (Sampling) และมีขนาดค่อนข้างสูง ดังแสดงในรูป 3.2

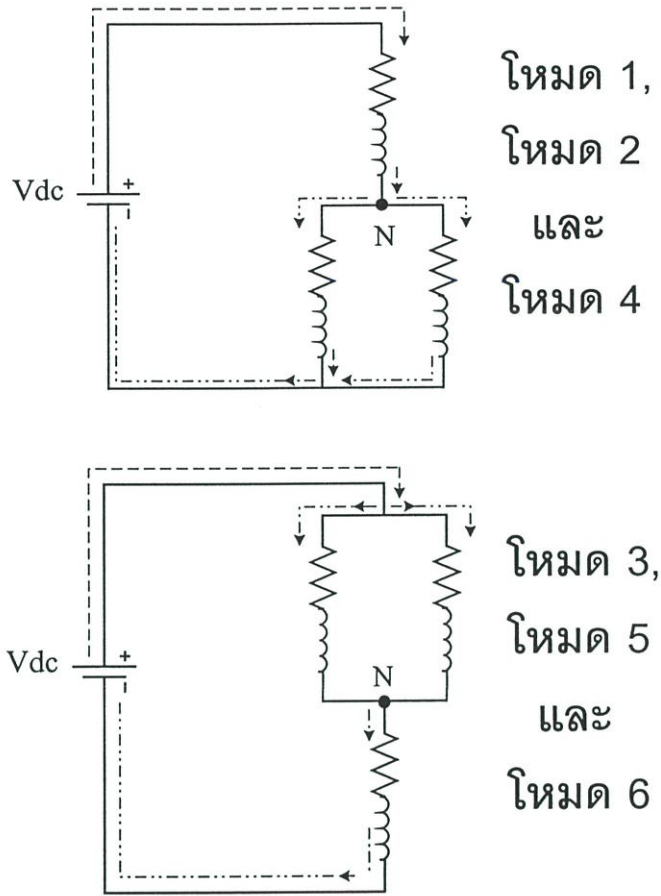
โดยทั่วไปเรามักจะไม่ประเมินค่ากระแสเดเตอร์โดยตรง แต่จะประเมินค่าจากกระแสดีซีลิงค์ เพราะมีความแม่นยำกว่า โดยค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์จะต้องเข้าใกล้หนึ่ง ถ้าหากค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์มีค่าต่ำจะทำให้ค่าที่ประเมินได้มีค่าน้อยกว่าค่าจริง และค่าแรงบิดก็มักจะต่ำด้วย







(ก)

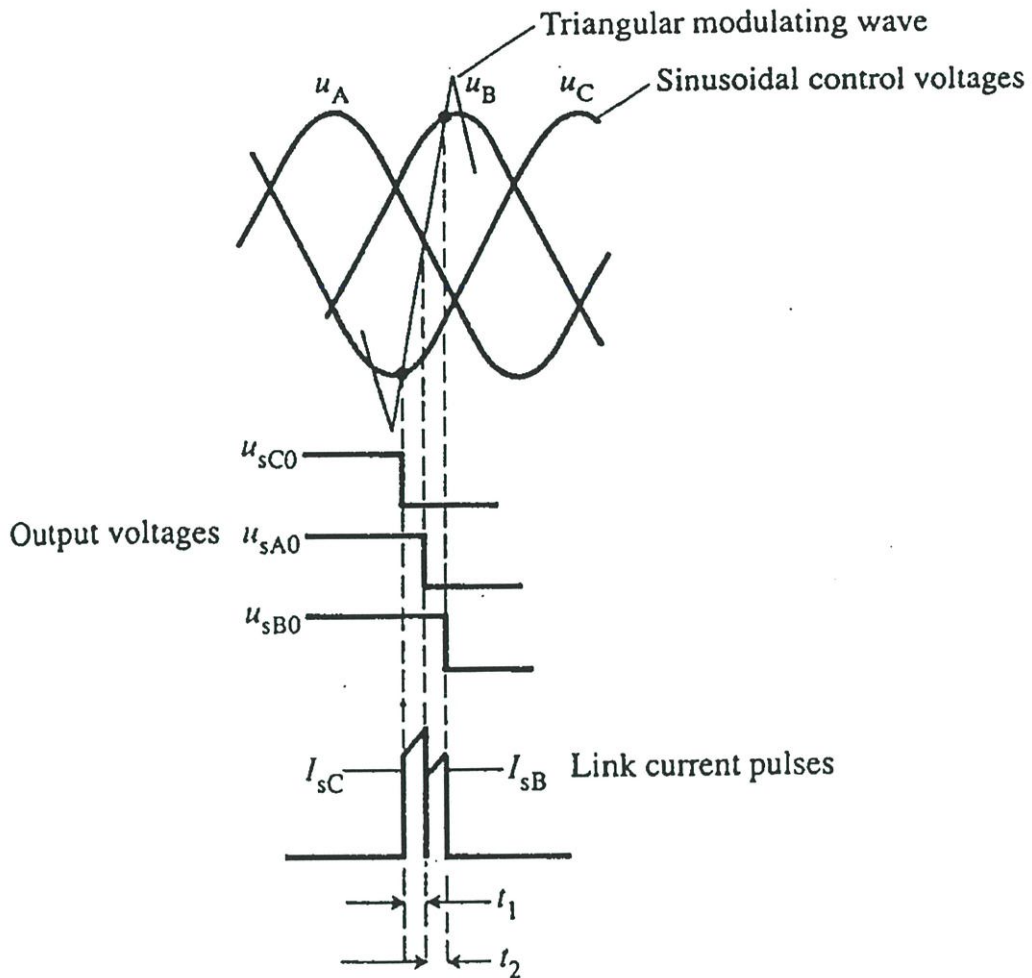


(ข)

รูปที่ 3.1 แสดง (ก) โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส (ข) วงจรสมมูลของโหมดการทำงาน
ทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส

ตารางที่ 3.1 แสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและกระแสที่ซีลิงค์

States	S1	S3	S4	S5	S6	S7	i
0	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0
1	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	i_{sA}
2	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	i_{sB}
3	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	$-i_{sC}$
4	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	i_{sC}
5	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	$-i_{sB}$
6	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	$-i_{sA}$
7	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0



รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มและกระแสดีซีลิงค์

3.3 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบต่างๆ

เทคนิคการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบปรับความกว้างหรืออินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มซึ่งมีหลายรูปแบบ ในปัจจุบันได้มีการนำไปใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีข้อดีกว่าอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่เป็นการควบคุมแบบเดิม ซึ่งสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียได้ดังนี้

ข้อดีของการควบคุมแบบพีดับบลิวเอ็ม

1. สเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์อยู่ห่างจากองค์ประกอบความถี่มูลฐานมากกว่าซึ่งเป็นการลดองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ไม่เป็นที่ต้องการลงไปได้
2. สามารถปรับระดับของแรงดันและกระแสได้อย่างเป็นเชิงเส้นตามค่าดัชนีการมอดดูเลชั่น

ข้อเสียของการควบคุมแบบพีดับบลิวเอ็ม

1. ลดทอนองค์ประกอบความถี่มูลฐานลงจากเดิมความถี่ในการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ที่เพิ่มขึ้นอย่างมาก ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดการสูญเสียจากการการสวิตช์ที่เพิ่มมากขึ้น และทำให้ต้องเลือกใช้อุปกรณ์กำลังที่มีความเร็วในการสวิตช์สูงขึ้นด้วย

2. ให้กำเนิดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับสูง ซึ่งก่อให้เกิดปัญหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งตามตัวนำและแพร่ทางอากาศ

ในปัจจุบันอุปกรณ์กำลังสำหรับการสวิตช์แบบเกตเทริน-ออฟ (Gate turn-off power device) ได้รับการพัฒนาให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ ดังนั้นจากข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็มที่กล่าวในข้างต้น จึงทำให้การสวิตช์ซึ่งแบบพีดับบลิวเอ็มได้รับความนิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย

3.3.1 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบไซน์ (Sine Pulse Width Modulation: SPWM)

เทคนิคนี้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ใช้หลักการโดยการนำรูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานที่ต้องการออกแบบมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ (สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ที่ออกแบบได้ มีสมการรูปคลื่นดังสมการที่ 3.1 ซึ่งจะได้ค่าอัตราส่วนของขนาดแอมพลิจูดรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงเทียบกับขนาดของแอมพลิจูดรูปคลื่นสัญญาณแคเรียร์ เรียกว่า ดัชนีแอมพลิจูดมอดดูเลชัน (Amplitude modulation index: m_a) โดยนิยามไว้ดังสมการที่ 3.2

$$V_r = m_a \sin \omega t \quad (3.1)$$

และ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.2)$$

โดยที่ $\hat{V}_{control}$ คือ แอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิง
 \hat{V}_{tri} คือ แอมพลิจูดสัญญาณแคเรียร์ (รูปคลื่นสามเหลี่ยม)

และค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อความถี่ของสัญญาณอ้างอิงเรียกว่า ดัชนีฟรีควเอนซีมอดดูเลชัน (frequency modulation index: m_f) โดยนิยามไว้ดังสมการ 3.3

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} = \frac{f_s}{f_{control}} \quad (3.3)$$

โดยที่ f_{tri} คือ ความถี่ของรูปคลื่นแคเรียร์
 $f_{control}$ คือ ความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิง

ในการพิจารณาสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่าน คือ

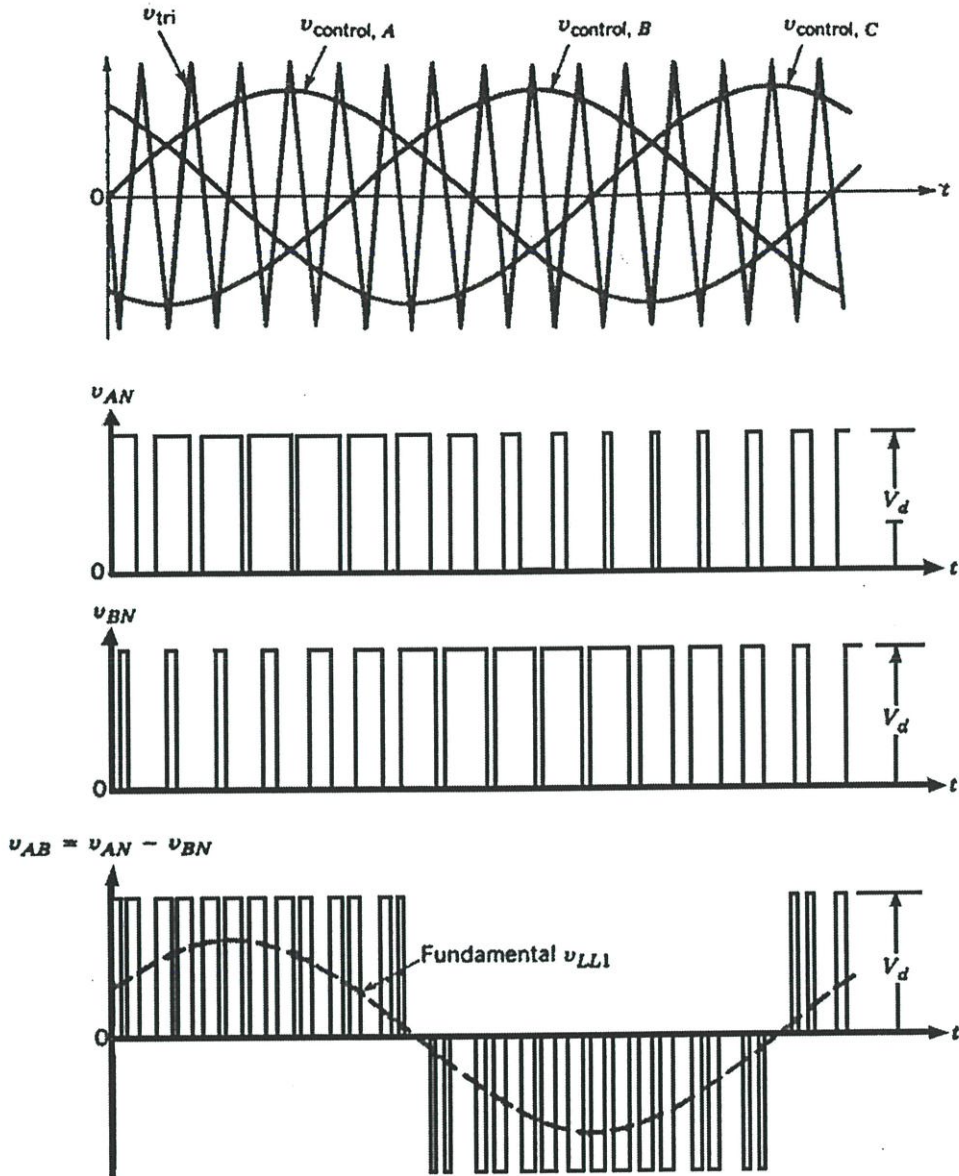
- ย่านการมอดดูเลชันแบบเชิงเส้น (Linear modulation: $m_a \leq 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าดัชนีการมอดดูเลชันโดยค่าแรงดันระหว่างเฟสเอาต์พุตมีค่าดังสมการ

$$V_{LL,rms} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{dc} \quad (3.4)$$

โดยที่ V_{dc} คือ ค่าแรงดันดีซีลิงค์

- ย่านการโอเวอร์มอดดูเลชัน (Over modulation: $m_a > 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าดัชนีการมอดดูเลชันซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักไม่มีการนำย่านนี้ไปใช้งาน

เทคนิค SPWM นี้สามารถสร้างได้โดยการใช้เทคนิคทางด้านอนาล็อกและทั้งเทคนิคทางด้านดิจิทัล (ไมโครโปรเซสเซอร์) ซึ่งการใช้เทคนิคทางด้านอนาล็อกโดยการนำสัญญาณอ้างอิงมาคอมพาราเตอร์กับสัญญาณแคเรียร์เพื่อเปรียบเทียบให้ได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มดังรูปที่ 3.3 วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า natural sampling (NS) ส่วนการสร้างโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เก็บสถานะการสวิตช์ซึ่งไว้ใน Look up table หรือคำนวณเวลาจริง (real-time) ซึ่งจะประมาณค่าความกว้างพัลส์ของเทคนิค Natural Sampling เพื่อลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ทางด้านเอาต์พุต วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า Regular Sampling (RS)



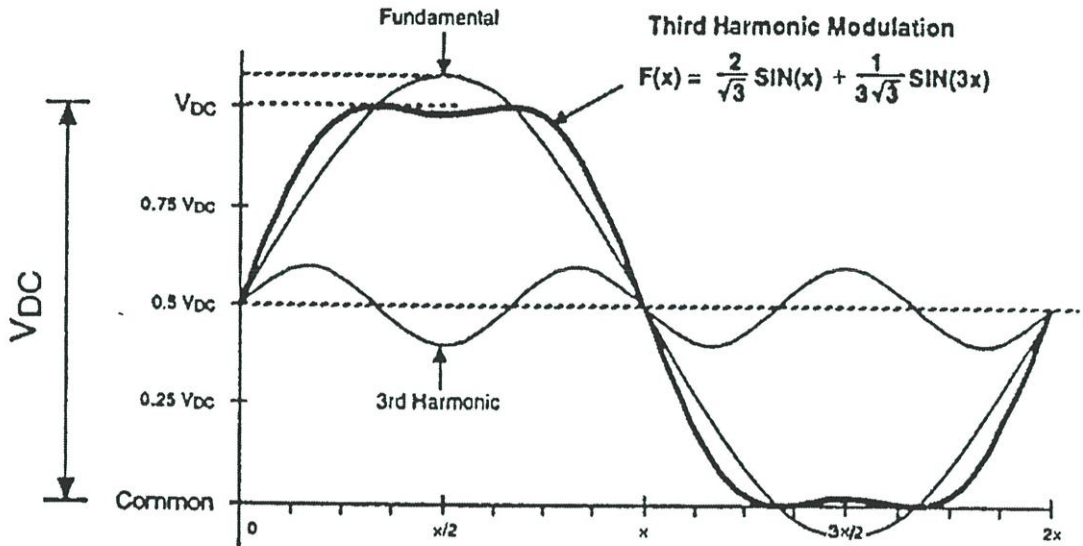
รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม แบบ SPWM

3.3.2 เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบมีการเพิ่มฮาร์โมนิกส์ชนิดที่ 3 (Third Harmonic Injection)

เทคนิคนี้จะใช้หลักการคล้ายกับเทคนิคแบบ SPWM เพียงแต่สัญญาณอ้างอิงของเทคนิค THIPWM มีการสร้างโดยใช้รูปคลื่นไซน์อ้างอิงรวมกับองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 ทำให้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้จะมีขนาดขององค์ประกอบของความถี่มูลฐานเพิ่มขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับ SPWM ประมาณ 15% โดยสามารถเพิ่มค่าดัชนีมอดดูเลชันได้จนถึง 1.15 ส่งผลให้ยานใช้งาน

แบบเชิงเส้นมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังทำให้ค่าแรงดันองค์ประกอบมูลฐานทางด้านเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับสมการรูปคลื่นและค่าดัชนีการมอดดูเลชันแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

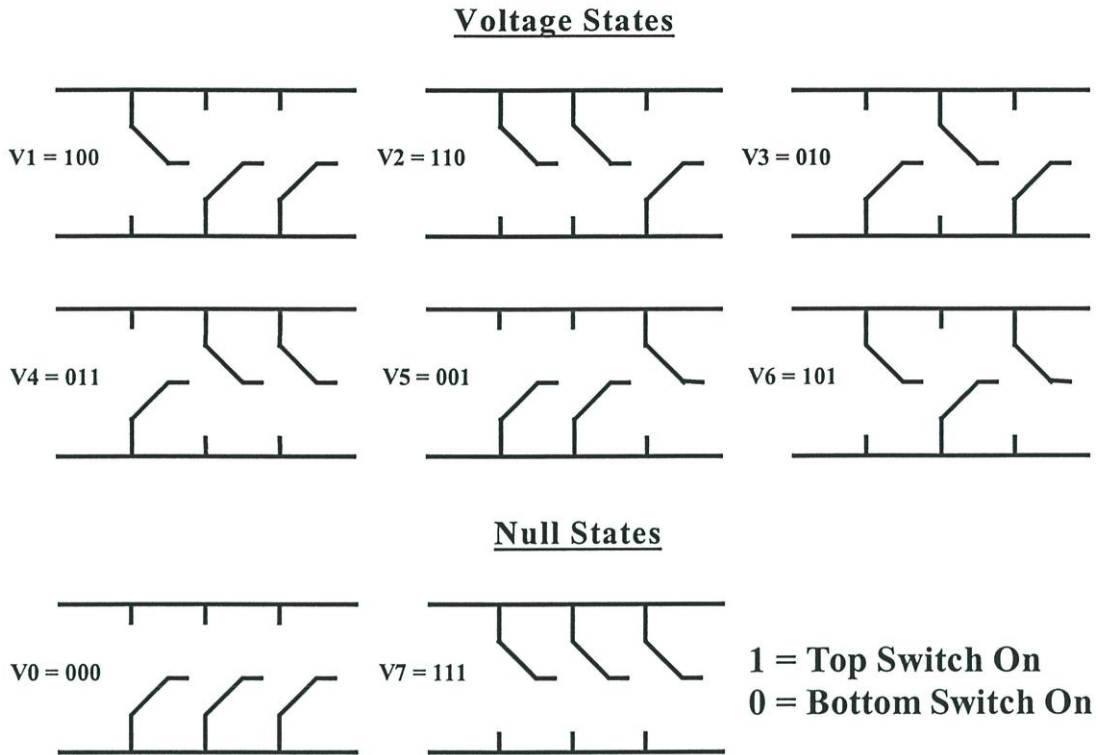
$$V_{control} = m_a \sin(\omega_{mt}) + m_a \frac{1}{6} \sin(3\omega_{mt}) \quad (3.5)$$



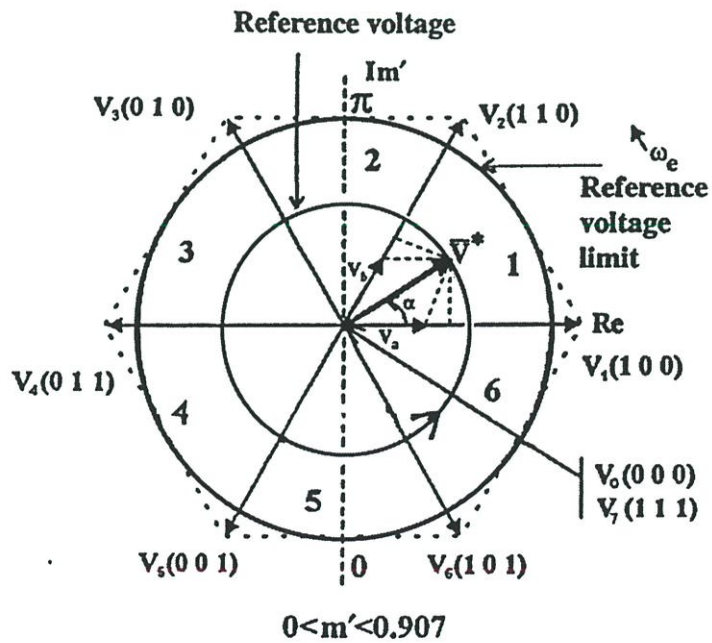
รูปที่ 3.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงแบบ THIPWN

3.3.3 เทคนิคพีดับเบิลวีเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector PWM: SVPWM)

เทคนิคนี้เป็นเทคนิคที่มีคุณสมบัติสมรรถนะที่ดีกว่าเทคนิคแบบอื่นๆ คือ มีย่านการเกิดโอเวอร์มอดสูงกว่าทำให้มีแรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่าและไม่มีผลขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำ ซึ่งทำให้ค่าการกระเพื่อมของกระแสลดลง ซึ่งพบว่าการทำงานของสวิตช์กำลังออกเป็น 8 สถานะ ดังในรูป 3.5 แต่จะมีสถานะการทำงาน 6 สถานะ คือ (100), (110), (010), (011), (001) และ (101) เรียกว่าแรงดันเวกเตอร์ทำงาน (Active Voltage Vector) โดยแต่ละสถานะการสวิตช์จะแทนด้วย 1 เวกเตอร์ แรงดัน ($V_1 - V_6$) ส่วนอีก 2 สถานะจะมีสถานะการสวิตช์เป็น (000) และ (111) ซึ่งไม่มีการทำงานหรือเรียกว่า แรงดันเวกเตอร์ศูนย์ (Null Voltage Vector) ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงสถานะอินเวอร์เตอร์การมีอคติเล็กน้อยของสเปกเวกเตอร์



รูปที่ 3.6 แสดงความสัมพันธ์ของสภาวะการสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน

จากตารางที่ 3.2 และรูปที่ 3.6 แสดงความสัมพันธ์ของสวิตซ์การทำงานซึ่งแรงดันเวกเตอร์จะเชื่อมโยงกับแรงดันเฟสของแต่ละเฟส เมื่อพิจารณาโครงสร้างของแพทเทิร์นพัลส์วิดส์สมมาตรของ 3 สามเฟสจะพบความสัมพันธ์ของคาบเวลาการสวิตซ์ซึ่งกับค่าแรงดันเวกเตอร์ ที่เปลี่ยน \bar{V}^* ไปในแต่ละเซกเตอร์ โดยในที่นี้จะยกตัวอย่างความสัมพันธ์ในสถานะ (Sector) ที่ 1 ดังในรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าในแต่ละช่วงของคาบเวลาการสวิตซ์ (T_c) จะมีค่าแรงเวกเตอร์ \bar{V}^* คงที่คงหนึ่งซึ่งเกิดจากส่วนประกอบของ V_a และ V_b และจัดอยู่ในแนวเดียวกันกับทิศทางของ V_1 และ V_2 ตามลำดับ โดยในแต่ละสถานะ (Sector) ก็จะมีคาบเวลาของการสวิตซ์ที่สัมพันธ์กับแรงดัน \bar{V}^* ดังสมการต่อไปนี้

$$V^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_c} + V_2 \frac{t_b}{T_c} + (V_0 \text{ or } V_7) \frac{t_0}{T_c} \quad (3.6)$$

หรือ

$$V^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \text{ or } V_7) t_0 \quad (3.7)$$

เมื่อ

$$t_a = \frac{V_a}{V_1} T_c \quad (3.8)$$

$$t_b = \frac{V_b}{V_2} T_c \quad (3.9)$$

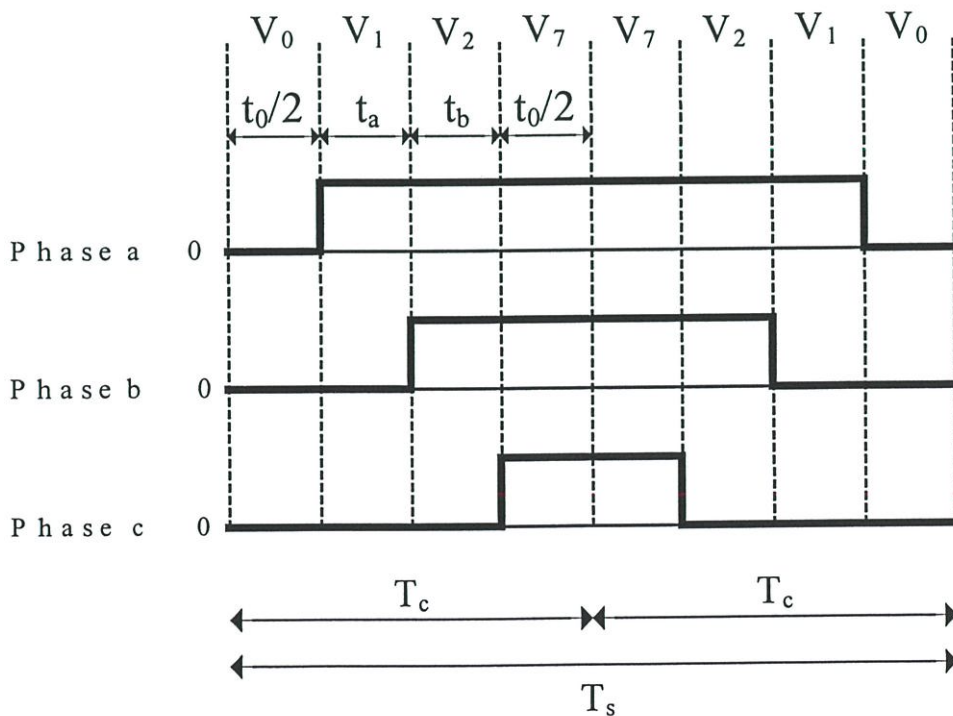
$$t_0 = T_c - (t_a + t_b) \quad (3.10)$$

โดยที่	V_a, V_b	คือ	องค์ประกอบของแรงดันเวกเตอร์ในขณะสภาวะสวิตซ์นั้นทำงานซึ่งถูกแทนด้วย (100), (010) หรือ (001) และ (110), (011) หรือ (101)
	V_0, V_7	คือ	องค์ประกอบของแรงดันเวกเตอร์ศูนย์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสภาวะสวิตซ์ (000) และ (111) ตามลำดับ

T_s คือ คาบเวลาของสวิตช์ในหนึ่งแรงดันเวกเตอร์
 T_a, T_b คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเวกเตอร์ทำงาน
 T_0, T_7 คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเวกเตอร์ศูนย์

ตารางที่ 3.2 แสดงตารางข้อมูลสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเชื่อมโยงกับแรงดันเวกเตอร์ต่าง ๆ

State	On devices	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	Space Voltage Vector
0	$S_6S_4S_2$	0	0	0	$\bar{V}_0(000)$
1	$S_1S_4S_2$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_1(100)$
2	$S_3S_6S_2$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_2(110)$
3	$S_1S_3S_2$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$\bar{V}_3(010)$
4	$S_5S_6S_4$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$\bar{V}_4(011)$
5	$S_1S_5S_4$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$\bar{V}_5(001)$
6	$S_3S_5S_6$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$\bar{V}_6(101)$
7	$S_1S_3S_5$	0	0	0	$\bar{V}_7(111)$



รูปที่ 3.7 แสดงโครงสร้างแพทเทิร์นพัลส์วิดส์พีดับบลิวเอ็ม 3 เฟส

จากสมการ 3.8 และ 3.9 สามารถจัดสมการตามการหมุนของสเปกเวกเตอร์ได้ดังนี้
เมื่อ $0 \leq \gamma \leq 60^\circ$

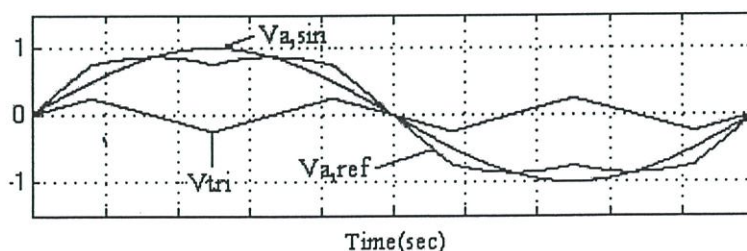
$$t_a = \frac{\sqrt{2} |V^*|}{V_{dc}} T_c \sin(60 - \gamma) \quad (3.11)$$

$$t_b = \frac{\sqrt{2} |V^*|}{V_{dc}} T_c \sin \gamma \quad (3.12)$$

เทคนิค SVPWM อาจกล่าวได้ว่าเป็นการนำรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.25 เท่าของรูปคลื่นไซน์ประกอบกับมีค่าความถี่เป็น 3 เท่าของรูปคลื่นไซน์เข้าไปรวมกับรูปคลื่นไซน์ ซึ่งผลของแรงดันที่ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.8 โดยรูปคลื่นแรงดัน SVPWM (v_{svm}) มีความสัมพันธ์ตามสมการต่อไปนี้

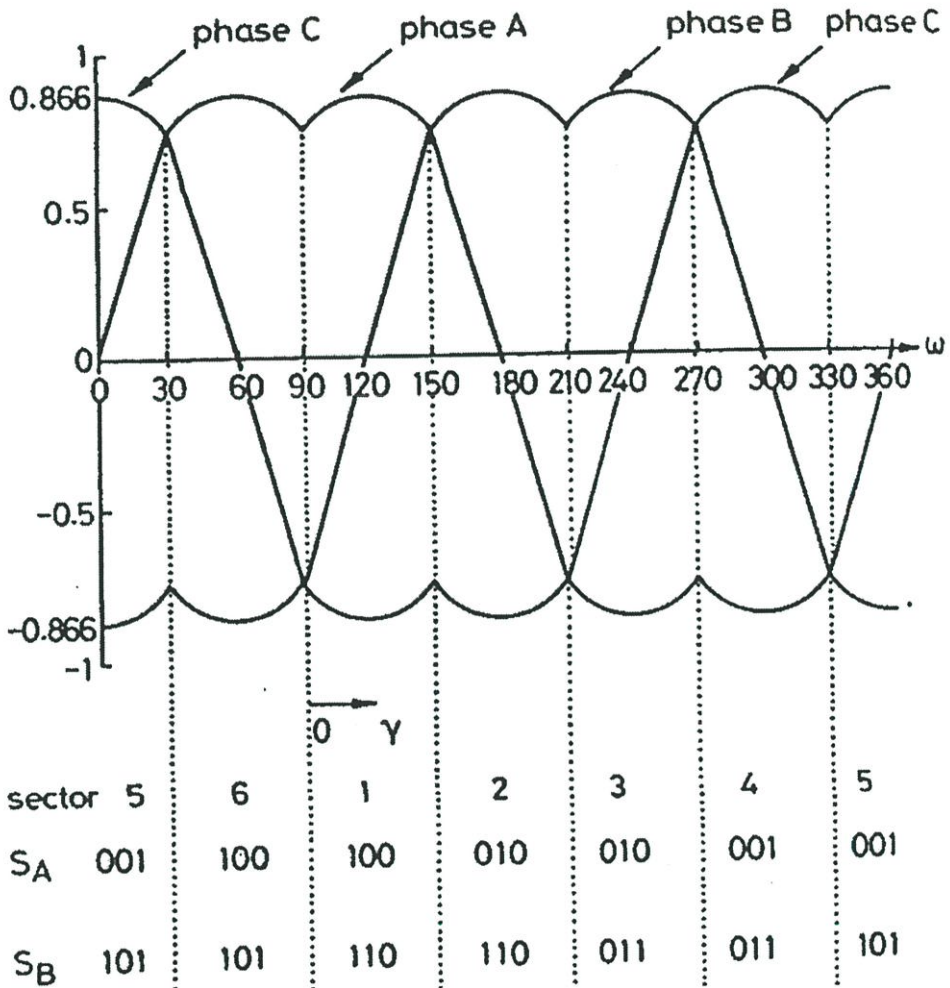
$$v_{svm} = \frac{3}{2} \sin(\omega_m t) \quad , 0 \leq \omega_m t \leq \frac{\pi}{6} \quad (3.13)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\omega_m t + \frac{\pi}{6}\right) \quad , \frac{\pi}{6} \leq \omega_m t \leq \frac{\pi}{2}$$



รูปที่ 3.8 แสดงส่วนประกอบของแรงดันสเปกเวกเตอร์ต่อเฟส (ก) รูปคลื่นสัญญาณไซน์พินดาเมนทอล (V_{sin}) (ข) รูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของพินดาเมนทอล (V_{tri}) (ค) รูปคลื่นแรงดันสเปกเวกเตอร์ต่อเฟส (V_{ref})

ในรูปที่ 3.9 แสดงสัญญาณการมอดดูเลททั้งสามเฟสของเทคนิค SVPWM จะสังเกตเห็นว่า แอมพลิจูดสูงสุดของแรงดันสเปกเวกเตอร์ต่อเฟสมีค่าเป็น 0.866 เมื่อแอมพลิจูดของพื้นดาเมนทอลเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นจึงทำให้เทคนิค SVPWM สามารถมีค่าดัชนีการมอดดูเลทได้ถึง 1.15 เท่า จะเกิดสภาวะโอเวอร์มอดเมื่อเทียบกับการมอดดูเลทแบบไซน์



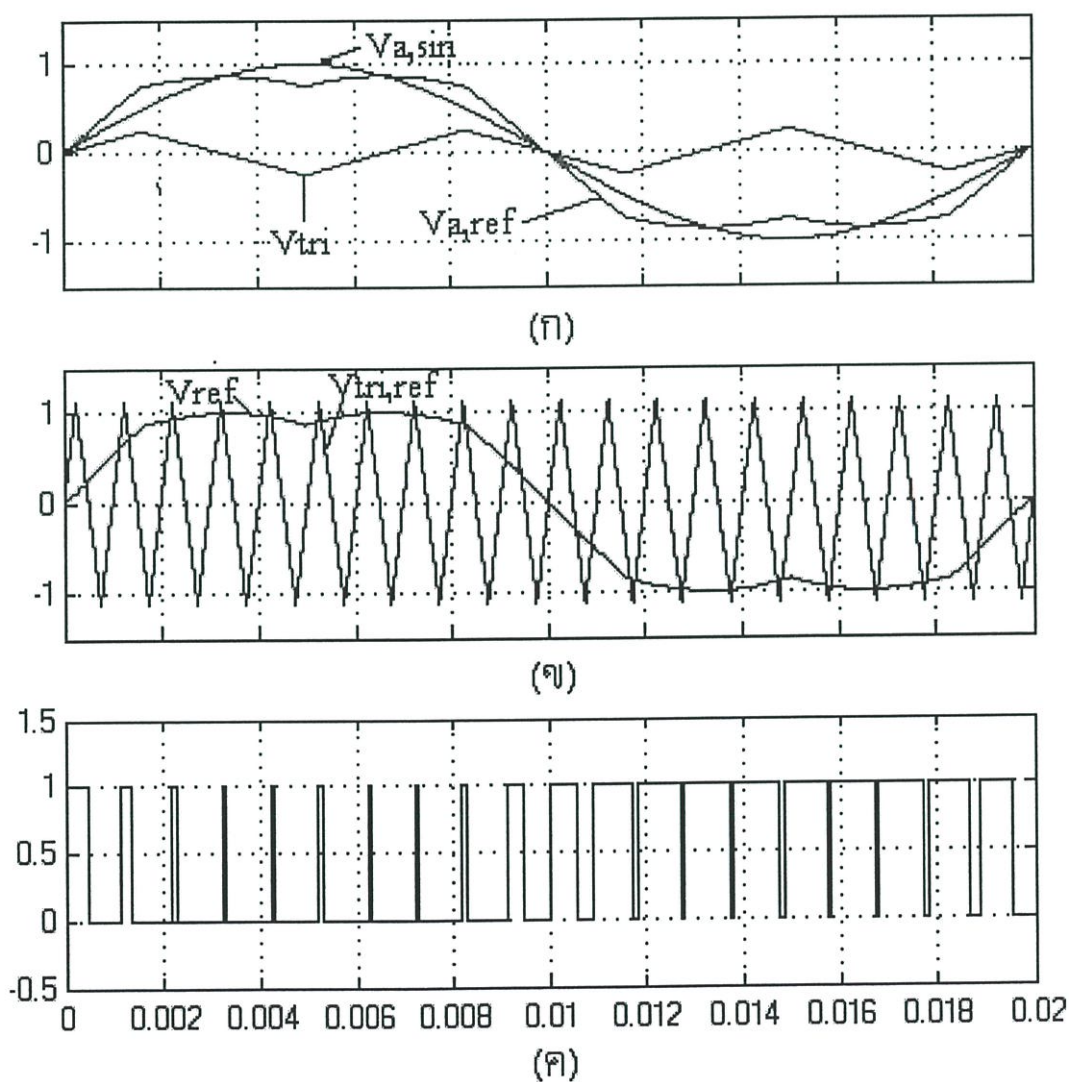
รูปที่ 3.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันสเปกเวกเตอร์ทั้งสามเฟส

3.4 การออกแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยโปรแกรม MATLAB & SIMULINK

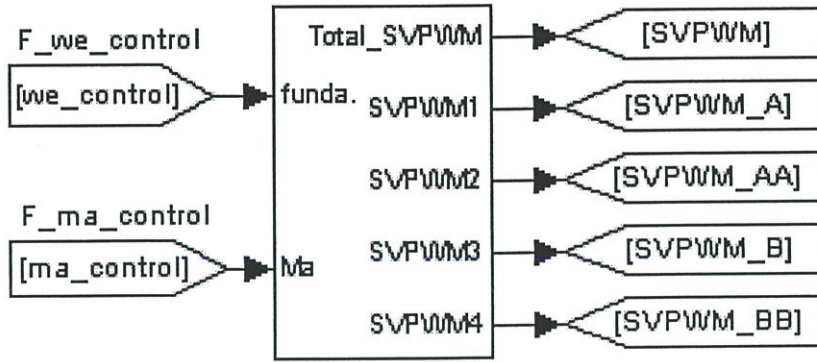
ในส่วนของการวิจัยนี้การออกแบบแหล่งจ่ายสัญญาณพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันจะใช้การสร้างสัญญาณการสวิตช์แบบสเปกเวกเตอร์มอดดูเลทขึ้น โดยการนำรูปคลื่นสามเหลี่ยม (V_{tri}) ที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 0.25 เท่าของรูปคลื่นไซน์ประกอบกับมีค่าความถี่เป็น 3 เท่าของรูปคลื่นไซน์รวมกับรูปคลื่นไซน์ (V_{sin}) ซึ่งมีผลของแรงดัน (V_{ref}) แสดงอยู่ในรูปที่ 3.10(ก) มาทำการมอดดูเลทกับคลื่นพาหะ ($V_{tri,ref}$) ซึ่งมีผลของการเปรียบเทียบจะเกิดจุดตัดของ

รูปคลื่นทั้งสองดังในรูปที่ 3.10(ข) โดยอาศัยทูลบลิคต่างๆในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK ดังในรูปที่ 3.11 และ 3.12 สมการที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์มีอดดูเลขชี้กำลังดังนี้

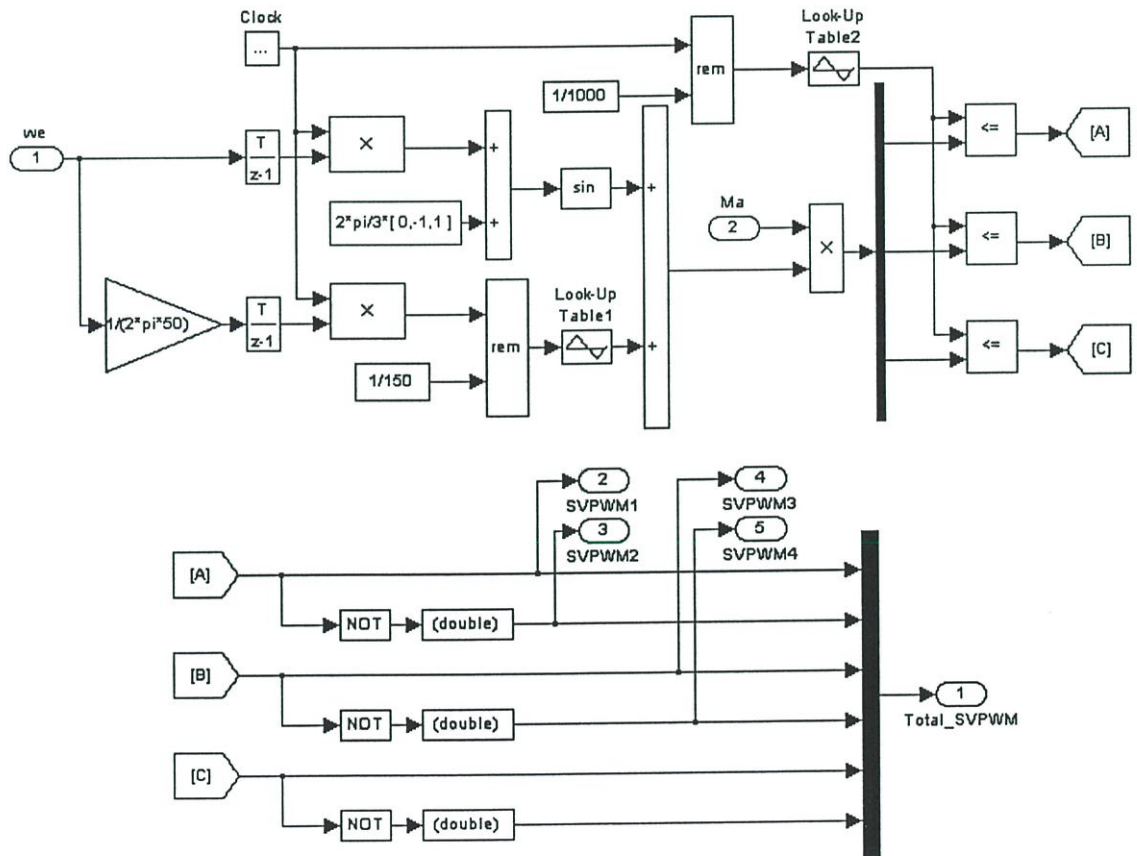
$$\begin{aligned} v_a &= m_a \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{4} \text{tri}(3\omega t) \right) \\ v_b &= m_a \left(\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{4} \text{tri}(3\omega t) \right) \\ v_c &= m_a \left(\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{4} \text{tri}(3\omega t) \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.10 แสดง (ก) รูปคลื่นแรงดัน $V_{a,sin}$, $V_{a,ref}$ และ V_{tri} (ข) การเปรียบเทียบจุดตัดของรูปคลื่นสัญญาณ (ค) รูปคลื่นสัญญาณพัลส์วิดส์แบบ SVPWM

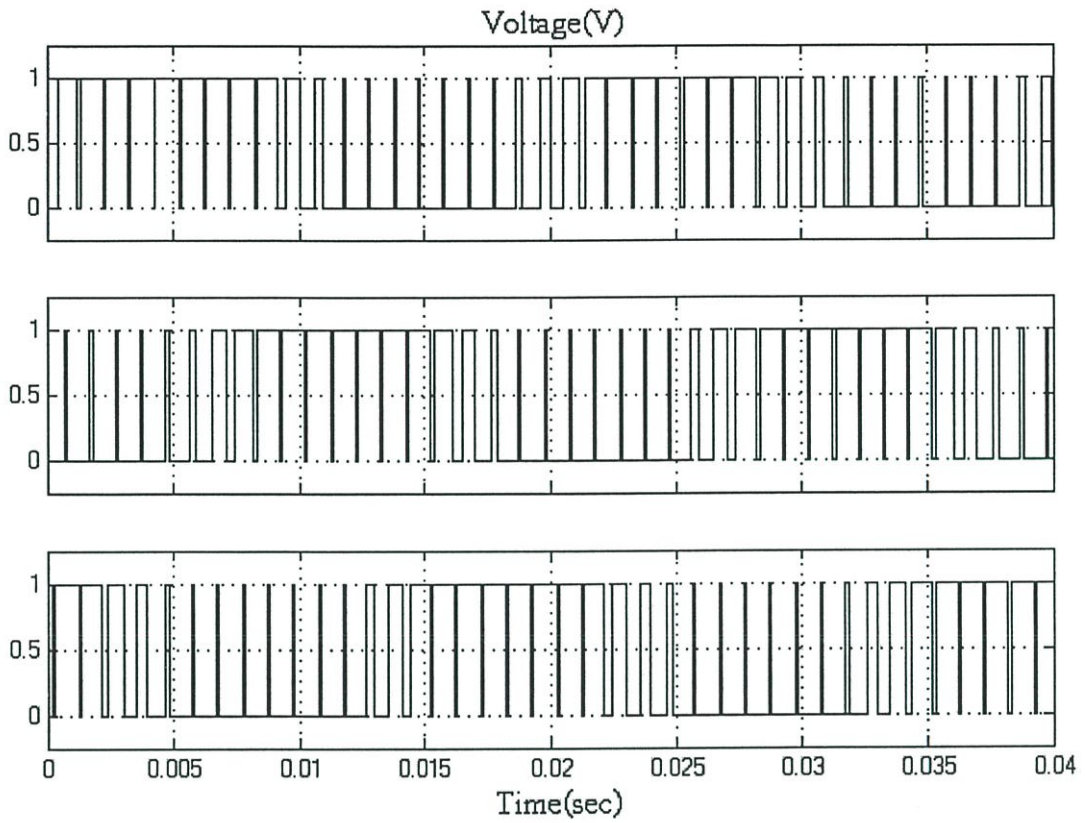


รูปที่ 3.11 แสดงโมเดลบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มีอดดูเลขชั้นพีดับบลิเวเอ็มสเปชเวกเตอร์

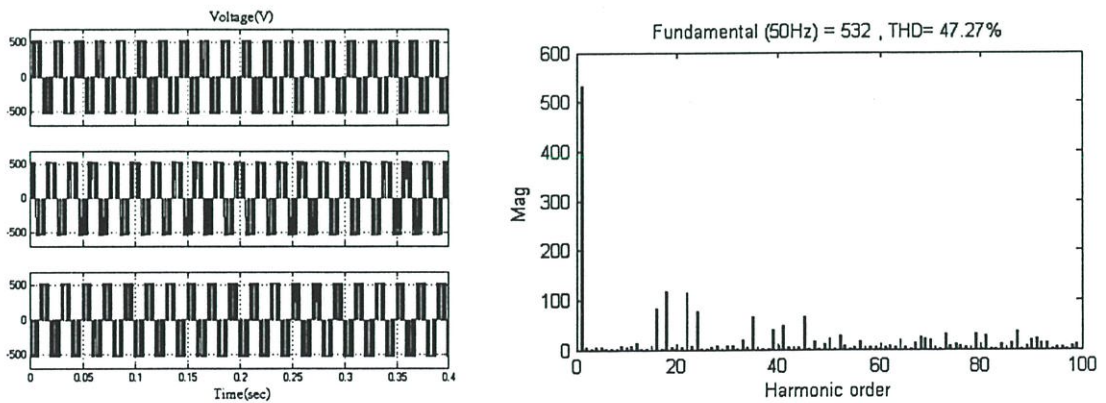


รูปที่ 3.12 แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มีอดดูเลขชั้นพีดับบลิเวเอ็มสเปชเวกเตอร์

3.4.1 ผลการจำลอง



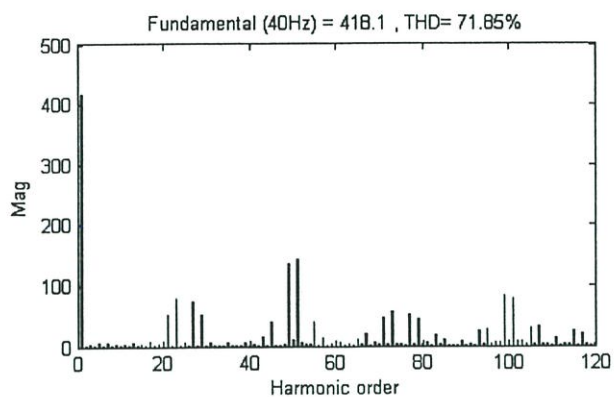
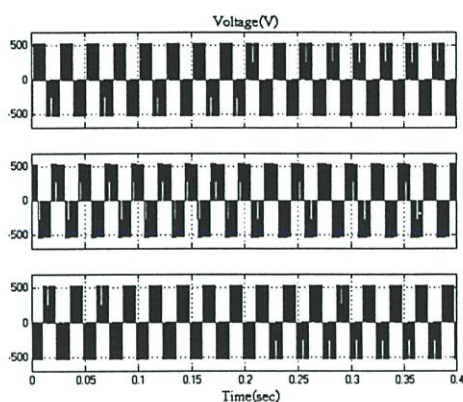
รูปที่ 3.13 แสดงรูปคลื่นสัญญาณพีดับลิวเอ็ม เฟส A, B และ C จากการจำลอง



(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน V_{ac}, V_{cb} และ V_{ba} ตามลำดับ

(ข) สเปกตรัมแรงดัน V_{ac} ที่สอดคล้องกับรูป (ก)

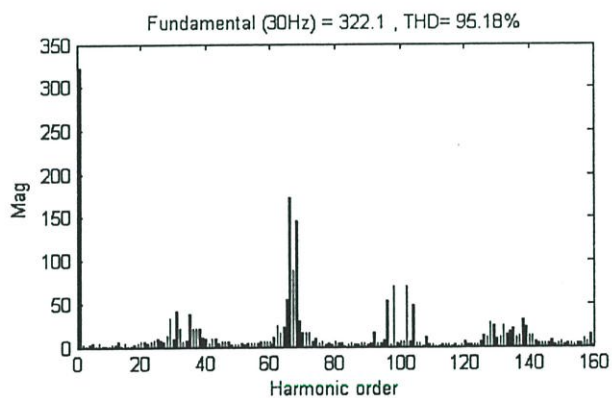
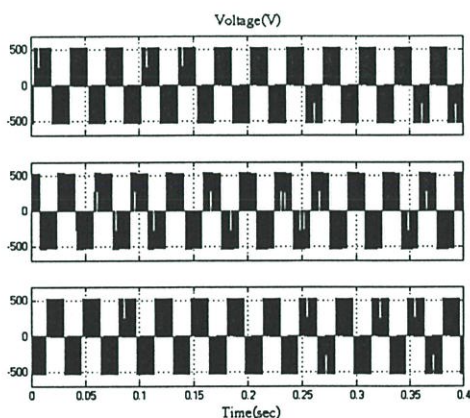
รูปที่ 3.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่ความถี่ 50 Hz, $Ma = 1.14$



(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน V_{ac}, V_{cb} และ V_{ba} ตามลำดับ

(ข) สเปกตรัมแรงดัน V_{ac} ที่สอดคล้องกับรูป (ก)

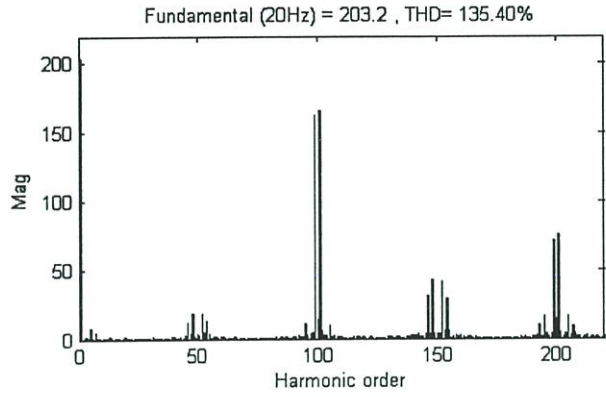
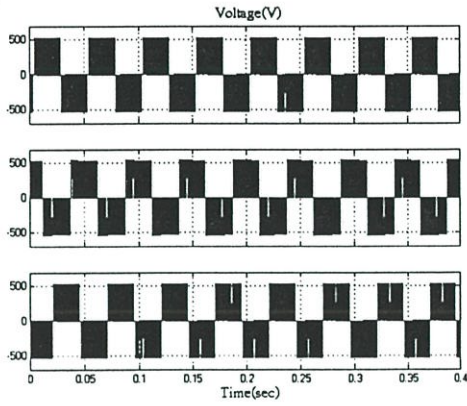
รูปที่ 3.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอ้าท์พุทที่ความถี่ 40 Hz, $Ma = 0.912$



(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน V_{ac}, V_{cb} และ V_{ba} ตามลำดับ

(ข) สเปกตรัมแรงดัน V_{ac} ที่สอดคล้องกับรูป (ก)

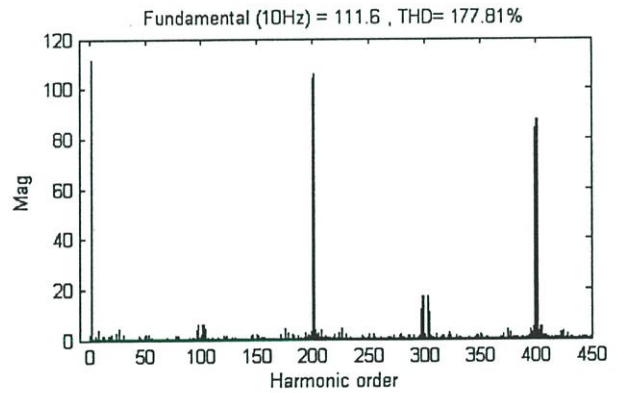
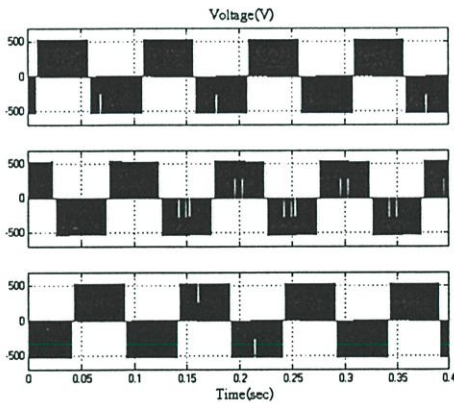
รูปที่ 3.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอ้าท์พุทที่ความถี่ 30 Hz, $Ma = 0.684$



(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน V_{ac}, V_{cb} และ V_{ba} ตามลำดับ

(ข) สเปกตรัมแรงดัน V_{ac} ที่สอดคล้องกับรูป (ก)

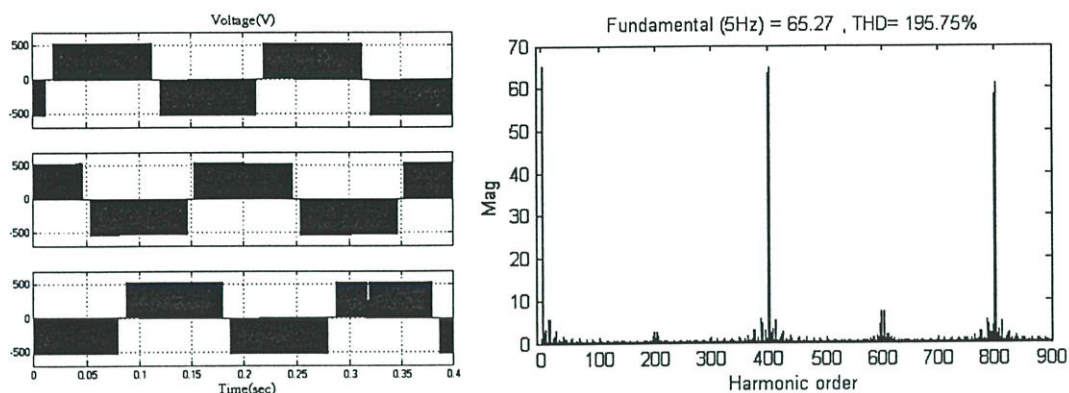
รูปที่ 3.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 20 Hz, $Ma = 0.456$



(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน V_{ac}, V_{cb} และ V_{ba} ตามลำดับ

(ข) สเปกตรัมแรงดัน V_{ac} ที่สอดคล้องกับรูป (ก)

รูปที่ 3.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 10 Hz, $Ma = 0.228$



(ก) ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดัน V_{ac}, V_{cb} และ V_{ba} ตามลำดับ (ข) สเปกตรัมแรงดัน V_{ac} ที่สอดคล้องกับรูป (ก)

รูปที่ 3.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 5 Hz, $Ma = 0.114$

จากผลการจำลองได้แสดงผลการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตและสเปกตรัมความถี่ต่างๆและความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและความถี่อินเวอร์เตอร์จะเห็นว่าผลการจำลองสอดคล้องกับทางทฤษฎี

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงแพทเทิร์นพีดีบีบลิวเอ็มที่ใช้ควบคุมในส่วนของวงจรมอเตอร์ โดยได้เลือกใช้เทคนิคการมอดดูเลทแบบ SVPWM เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ได้เปรียบกว่าเทคนิคอื่นๆ ดังนี้

1. มีย่านการเกิดโอเวอร์มอดกว้างกว่าทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่าเทคนิคอื่นที่นิยมใช้งานทั่วไป โดยประมาณ 15%
2. ไม่มีผลขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ ซึ่งทำให้ค่าการกระเพื่อมของกระแสลดลง

บทที่ 4

เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กและแบบจำลอง สำหรับการออกแบบ

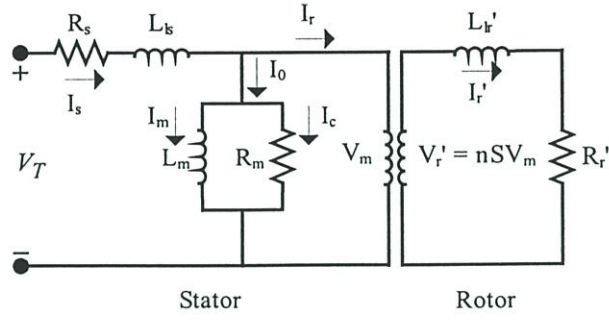
4.1 บทนำ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำมีหลายวิธีซึ่งขึ้นกับวัตถุประสงค์การนำไปใช้งาน และต้นทุนการสร้างเครื่องควบคุมหลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบต่างๆ จะอาศัยการควบคุมแรงบิด และการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กในมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ โดยการประยุกต์ใช้ค่าความผิดพลาดของแรงบิดและขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์เป็นคำสั่งในการสร้างแรงดันและความถี่อ้างอิงที่สเตเตอร์ เพื่อจ่ายให้มอเตอร์เพื่อช่วยแก้ปัญหาแรงบิดที่ไม่เต็มพิกัดในย่านความถี่ต่างๆ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำ

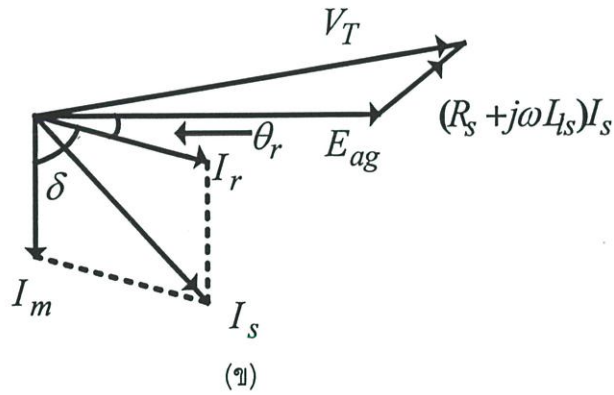
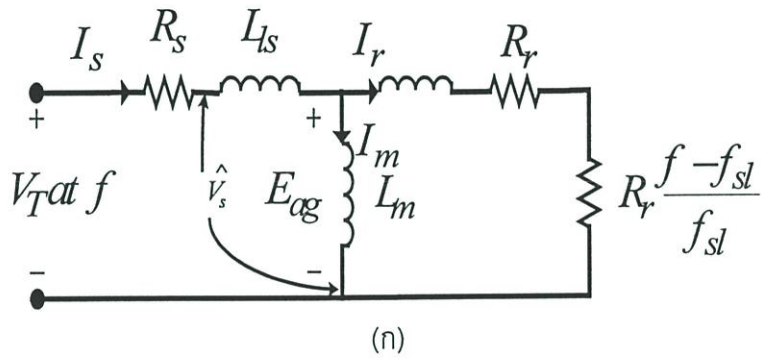
4.2 หลักการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กสำหรับการควบคุมความเร็ว

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าโดยสเตเตอร์เปรียบเหมือนขดลวดชุดปฐมภูมิและโรเตอร์เปรียบเหมือนขดลวดชุดทุติยภูมิ ซึ่งทางด้านขดทุติยภูมิอยู่ในสภาพลัดวงจร และสามารถหมุนได้ ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 4.1 เมื่อเราไม่คำนึงถึงค่าความต้านทาน (R_c) จะได้วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ดังในรูปที่ 4.2 (ก) และเวกเตอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 4.2 (ข) ซึ่งคล้ายกับเวกเตอร์ไดอะแกรมของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยแรงดันที่สเตเตอร์และกระแสที่สเตเตอร์โดยกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) ซึ่งเป็นตัวสร้างแม่เหล็ก (ϕ_m) จะล้าหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในช่องอากาศ (E_{ag}) อยู่ 90 องศา โดยค่ากระแสในโรเตอร์ (I_r) ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ทำให้เกิดแรงบิด สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีค่าล้าหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าในช่องอากาศเป็นมุมเท่ากับมุมตัวประกอบกำลังของวงจรโรเตอร์ (θ_r) สามารถหาค่าแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$V_T = E_{ag} + (R_s + j2\pi L_{ls})I_s \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรสมมูลย์มอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรในรูปต่อเฟส (ก) วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (ข) วงจรเฟสเซอร์ไดอะแกรม

จากการวิเคราะห์ทางวงจรในรูปสมการคณิตศาสตร์เราจะได้สมการพื้นฐานของเส้นแรงแม่เหล็ก (ϕ_s) โดยทั่วไปดังสมการต่อไปนี้

$$\phi_s = \int (v_T - R_s i_s) dt \tag{4.2}$$

โดยที่ v_T คือ แรงดันเทอร์มินอล
 φ_s คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์

ในการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่นำเสนอนี้ในงานวิจัยนี้จะใช้พื้นฐานการควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์โอเรียนท์ (Stator Flux Orientation: SFO) ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) หลังทำการดิฟเฟอเรนเชียล สมการที่ 4.2 จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = v_T - R_s i_s = v_s \quad (4.3)$$

โดยที่ v_s คือ แรงดันสเตเตอร์

ในช่วงสภาวะคงตัว (Steady State) แรงดันเทอร์มินอล (V_T), กระแสสเตเตอร์และการสร้างเส้นแรงแม่เหล็กจะมีรูปคลื่นไซน์ซอซายด์ (Sinusoidal) จากสมการที่ 4.3 จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\varphi_s = \frac{-j(V_T - R_s I_s)}{\omega_e} \quad (4.4)$$

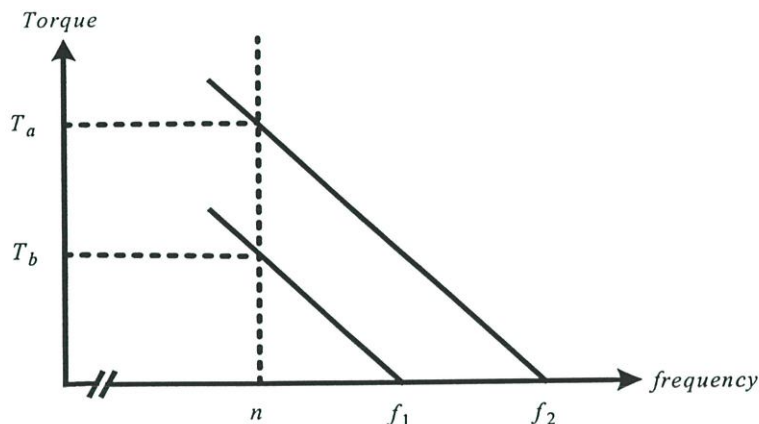
$$\varphi_s = -j \frac{V_s}{\omega_e} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ 4.5 จะสังเกตเห็นว่าการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่จะเป็นการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่ ซึ่งเสมือนเป็นการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กในแอร์เก็บให้คงที่ และมีผลตอบสนองต่อความเร็วและแรงบิดจากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 4.2 หากเราต้องการรักษาเส้นแรงแม่เหล็กให้มีค่าคงที่ โดยการควบคุมอัตราส่วนแรงดันสเตเตอร์ต่อความถี่ (V_s/f) มอเตอร์สามารถให้แรงบิดที่พิกัดได้อย่างต่อเนื่องโดยค่ากระแสที่ใช้งานเป็นค่าที่พิกัดและความถี่สลิป (f_{sl}) คงที่ สามารถหาค่าสมการแรงบิดภายใต้เงื่อนไขเส้นแรงแม่เหล็กคงที่จากความสัมพันธ์ของสมการ 2.23 และ 2.24 จะได้เป็นสมการ

$$T_{em} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_T}{\omega_e} \right)^2 \frac{\omega_{sl} R_r}{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_r^2} \quad (4.6)$$

$$T_{em} \approx k_1 \omega_{sl} , R_r^2 \gg \omega_{sl}^2 L_r^2 \tag{4.7}$$

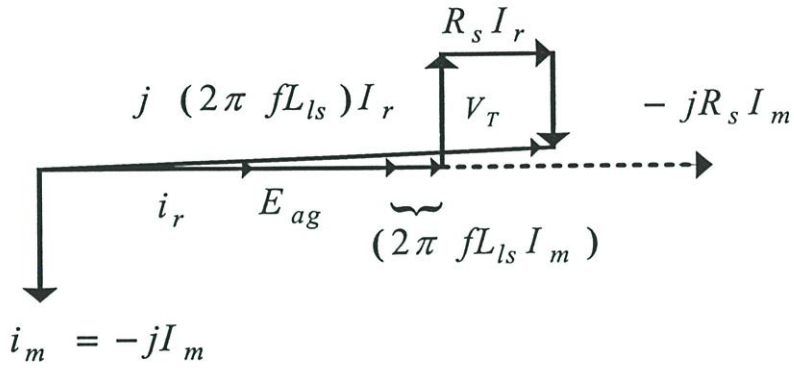
โดยที่ k_1 คือ ค่าคงที่
 P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์



รูปที่ 4.3 แสดงคุณสมบัติที่เป็นเชิงเส้นของค่าแรงบิด-ความเร็ว

เมื่อพิจารณาสมการที่ 4.6 และ 4.7 ภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์ในแอร์เก็บคงที่ ดังนั้นกระแสแมกนีไตซิง (I_m) จะมีค่าคงที่ เพราะฉะนั้นสภาพโหลดจึงเป็นตัวกำหนดความเร็ว (หรือความถี่สลิป) และความเร็วจะเป็นตัวกำหนดกระแสเดเตอร์อีกทีซึ่งเสมือนกำหนดกระแสโรเตอร์ แต่ในทางปฏิบัติ เมื่อมีการทำงานบริเวณย่านความถี่ต่ำๆ ค่าฟลักซ์ในแอร์เก็บจะลดลงเนื่องจากผลความต้านทานขดลวดสเตเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อเทียบกับค่ารีแอคแตนซ์เพราะค่ารีแอคแตนซ์แปรผันตามความถี่ ในขณะที่แรงดันตกคร่อมความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ที่ค่ากระแสพิกัดที่ความถี่ต่างๆ จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะทำให้แรงบิดลดลงด้วย ดังนั้นจะต้องทำการเพิ่มค่าแรงดันขึ้นให้เหมาะสม เรียกว่า แรงดันยกระดับ (Boost Voltage) เพื่อรักษาฟลักซ์ในแอร์เก็บ (ϕ_{ag}) ให้คงที่ แต่เนื่องจากบริเวณย่านความถี่ต่ำแรงดันตกคร่อมขดลวดสเตเตอร์มีค่ามากขึ้นเมื่อเทียบกับแรงดันเทอร์มินอล ทำให้การย้ายขดลวดรีแอคแตนซ์แมกนีไตซิงไปไว้ทางด้านปฐมภูมิในวงจรสมมูลย์ รูปที่ 4.2 จะไม่สามารถทำได้อีกต่อไป ดังนั้นจึงทำให้กระแสโรเตอร์ (I_r) จะมีมุมเฟสเท่ากับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์เก็บ (E_{ag}) โดยให้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์เก็บ (E_{ag}) เป็นแกนอ้างอิงโดย $I_s = I_r - jI_m$ จึงสามารถหาค่าแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (V_T) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_T \approx E_{ag} + (2\pi f L_s) I_m + R_s I_r \tag{4.8}$$



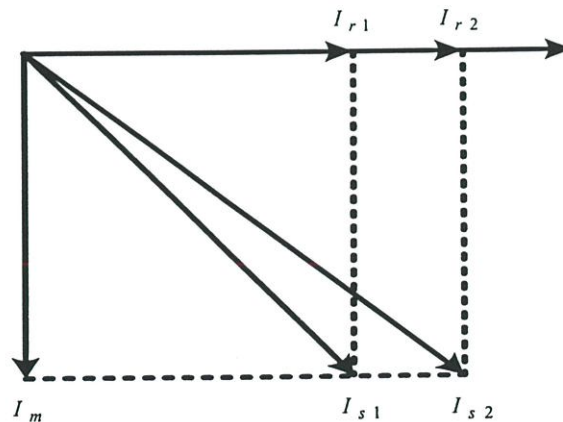
รูปที่ 4.4 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังในรูปที่ 4.4 และจากความสัมพันธ์ของสมการ 4.8 ภายใต้เงื่อนไขฟลักซ์ในแอร์เก็บ (ϕ_{ag}) คงที่จะได้สมการดังนี้

$$V_T \approx k_2 f + R_s I_r \tag{4.9}$$

โดยที่ k_2 คือ ค่าคงที่

จากสมการที่ 4.9 เมื่อทำการเพิ่มค่าแรงดันเทอร์มิทอล (V_T) แล้วเปรียบเทียบพิจารณาภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์ที่แอร์เก็บคงที่จะสังเกตเห็นว่า แรงดันตกคร่อมความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ (R_s) จะแปรผันกับกระแสโรเตอร์ (I_r) แต่ไม่ขึ้นกับความถี่ (f) แหล่งจ่าย ดังนั้นกระแสโรเตอร์ (I_r) จะแปรผันกับค่าแรงบิดทางกล (T_{em})



รูปที่ 4.5 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ

4.3 การสร้างอัลกอริทึมของหลักการควบคุมความเร็ว

จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาในข้างต้น หากเราสามารถควบคุมค่าเส้นแรงแม่เหล็กให้คงที่ ที่ พิกัดได้ก็เท่ากับควบคุมแรงบิดที่พิกัดด้วย ในการควบคุมค่าความถี่สลลิปที่พิกัดซึ่งสามารถหาค่าได้ จากรายละเอียดที่ระบุในแผนป้ายของมอเตอร์ดังที่ได้อธิบายในข้างต้น โดยผลตอบสนองของ ความเร็วและแรงบิดจะเป็นไปตามอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่เหมาะสมกับสภาวะโหลด ในขณะที่นั้น อันเป็นตัวกำหนดความถี่โรเตอร์ (หรือความถี่สลลิป) และความถี่โรเตอร์ (หรือความถี่สลลิป) จะเป็นตัว กำหนดกระแสโรเตอร์อีกทีหนึ่ง ถ้าหากเราต้องการควบคุมค่ากระแสแมกนีไทซ์และกระแสโรเตอร์ ทำได้โดยการควบคุมผ่านค่าแรงบิดควบคุมซึ่งจะมีค่าสูงสุดเท่ากับค่าแรงบิดที่พิกัดของมอเตอร์ และ ค่ากระแสดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ที่ป้อนให้มอเตอร์ จึงทำให้ความถี่สลลิปที่ได้เป็นฟังก์ชันกับค่า แรงบิดที่ใช้ในการควบคุมการทำงาน ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

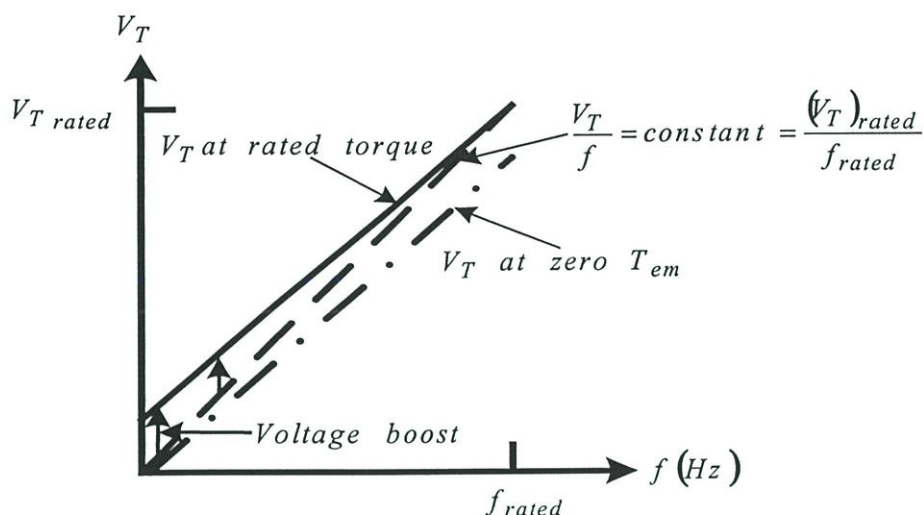
$$\omega_s = \omega_{r,ref} + \omega_{sl} \frac{T_c}{T_{em}} \quad (4.10)$$

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r = T_{em} - T_L \quad (4.11)$$

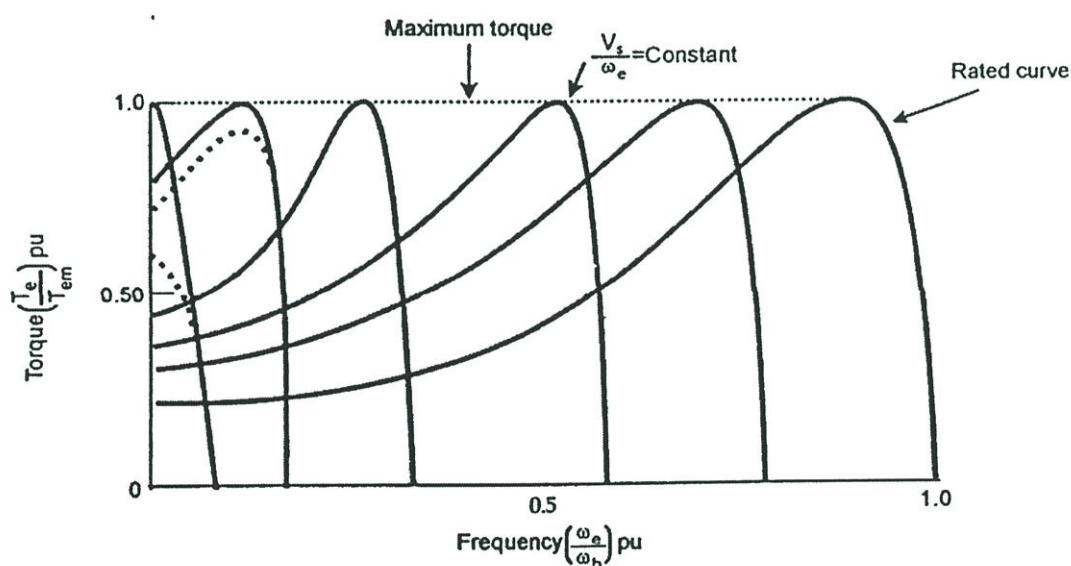
$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r \quad (4.12)$$

โดยที่	J_m	คือ	ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ (Inertia)
	B_m	คือ	ค่าสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของมอเตอร์ (Viscous Friction Coefficient)
	T_{em}	คือ	ค่าแรงบิดของมอเตอร์ (Electromagnetic Torque) ที่พิกัด
	T_L	คือ	ค่าแรงบิดโหลด
	T_c	คือ	ค่าแรงบิดควบคุมของมอเตอร์

ทำให้เราทราบค่าความถี่อ้างอิง (f_s) จากค่าความเร็วเชิงโคจร (ω_s) ดังนั้นจึงสามารถหาค่าแรงดันอ้างอิงได้จากความสัมพันธ์ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่พิกัด แต่อยู่ในบริเวณย่านความถี่ต่ำ แรงดันที่ได้จากการคำนวณจะไม่เพียงพอสำหรับการชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานที่ สเตเตอร์ ดังนั้นจะต้องทำการเพิ่มแรงดันยกระดับ (Voltage Boost) ให้มีค่าเหมาะสม กับสภาวะ โหลดในขณะนั้นดังแสดงในรูปที่ 4.5 เพื่อเป็นการเพิ่มแรงบิดให้เท่าค่าพิกัด ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงคุณสมบัติของมอเตอร์ในบริเวณแรงบิดคงที่



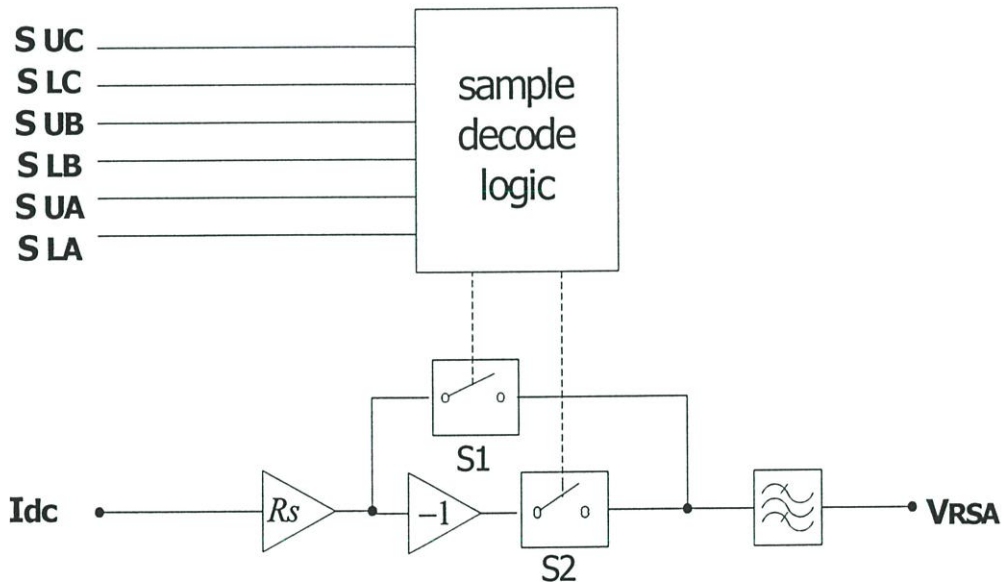
รูปที่ 4.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็ว ที่มีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่

ซึ่งสามารถคำนวณค่าแรงดันยกระดับ (Voltage Boost) ได้จากค่าความผิดพลาดของแรงดันสเตเตอร์อ้างอิง (\hat{V}_s) ลบกับแรงดันควบคุม ($V_s(\omega_e)$) (เสมือนกับการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดของเส้นแรงแม่เหล็กสเตเตอร์ ซึ่งสอดคล้องกับสมการ 4.5) ซึ่งสามารถคำนวณแรงดันสเตเตอร์อ้างอิง (\hat{V}_s) ได้จากสมการที่ 4.4 โดยแรงดันสเตเตอร์คำนวณได้จากค่าชั่วขณะของการประมาณจากเฟสแรงดัน 2 เฟสที่ต้องการด้วยสมการคณิตศาสตร์ดังต่อไปนี้

$$\hat{V}_s = \left[V_{SA}^2 + \left(\frac{2V_{SB} + V_{SA}}{\sqrt{3}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4.13)$$

และสามารถคำนวณ $V_{RS} = I_s R_s$ ได้จากกระแสดีซีลิงค์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับกระแสเดเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังในรูปที่ 4.8 [5]

ส่วนแรงดันควบคุม ($V_s(\omega_e)$) หาได้จากสมการ 4.5 ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว เมื่อเราพิจารณาความสัมพันธ์ของอัตราส่วนแรงดันอ้างอิงต่อความถี่อ้างอิง จะพบว่าแรงดันสเตรเตอร์ (V_s) มีผลต่อความเร็วและแรงบิดมากกว่าความถี่จากที่กล่าวมาทั้งหมดสามารถออกแบบบล็อกควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ได้ดังในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.8 แสดงถึงการสร้างรูปคลื่นแรงดันสเตรเตอร์ โดยใช้กระแสดีซีลิงค์ [5]

4.4 การออกแบบการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอของการควบคุมความเร็วรอบ

วงรอบของการควบคุมความเร็วรอบ (Speed loop control) เป็นองค์ประกอบสำคัญในการกำหนดพฤติกรรมของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ความเร็วของมอเตอร์จะมีความแม่นยำต่อคำสั่งเพียงใด สามารถเข้าสู่สภาวะคงตัวได้รวดเร็วเพียงใด หลังจากได้รับคำสั่งหรือได้รับผลกระทบเพียงใด เมื่อสภาวะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงล้นขึ้นอยู่กับสมรรถนะของระบบควบคุมความเร็ว ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกการควบคุมแบบพีไอ (Proportional integral control) ผลลัพธ์ของวงรอบการควบคุมความเร็วจะ

หมายถึงปริมาณแรงบิด (Torque command) ที่เหมาะสมกับสภาวะโหลดในขณะนั้นอันจะนำไปสู่การกำหนดแรงดันและความถี่ที่เหมาะสม และจากโครงสร้างทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสมการ (5.3)

$$T_{em} = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r + T_L \quad (4.14)$$

เมื่อ	T_{em}	คือค่าแรงบิดของมอเตอร์ (Electromagnetic torque)
	J_m	คือค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ (Inertia)
	B_m	คือค่าสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของมอเตอร์ (Viscous Friction Conefficient)
	T_L	คือ ค่าแรงบิดที่โหลด

เมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{(T_{em} - T_L)}{J_m} - \frac{B_m \omega_r}{J_m} \quad (4.15)$$

ดังนั้น

$$G_{plant}(s) = \frac{\omega_r(s)}{(T_{em} - T_L)(s)} = \frac{1}{(J_m s + B_m)} \quad (4.16)$$

จากสมการ (4.16) และรูปที่ 4.9 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำในเทอมของแรงบิดและความเร็วรอบ

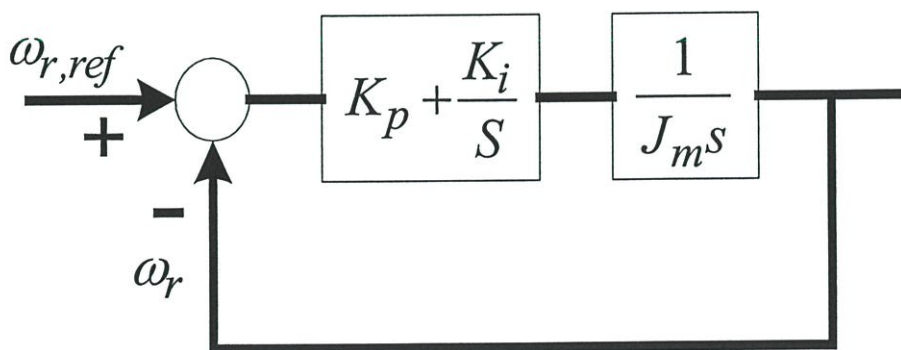
ฟังก์ชันการโอนย้ายของตัวควบคุมแบบพีไอมีสมการดังนี้

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.17)$$

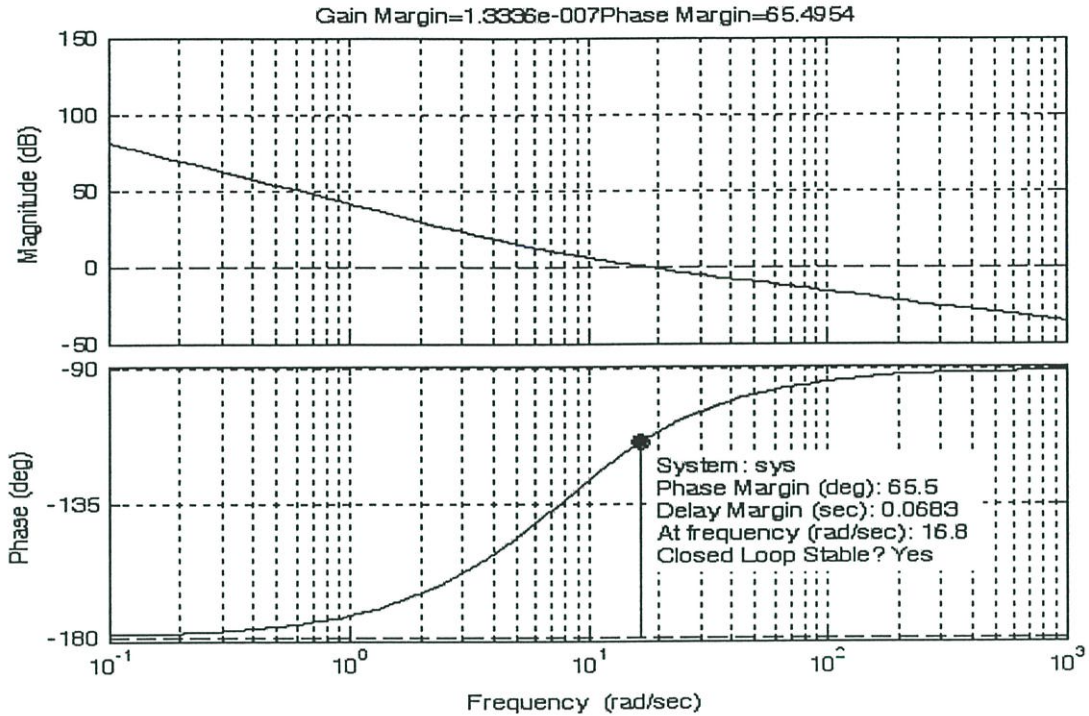
ซึ่งในขั้นตอนของการออกแบบจะพิจารณามอเตอร์ในสภาวะไร้โหลด ($T_L = 0$) เพื่อการวิเคราะห์ตามหลักการการควบคุมแบบป้อนกลับแบบเชิงเส้น (Feedback linear control) สามารถเขียนฟังก์ชันการโอนย้ายของระบบเปิด (Open loop transfer function) ได้ดังนี้

$$G_c(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J_m s + B_m} \right) \quad (4.18)$$

จากสมการจะไม่นำค่า B_m มาคิดคำนวณเนื่องจากค่า B_m มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า J_m จึงสมมติให้เป็นศูนย์ส่วนค่า $J_m = 0.035 \text{ kg.m}^2$ ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานได้จากการทดสอบมอเตอร์ขนาดพิกัด 3 แรงม้าโดยทั่วไป ซึ่งจะได้โครงสร้างวงรอบการควบคุมความเร็วรอบดังรูปที่ 4.9 การเลือกอัตราขยาย K_p และ K_i ที่เหมาะสมให้กับระบบสามารถพิจารณาได้จากผลการตอบสนองความถี่ของระบบ (Bode diagram) โดยเลือกความถี่ตัดข้าม (Cross over frequency, ω_{CR}) อยู่ที่ประมาณ 16.75 rad/sec และเลือกความถี่หักมุม (Cutoff frequency, ω_{CU}) ประมาณ 7.63 red/sec ภายใต้การสมมติฐานว่าระบบเป็นระบบอันดับสอง (Second order System) จากรูปที่ 4.10 แสดงแผนภาพโบดของระบบควบคุมความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ จะต้องมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบมากกว่า -180 องศา โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบที่ทำการจำลองนี้จะมีค่าเหลืออยู่อีก 65.5 องศา ซึ่งเป็นค่าที่เพียงพอสำหรับเสถียรภาพของระบบควบคุมความเร็วรอบ



รูปที่ 4.9 โครงสร้างวงรอบการควบคุมความเร็วรอบ



รูปที่ 4.10 แผนภาพโบดของระบบควบคุมความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ

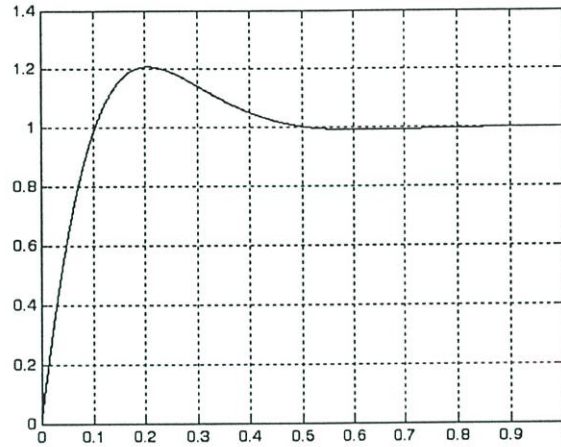
การทำงานโดยทั่วไปเรามักจะให้ระบบมีค่าแมกนิจูดสูงที่ค่าความถี่ต่ำเพื่อเพิ่มอัตราการตอบสนองต่อโหลดและลดความคลาดเคลื่อนที่จะเกิดขึ้นในสภาวะคงตัว และต้องการให้มีค่าแมกนิจูดต่ำที่ค่าความถี่สูง เนื่องมาจากการวัดและความคลาดเคลื่อนของแบบจำลองที่อาจเกิดค่าผิดพลาดได้และเพื่อให้ระบบมีลักษณะการตอบสนองที่ดี คือการกลับสู่สภาวะคงตัวได้อย่างรวดเร็วภายหลังการรับโหลด จากรูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองความถี่ของระบบโพลทั้งสองขงระบบอยู่ที่ความถี่ต่ำมากโดยมีซีโรอยู่ห่างออกไปทางด้านความถี่สูง ดังนั้นอาจจะกล่าวได้ว่าซีโรของระบบ (K_i/K_p) เป็นตัวกำหนดความถี่หักมุมที่เกิดขึ้นในระบบ ดังนั้นการพิจารณาค่าซีโรของระบบสามารถทำได้โดยสมการดังนี้

$$\frac{K_i}{K_p} = \omega_{CU} = 7.63 \quad (4.19)$$

$$\left| G_c(s) \right|_{\omega_{CR}} = 1 = \left| \frac{K_p (\omega_{CR} + \omega_{CU})}{J_m \omega_{CR}^2} \right| \quad (4.20)$$

เมื่อแทนค่า $\omega_{CR} = 16.75$ rad/sec ลงในสมการ (4.18) จะได้ค่า $K_p = 0.5335$ และ $K_i = 4.0706$ โดยมีค่า โพล $P = -7.6215 + 7.63i, -7.6215 - 7.63i$ และ ซีโร $Z = -7.63$ ผล

ผลลัพธ์ที่ได้จากการควบคุมแบบพีไอหมายถึงปริมาณแรงบิดนี้จะถูกจำกัดให้มีค่าไม่เกินค่าพิคัดมอเตอร์ที่ทำการทดสอบ และจากการทดสอบค่าสัดส่วนของ K_i และ K_p นี้ หากค่าดังกล่าวมีค่ามากนั้น หมายถึงจะมีการตอบสนองต่อสัญญาณยูนิตสเตปจะมีค่าโอเวอร์ชูตสูง ดังนั้นการแก้ไขการทำงานจริงจะเลือกให้ตำแหน่งของค่าซีโรอยู่ใกล้จุดออริจิน (Origin) มากที่สุด เพื่อเป็นการลดค่าโอเวอร์ชูตที่จะเกิดขึ้นได้ในระบบ



รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะการตอบสนองของระบบควบคุมความเร็วรอบ

4.5 การออกแบบการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอของการควบคุมแรงดันยกระดับ

วงรอบของการควบคุมแรงดันยกระดับ (Boost Voltage) เป็นองค์ประกอบอีกส่วนหนึ่งในการกำหนดพฤติกรรมของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อให้แรงบิดและความเร็วของมอเตอร์มีความแม่นยำและสามารถเข้าสู่สภาวะคงตัวได้อย่างรวดเร็วโดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำ ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกการควบคุมแบบพีไอ (Proportional integral control) ผลลัพธ์ของวงรอบการควบคุมแรงดันยกระดับจะหมายถึงปริมาณแรงดันยกระดับ (Boost Voltage command) ที่เหมาะสมกับสภาวะโหลดและความถี่ในขณะนั้นอันจะนำไปสู่การกำหนดแรงดันและความถี่ที่เหมาะสม และจากโครงสร้างทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสมการ 4.21, 4.22 และ 4.23

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = V_T - R_s I_s = V_s \quad (4.21)$$

$$\varphi_s = L_{ls} I_s + \varphi_m \quad (4.22)$$

$$V_s = |\varphi_s| \omega_e \quad (4.23)$$

เนื่องจากระบบควบคุมในงานวิจัยนี้ทำงานภายใต้การควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กให้คงที่ ดังนั้นจากความสัมพันธ์ของสมการ 4.21 และ 4.22 จึงจัดรูปสมการได้ดังนี้

$$\frac{I_s(s)}{V_s(s) - (\varphi_m - R_s I_s)(s)} = \frac{1}{L_s s + R_s} \quad (4.24)$$

จากสมการที่ 4.24 กับสมการที่ 4.23 ภายใต้ความสัมพันธ์ที่ว่าเส้นแรงแม่เหล็กแปรผันตรงกับความเร็วยานของมอเตอร์สามารถจัดรูปสมการใหม่ดังนี้

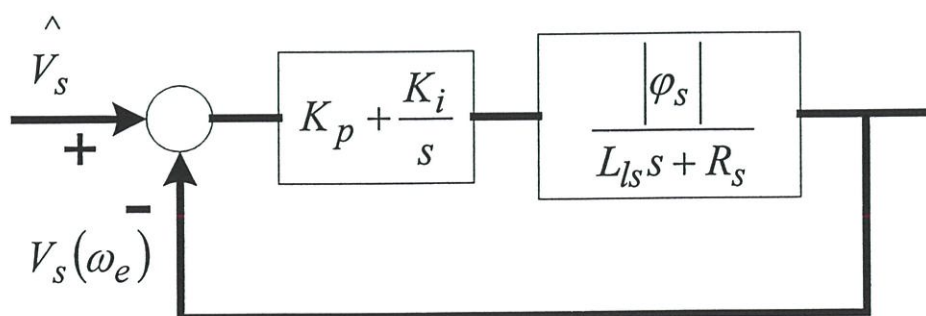
$$G_{plant}(s) = \frac{|\varphi_s|}{L_s s + R_s} \quad (4.25)$$

จากฟังก์ชันการโอนย้ายของตัวควบคุมแบบพีไอจะได้สมการดังนี้

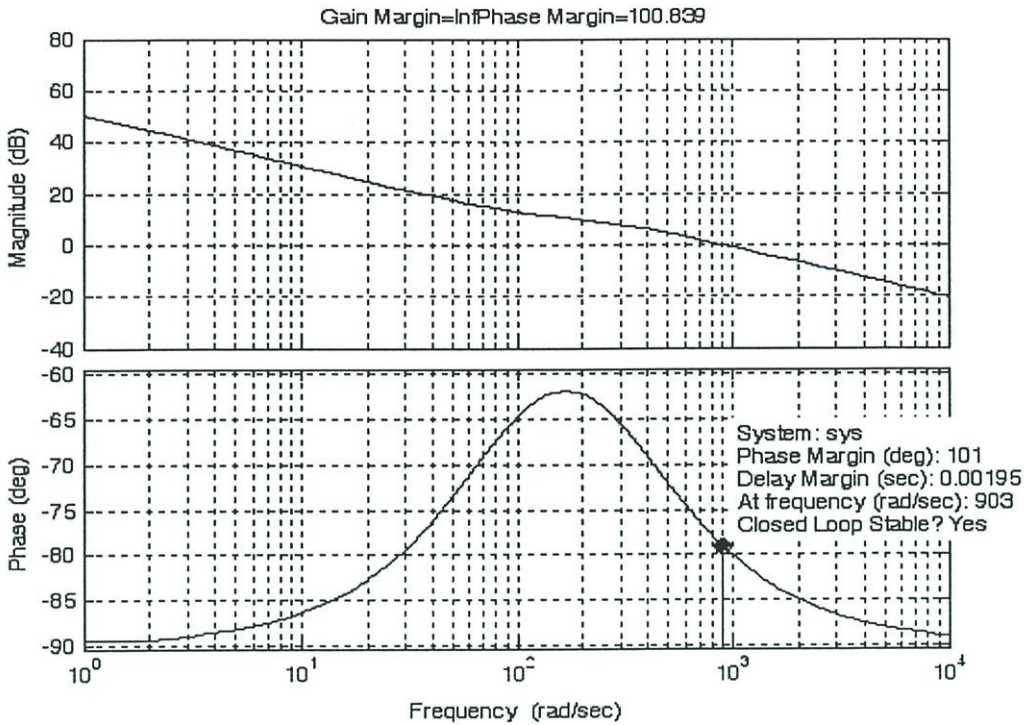
$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.26)$$

จากวิเคราะห์ตามหลักการการควบคุมแบบป้อนกลับแบบเชิงเส้น ดังในสมการที่ 4.25 สามารถเขียนฟังก์ชันการโอนย้ายของระบบเปิด (Open loop transfer function) ได้ดังนี้

$$G_c(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{|\varphi_s|}{L_s s + R_s} \right) \quad (5.27)$$



รูปที่ 4.12 โครงสร้างวงรอบการควบคุมแรงดันยกกระดาน



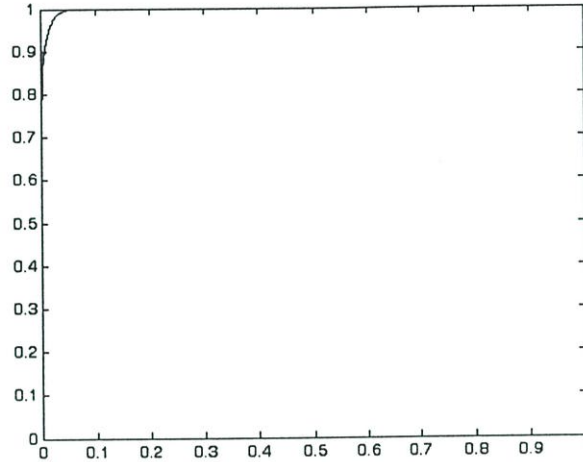
รูปที่ 4.13 แผนภาพโบดของระบบควบคุมแรงดันยกรดับวงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ

การเลือกอัตราขยาย K_p และ K_i ที่เหมาะสมให้กับระบบสามารถพิจารณาได้จากผลการตอบสนองความถี่ของระบบ (Bode diagram) โดยเลือกความถี่ตัดข้าม (Cross over frequency, ω_{CR}) อยู่ที่ประมาณ 16.75 rad/sec และเลือกความถี่หักมุม (Cutoff frequency, ω_{CU}) ประมาณ 100 red/sec ภายใต้ระบบเป็นระบบอันดับสอง (Second order System) จากรูปที่ 4.13 แสดงแผนภาพโบดของระบบควบคุมความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ จะต้องมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบมากกว่า -180 องศา โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบที่ทำการจำลองนี้จะมีค่าเหลืออยู่อีก 101 องศา ซึ่งเป็นค่าที่เพียงพอสำหรับเสถียรภาพของระบบควบคุมความเร็ววงรอบ

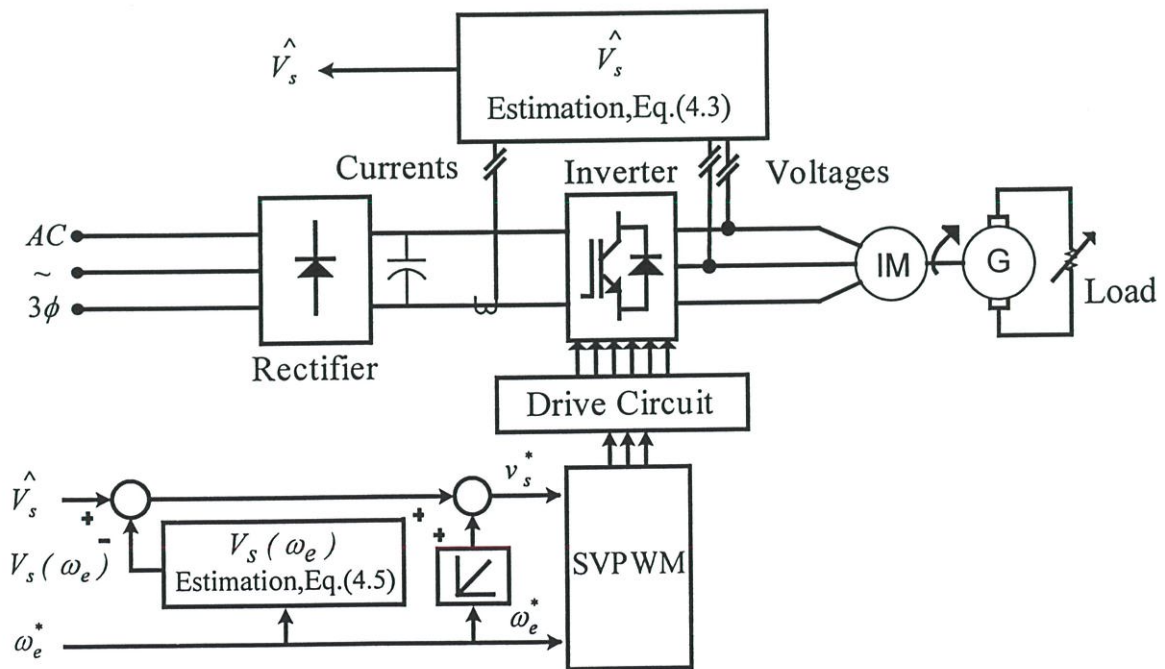
$$\frac{K_i}{K_p} = \omega_{CU} = 100 \quad (4.28)$$

$$|G_c(S)|_{\omega_{cr}} = 1 = \left| \frac{\varphi_s |K_p (\omega_{CR} + \omega_{CU})}{\omega_{CR} (L_{Is} \omega_{CR} + R_s)} \right| \quad (4.29)$$

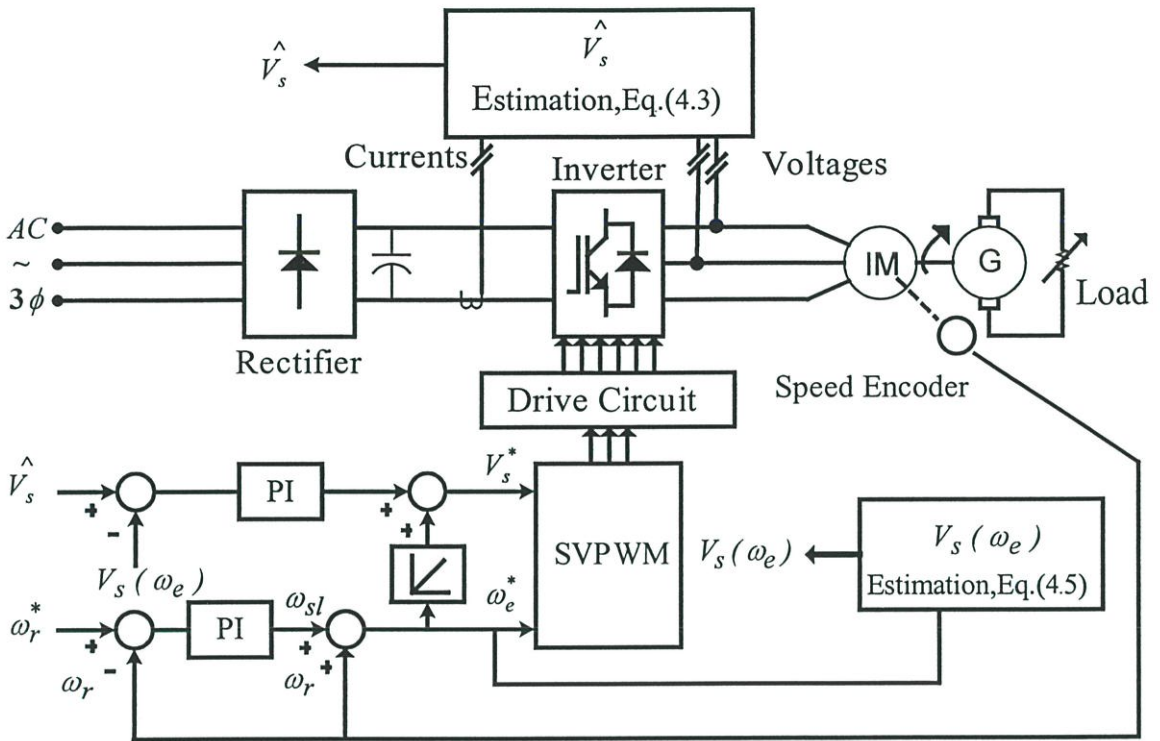
จากสมการที่ 4.29 จะมีค่าพารามิเตอร์ $R_s = 3.76 \Omega$, $L_{ls} = 13.8 \text{ mH}$ เมื่อแทนค่า $\omega_{CR} = 16.75 \text{ rad/sec}$ ลงในสมการที่ 4.28 จะได้ค่า $K_p = 0.250$ และ $K_i = 2.5011$ โดยมีค่าโพล $P = -1134.9, -82.27$ และ ซีโร $Z = -100$ ผลลัพธ์ที่ได้จากการควบคุมแบบพีไอหมายถึงถึงปริมาณแรงดันยกกระดืบ (Boost Voltage command)



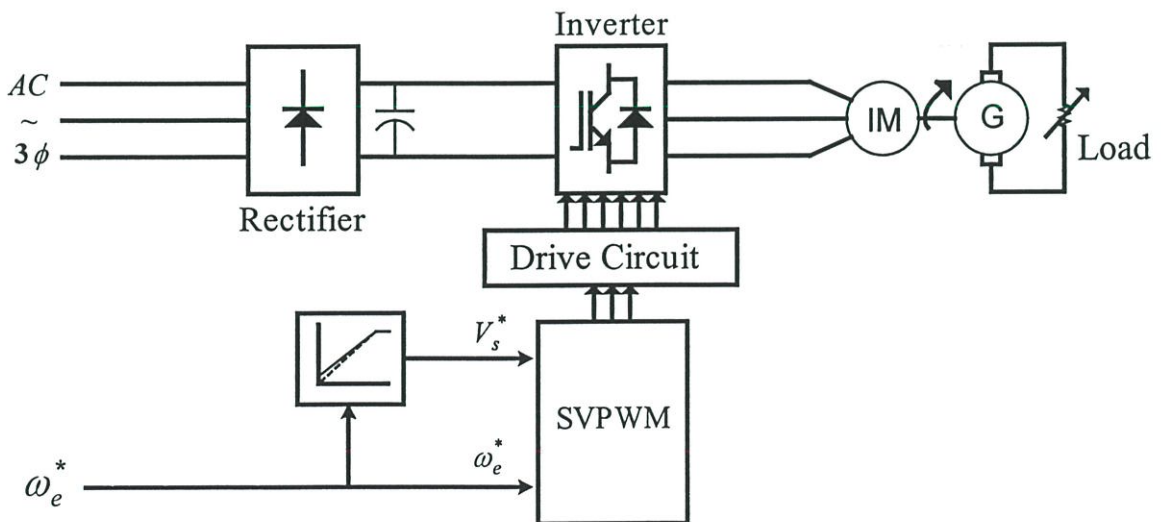
รูปที่ 4.14 แสดงลักษณะการตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันยกกระดืบ



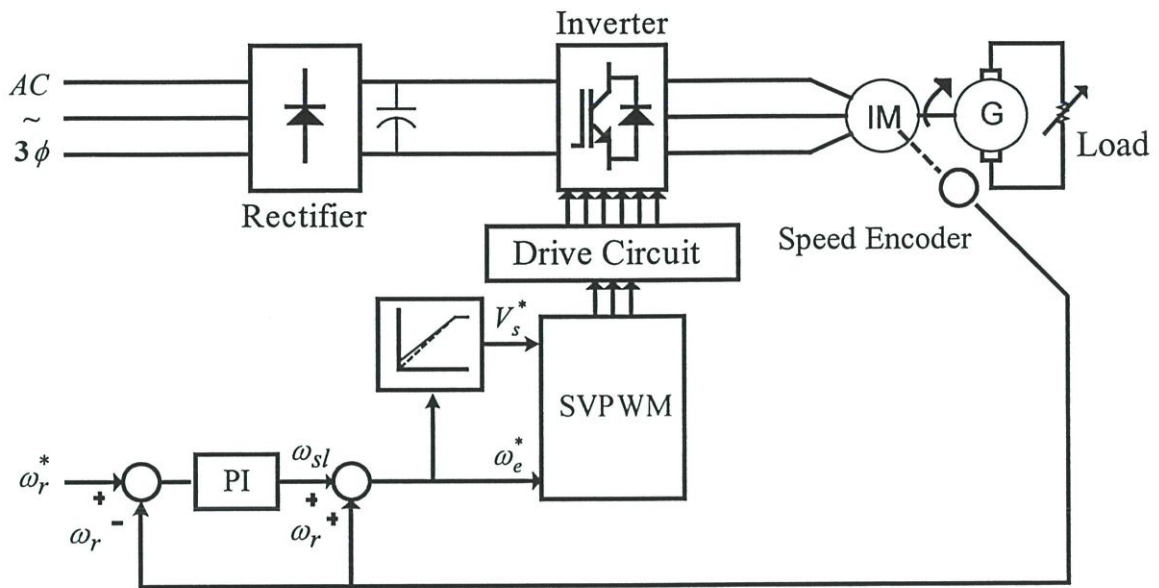
รูปที่ 4.15 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปเปิด (Open Loop) ด้วยวิธีการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่



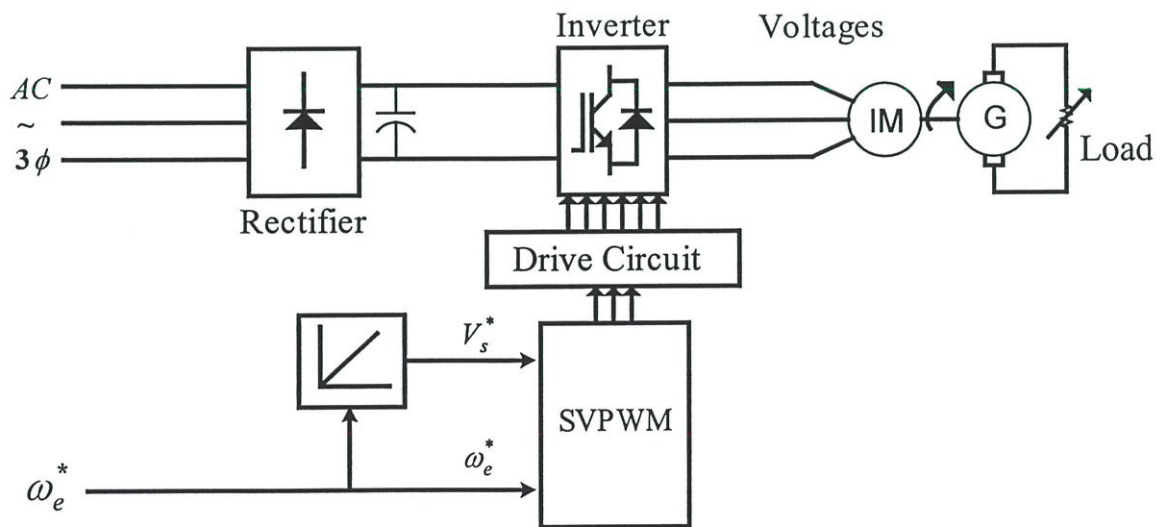
รูปที่ 4.16 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed Loop) ด้วยวิธีการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่



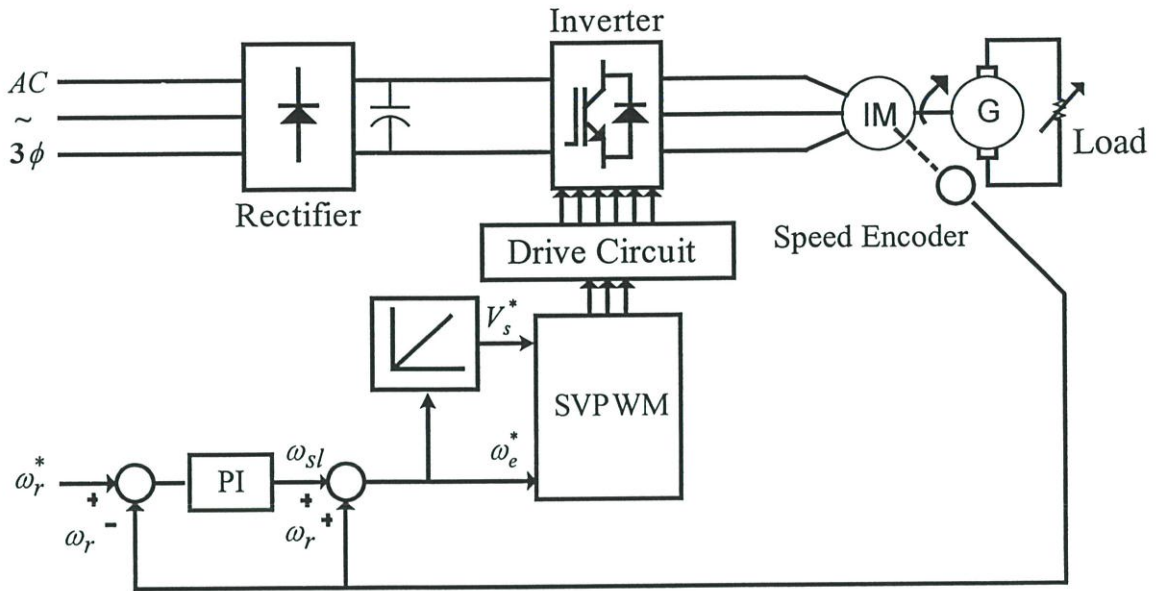
รูปที่ 4.17 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปเปิด (Open Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบยกกระดบแรงดัน (Voltage Boost) โดยแบบเดิม



รูปที่ 4.18 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบยกระดับแรงดัน (Voltage Boost) โดยแบบเต็ม



รูปที่ 4.19 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปเปิด (Open Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยทั่วไป



รูปที่ 4.20 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed Loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยทั่วไป

4.6 การวิเคราะห์เทคนิคการควบคุมความเร็ว

การวิเคราะห์การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ดังในรูปที่ 4.16 เป็นการแสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่, บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันยกกระดืบ (Voltage Boost) และบล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณสเปกเวกเตอร์ ซึ่งการทำงานของบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

4.6.1 การทำงานของวงรอบสร้างสัญญาณสเปกเวกเตอร์

วงรอบการทำงานของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่ใช้สร้างสัญญาณสเปกเวกเตอร์จะเป็นลูปที่อยู่ในส่วนท้ายของวงจรมีหน้าที่ในการสร้างสัญญาณขับนำให้กับสวิตช์กำลัง ซึ่งการวิเคราะห์การเกิดของสัญญาณขับนำนี้จะวิเคราะห์เพียงกิ่งเดียวในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากอีก 2 กิ่งที่เหลือก็จะอาศัยการทำงานในลักษณะแบบเดียวกัน การทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อรับค่าแรงดันและความถี่เข้ามาก็จะทำการเปรียบเทียบเปลี่ยนแรงดันเป็นค่าดัชนีมอดดูเลชัน แล้วนำค่าความถี่และค่ามอดดูเลชันไปคำนวณค่าคาบเวลาสร้างสัญญาณสเปกเวกเตอร์

4.6.2 การทำงานของวงรอบความเร็วจากสภาวะหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วรอบที่ตั้งไว้

การทำงานจะเริ่มจากการกำหนดค่าความเร็วรอบที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน (ω_{ref}) จากรูปที่ 4.16 ในรูปของความถี่รอบ (รูปล่าง) จะสังเกตเห็นว่าในตอนแรกมอเตอร์จะยังไม่หมุนทำให้ค่าความเร็วที่วัดได้มีค่าเท่ากับศูนย์ และเมื่อนำค่าความเร็วรอบคำสั่ง (ω_{ref}) ลบด้วยค่าความเร็วรอบจากมอเตอร์ (ω_r) จะทำให้เกิดค่าผลต่างเกิดขึ้น ซึ่งค่าผลต่างนี้จะถูกนำไปสู่กระบวนการควบคุมแบบพีไอ เพื่อหาค่าของแรงบิดควบคุม (T_c) ที่ใช้ในการกำหนดค่าแรงดันและความถี่ซึ่งไปกำหนดค่าของกระแสโรเตอร์ (I_r) ซึ่งเป็นค่ากระแสส่วนที่เหลือในโรเตอร์และเมื่อนำไปรวมกับค่ากระแสที่ใช้ในการสร้างสนามแม่เหล็ก (I_m) จะทำให้ได้ขนาดของกระแสที่ใช้ในการสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ใช้ในการขับนำสวิตซ์ต่อไป และในระหว่างที่มอเตอร์มีการเริ่มหมุนหรือออกตัวไปได้แล้วนั้น ค่าผลต่างที่เกิดขึ้น ก็จะมีค่าน้อยลงเนื่องจากการลบกัของค่าความเร็วรอบคำสั่ง (ω_{ref}) กับค่าความเร็วรอบจากมอเตอร์ (ω_r) ส่งผลทำให้ค่าของแรงบิดควบคุม (T_c) ที่ผ่านกระบวนการพีไอมีค่าน้อยลง ดังนั้นค่าแรงดันและความถี่ที่ได้จะมีค่าน้อยลงเรื่อยๆ จนกระทั่งค่าของแรงบิดควบคุม (T_c) มีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นหมายถึงมอเตอร์มีการชนะแรงเฉื่อยออกตัวเป็นที่เรียบร้อยแล้ว ดังนั้นค่ากระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับค่ากระแสที่ใช้ในการสร้างสนามแม่เหล็กนั่นเอง ($I_s \approx I_m$) ซึ่งในจุดนี้ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับค่าความเร็วรอบที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน ($\omega_r \approx \omega_{ref}$) และในขณะเดียวกันก็มีอีกกระบวนการหนึ่งที่ทำไปพร้อมๆ กับกระบวนการดังกล่าว คือ กระบวนการควบคุมพีไอเพื่อหาค่าแรงดันยกระดับ (Boost Voltage) ซึ่งเกิดจากผลต่างระหว่างค่าแรงดันสเตเตอร์อ้างอิง (\hat{V}_s) กับค่าแรงดันสเตเตอร์ควบคุม ($V_s(\omega_e)$) โดยค่าแรงดันชดเชยที่ได้จะนำไปรวมกับค่าแรงดันสเตเตอร์ควบคุม ($V_s(\omega_e)$) เพื่อให้ได้ค่าแรงดันสเตเตอร์ (V_s^*) ที่ถูกต้องที่ใช้ในการขับนำสวิตซ์กำลังต่อไป พฤติกรรมของสัญญาณไซน์อ้างอิงในตอนเริ่มทำงานจะมีการทำงานที่ความถี่ต่ำและค่อยๆ มีความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าความเร็วรอบเท่ากับค่าความเร็วรอบคำสั่ง (ω_{ref})

4.6.3 การทำงานของวงรอบความเร็วจากค่าความเร็วรอบ ณ จุดหนึ่งไปอีกค่าความเร็วรอบหนึ่ง

ในขณะที่มอเตอร์มีการหมุนอยู่ที่ค่าความเร็วรอบที่ต้องการ ณ จุดๆ หนึ่ง แล้วมีการปรับเพิ่มค่าความเร็วรอบคำสั่งเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดค่าผิดพลาด ขึ้นในรูปของความถี่รอบและรูปของแรงดันชดเชย ทำให้กระบวนการพีไอทั้งสองมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันและความถี่ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงจะทำให้มอเตอร์มีการเร่งความเร็วรอบขึ้น โดยมีการดึงกระแสและปรับค่าแรงดันและความถี่เพิ่มขึ้น เพื่อให้ค่าความเร็วรอบที่ได้มีค่าเท่ากับค่าความเร็วรอบคำสั่ง (ω_{ref}) และเมื่อค่าความเร็วรอบที่วัดได้ (ω_r) มีค่าเท่ากับค่าที่ตั้งไว้ ค่าของแรงดันอ้างอิงและความถี่อ้างอิงก็จะมีค่าน้อยลงเนื่องจากค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นในรูปความเร็วมีค่าน้อยลง ส่วนในกรณีที่มีการลดค่าความเร็วรอบคำสั่งที่ต้องการลง

มอเตอร์ก็จะมีพฤติกรรมคล้ายกับสภาวะเพิ่มค่าคำสั่งความเร็วรอบ เพียงแต่แรงดันอ้างอิงและความถี่อ้างอิงจะมีค่าลดลงตามค่าความเร็วรอบคำสั่ง

4.6.4 การทำงานของวงรอบความเร็วในสภาวะต่อโหลด

การทำงานในสภาวะนี้ ระบบการควบคุมจะอาศัยการตรวจจับค่าความเร็วรอบที่ได้จากการวัดที่ตัวโรเตอร์ (ω_r) เพื่อหาค่าผิดพลาด ที่ใช้ในการควบคุมค่าแรงบิดควบคุมที่ผ่านกระบวนการพีไอ มีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นค่าแรงดันอ้างอิงและความถี่อ้างอิงก็จะมีเปลี่ยนแปลงตามค่าของแรงบิดควบคุม (T_c) ที่มากขึ้นเพื่อต้องการจะสร้างแรงบิดที่ปลายเพลลาให้ชนะแรงบิดโหลดและทำให้ค่าความเร็วรอบกลับเข้าสู่ค่าความเร็วรอบคำสั่ง (ω_{ref}) จะส่งผลทำให้ขนาดของกระแสที่ใช้ในการสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงมีขนาดสูงขึ้น ผลที่ได้คือ มอเตอร์จะมีการดึงกระแสมากขึ้น ค่าแรงดันอ้างอิงและความถี่เพิ่มสูงขึ้นเพื่อให้มอเตอร์สามารถหมุนอยู่ที่ความเร็วรอบที่ต้องการได้โดยมีการรับภาระอยู่ตลอดเวลา

4.6.5 การทำงานของวงรอบความเร็วในสภาวะปลดภาระ

ในสภาวะที่มอเตอร์มีการปลดโหลดออกทันทีทันใด ค่าของความเร็วรอบที่ได้จากการวัดที่ตัวโรเตอร์ (ω_r) จะมีค่ามากกว่าค่าความเร็วรอบคำสั่ง (ω_{ref}) ซึ่งจะทำให้ค่าผิดพลาด (error) มีค่าเป็นลบ และเมื่อนำไปผ่านกระบวนการพีไอทั้งสอง เพื่อหาค่าแรงบิดควบคุม (T_c) จะทำให้ค่าของแรงบิดควบคุมมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอ้างอิงและความถี่อ้างอิงก็จะลดลงจนกว่าค่าแรงบิดที่ปลายเพลลา มีค่าเท่ากับค่าแรงบิดที่โหลดคงเหลือนั้นๆ ทำให้ค่าความเร็วรอบมีการปรับตัวเองกลับเข้าสู่ค่าความเร็วรอบที่ต้องการอีกครั้งหนึ่ง

4.7 การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุม

หลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำโดยการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กจะอาศัยข้อมูลจากแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name Plate) ประกอบระดับการคำนวณ เพื่อการประมาณค่าต่างๆ ที่ใช้งาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์ขนาดพิกัด 3 แรงม้า (ดังที่แสดงไว้ในภาคผนวก ก.) มาทำการคำนวณเพื่อค่ากระแส, ค่าฟลักซ์ และแรงบิดซึ่งมอเตอร์ที่ใช้จะมีรายละเอียดดังนี้

มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาดพิกัด 3 แรงม้า แรงดัน 380 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ ขดลวดต่อแบบสตาร์ จำนวน 4 โพล ความเร็วที่พิกัดจากการทดสอบ 1425 รอบต่อวินาที ค่าความต้านที่สเตเตอร์ (R_s) เท่ากับ 3.76 Ω และค่าความต้านที่โรเตอร์ (R_r) เท่ากับ 2.35 Ω , ค่าเหนี่ยวนำร่วม (L_m) เท่ากับ 236 mH, ค่าความเหนี่ยวนำในสเตเตอร์ (L_{ls}) และโรเตอร์ (L_{lr}) เท่ากับ 13.5 mH จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้สามารถหาค่ากระแสต่างๆ ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e L_s & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & SL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

เมื่อ	V_{qs}, V_{ds}	คือค่าแรงดันที่สเตเตอร์ที่แกน q และแกน d
	V_{qr}, V_{dr}	คือค่าแรงดันที่โรเตอร์ที่แกน q และแกน d
	i_{qs}, i_{dr}	คือค่ากระแสที่สเตเตอร์ที่แกน q และแกน d
	i_{qr}, i_{dr}	คือค่ากระแสที่โรเตอร์ที่แกน q และแกน d
	R_s, R_r	คือค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์
	L_s	คือค่าความเหนี่ยวนำรวมที่สเตเตอร์ของมอเตอร์
	L_r	คือค่าความเหนี่ยวนำรวมที่โรเตอร์ของมอเตอร์
	L_m	คือค่าความเหนี่ยวนำในการสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก
	s	คือตัวดำเนินการลาปลาซ

ในการวิเคราะห์จะกระทำในช่วงสภาวะคงที่ (Steady State) ที่พิกัดของมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ โดยถึงแกนหมุน (Synchronously Rotating Reference Frame) จะได้ค่า V_{qr}, V_{dr} เท่ากับ 0 โวลต์ และ V_{ds} จะมีค่าเท่ากับค่าแรงดันสูงสุดที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อเฟส ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าพีค (Peak) ของแรงดันที่ใช้งานต่อเฟสหรือประมาณเท่ากับ 310 โวลต์ และเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้ลงในสมการ 4.30 จะได้ค่า $i_{qs} = -4.2905 \text{ A}$, $i_{ds} = 5.3965 \text{ A}$, $i_{qr} = 0.6129 \text{ A}$ และ $i_{dr} = -5.4880 \text{ A}$ จากนั้นนำค่าที่ได้ไปหาค่าของฟลักซ์สเตเตอร์, ค่ากระแสสเตเตอร์ และค่าแรงบิดที่พิกัดของมอเตอร์

$$\varphi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.31)$$

$$\varphi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.32)$$

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{qs}^2 + \varphi_{ds}^2)} \quad (4.33)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m \begin{pmatrix} i_{qs} & i_{dr} & -i_{ds} & i_{qr} \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

$$I_s = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (4.35)$$

จะได้ค่าฟลักซ์ที่สเตเตอร์เท่ากับ 0.9236 เวเบอร์ ,ค่ากระแสสเตเตอร์เท่ากับ 6.8943 แอมแปร์ และค่าแรงบิดที่พิกัดเท่ากับ 14.2746 นิวตัน-เมตร ซึ่งค่ากระแสที่ได้นี้เป็นค่าพิก (Peak) เมื่อทำเป็นค่าอาร์เอ็มเอสจะได้ 4.875 แอมแปร์ จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอินพุตจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าพิกัดที่อยู่ในแผ่นป้ายของมอเตอร์

นอกจากวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ การหาค่าอีกรูปแบบหนึ่งสามารถหาได้โดยใช้วงจรมูลุขของมอเตอร์แล้วทำการคำนวณในลักษณะวงจรทางไฟฟ้า ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะใกล้เคียงกันกับวิธีที่แสดงดังที่ผ่านมาแล้วข้างต้น

4.8 การคำนวณค่าขดลวดความต้านทานของมอเตอร์ที่เพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิของมอเตอร์

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อมีการขับเคลื่อนไประยะเวลาหนึ่งจะทำให้อุณหภูมิของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้น ซึ่งอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น (หมายถึงความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิที่วัดได้ในแต่ละส่วนของมอเตอร์กับอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น) จะมีผลโดยตรงกับค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และค่าความต้านทานที่โรเตอร์ ดังนั้นสามารถคำนวณค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และค่าความต้านทานที่โรเตอร์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$R_s = \left(\frac{R_t(t_s + k)}{(t_t + k)} \right) \quad (4.36)$$

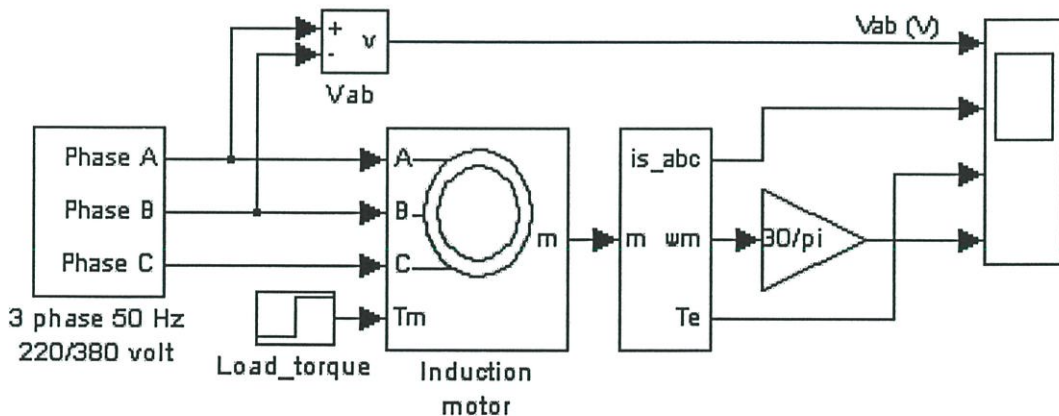
โดยที่	R_s	คือค่าความต้านทานของขดลวด ณ.อุณหภูมิ t_s
	R_t	คือค่าความต้านทานของขดลวด ที่ได้จากการทดสอบ ณ.อุณหภูมิ t_t
	t_s	คือค่าขีดจำกัดอุณหภูมิของขดลวดความต้านทาน
	t_t	คือค่าอุณหภูมิที่ใช้ทำการทดสอบค่าขดลวดความต้านทาน
	k	คือค่าคงที่

จะเห็นว่าขีดจำกัดของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์ถูกกำหนดโดยชนิดของฉนวนในตัวมอเตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ได้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ class F มีขีดจำกัดอุณหภูมิของฉนวนเท่ากับ

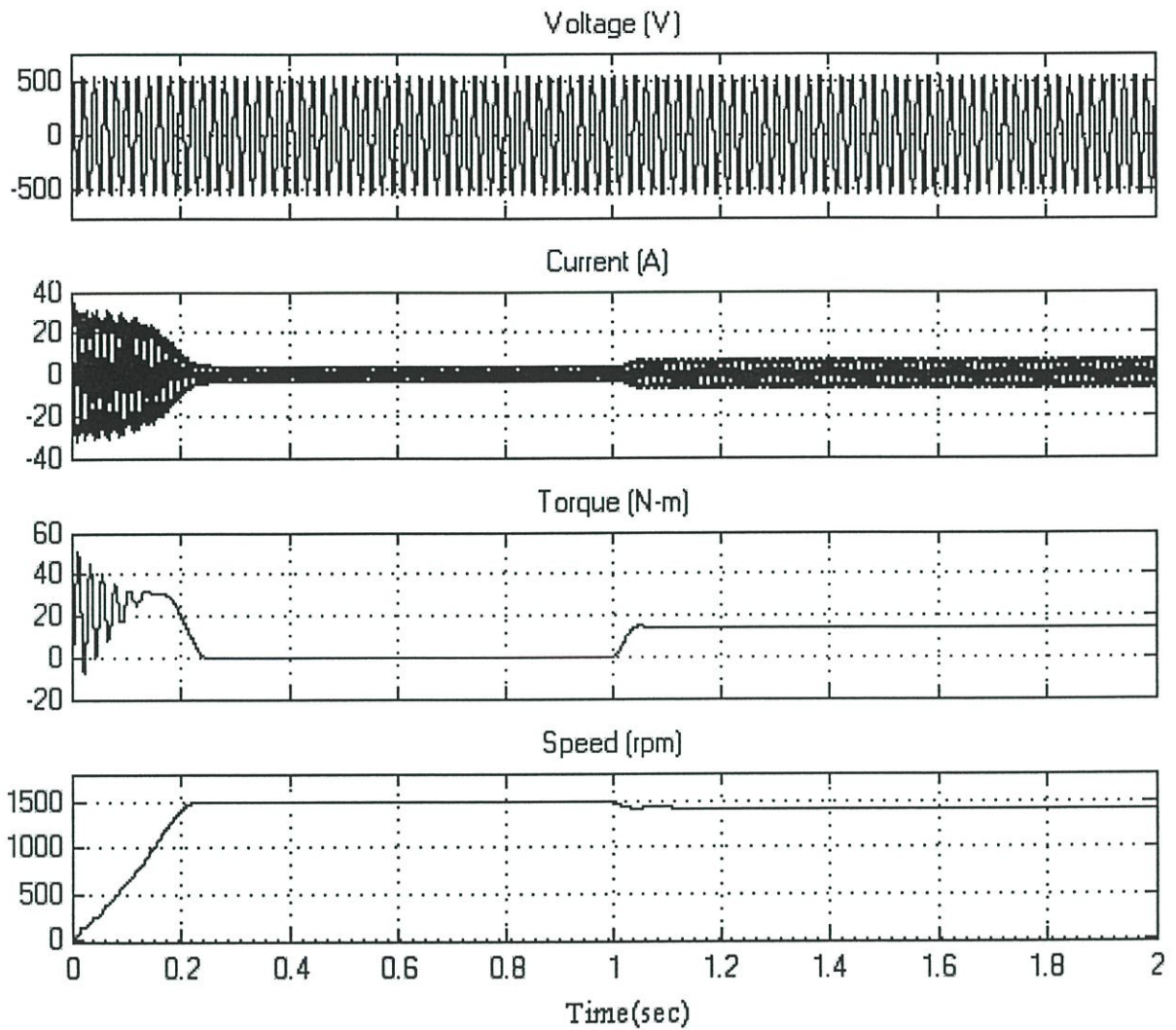
115 °C แกน สเตเตอร์ทำจากทองแดงมีค่าคงที่เท่ากับ 234.5 ,มีค่าความต้านทานสเตเตอร์เท่ากับ 3.76 Ω และมีค่าความต้านทานโรเตอร์เท่ากับ 2.35 Ω ณ อุณหภูมิทดสอบ 70 °C ในการทดสอบ ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่าขีดจำกัดอุณหภูมิที่ 115 °C ดังนั้นเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆไปแทนค่าในสมการ (4.36) จะได้ค่าความต้านทานสเตเตอร์เท่ากับ 4.30 Ω และค่าความต้านทานโรเตอร์เท่ากับ 2.70 Ω

4.9 โมเดลและแบบจำลองโดยใช้เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก

ในการทดสอบหลักการควบคุมโดยใช้เทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กของมอเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB & SIMULINK โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้จากการทดลอง (ดังแสดงในภาคผนวก ก.) เพื่อใช้เป็นค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในโปรแกรมหดดังกล่าว โดยจะเริ่มทดสอบมอเตอร์แบบ Direct Online ดังในรูปที่ 4.21 เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการเปรียบเทียบกับผลการควบคุมที่ได้จากหลักการเทคนิคการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กต่อไป โดยจะเริ่มต้นจ่ายไฟที่มีขนาดแรงดันและความถี่ที่พิกัดให้กับโมเดลการควบคุม เพื่อดูผลการตอบสนองต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.22

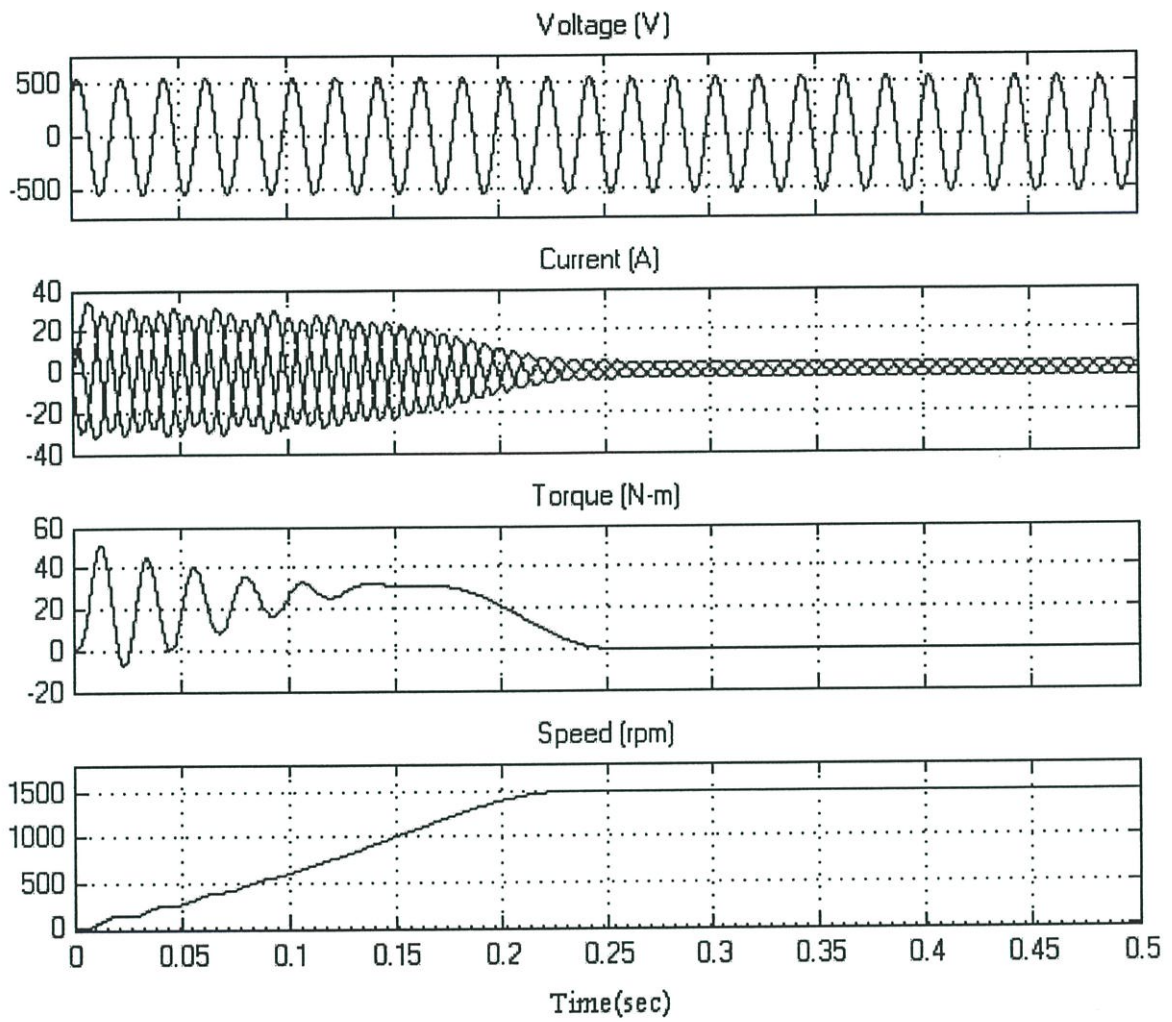


รูปที่ 4.21 แสดงถึงโมเดลการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยตรง (Direct Online)

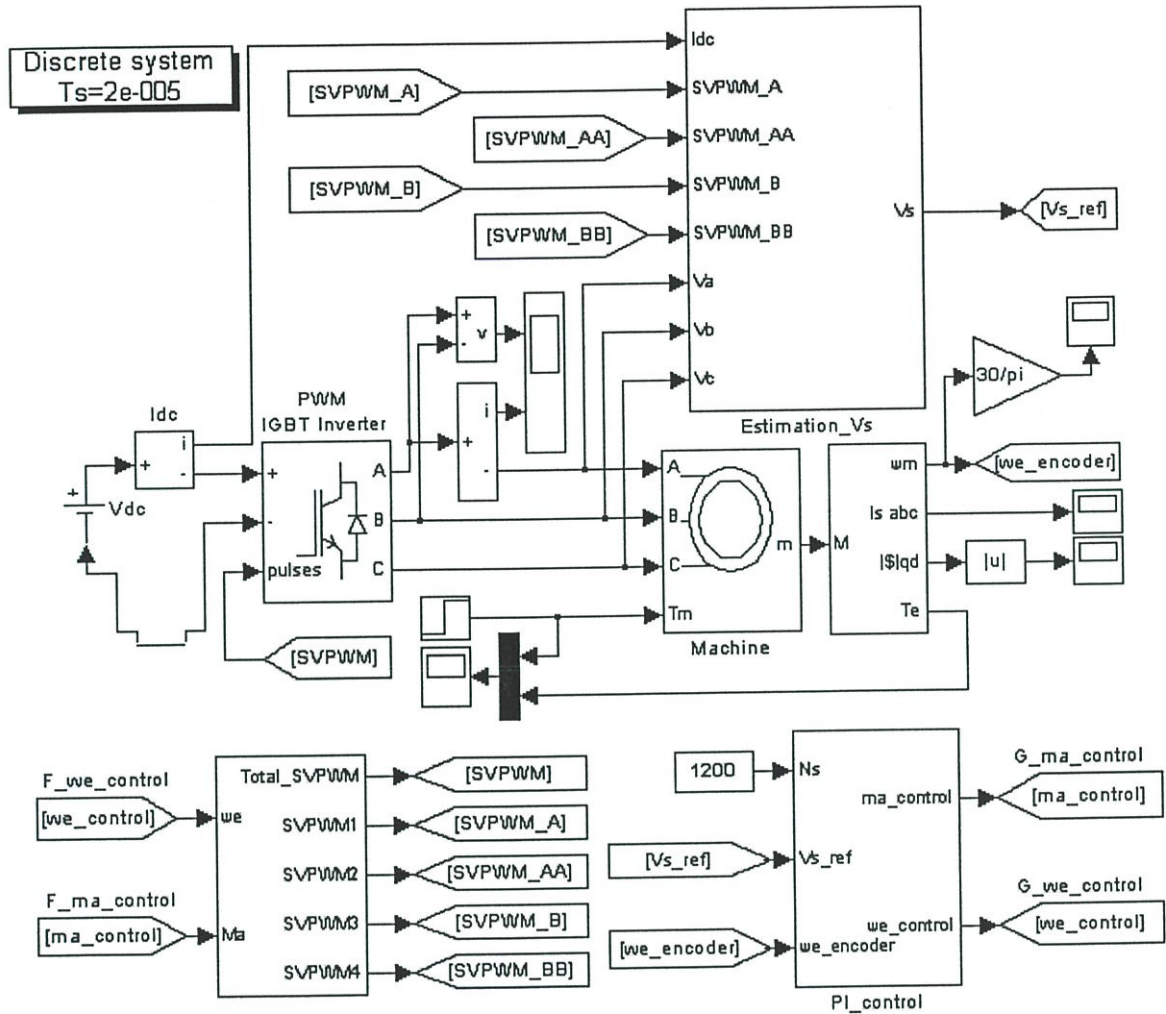


รูปที่ 4.22 แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันไลน์, กระแส, แรงบิด และความเร็รรอบ ณ. แรงดันและความถี่พิกัดของมอเตอร์

จากผลการทดสอบดังรูปที่ 4.22 ในช่วงแรกจะเห็นได้ว่าแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์จะมีค่าสูงสุด (Peak) เท่ากับ 537 โวลต์ หรือเท่ากับค่าอาร์เอ็มเอสประมาณ 380 โวลต์, ค่ากระแสใช้งานในตอนสตาร์ท (Start) จะมีค่าสูงกว่าค่ากระแสพิกัดประมาณ 6 เท่า และจะค่อยๆ ลดลงเข้าสู่สภาวะคงที่ (Steady State) ส่วนแรงบิดตอนสตาร์ทจะเกิดการออสซิลเลชันขึ้น หลังจากนั้นก็จะเข้าสู่สภาวะคงที่ (Steady State) และความเร็รรอบก็จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนกระทั่งเข้าสู่ค่าพิกัด แต่จะมีการกระเพื่อมตามค่าแรงบิด ส่วนในช่วงหลังเมื่อมีการต่อโหลดจะสังเกตเห็นได้ว่าความเร็รรอบของมอเตอร์ที่ได้จะมีค่าลดลงจนกระทั่งคงที่ ณ. ค่าๆ หนึ่ง ส่วนกระแสจะมีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อสร้างแรงบิดให้กับมอเตอร์ เพื่อใช้ในการขับโหลดตามคุณสมบัติของการรับภาระของมอเตอร์โดยทั่วไป



รูปที่ 4.23 แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันไลน์, กระแส, แรงบิด และความเร็วรอบ ณ. ขณะไม่มีภาระโหลด

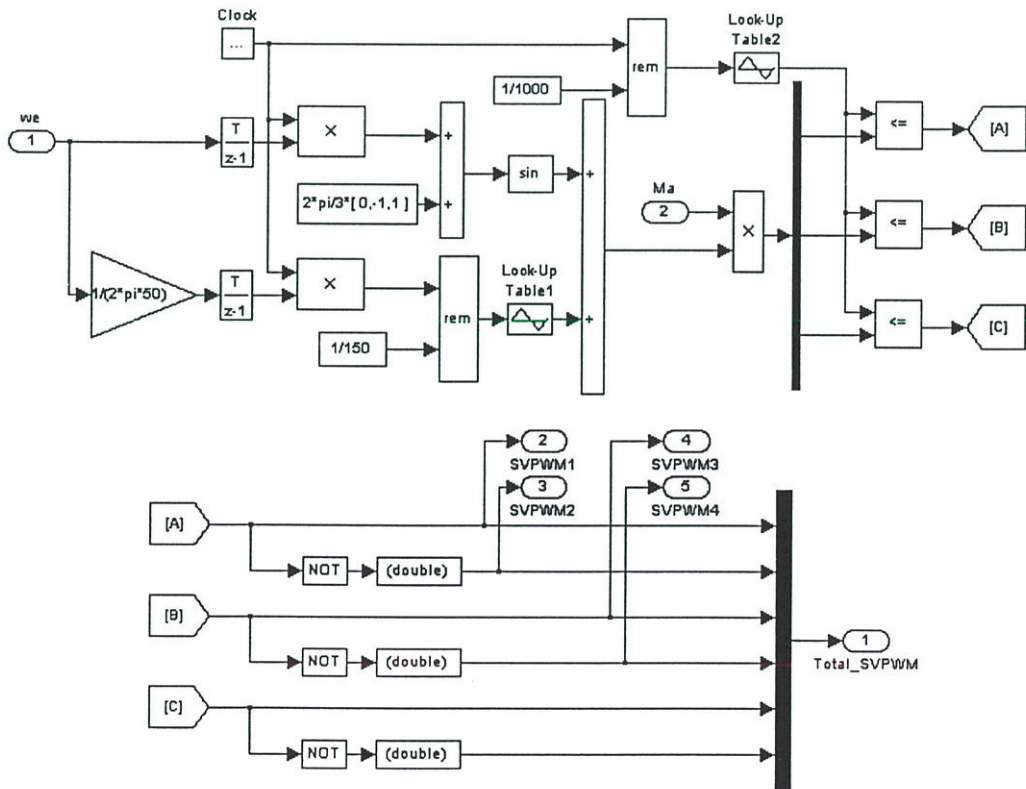


รูปที่ 4.24 แสดงโมเดลแบบจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยอาศัยการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่

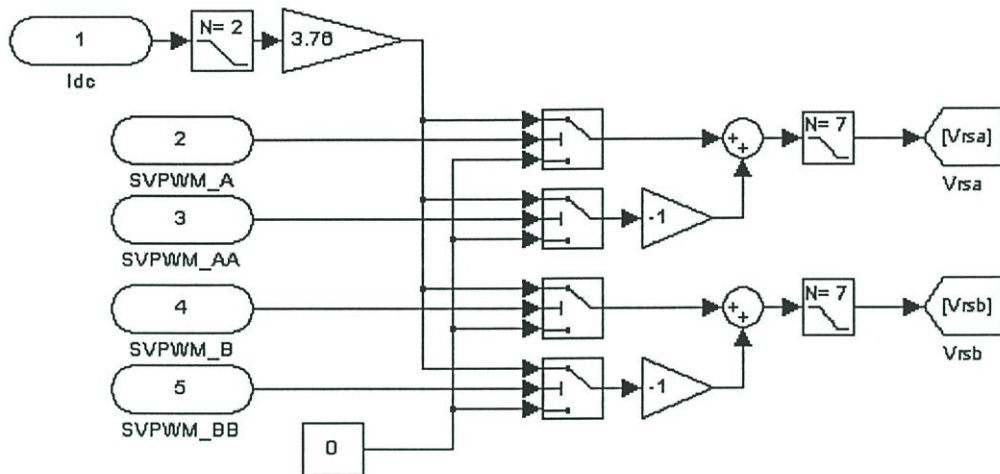
จากรูปที่ 4.24 จะเป็นโมเดลแบบจำลองการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ โดยมีส่วนประกอบหลักแบ่งออกเป็น 6 ส่วน โดยส่วนแรกเป็นโมเดลจำลองสัญญาณพัลส์มอดดูเลชันที่ดับบลิวเอ็มแบบสเปซเวกเตอร์ที่มีความถี่สวิตช์ 1 kHz ดังรูปที่ 4.25, ส่วนที่ 2 โมเดลจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส ซึ่งใช้แบบจำลองไอจีบีทีที่เป็นวงจรกำลังในการเปลี่ยนแรงดันไฟตรงให้เป็นไฟสลับสามเฟส, ส่วนที่ 3 โมเดลจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอก, ส่วนที่ 4 โมเดลจำลองเครื่องมือวัด ให้อัตราผลของความเร็วยุโรป, กระแสแรงบิด เป็นต้น, ส่วนที่ 5 โมเดลจำลองแรงดันสเตเตอร์ (\hat{V}_s) หาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันเทอร์มินอล (V_T) กับแรงดันตกคร่อมความต้าน

ทานที่สเตรเตอร์ ซึ่งแรงดันตกคร่อมความต้านสเตรเตอร์มีความสัมพันธ์กับกระแสเชื่อมโยงดีซีลิงค์ (DC Link) ดังในรูปที่ 4.26 และ 4.27 และส่วนที่ 6 โมเดลจำลองการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอ ซึ่งแบ่งเป็นส่วนการควบคุมความเร็วรอบ ซึ่งหมายถึงการควบคุมแรงบิดและขนาดเส้นแรงแม่เหล็กและส่วนของการควบคุมแรงดันยกระดับ (Boost Voltage) เพื่อชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดสเตรเตอร์ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำเพื่อรักษาขนาดเส้นแรงแม่เหล็กให้คงที่

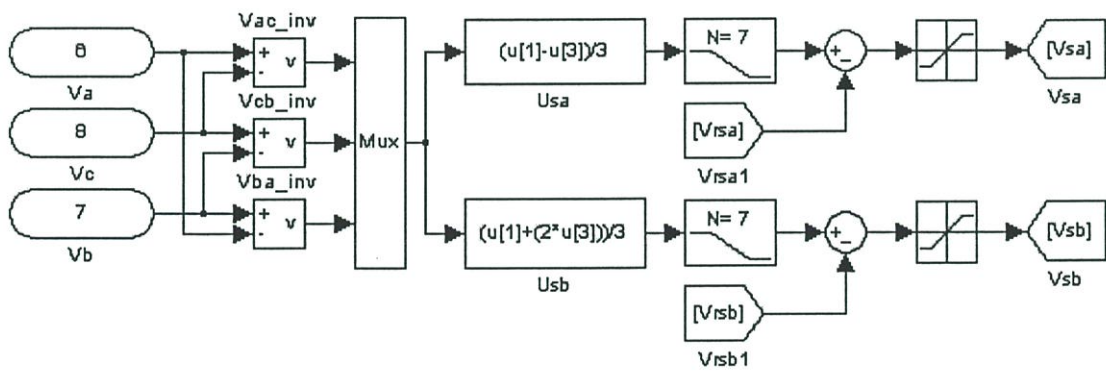
หลักการทํางานของโมเดลจำลองดังในรูป 4.24 ได้กล่าวถึงไปบ้างแล้ว ซึ่งจะขอกล่าวถึงเพียงคร่าวๆ ดังนี้ เริ่มจากการกำหนดค่าความเร็วรอบที่ต้องการในการทดสอบนี้ จะกำหนดให้ค่าความเร็วรอบคำสั่งเท่ากับ 1,500 รอบต่อวินาที ในสภาวะไร้ภาระไหลด จากนั้นจึงทำการรันโปรแกรมเพื่อดูผลการทดสอบ จะได้ผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.32, 4.33 และ 4.34 จะสังเกตเห็นว่าค่าความเร็วรอบที่เกิดขึ้นจะมีค่าเริ่มต้นตั้งแต่ศูนย์และมีการไต่การทำงานจนกระทั่งถึงค่าความเร็วรอบคำสั่ง โดยค่าแรงดันอ้างอิงและความถี่อ้างอิงก็จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นด้วย จึงทำให้ค่าแรงบิดที่ได้เกิดการกระเพื่อมขึ้น นอกจากนี้ค่ากระแสก็จะมีขนาดไม่สูงมาก โดยจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเช่นกัน เมื่อความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่าเท่ากับค่าความเร็วคำสั่งแล้วขนาดของกระแสที่ใช้จะเริ่มมีค่าลดลงพร้อมกับค่าของแรงบิดที่ลดลงตาม เนื่องจากมอเตอร์ได้มีการชนะแรงเฉื่อยที่ใช้ในการออกตัวเรียบร้อยแล้ว



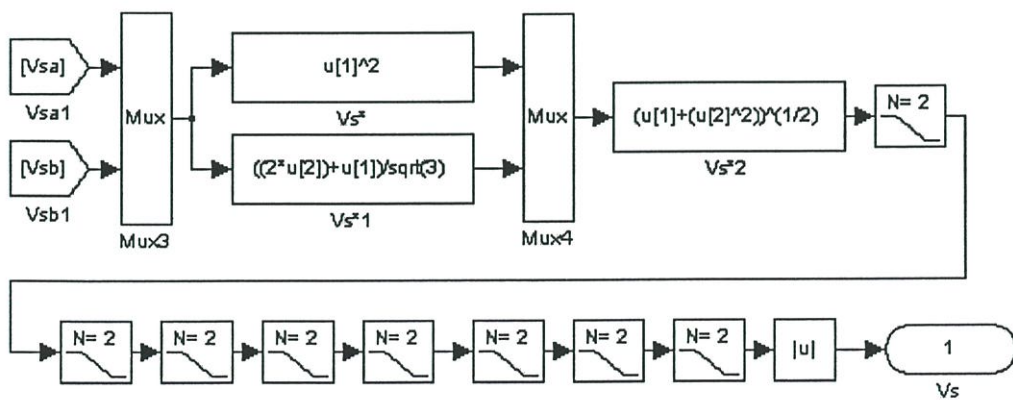
รูปที่ 4.25 แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มอดดูเลชันพีดีบีบลิวเอ็มสเปชเวกเตอร์



รูปที่ 4.26 แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สเตรเตอร์

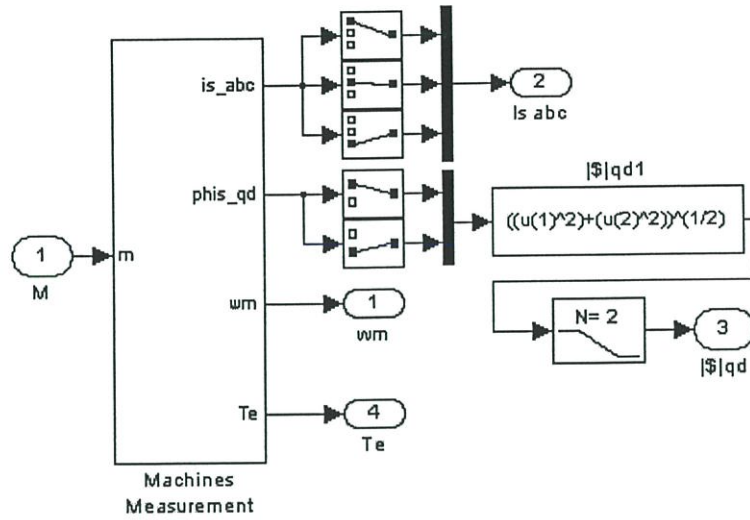


(ก)

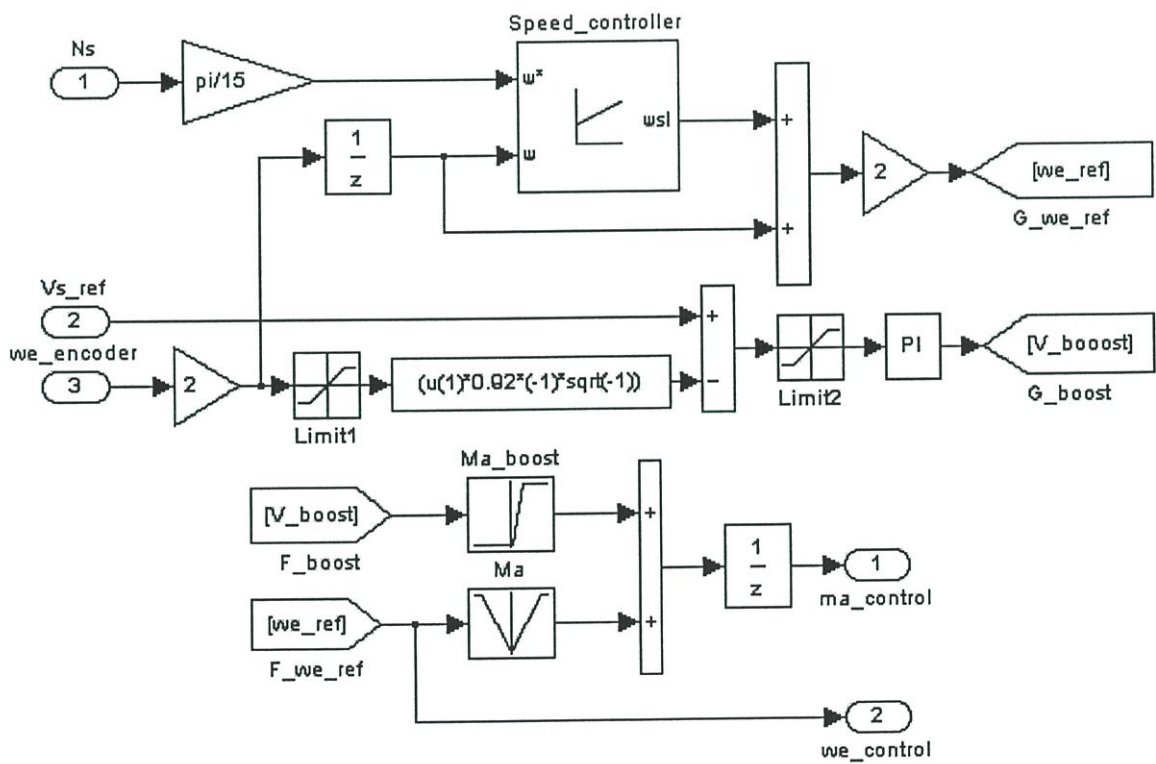


(ข)

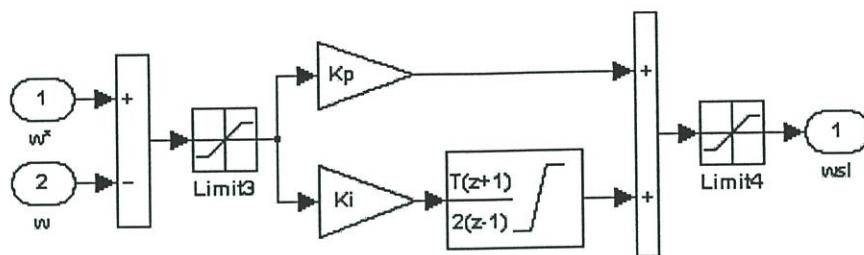
รูปที่ 4.27 แสดงโมเดลภายในบล็อกสร้างแรงดันต้นสเตเตอร์



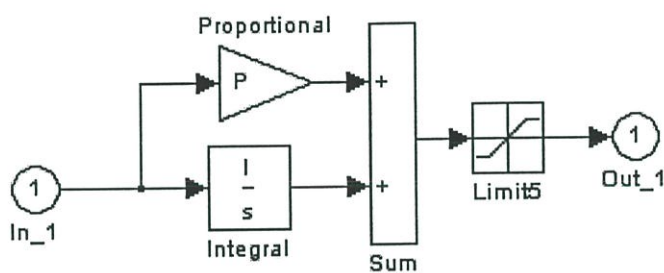
รูปที่ 4.28 แสดงโมเดลภายในบล็อกเครื่องมือวัด



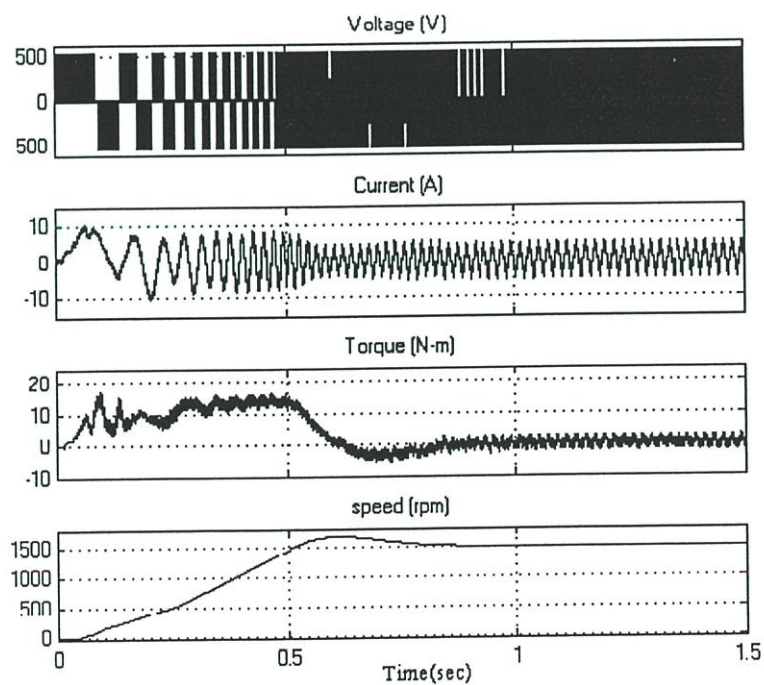
รูปที่ 4.29 แสดงโมเดลภายในบล็อกการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอ



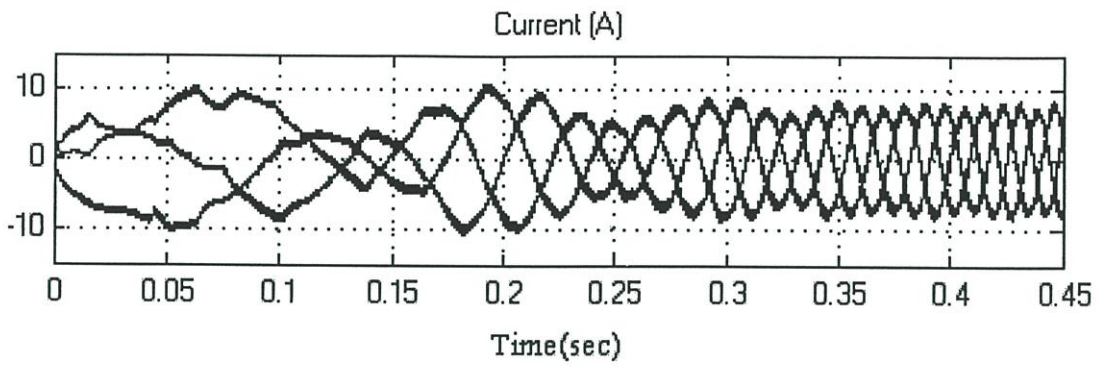
รูปที่ 4.30 แสดงโมเดลภายในบล็อกการควบคุมความเร็วรอบ



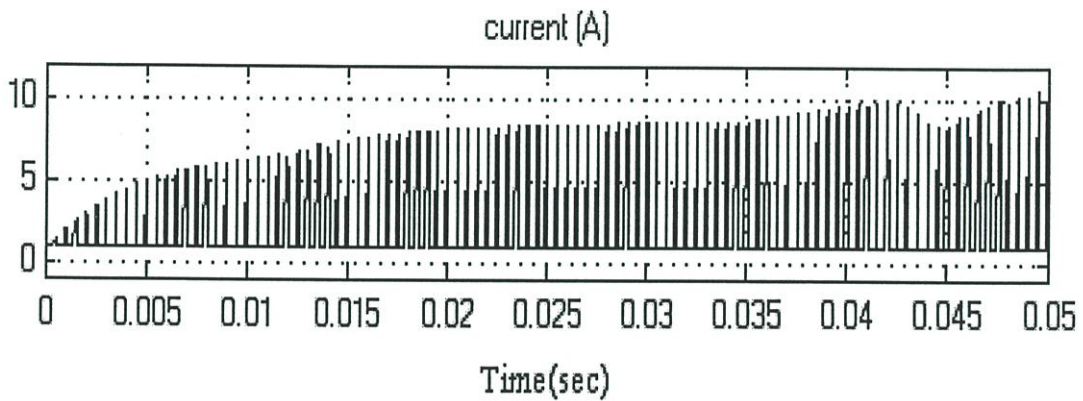
รูปที่ 4.31 แสดงโมเดลภายในบล็อกการควบคุมแรงดันยกระดัด



รูปที่ 4.32 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์, กระแส, แรงบิด และความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุม



รูปที่ 4.33 แสดงรูปคลื่นกระแสไลน์สามเฟส



รูปที่ 4.34 แสดงรูปคลื่นกระแสดีซีลิงค์

4.10 สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการให้หลักการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่นำเสนอ ,การออกแบบการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอการควบคุมแรงดันยก ระดับ รวมทั้งการออกแบบโมเดลแบบจำลองโดยใช้หลักการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่นำเสนอ อีกทั้งยังมีการตรวจสอบพฤติกรรมการทำงานเบื้องต้น ซึ่งสอดคล้องกับทางทฤษฎี

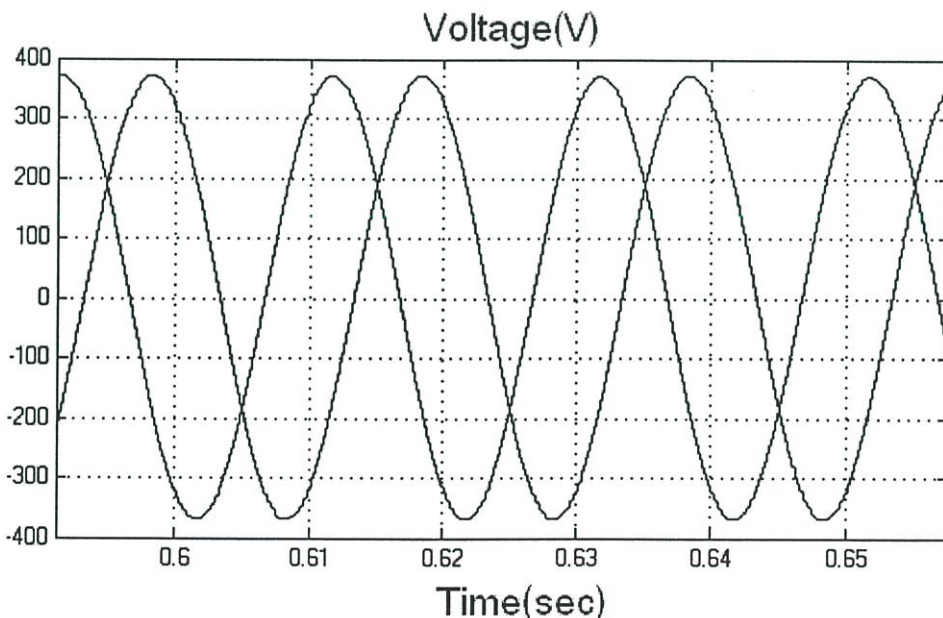
บทที่ 5

ผลการทดสอบ

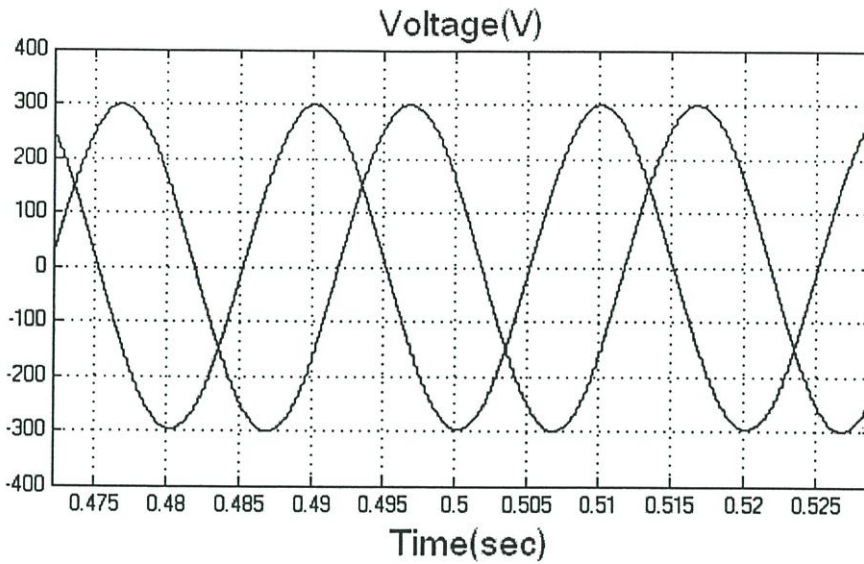
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบโมเดลแบบจำลองด้วยเงื่อนไขการทำงานต่างๆ เช่น ที่สภาวะคงตัว ที่ความเร็วต่างๆ ของมอเตอร์ ทั้งการใส่โหลด เพื่อดูผลการตอบสนองของระบบทั้งในสภาวะอยู่ตัวและสภาวะทรานเซียน นอกจากการทดสอบการทำงานที่สภาวะต่างๆ แล้วยังมีการทดสอบผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อระบบควบคุมแบบต่างๆ ในงานวิจัยนี้ได้มีการนำเสนอผลการทดสอบรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้จากหลักควบคุมแบบต่างๆ โดยงานวิจัยนี้จะแบ่งการวัดและการทดสอบออกเป็นหัวข้อต่างๆ ได้ดังนี้

5.1 การทดสอบวัดรูปคลื่นต่าง ๆ ของหลักการควบคุมแรงดันและความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์

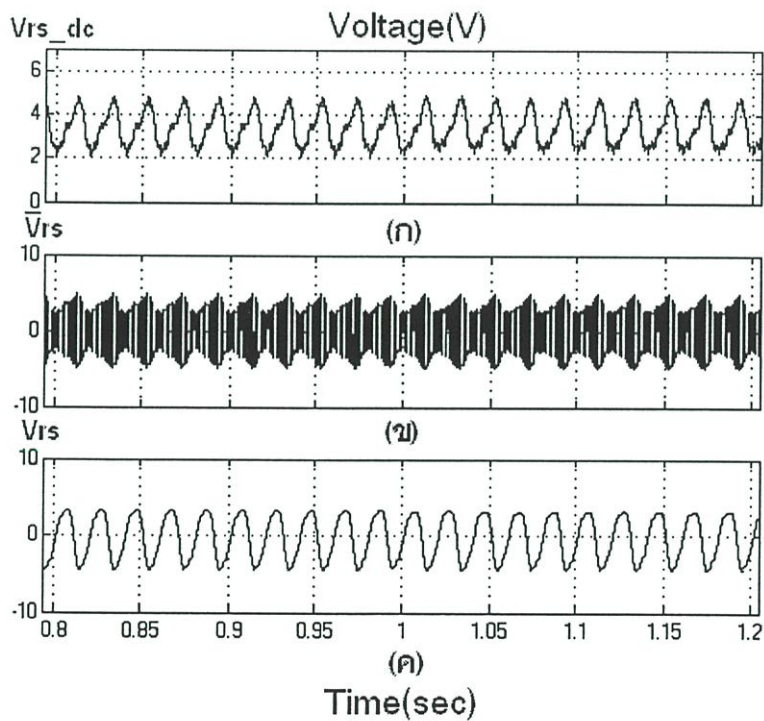
ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบโดยการวัดรูปคลื่นสัญญาณต่างๆ ที่ได้จากหลักการควบคุมแรงดันและความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ โดยจะแสดงสัญญาณของวงจรควบคุมต่างๆ ที่ใช้ในการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ ดังต่อไปนี้



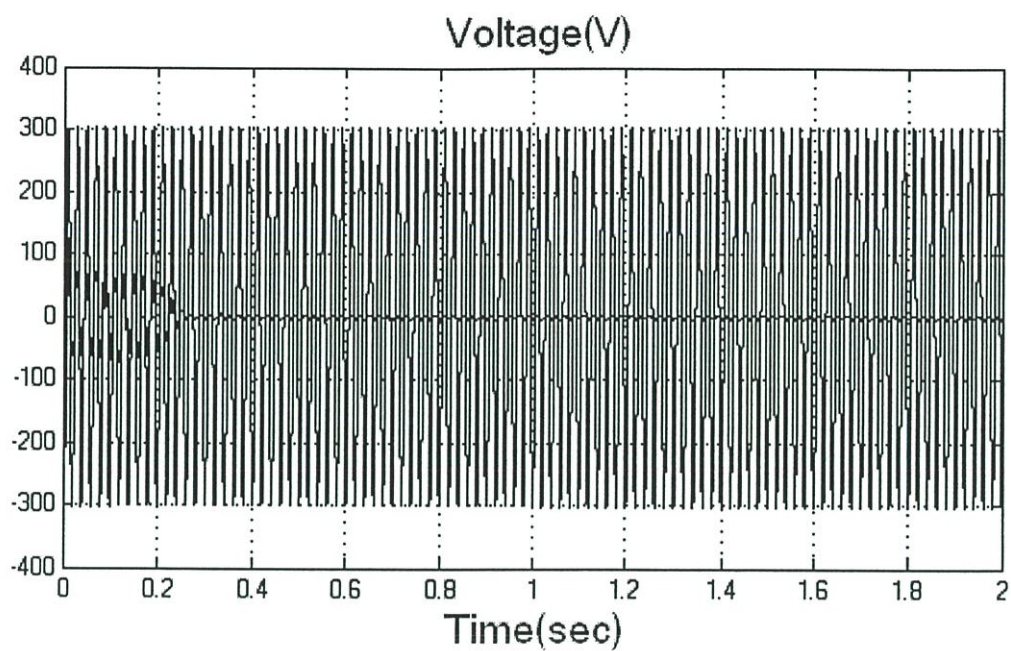
รูปที่ 5.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์ยูไลน์เฟส AC และเฟส BA ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ



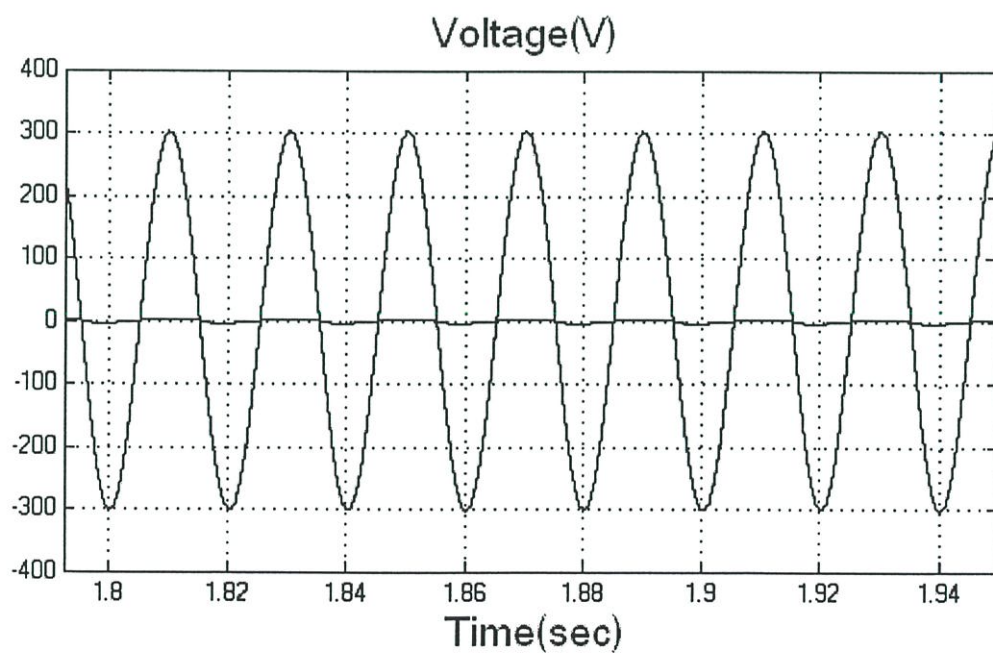
รูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันเทอร์มินอล (V_T) เฟส A และเฟส B ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ



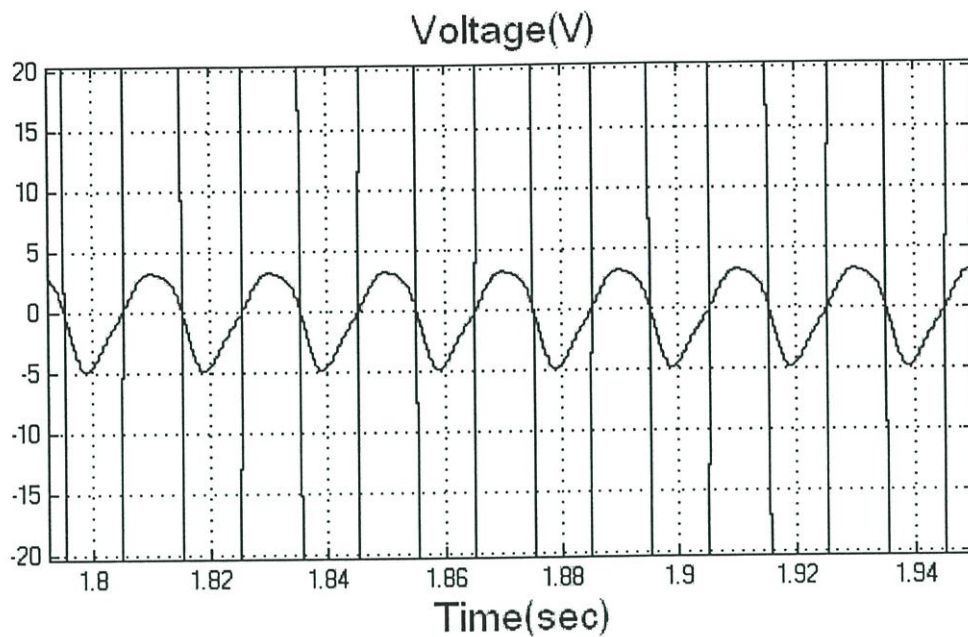
รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่น (ก) รูปคลื่นกระแสดีซีลิงค์ตกรวมความต้านทานสเตเตอร์ (V_{rs_dc}), (ข) รูปคลื่นพัลส์วิดส์แรงดันตกรวมความต้านทานสเตเตอร์ (\bar{V}_{rs}) และ (ค) รูปคลื่นแรงดันตกรวมความต้านทานสเตเตอร์ (V_{rs}) ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ



(n)

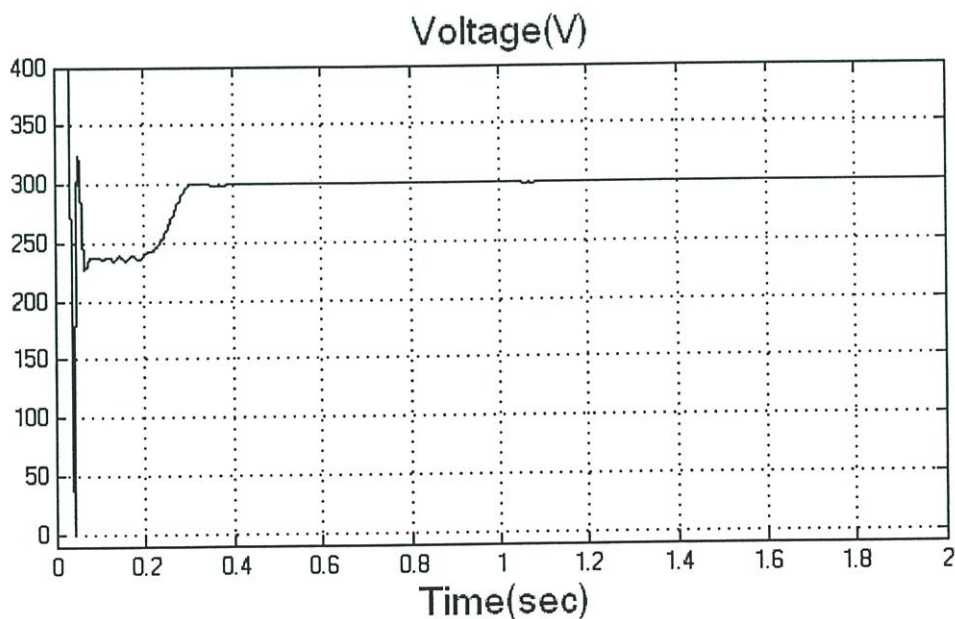


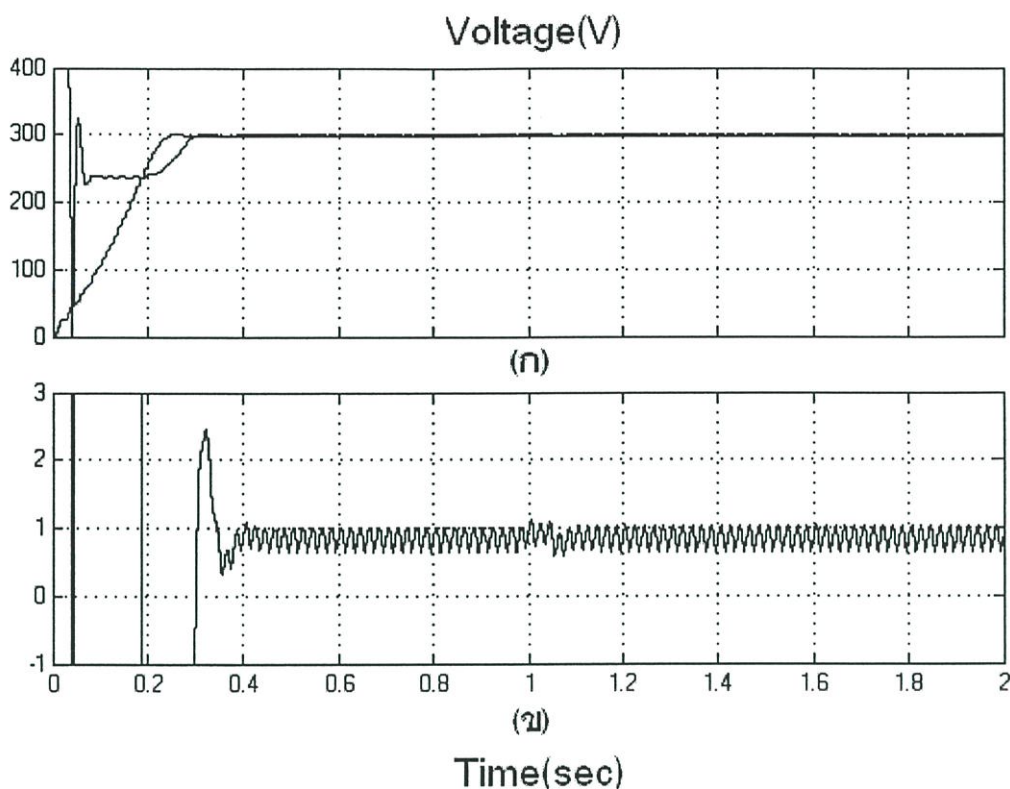
(n)



(ค)

รูปที่ 5.4 แสดงรูปคลื่น (ก) รูปคลื่นแรงดันเทอร์มินอล (V_T) เฟส A เปรียบเทียบกับรูปคลื่นแรงดัน
 ตกคร่อมความต้านทานที่สเตเตอร์ เฟส A (ข) รูปคลื่นขยายของรูปคลื่น (ก)
 (ค) การเปรียบเทียบมุมเฟสของรูปคลื่น (ก)

รูปที่ 5.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันสเตเตอร์ \hat{V}_s



รูปที่ 5.6 แสดง (ก) การเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นแรงดันสแตเตอร์ \hat{V}_s และแรงดันสแตเตอร์ $V_{s(\omega)}$ (ข) รูปคลื่นแรงดันยกระดับ (Voltage Boost)

จากรูปที่ 5.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์ทูไลน์เฟส AC และเฟส BA ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำที่ใช้ในการหาค่าแรงดันเทอร์มินอล (V_T) เฟส A และเฟส B ดังแสดงในรูปที่ 5.2 และจากรูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมความต้านทานสแตเตอร์ (V_{rs}) เพื่อนำไปใช้หาแรงดันสแตเตอร์ (V_s) จากการนำรูปคลื่นแรงดันเทอร์มินอล (V_T) มาลบกับรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมความต้านทานสแตเตอร์ (V_{rs}) ดังแสดงในรูปที่ 5.4 แล้วนำรูปคลื่นแรงดันสแตเตอร์ (V_s) ไปคำนวณค่าชั่วขณะของการประมาณจากเฟสแรงดัน 2 เฟสที่ต้องการจะได้แรงดันสแตเตอร์ \hat{V}_s ดังแสดงในรูปที่ 5.5

จากรูปที่ 5.6 (ก) เป็นการแสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันสแตเตอร์ \hat{V}_s และรูปคลื่นแรงดันสแตเตอร์ $V_{s(\omega)}$ ซึ่งเมื่อนำมาลบกันจะได้รูปคลื่นแรงดันยกระดับ (Voltage Boost) ดังแสดงในรูปที่ 5.6 (ข)

5.2 ผลการทดสอบจากแบบจำลอง

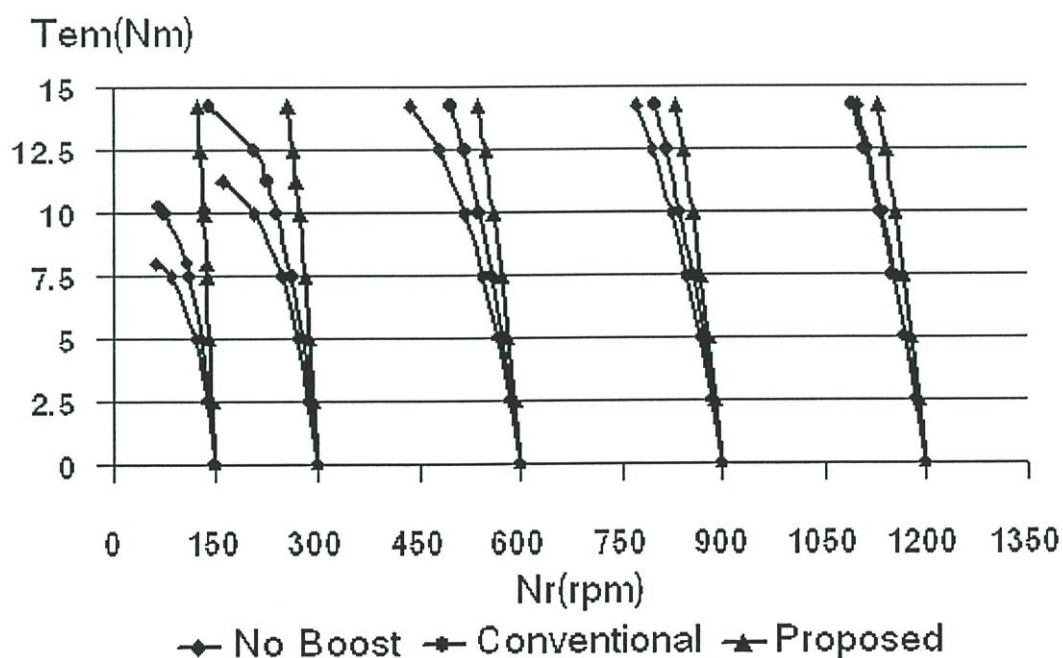
ในการทดสอบแบบจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ได้มีการทดสอบเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบต่างๆ ทั้งแบบลูเปิดและแบบลูปิด รวมทั้งการทดสอบผลกระทบของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์ที่มีต่อระบบการควบคุมแบบต่างๆ เพื่อแสดงให้เห็นสมรรถนะของระบบควบคุมที่นำเสนอได้อย่างชัดเจน

ในระบบควบคุมตั้งค่าจำกัดไว้ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์, แรงบิด 14.25 N-m จะใช้ขนาดพิกัดและพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังนี้

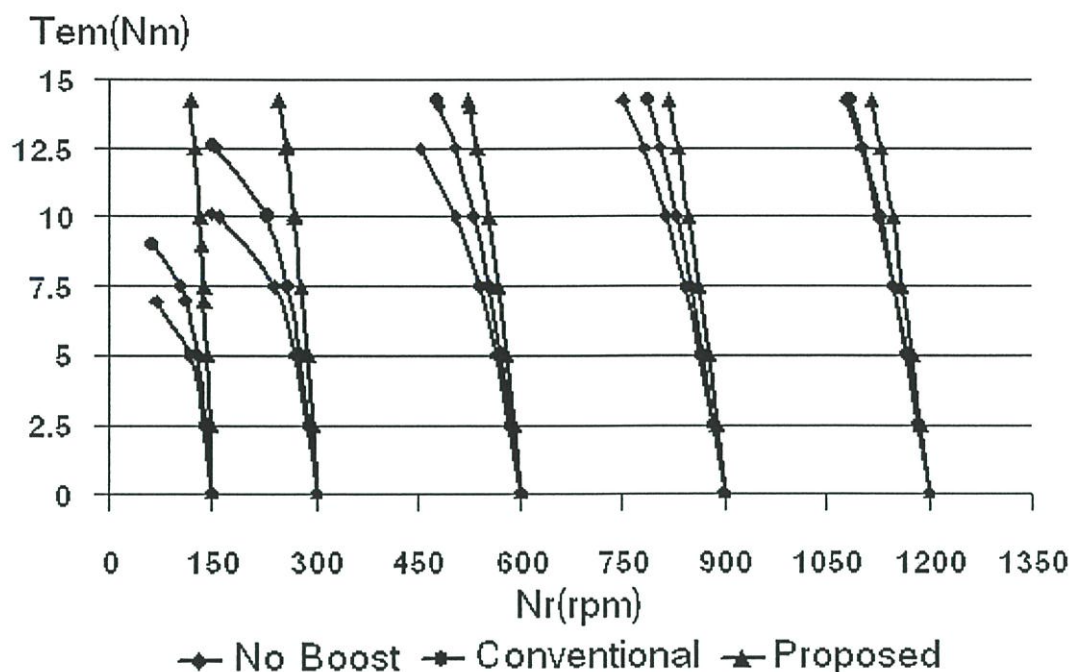
พิกัดมอเตอร์: 3 แรงม้า 220 Δ /380 Υ โวลต์, 8.7 Δ /5.0 Υ แอมป์, 4 ขั้ว, 50 เฮิร์ตซ์, 1,428 rpm,
14.25 N-m, 0.36 sec:0-1,500 rpm (direct online)

พารามิเตอร์: $R_s = 3.76 \Omega$, $R_r = 2.35 \Omega$, $L_{ls} = 13.5 \text{ mH}$, $L_{lr} = 13.5 \text{ mH}$,
 $L_m = 236 \text{ mH}$, $\varphi_s = 0.87 \text{ wb}$, $J = 0.035 \text{ kg.m}^2$

5.2.1 ผลการทดสอบแบบลูเปิด (open loop)

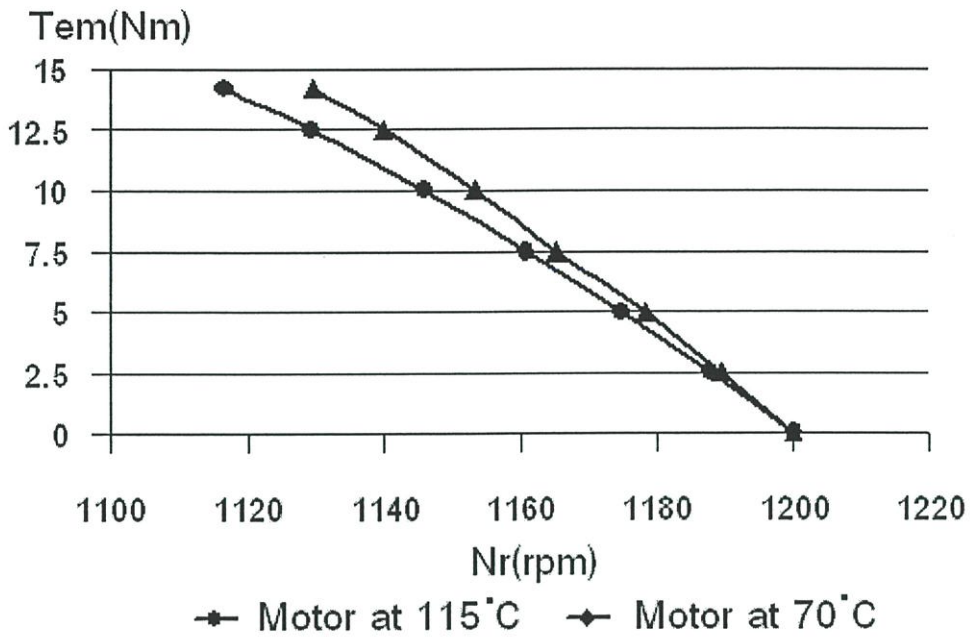


รูปที่ 5.7 แสดงกราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูเปิด
กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์

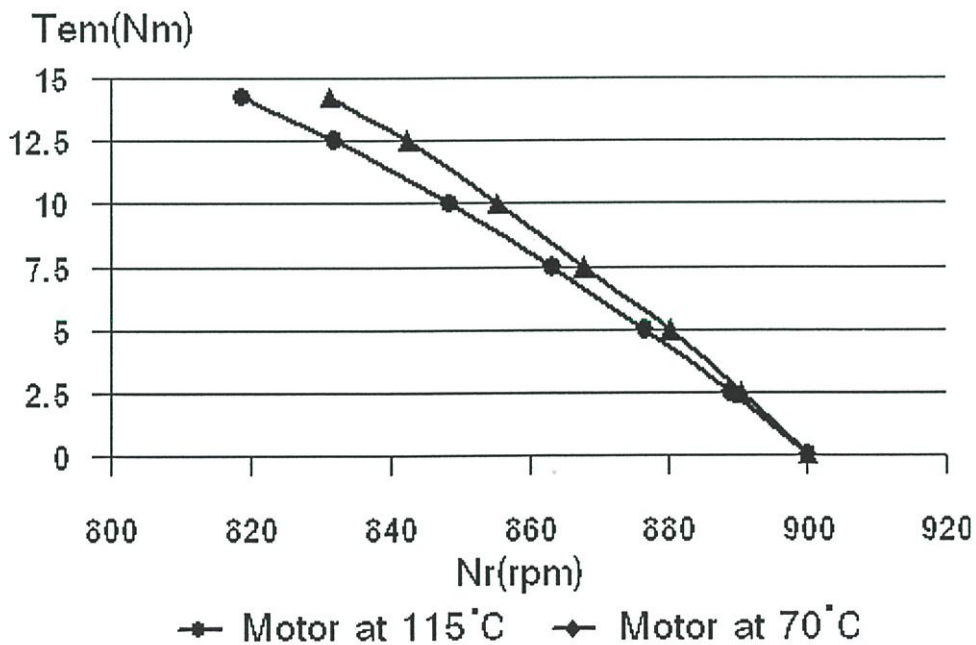


รูปที่ 5.8 แสดงกราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูเปิดกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์

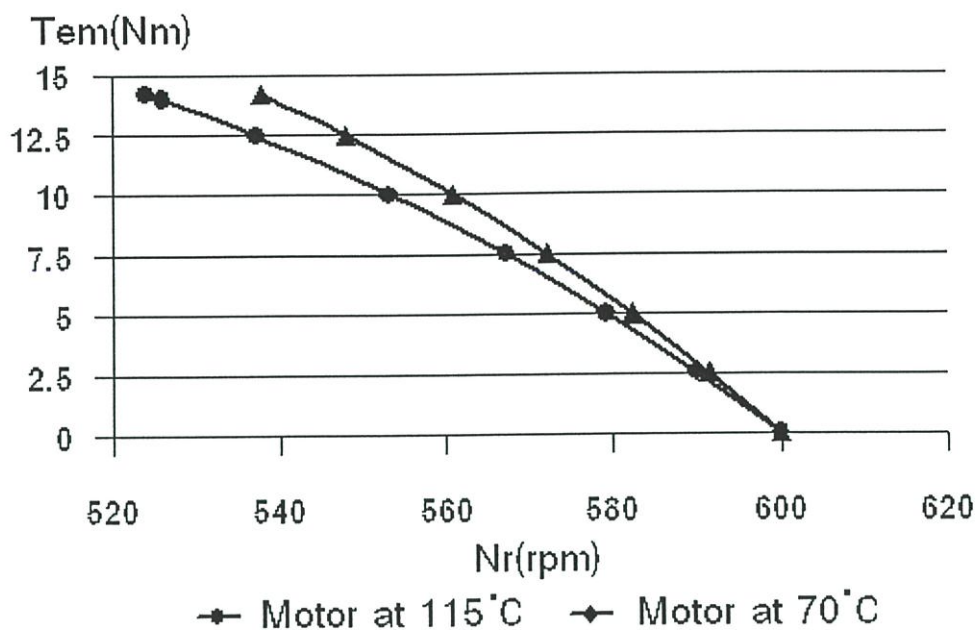
จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบดังในรูปที่ 5.7 เป็นการควบคุมแบบลูเปิดแบบไม่มีการเพิ่มแรงดัน [4] (No Boost Voltage), แบบมีการเพิ่มแรงดันโดยแบบเดิม [4] (Conventional Boost Voltage) และแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ (Proposed Boost Voltage) จากกราฟจะเห็นว่าเมื่อมีการเพิ่มภาระโหลดจะทำให้ความเร็วรอบลดต่ำลงเรื่อยๆ ณ.บริเวณความถี่สูง ความชันของกราฟจะมีค่าใกล้เคียงกันเนื่องจากผลของแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าแรงดันเทอร์มินอล ส่วนบริเวณความถี่ต่ำจะเห็นความแตกต่างของเส้นกราฟมากขึ้น เพราะแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์มีค่ามากขึ้นเมื่อเทียบกับแรงดันเทอร์มินอลเป็นผลให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดลงทำให้ไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัด แต่การควบคุมแบบที่มีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมักจะมีความชันของเส้นกราฟสูงกว่าแบบอื่นๆ เนื่องจากความสามารถของการชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์ที่ทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ และสามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดในทุกย่านความถี่ทดสอบ นอกจากนี้ยังมีการทดสอบผลกระทบของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์ที่มีต่อระบบการควบคุมแบบต่างๆ จากกราฟรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าผลกระทบของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้ความสามารถรับภาระโหลดลดต่ำลงในย่านบริเวณความถี่ต่ำของการทดสอบแบบไม่มีการเพิ่มแรงดัน [4] และแบบมีการเพิ่มแรงดันโดยแบบเดิม [4] ส่วนการควบคุมที่นำเสนอมักสามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดในทุกย่านความถี่ทดสอบ



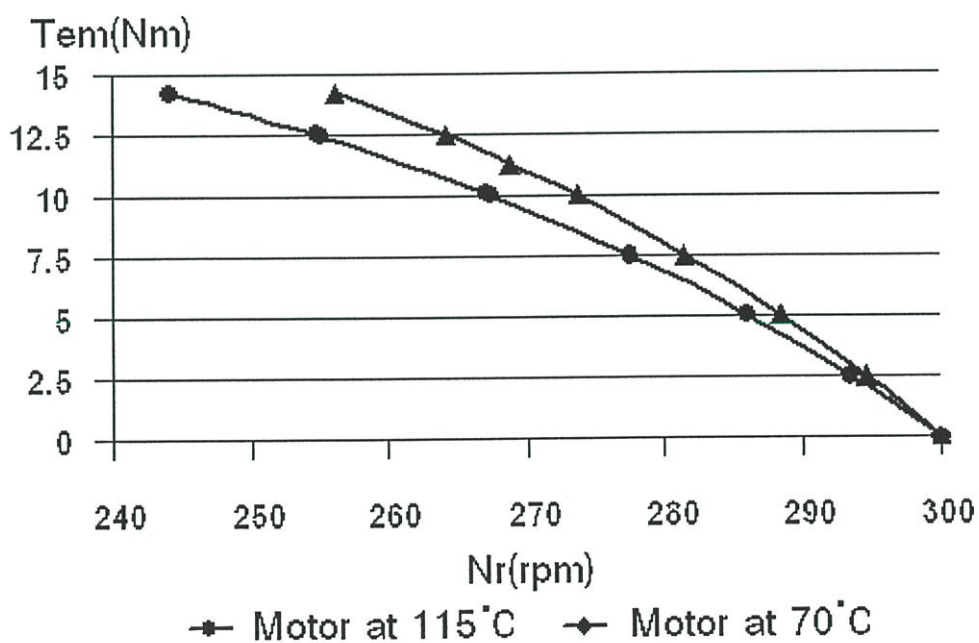
รูปที่ 5.9 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 1200 rpm



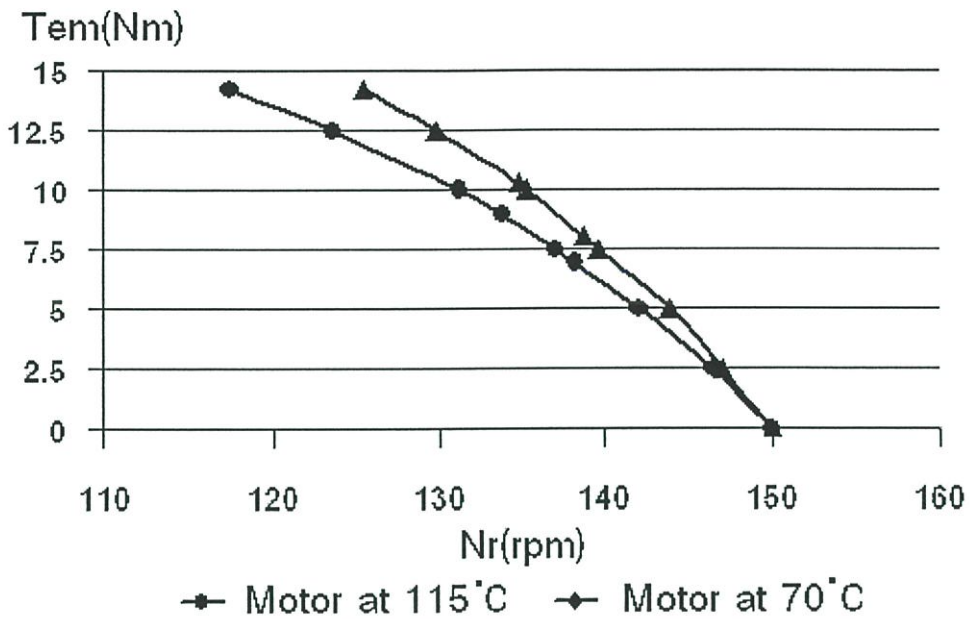
รูปที่ 5.10 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm



รูปที่ 5.11 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm



รูปที่ 5.12 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm



รูปที่ 5.13 แสดงกราฟการเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิดแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอน. ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm

จากกราฟรูปที่ 5.9 ถึงรูปที่ 5.13 เป็นการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของกรณี น. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ และกรณี น. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์ จากกราฟความสัมพันธ์ดังกล่าวจะเห็นว่า กรณี น. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ เส้นกราฟจะมีความชันมากกว่ากรณี น. ซีดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์ ในทุกย่านความถี่ทดสอบ น. ภาระโหลดเดียวกัน ซึ่งแสดงว่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์มีค่าสูงกว่า ดังนั้นค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์ จึงมีผลกระทบทำให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำลง

ตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิด กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)					
		2.5	5	7.5	10	12.5	14.25
1200	No Boost	1185	1168.7	1151	1131.5	1109.2	1091.3
	Conventional	1185.5	1170	1153	1134	1113.2	1096.5
	Proposed	1189.5	1178.4	1165.5	1153.8	1139.9	1129.5

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)					
		2.5	5	7.5	10	12.5	14.25
900	No Boost	884.5	867	847	824	795.7	771.5
	Conventional	886.4	871.5	855.6	837.5	816.9	799.9
	Proposed	890.5	880.3	867.8	853.4	842.5	831.2

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)					
		2.5	5	7.5	10	12.5	14.25
600	No Boost	584.7	567	545.5	518.2	479.8	437.6
	Conventional	587.8	574	558.3	539.7	516.9	497
	Proposed	591.5	582.3	572.2	560.7	547.9	537.7

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)						
		2.5	5	7.5	10	11.25	12.5	14.25
300	No Boost	287	271	248	208	161.7	-	-
	Conventional	290	278	262.6	241.5	227.2	207.3	142.8
	Proposed	294.6	288.4	281.5	273.8	268.8	264.2	256.1

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	7.5	8	10	10.25	12.5	14.25
150	No Boost	138.7	122	86	63.5	-	-	-	-
	Conventional	141.6	130.8	114.5	109.9	76.3	65.9	-	-
	Proposed	147	143.8	139.6	138.7	135.2	134.8	129.8	125.4

ตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิด กรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)					
		2.5	5	7.5	10	12.5	14.25
1200	No Boost	1184	1166.6	1147.3	1125.3	1100.2	1079.5
	Conventional	1184.5	1167.8	1149.3	1128.6	1104.8	1085.5
	Proposed	1187.8	1174.9	1161	1145.8	1129.2	1116.4

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)					
		2.5	5	7.5	10	12.5	14.25
900	No Boost	883.4	864.3	842.4	815.9	782.5	751.6
	Conventional	885.6	870	852.2	831.8	807.6	787.4
	Proposed	888.8	876.6	863.3	848.5	832	818.7

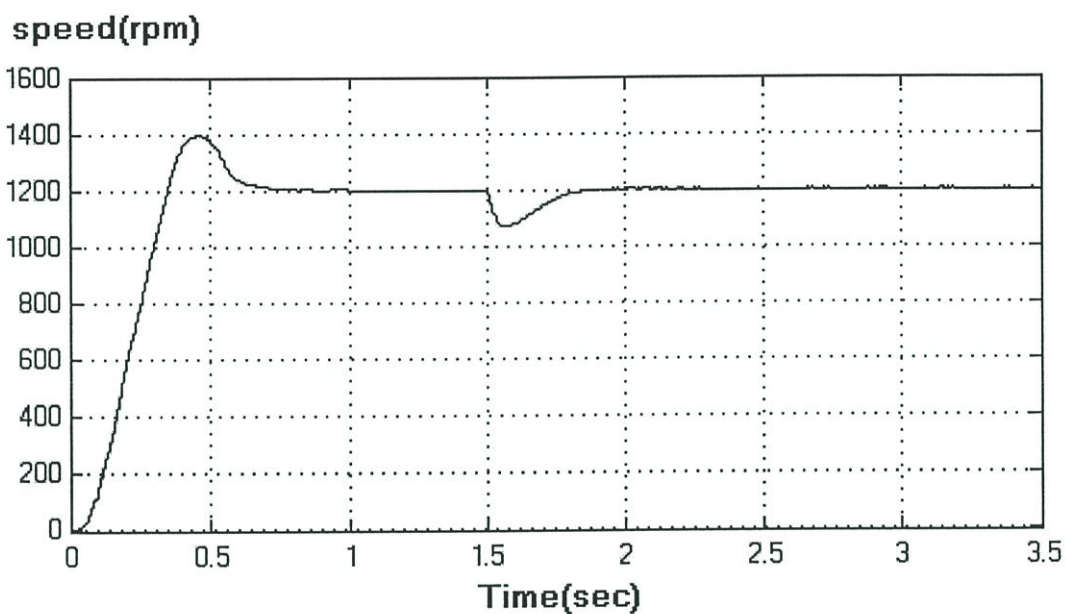
Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)						
		2.5	5	7.5	10	12.5	14	14.25
600	No Boost	583.6	564	539.5	506.3	453	-	-
	Conventional	587	571.9	554.3	532.9	504.9	482.8	478.5
	Proposed	590.1	579.3	567.2	553.2	537.1	525.9	523.9

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	7.5	10	10.10	12.5	12.55	14.25
300	No Boost	286.2	267.4	238.5	159.7	147.7	-	-	-
	Conventional	288.8	275.3	257.1	229.2	227.8	154.2	148.9	-
	Proposed	293.5	286	277.5	267.4	267.1	255.1	254.8	244.1

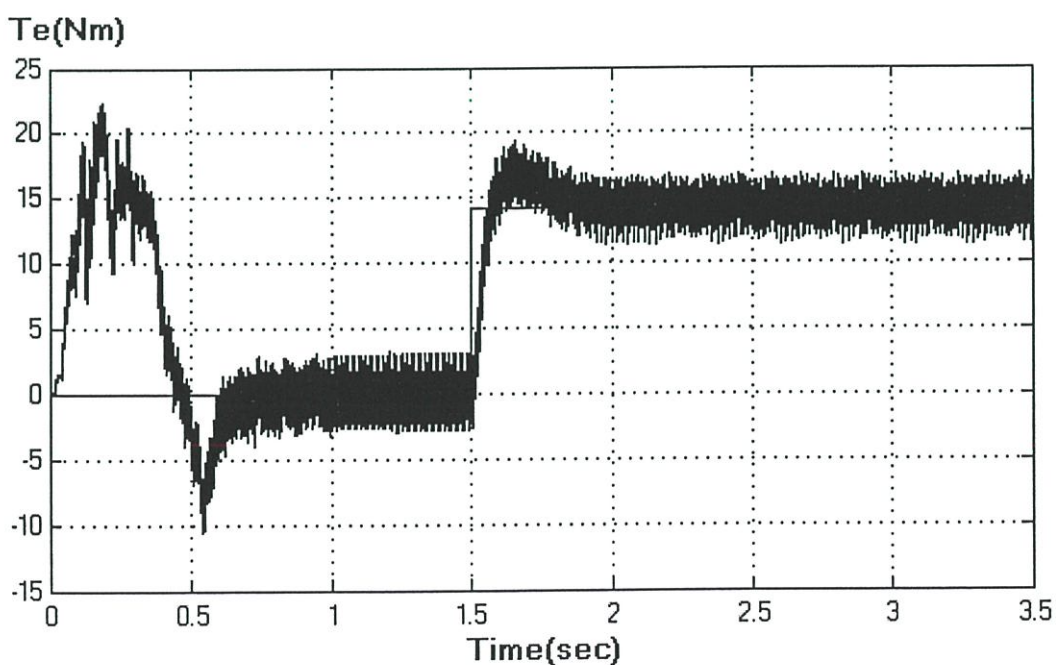
Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	6.9	7.5	8.95	10	12.5	14.25
150	No Boost	137.2	116	67.5	-	-	-	-	-
	Conventional	140.6	127.5	111.6	104	62.1	-	-	-
	Proposed	146.4	142	138.2	137	133.7	131.1	123.6	117.4

5.2.2 ผลการทดสอบแบบลูปปิด (Closed Loop) กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์

5.2.2.1 ผลการทดสอบที่ 1,200 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์

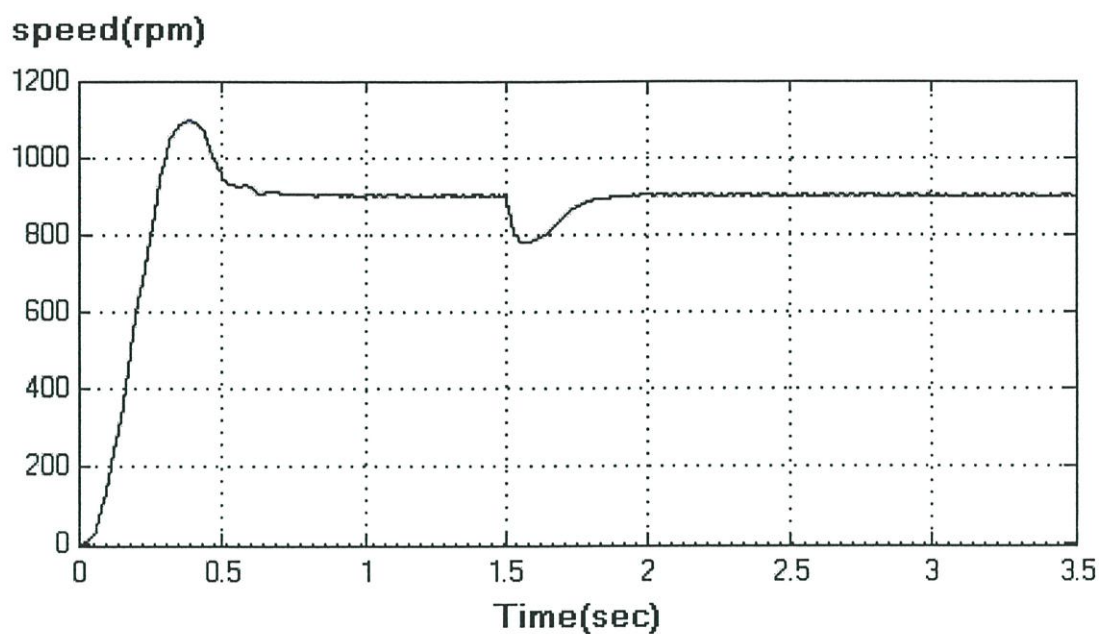


รูปที่ 5.14 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที

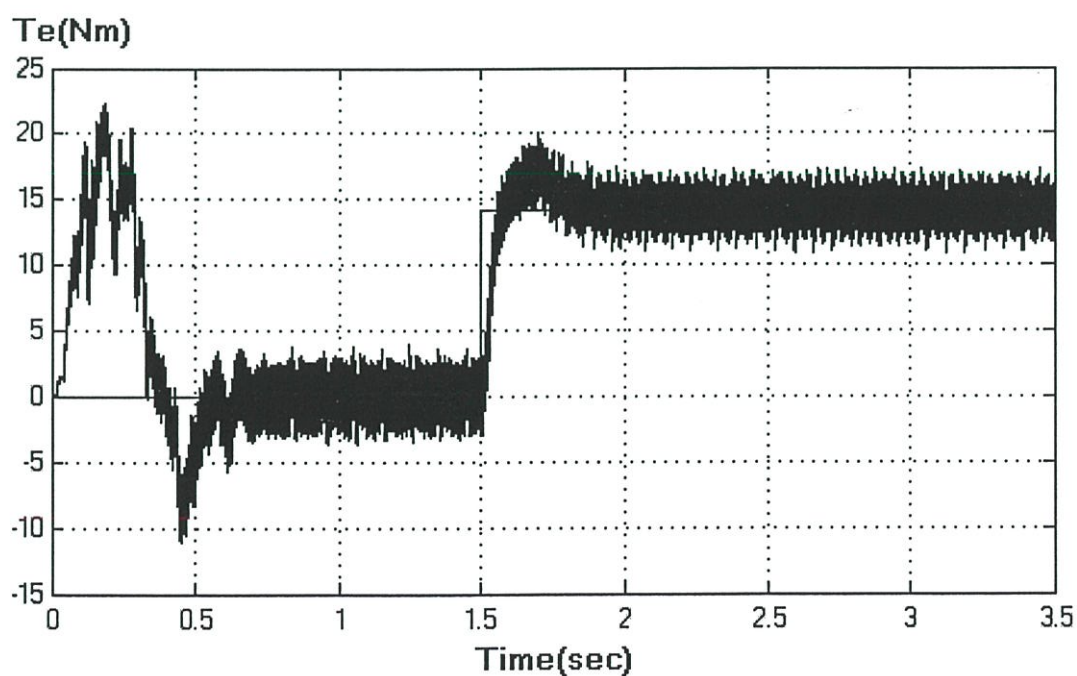


รูปที่ 5.15 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.14

5.2.2.2 ผลการทดสอบที่ 900 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ
ของมอเตอร์

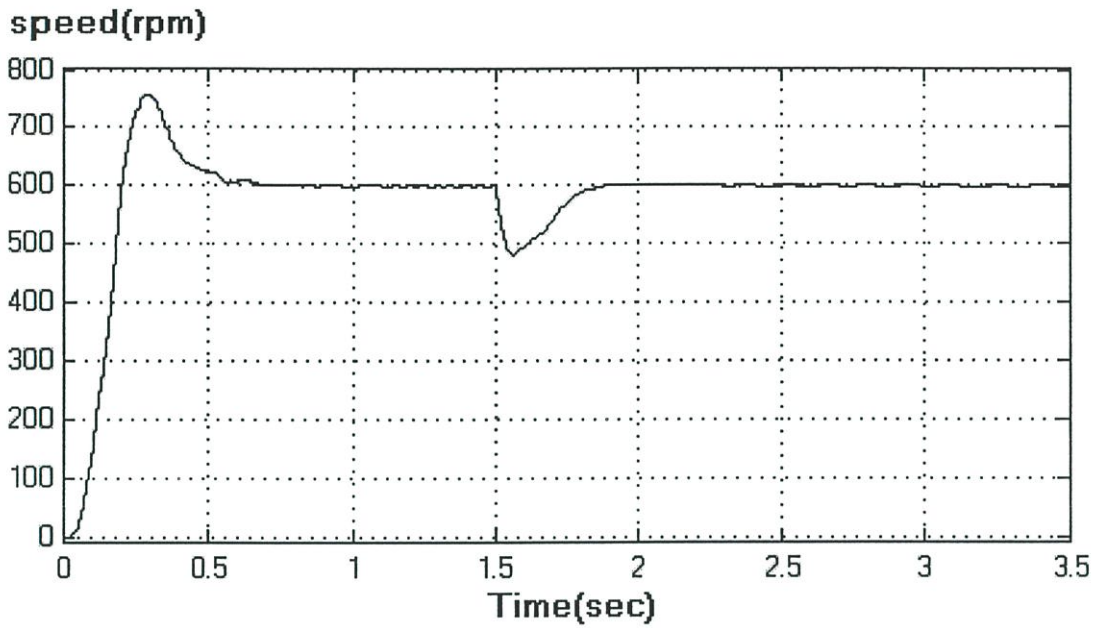


รูปที่ 5.16 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่
เวลา 1.5 วินาที

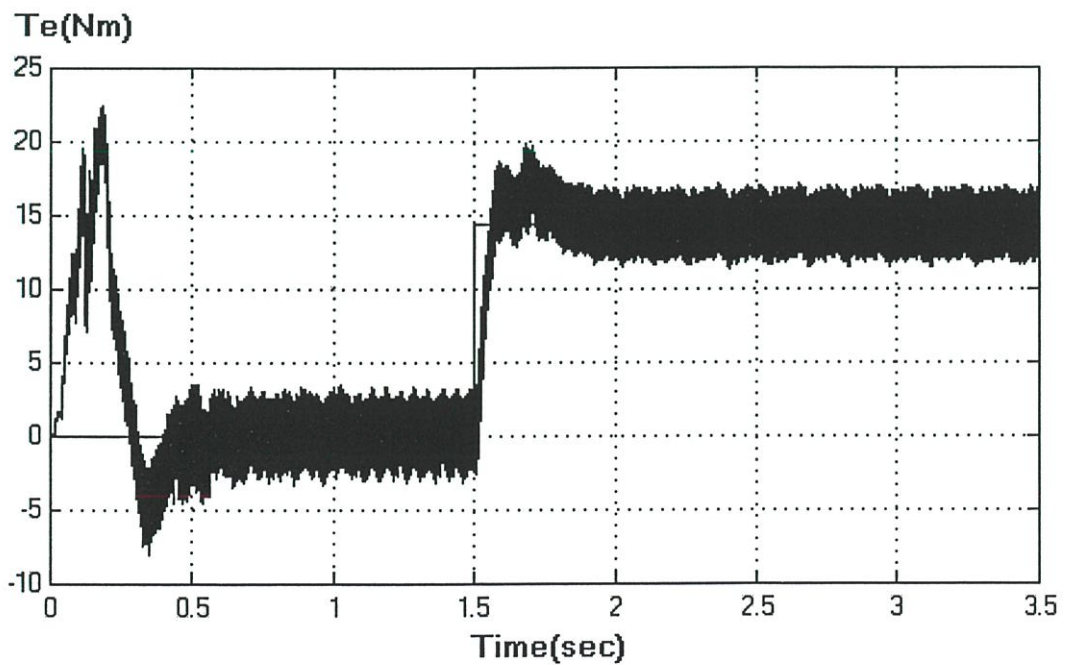


รูปที่ 5.17 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.16

5.2.2.3 ผลการทดสอบที่ 600 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ
ของมอเตอร์

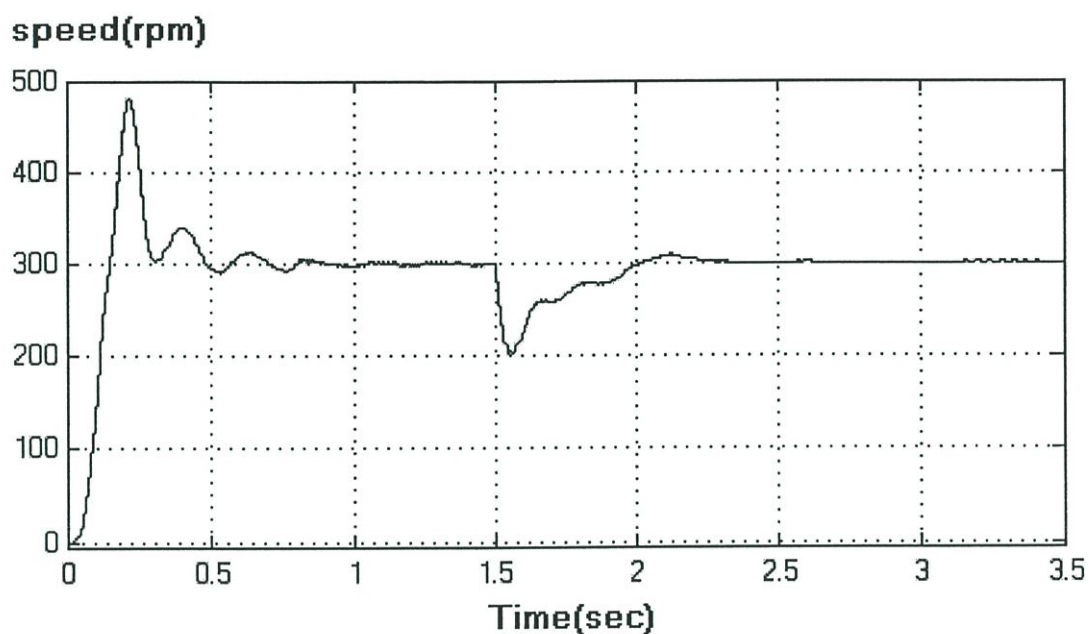


รูปที่ 5.18 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่
เวลา 1.5 วินาที

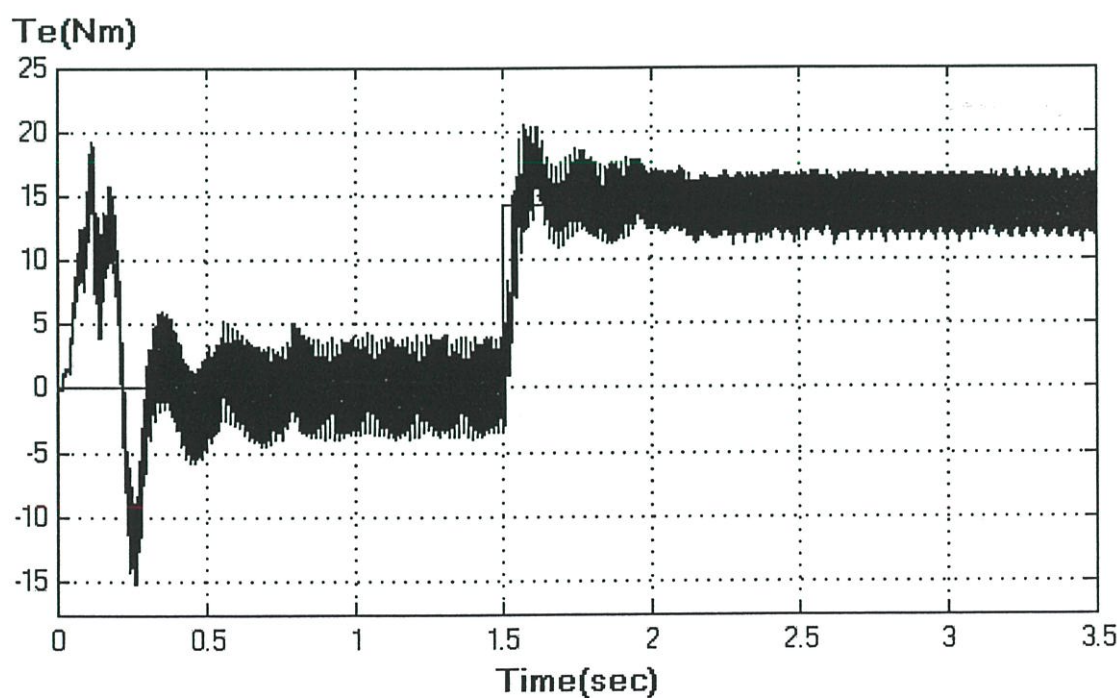


รูปที่ 5.19 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.18

5.2.2.4 ผลการทดสอบที่ 300 rpm, Full Load กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบ
ของมอเตอร์

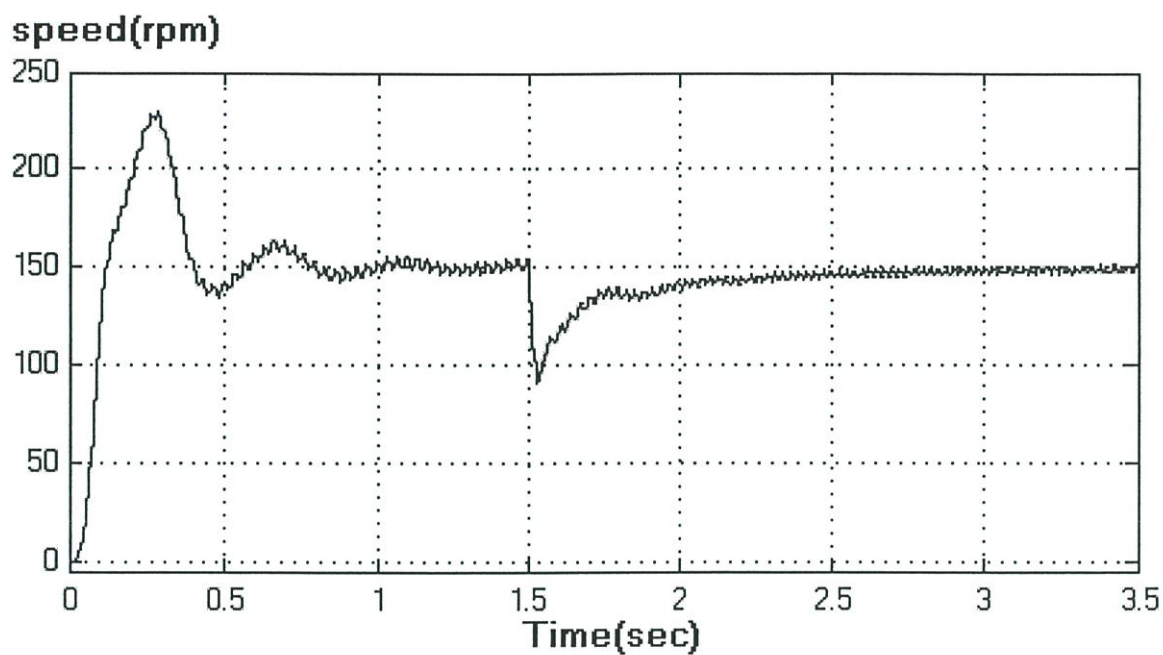


รูปที่ 5.20 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่
เวลา 1.5 วินาที

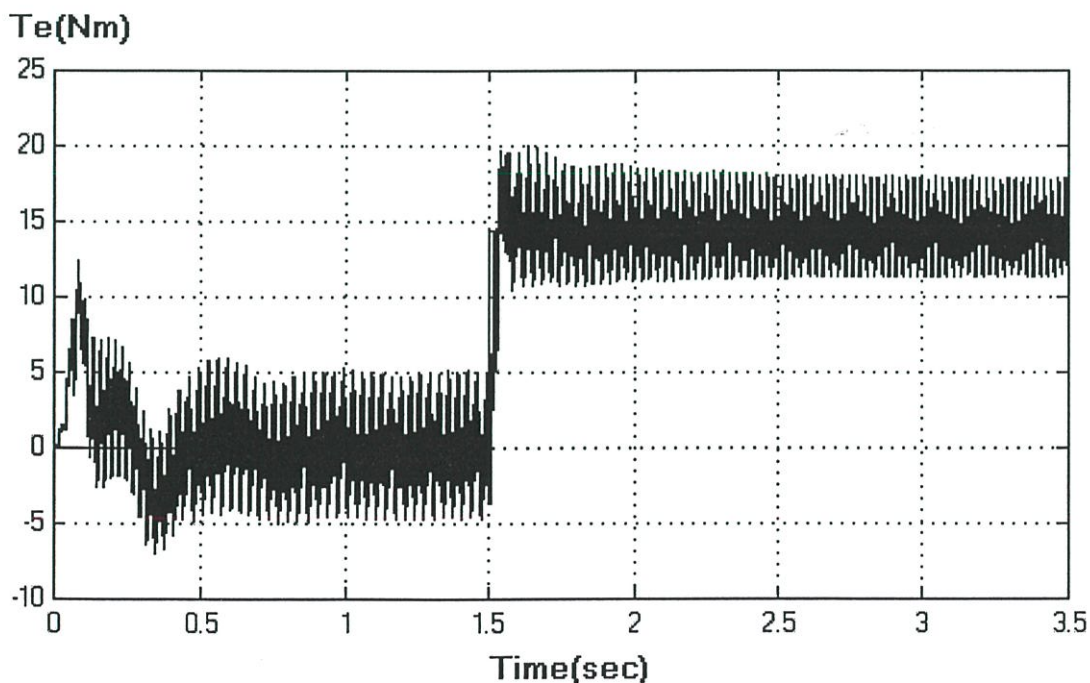


รูปที่ 5.21 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.20

5.2.2.5 ผลการทดสอบที่ 150 rpm, Full Load กรณี ฅ. อุณหภูมิทดสอบ
ของมอเตอร์

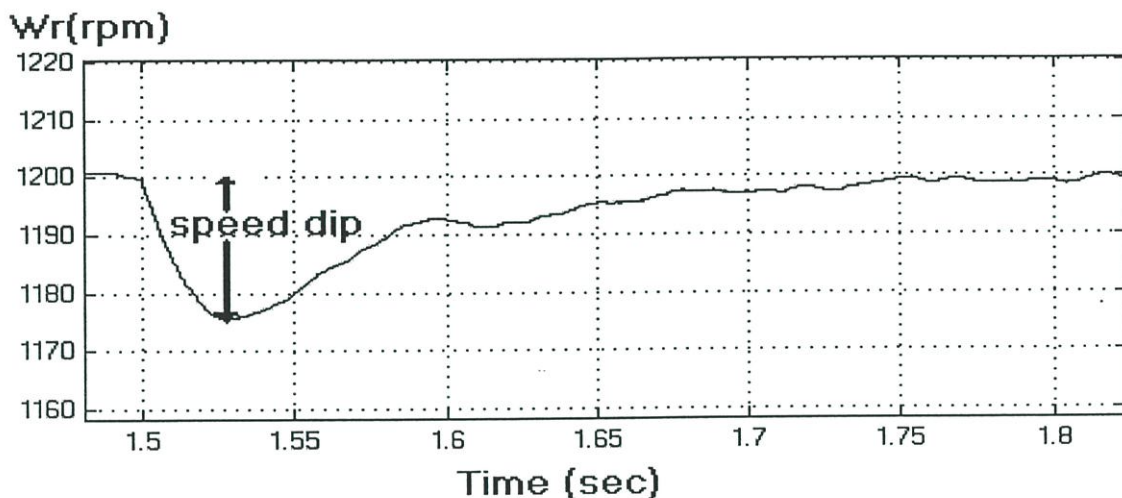


รูปที่ 5.22 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ฅ. ความเร็วรอบ 150 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่
เวลา 1.5 วินาที

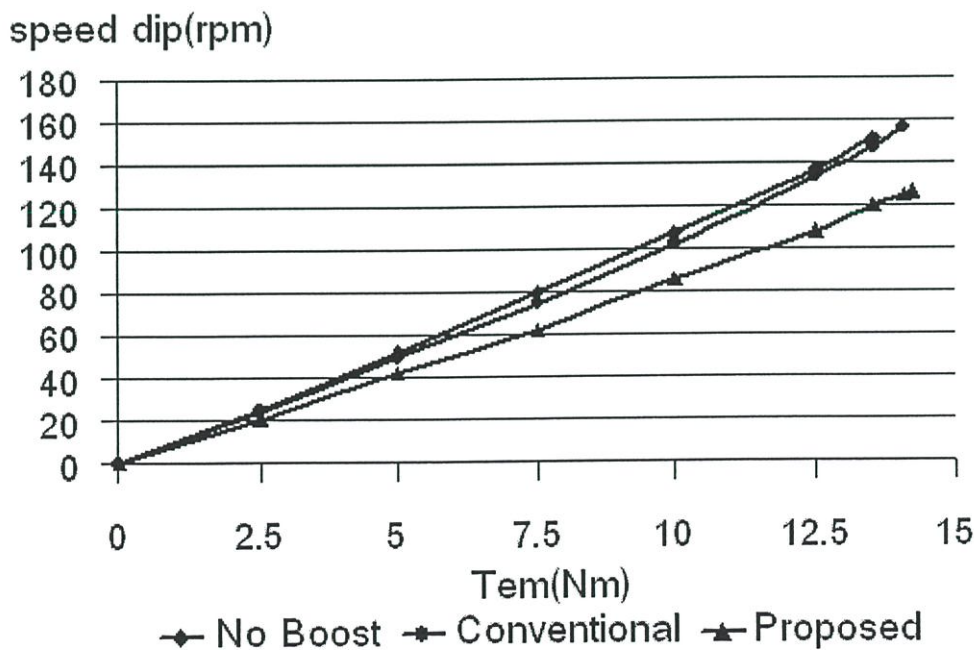


รูปที่ 5.23 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ฅ. ความเร็วรอบ 150 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.22

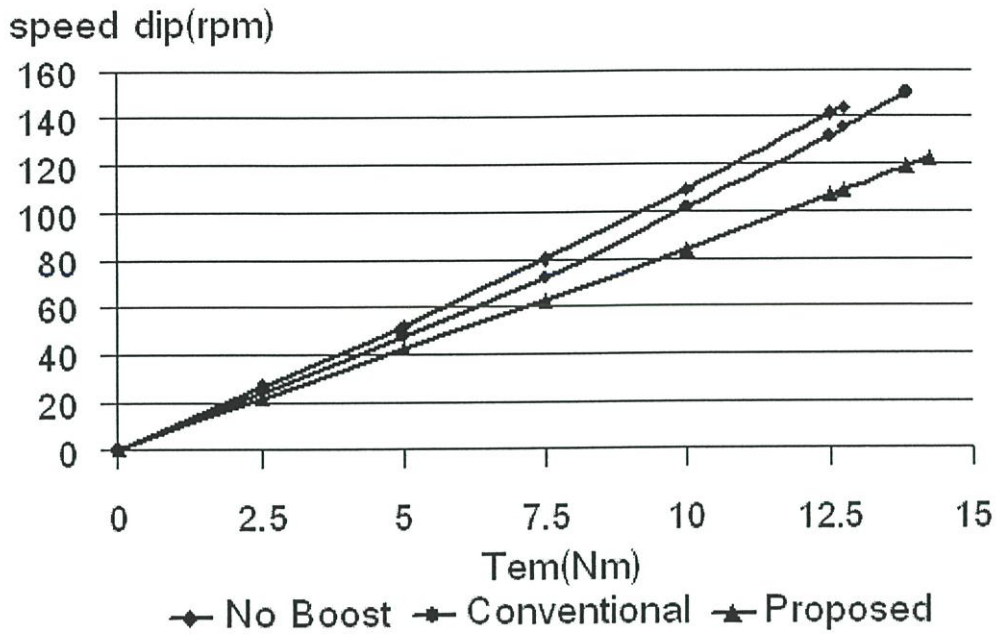
จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าความเร็วรอบจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นโดยมีความชันคงที่จนกระทั่งเข้าสู่ความเร็วรอบที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน โดยการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงที่คงที่ เมื่อมีการเพิ่มภาระโหลดที่พิกัด จะเห็นว่าความเร็วรอบมีการตกลงเล็กน้อยและใช้เวลา กลับเข้าสู่ค่าความเร็วรอบที่ต้องการได้อย่างรวดเร็ว



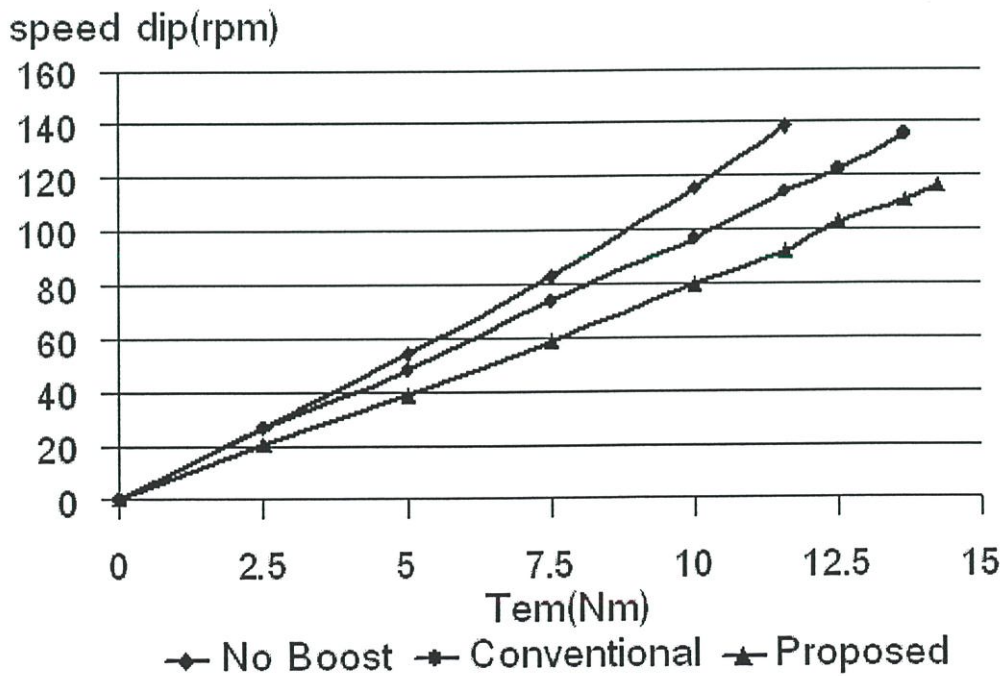
รูปที่ 5.24 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ขณะรับภาระก่อนจะกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัว



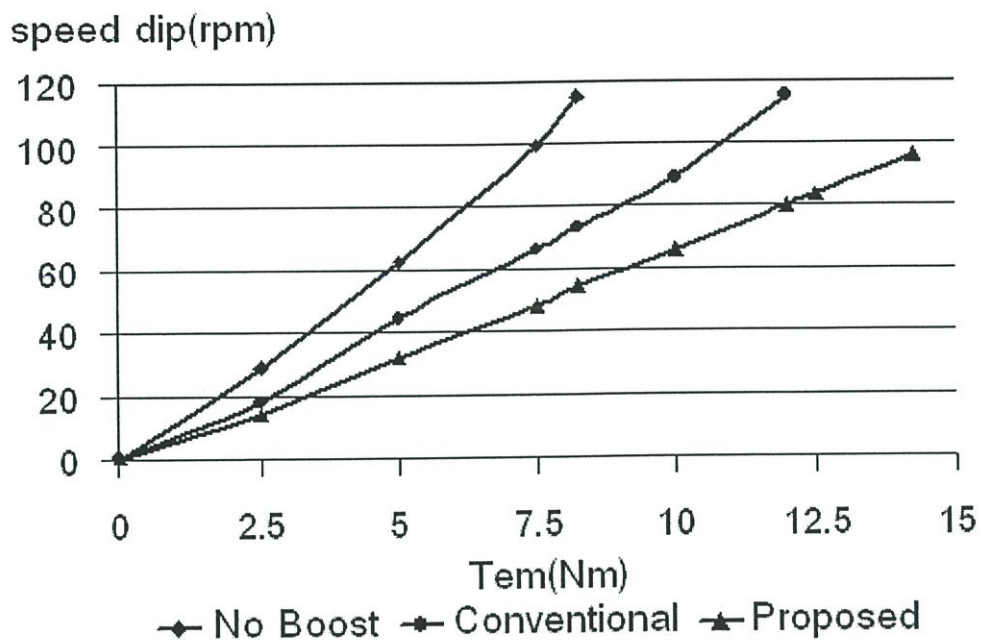
รูปที่ 5.25 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์



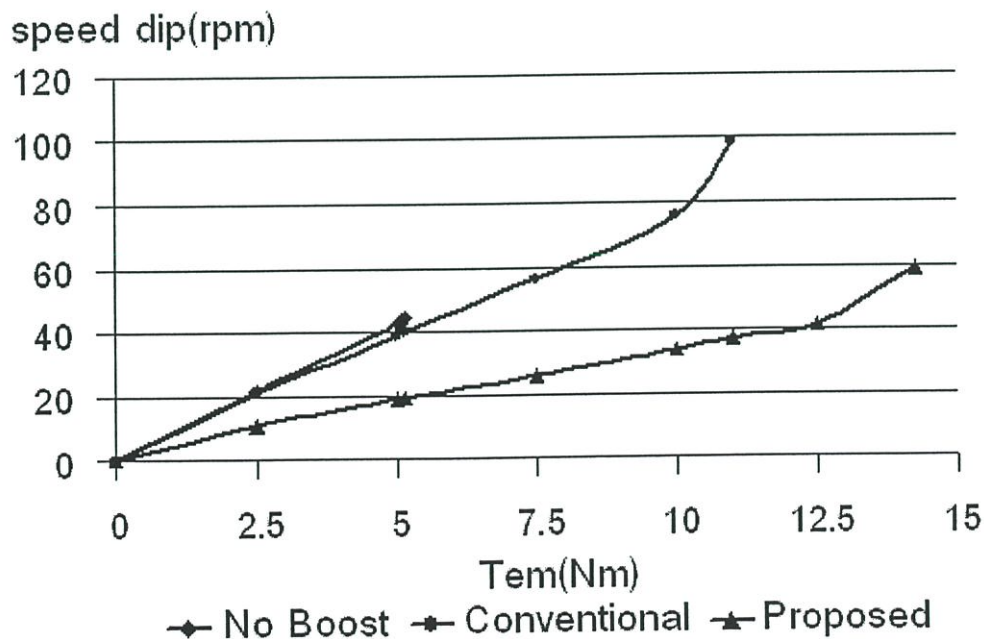
รูปที่ 5.26 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์



รูปที่ 5.27 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์



รูปที่ 5.28 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์



รูปที่ 5.29 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์

จากผลการทดสอบในรูปที่ 5.25 ถึงรูปที่ 5.29 เป็นการเปรียบเทียบความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของการควบคุมแบบป้อนกลับแบบลูปปิด กรณี ฅ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์แบบไม่มีการเพิ่มแรงดัน [4] (No Boost Voltage), แบบมีการเพิ่มแรงดันโดยทั่วไป [4] (Conventional Boost Voltage) และแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ (Proposed Boost Voltage) จากกราฟความสัมพันธ์จะเห็นว่าการควบคุมแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมีความชันของเส้นกราฟต่ำกว่าแบบอื่นๆ แสดงว่าผลของความเร็วยรอบตก (speed dip) มีค่าต่ำกว่าแบบอื่นๆ จึงทำให้การกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัวทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ เมื่อเปรียบเทียบกัน ฅ. ความเร็วยรอบและภาระโหลดเดียวกัน และยังสามารถรับภาระโหลดได้ตามค่าพิคัดแรงบิดของมอเตอร์ในทุกย่านความถี่ทดสอบ ส่วนการควบคุมแบบอื่นๆ จะไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามค่าพิคัดแรงบิดในทุกย่านความถี่ทดสอบ เนื่องจากผลของขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำกว่าค่าพิคัด

ตารางที่ 5.3 แสดงการตอบสนองของความเร็วยรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของการควบคุมแบบต่างๆ กรณี ฅ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	7.5	10	12.5	13.55	14.1	14.25
1200	No Boost	25.2	51.8	79.7	107.1	136.8	151.2	-	-
	Conventional	24.2	49.6	74.8	102.4	133.8	146.9	156.1	-
	Proposed	20.6	42	62.3	85.7	108	119.8	124.8	125.8

Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	7.5	10	12.5	12.75	13.85	14.25
900	No Boost	26.6	51.8	80.1	109	141.4	143.8	-	-
	Conventional	23.7	47.7	72.1	101.7	131.3	135.5	149.8	-
	Proposed	22	42.2	62.7	83.8	107	108.5	119	122.2

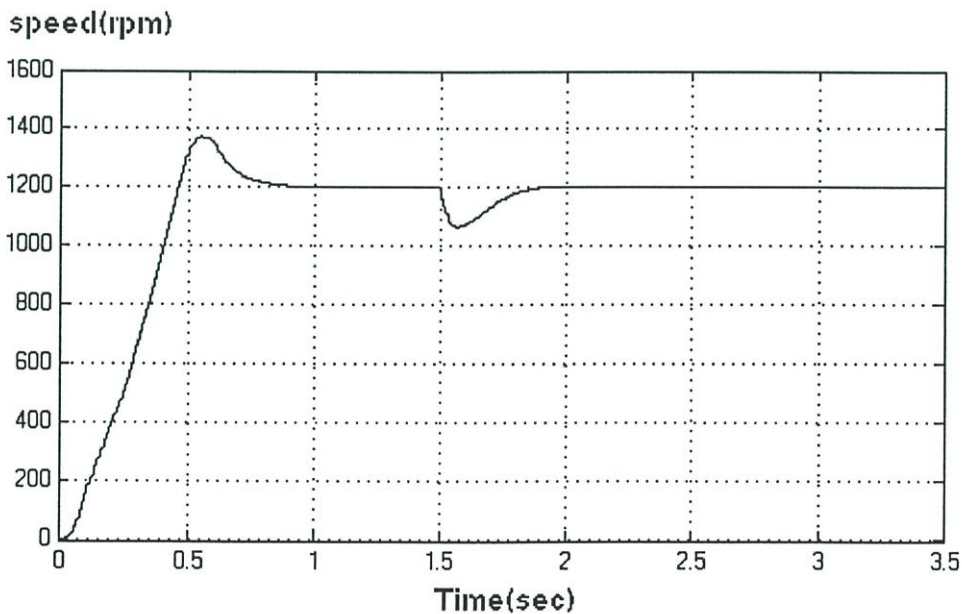
Nr, ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	7.5	10	11.60	12.5	13.65	14.25
600	No Boost	26.6	54.3	83	115.5	138.3	-	-	-
	Conventional	26.4	48	73.8	96.6	114.1	122.1	135.60	-
	Proposed	20.3	39.1	58.7	79.5	92	102.8	110.8	116.7

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	7.5	8.25	10	12	12.5	14.25
300	No Boost	28.7	62.5	99.5	114.9	-	-	-	-
	Conventional	17.7	44.4	66	73.4	89	115	-	-
	Proposed	14	31.6	48.2	54.2	65.5	80	83.2	95.9

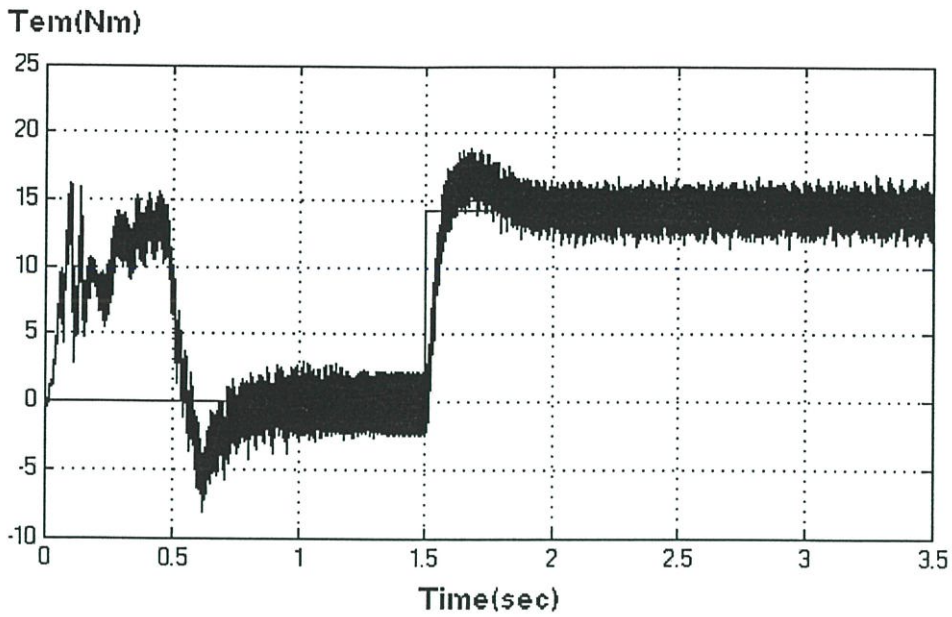
Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	5.15	7.5	10	11	12.5	14.25
150	No Boost	21.9	42.7	44.4	-	-	-	-	-
	Conventional	20.8	38.8	40.2	56.4	75.5	98.8	-	-
	Proposed	10.8	18.7	19.1	26	33.7	37.1	41.6	59

5.2.3 ผลการทดสอบแบบลูปปิด (Closed Loop) กรณี ณ. ชีดจำกัดอุณหภูมิต่อของมอเตอร์

5.2.3.1 ผลการทดสอบที่ 1,200 rpm, Full Load กรณี ณ. ชีดจำกัดอุณหภูมิต่อของมอเตอร์

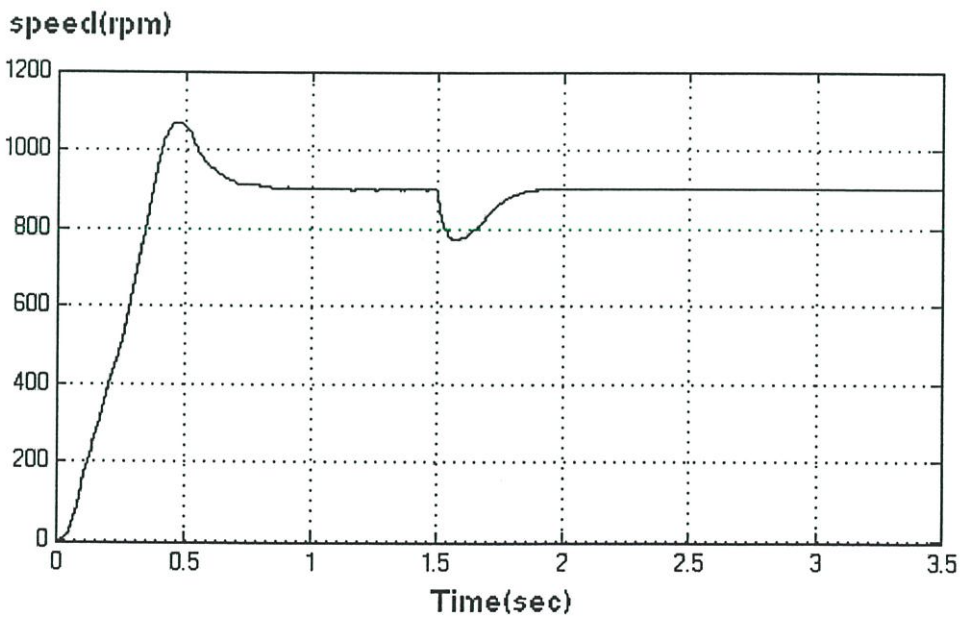


รูปที่ 5.30 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที

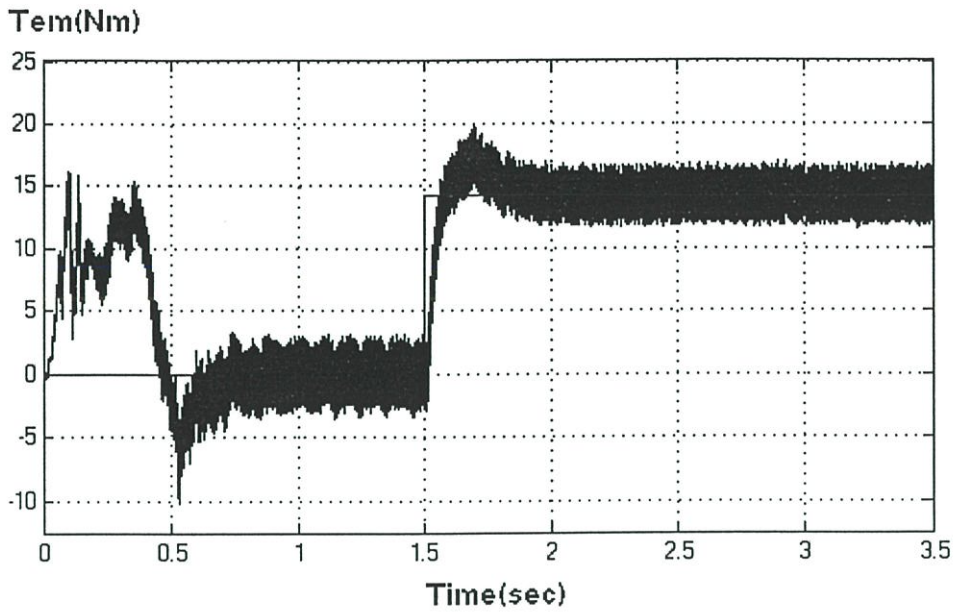


รูปที่ 5.31 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.30

5.2.3.2 ผลการทดสอบที่ 900 rpm, Full Load กรณี ณ. ชิดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์

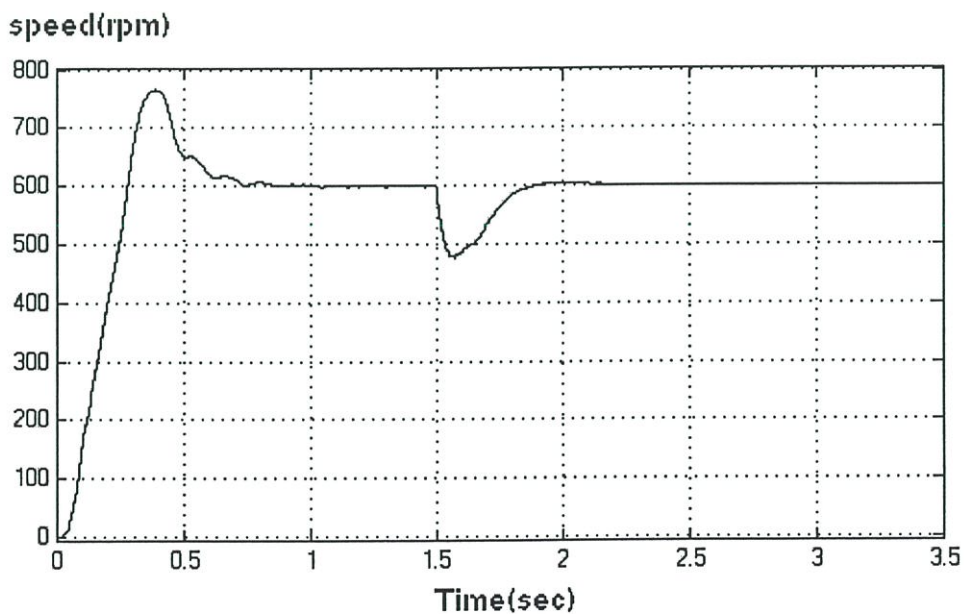


รูปที่ 5.32 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที

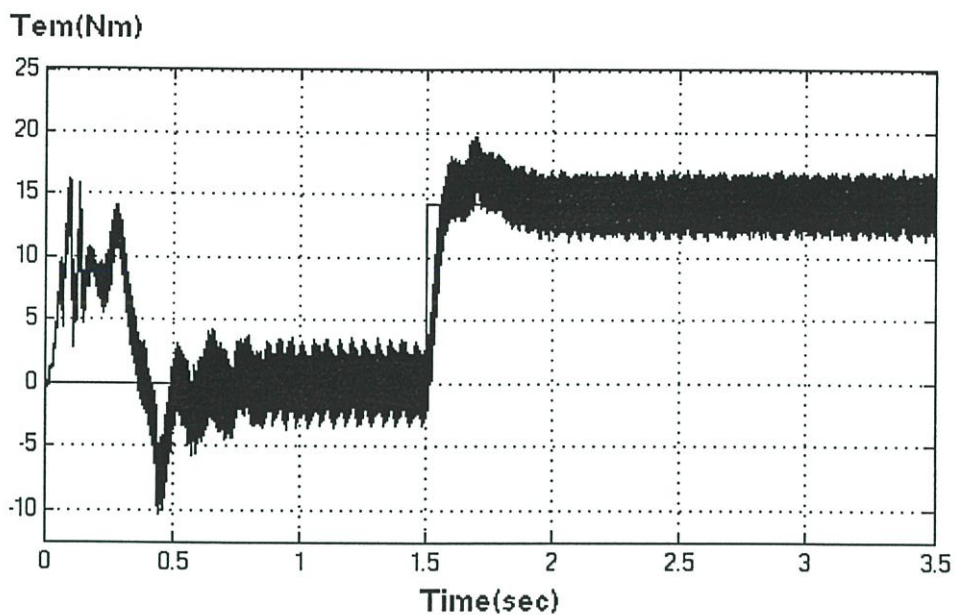


รูปที่ 5.33 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.32

5.2.3.3 ผลการทดสอบที่ 600 rpm, Full Load กรณี ณ. ชิดจำกัดอุณหภูมิ ของขดลวดความต้านทานสเตเตอร์

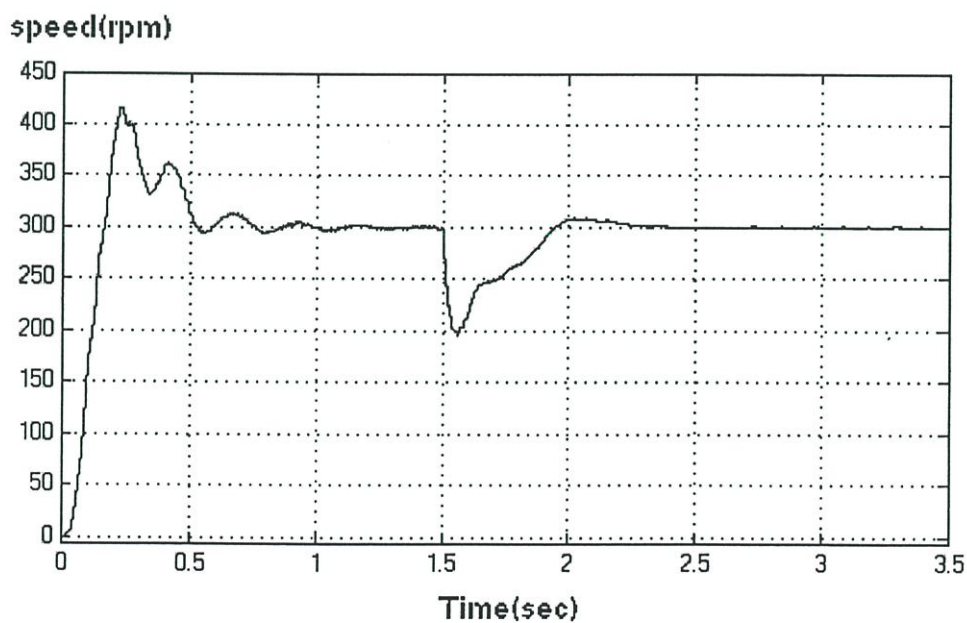


รูปที่ 5.34 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่
เวลา 1.5 วินาที

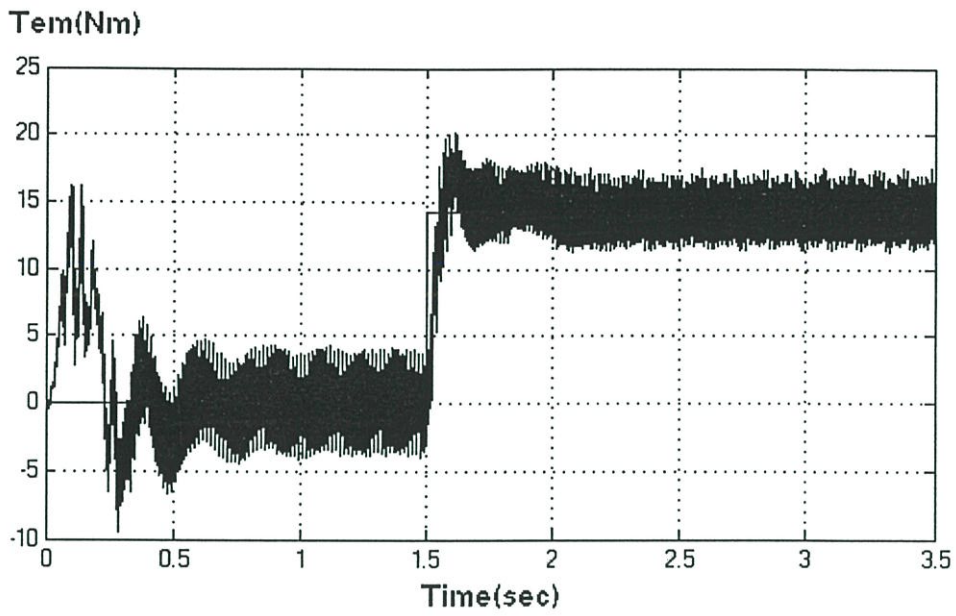


รูปที่ 5.35 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.34

5.2.3.4 ผลการทดสอบที่ 300 rpm, Full Load กรณี ณ. ชัดจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์

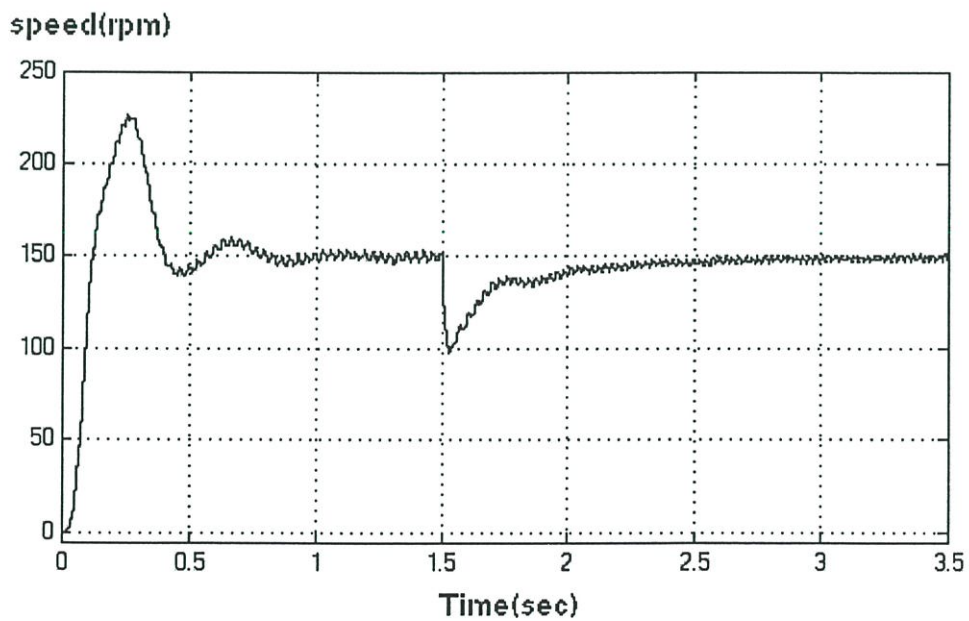


รูปที่ 5.36 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่เวลา 1.5 วินาที

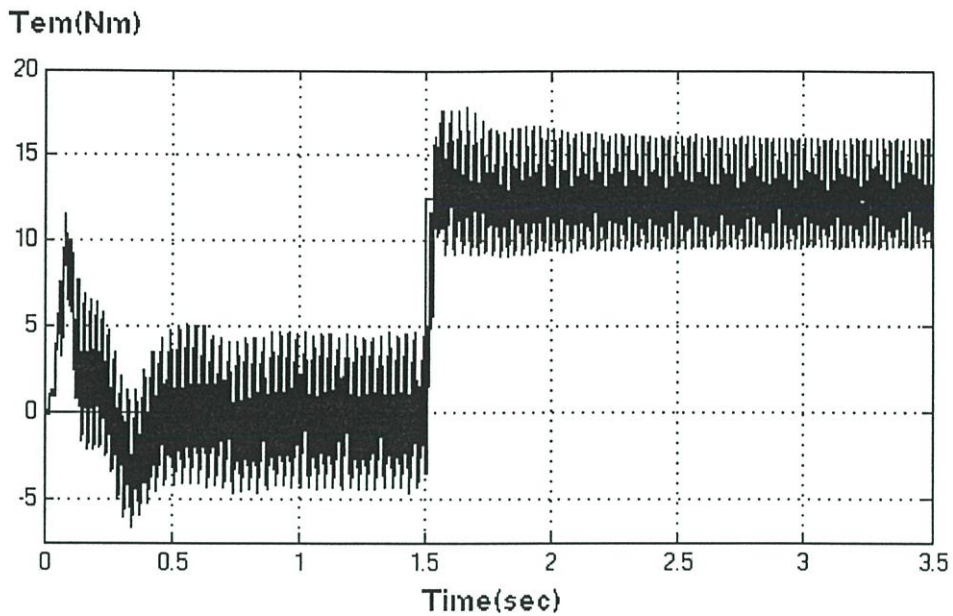


รูปที่ 5.37 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.36

5.2.3.5 ผลการทดสอบที่ 150 rpm, Full Load กรณี ณ. ชัดจำกัดอุณหภูมิ ของมอเตอร์

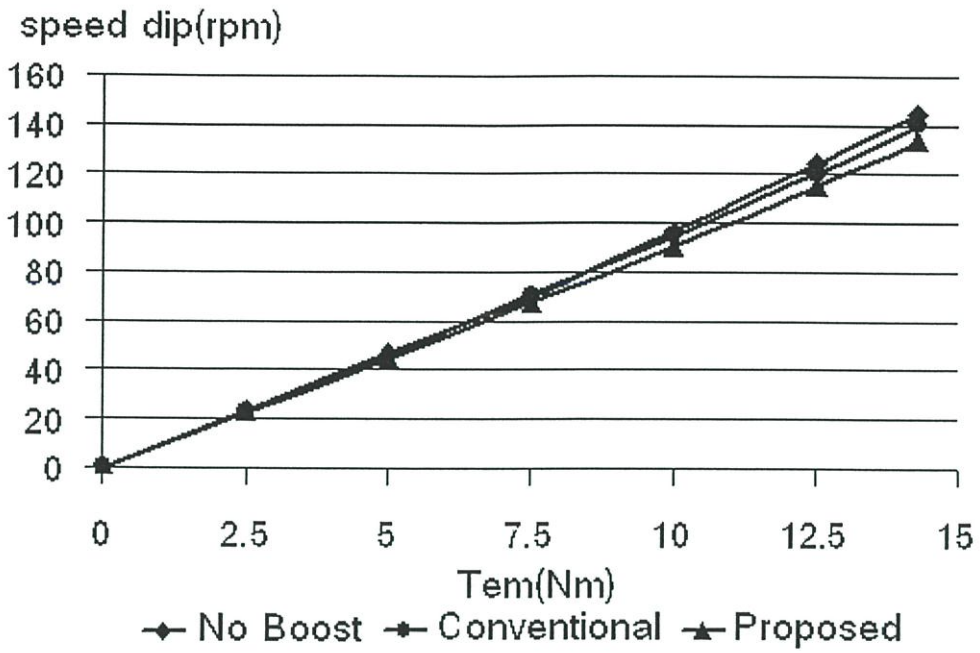


รูปที่ 5.38 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm เมื่อมีการเพิ่มโหลดที่
เวลา 1.5 วินาที

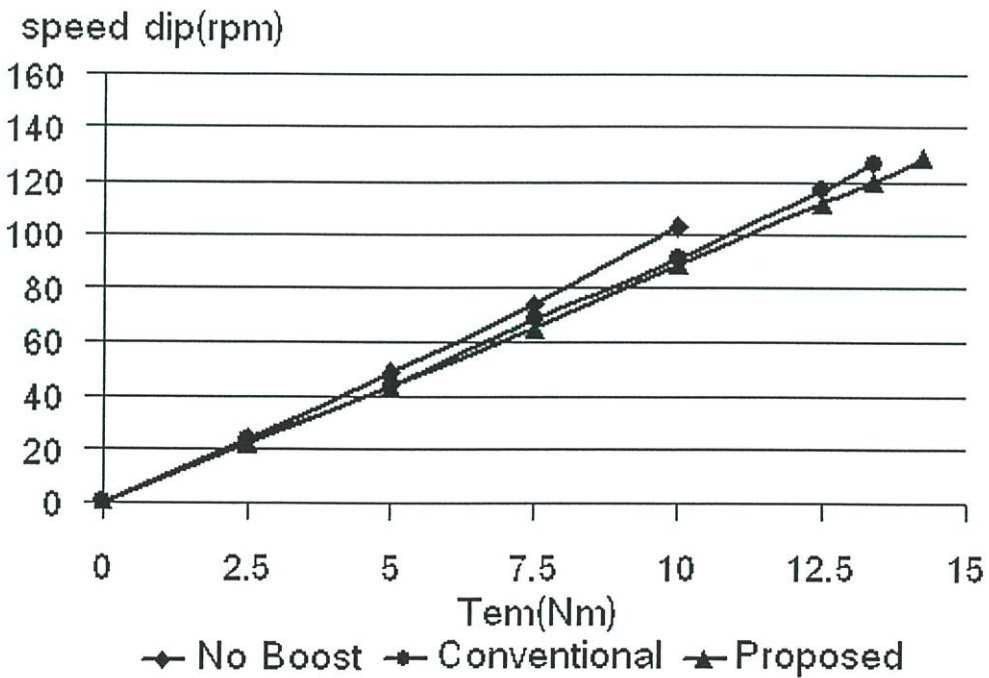


รูปที่ 5.39 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm ที่สอดคล้องกับรูปที่ 5.38

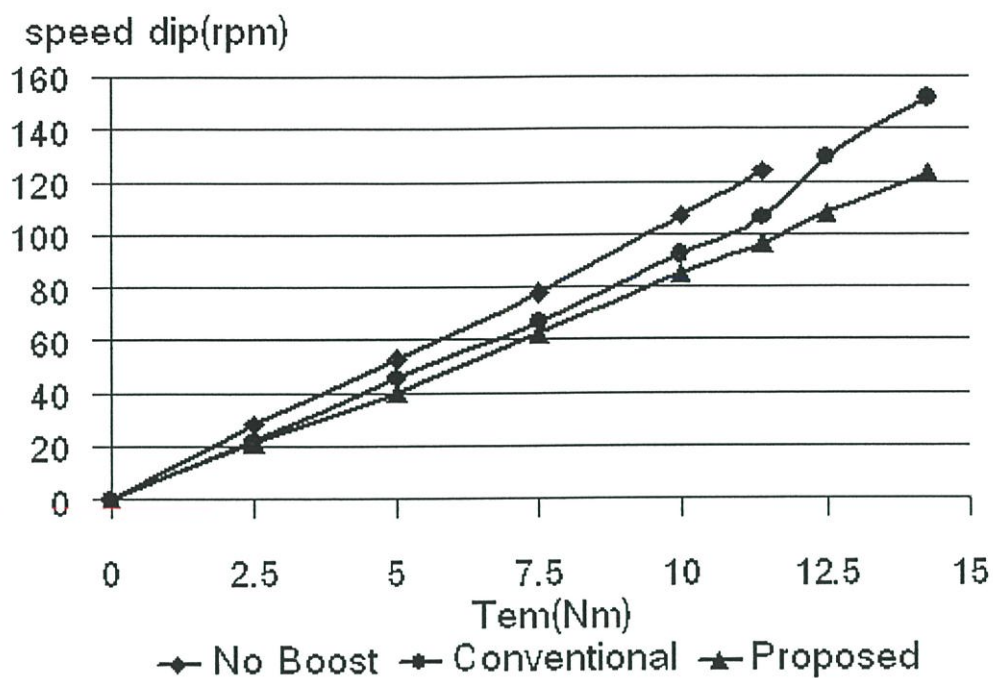
จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าความเร็วรอบจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นโดยมีความชันคงที่จนกระทั่งเข้าสู่ความเร็วรอบที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน เมื่อมีการเพิ่มภาระโหลดที่พิกัด ณ. ความถี่ทดสอบต่างๆ ส่วนมากจะเห็นว่าความเร็วรอบมีการตกลงเล็กน้อยและใช้เวลากลับเข้าสู่ค่าความเร็วรอบที่ต้องการได้อย่างรวดเร็ว ยกเว้นบริเวณย่านความถี่ต่ำจะไม่สามารถรับภาระโหลดที่พิกัดได้ เนื่องจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมากเมื่อเทียบกับค่าแรงดันเทอร์มินอล จึงทำให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำกว่าค่าพิกัด



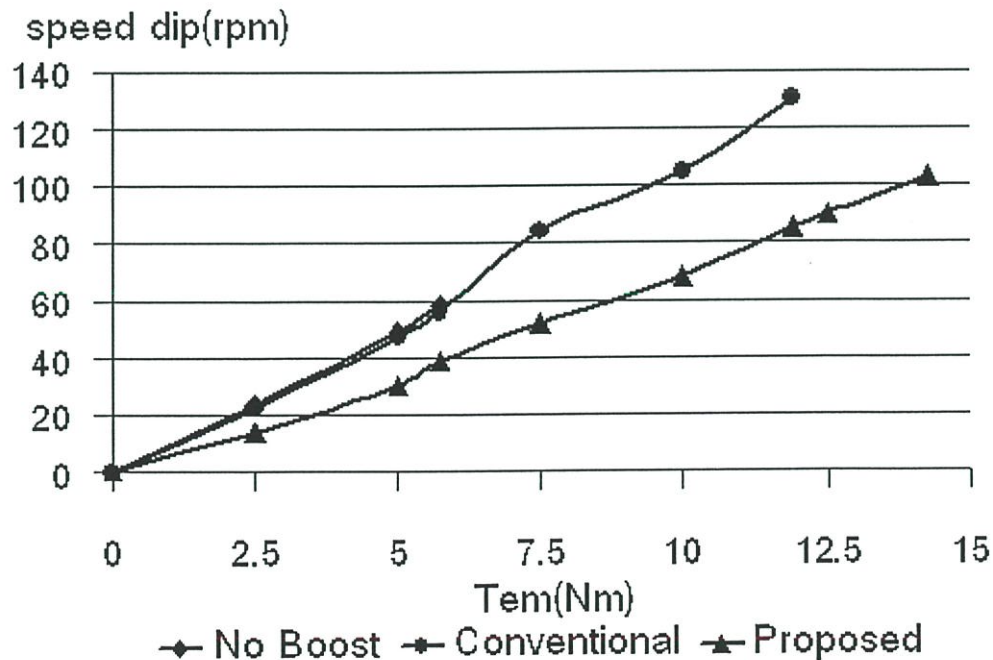
รูปที่ 5.40 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 1,200 rpm กรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์



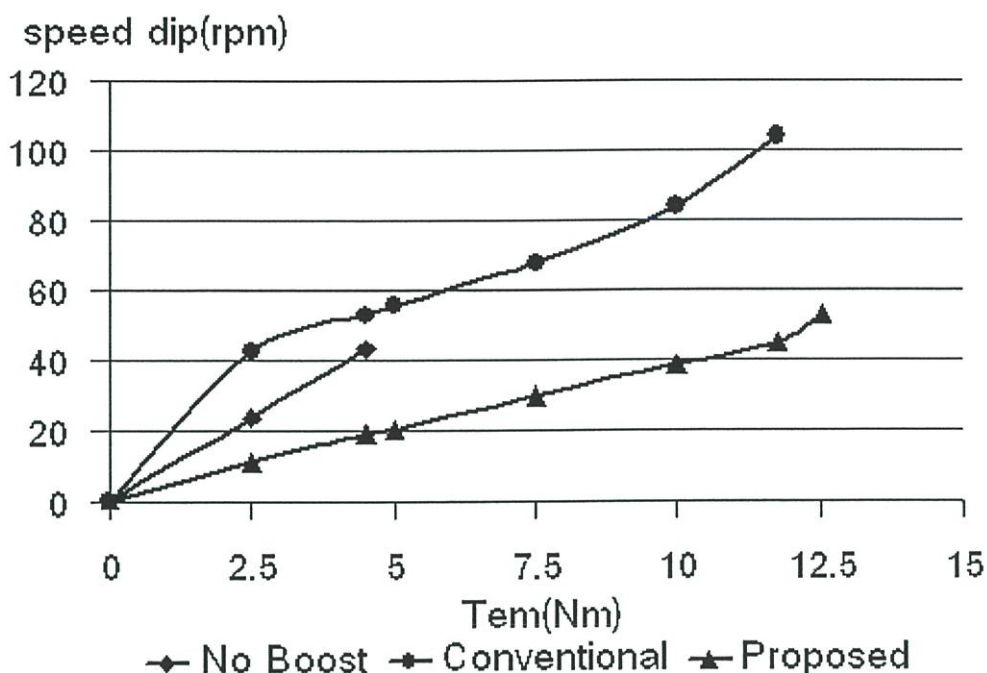
รูปที่ 5.41 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm กรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์



รูปที่ 5.42 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm กรณี ณ. ชีตจำกัดดุดนหภูมิของมอเตอร์



รูปที่ 5.43 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm กรณี ณ. ชีตจำกัดดุดนหภูมิของมอเตอร์



รูปที่ 5.44 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm กรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์

จากผลการทดสอบในรูปที่ 5.40 ถึงรูปที่ 5.44 เป็นการเปรียบเทียบความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของการควบคุมแบบป้อนกลับแบบลูปปิด กรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์แบบไม่มีการเพิ่มแรงดัน[4](No Boost Voltage), แบบมีการเพิ่มแรงดันโดยทั่วไป [4] (Conventional Boost Voltage) และแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมีความชันของเส้นกราฟต่ำกว่าแบบอื่นๆ แสดงว่าผลของความเร็วยรอบตก (speed dip) มีค่าต่ำกว่าแบบอื่นๆ จึงทำให้การกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัวทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ เมื่อเปรียบเทียบกัน ณ. ความเร็วรอบและภาระโหลดเดียวกัน และยังสามารถรับภาระโหลดได้เกือบทุกย่านความถี่ทดสอบ ยกเว้นบริเวณย่านความถี่ต่ำ จะไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดแรงบิด เนื่องจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์มีค่าสูงชันมากเมื่อเทียบกับค่าแรงดันเทอร์มินอล จึงทำให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำกว่าค่าพิกัด

ตารางที่ 5.4 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของการควบคุมแบบต่างๆ กรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)					
		2.5	5	7.5	10	12.5	14.25
1200	No Boost	23.3	46.9	69.5	96.7	124.3	144.5
	Conventional	22.5	45.2	70.5	94.3	119.8	139.6
	Proposed	22.3	44.3	67.1	90	114.7	133.6

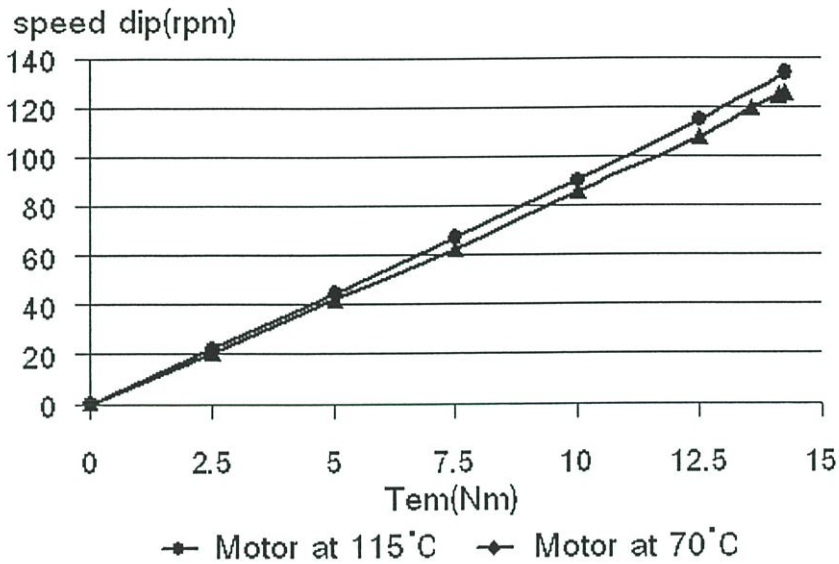
Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)						
		2.5	5	7.5	10	12.5	13.4	14.25
900	No Boost	23.8	48.5	74.2	102.8	133.9	145.9	-
	Conventional	23.6	43.8	68.6	90.7	116.8	126.5	13.6.3
	Proposed	22.2	43.3	64.9	88.7	112	119.8	128.9

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)						
		2.5	5	7.5	10	11.4	12.5	14.25
600	No Boost	28	52.5	77.6	106.6	123.8	-	-
	Conventional	21.9	45.8	66.8	92.5	106.2	129	151.4
	Proposed	21.8	40	62.8	84.9	96.3	107.7	122.8

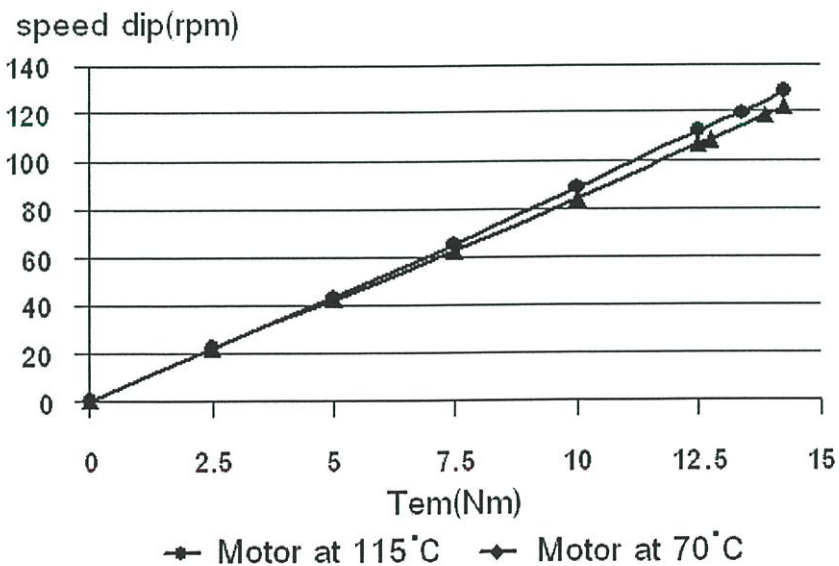
Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)							
		2.5	5	5.75	7.5	10	11.9	12.5	14.25
300	No Boost	23.9	49.2	58.4	-	-	-	-	-
	Conventional	22.7	47.3	56.4	83.1	105.1	130.1	-	-
	Proposed	14.9	34.1	39	51.9	68.4	85.1	90	103.1

Nr,ref (rpm)		T_{em} (Nm)						
		2.5	4.5	5	7.5	10	11.75	12.5
150	No Boost	23.4	43.2	-	-	-	-	-
	Conventional	42.1	53	55.4	67.6	83.7	103.8	-
	Proposed	11.1	18.8	20.1	29.4	38.5	44.6	52.5

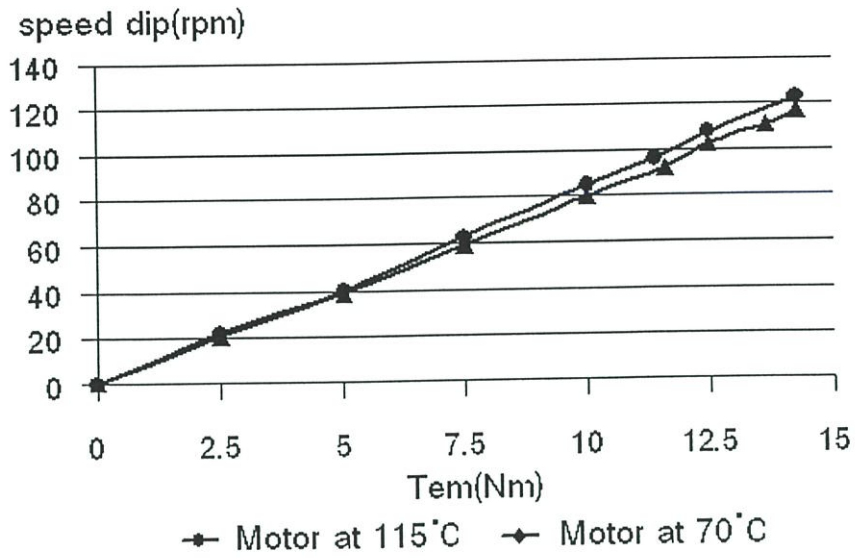
5.2.3 ผลการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของการควบคุมแรงดันและความถี่แบบที่นำเสนอต่างๆ ระหว่าง กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์และกรณี ณ. ชีตจำกัด อุณหภูมิของมอเตอร์



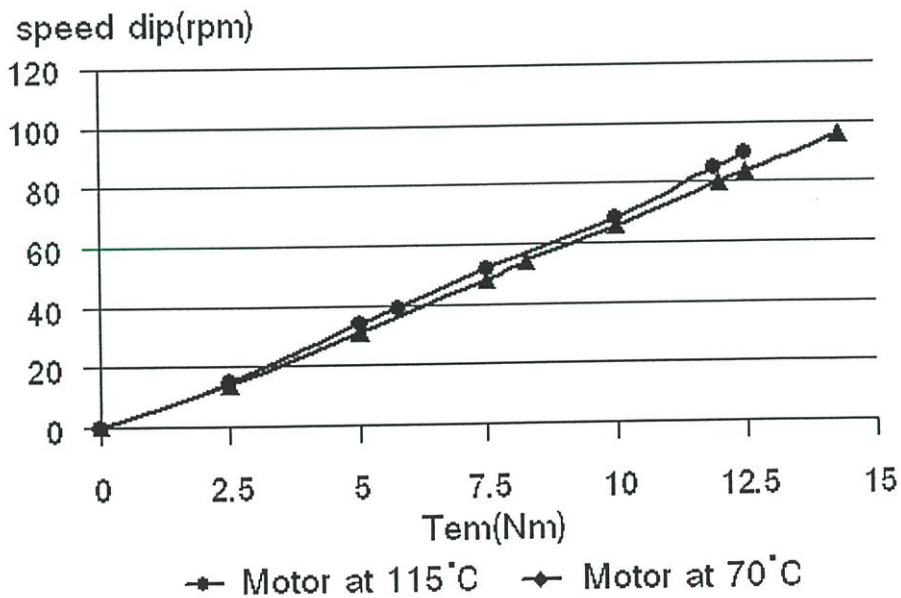
รูปที่ 5.45 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 1200 rpm



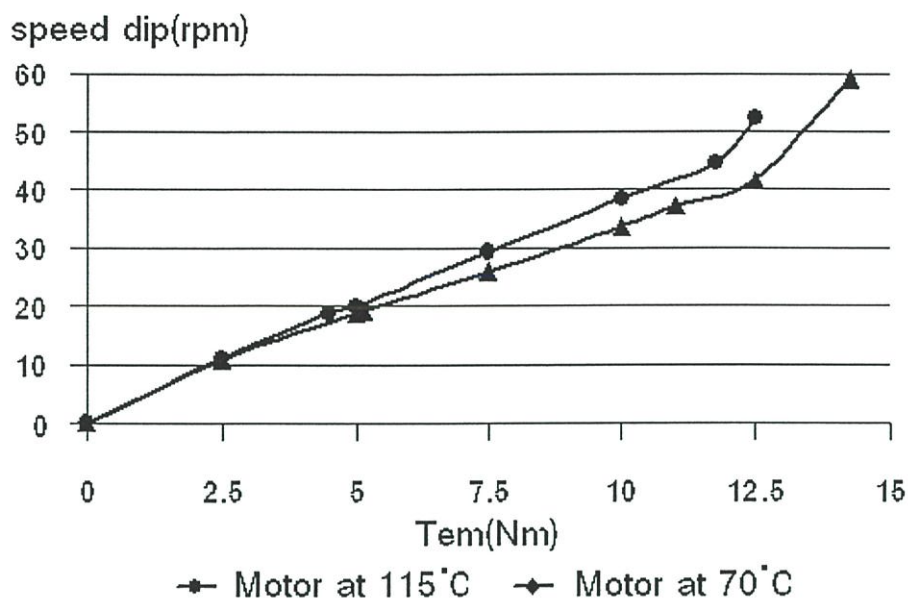
รูปที่ 5.46 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ณ. ความเร็วรอบ 900 rpm



รูปที่ 5.47 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip)
ณ. ความเร็วรอบ 600 rpm



รูปที่ 5.48 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip)
ณ. ความเร็วรอบ 300 rpm



รูปที่ 5.49 แสดงกราฟการเปรียบเทียบการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip)
ณ. ความเร็วรอบ 150 rpm

จากกราฟรูปที่ 5.45 ถึงรูปที่ 5.49 จะเห็นว่าค่าความต้านทานสเตเตอร์และค่าความต้านทานโรเตอร์ที่เพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ความชันของเส้นกราฟของกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์มีความชันสูงกว่ากรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ ในทุกย่านความถี่ทดสอบ จึงทำให้การกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัวทำได้ช้ากว่าและไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดในทุกย่านความถี่ทดสอบ เนื่องจากความสามารถของการชดเชยแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์ลดลง ส่วนการควบคุมแรงดันและความถี่ที่นำเสนอในกรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ จะสามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดแรงบิดในทุกบริเวณย่านความถี่ทดสอบ

5.3 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการทดสอบหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยใช้หลักการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่นำเสนอ เพื่อดูพฤติกรรมการทำงานและการตอบสนองต่อเวลา , การทดสอบการทำงานของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบเพื่อช่วยให้ระบบมีผลการตอบสนองทางเวลาที่ดี และทำให้เสถียรภาพของระบบดีขึ้น อีกทั้งยังเป็นการตรวจสอบค่าอัลกอริทึมที่ได้จากหลักการดังกล่าวเทียบกับหลักการของทฤษฎีที่ได้จากวิเคราะห์ในบทที่ 2 ึ่งจากผลการทดสอบด้วยแบบจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบการควบคุมมีความแม่นยำให้ผลตอบสนองต่อแรงบิดและความเร็วเป็นที่น่าพอใจ ในทุกบริเวณย่านความถี่ทดสอบและสอดคล้องกับทางทฤษฎี นอกจากนี้ยังได้ทดสอบผลกระทบของอุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้นในขดลวดความต้านทานสเตเตอร์และขดลวดความต้านทานโรเตอร์ ซึ่งมีผลทำให้ความสามารถ

ในการชดเชยแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ลดลงจึงทำให้ระบบควบคุมไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดแรงบิด ในทุกย่านความถี่ทดสอบ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำ

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดสอบ

6.1 วิจารณ์ผลการทดสอบ

จากการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ให้หลักการควบคุมแรงดันและความถี่ จากการประเมินค่าความผิดพลาดขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ได้ผลเป็นที่น่าพอใจและให้ผลสอดคล้องกับทางทฤษฎี ซึ่งจากการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบลูปเปิด ทั้งกรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ และกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์ จะเห็นว่าเมื่อมีการเพิ่มภาระโหลดจะทำให้ความเร็วรอบลดต่ำลงเรื่อยๆ ณ. บริเวณความถี่สูงความชันของกราฟจะมีค่าใกล้เคียงกันเนื่องจากผลของแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าแรงดันเทอร์มินอล ส่วนบริเวณความถี่ต่ำจะเห็นความแตกต่างของเส้นกราฟมากขึ้นเพราะแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์มีค่ามากขึ้น เมื่อเทียบกับแรงดันเทอร์มินอล เป็นผลให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดลง ทำให้ไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัด แต่การควบคุมแบบที่มีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมักจะมีความชันของเส้นกราฟสูงกว่าแบบอื่นๆ เนื่องจากความสามารถของการชดเชยแรงดันตกคร่อมความต้านทานที่สเตเตอร์ที่ทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดในทุกย่านความถี่ทดสอบ ส่วนกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์ไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดในทุกย่านความถี่ทดสอบ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำ ส่วนการควบคุมแบบลูปปิด กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ จากกราฟความสัมพันธ์จะเห็นว่า การควบคุมแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมีความชันของเส้นกราฟต่ำกว่าแบบอื่นๆ แสดงว่าผลของความเร็วยกตก (speed dip) มีค่าต่ำกว่าแบบอื่นๆ จึงทำให้การกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัวทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ เมื่อเปรียบเทียบกัน ณ. ความเร็วรอบและภาระโหลดเดียวกัน และยังสามารถรับภาระโหลดได้ตามค่าพิกัดแรงบิดของมอเตอร์ ในทุกๆ ย่านความถี่ทดสอบ ส่วนการควบคุมแบบอื่นๆ จะไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามค่าพิกัดแรงบิดในทุกย่านความถี่ทดสอบเนื่องจากผลของขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำกว่าค่าพิกัด ส่วนในกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์ จากกราฟความสัมพันธ์จะเห็นว่า การควบคุมแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมีความชันของเส้นกราฟต่ำกว่าแบบอื่นๆ แสดงว่าผลของความเร็วยกตก (speed dip) มีค่าต่ำกว่าแบบอื่นๆ จึงทำให้การกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัวทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ เมื่อเปรียบเทียบกัน ณ. ความเร็วรอบและภาระโหลดเดียวกัน และยังสามารถรับภาระโหลดได้เกือบทุกย่านความถี่ทดสอบ ยกเว้นบริเวณย่านความถี่ต่ำ จะไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดแรงบิดเนื่องจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์มีค่าสูงขึ้นมาเมื่อเทียบกับค่าแรงดันเทอร์มินอล จึงทำให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำ

ลงกว่าค่าพิกัด นอกจากนี้จากกราฟการทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ จะพบว่าการทำงานดังกล่าวมีความถูกต้องและสอดคล้องกับทางทฤษฎีที่ใช้ในการควบคุมการทำงาน จากผลการทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ที่ได้จากการควบคุมแบบการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยหลักการควบคุมแรงดันและความถี่ที่ได้จากประเมินค่าความผิดพลาดขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ ผลการทดสอบยืนยันได้ว่าเทคนิคที่นำเสนอสามารถควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้อย่างถูกต้อง และมีสมรรถนะผลการทดสอบเป็นที่น่าพอใจ แต่ผลการตอบสนองความเร็วในรูปการควบคุมเร็วรอบมีค่าโอเวอร์ชูดสูง จึงควรมีการปรับปรุงให้ดีขึ้น

6.2 สรุป

จากผลการทดสอบหลักการควบคุมแรงดันและความถี่ที่ได้จากประเมินค่าความผิดพลาดขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ กรณี ณ. อุณหภูมิทดสอบของมอเตอร์ จะเห็นว่าระบบมีความแม่นยำให้ผลการตอบสนองต่อแรงบิดและความเร็วเป็นที่พอใจ ในทุกบริเวณย่านความถี่ทดสอบและสอดคล้องกับทางทฤษฎี ส่วนกรณี ณ. ชีตจำกัดอุณหภูมิของมอเตอร์ การตอบสนองต่อแรงบิดและความเร็วรอบทำได้ดีเช่นกัน แต่ไม่สามารถรับภาระโหลดแรงบิดที่พิกัดได้ในบริเวณย่านความถี่ต่ำ ซึ่งมีผลมาจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์เพิ่มสูงขึ้นมากเมื่อเทียบกับแรงดันเทอร์มินอล เป็นผลทำให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กสเตเตอร์ลดต่ำกว่าค่าพิกัด ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าอุณหภูมิที่เพิ่มสูงในขดลวดความต้านทานสเตเตอร์และขดลวดความต้านทานโรเตอร์ มีผลทำให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กสเตเตอร์ลดต่ำลง จึงทำให้ความสามารถในการชดเชยแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ลดลง ทำให้ระบบควบคุมไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดแรงบิดในทุกย่านความถี่ทดสอบ

6.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

จากการทดสอบหลักการควบคุมแรงดันและความถี่ที่ได้จากประเมินค่าความผิดพลาดขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ จะพบว่าอุณหภูมิที่เพิ่มสูงของมอเตอร์มีผลทำให้ระบบควบคุมไม่สามารถรับภาระโหลดที่พิกัดแรงบิดได้ทุกย่านความถี่ทดสอบโดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำ ดังนั้นควรทำการพัฒนาการประเมินค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่แปรผันตามอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจริง ซึ่งจะส่งผลทำให้ระบบมีการตอบสนองที่ดีขึ้นและรับภาระโหลดที่พิกัดแรงบิดได้ทุกย่านความถี่ทดสอบ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำ

หนังสืออ้างอิง

- [1] Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives" Condra Chair of Excellence in Power Electronics The University of Tennessee Knoxville.
- [2] Green,T.C. and Williams,B.W. "Derivation of motor line current waveforms from the DC link of an inverter ", IEE Proc. B, Electric Power Appl., 1989, Vol. 136, pp. 196-204.
- [3] Green,T.C. and Williams,B.W. "Steady-state control of an induction motor by Estimation of stator flux magnitude ", IEE Proc. B, Electric Power Appl., 1991, Vol.138, pp. 69-74.
- [4] Mohan,Undeland and Robbins. "Power Electronics." Converter, Application and Design 2nd edition John Wiley and Sons, 1995.
- [5] Peter Vas, "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford University Press, 1993.
- [6] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Handbook", Academic Press, 2001
- [7] Richard Valentine, "Motor Control Electronics Handbook ", McGraw-Hill, 1998.
- [8] B.K. Bose, "Power Electronic and Variable Frequency Drives: Technology and Applications. ", IEEP Press Maketing, 1996.
- [9] จรัส ตั้งวงศ์ชูเกตุ, "การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบเฟสเซอร์โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมการทำงาน", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545.
- [10] ชัยทัศน์ มณีอินทร์, "การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีไซเคิลแบบขนาน ด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับสามเฟสพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545.
- [11] ศิวะ หงษ์นภา, "ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ" , สำนักพิมพ์ ส.ส.ท (ไทย-ญี่ปุ่น) พิมพ์ครั้งที่ 1 ตุลาคม 2543.
- [12] โคทม อารียา, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 & 2" , ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [13] ศ.ดร. วรวิทย์ อึ้งภากรณ์ และ ผศ. ดร. รัชทิน จันท์เจริญ, "ระบบควบคุมเชิงเส้น", บริษัท ว.เพ็ชร สกุล จำกัด, 2545.

หนังสืออ้างอิง (ต่อ)

- [14] รศ. สุมาลี อุณหวนิชย์, "ระบบควบคุม", สำนักพิมพ์ ส.ส.ท (ไทย – ญี่ปุ่น), พิมพ์ครั้งที่ 1, มีนาคม 2545.
- [15] วิริยะ พิเชฐจำเริญ, "เอ.ซี. มอเตอร์คอนโทรล" คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2529.
- [16] พิเชิต ล้ายอง, "เอกสารประกอบการสอนวิชาเครื่องกลไฟฟ้า" ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2539.
- [17] รศ. ดร. มนต์ สังวรศิลป์ และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล "คู่มือใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์", สำนักพิมพ์อิมโฟเพรส, พิมพ์ครั้งที่ 1, เมษายน 2543.
- [18] ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล และ วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล, "เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์", บริษัทอินโฟเพรส เอ็กเพอริเมนต์จำกัด, 2542.

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดทั่วไปของมอเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

1. ข้อมูลในแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name Plate)

ยี่ห้อ NATIONAL Number 6305.6305

Volt 220/380, 4 Pole, 50 Hz, 3 HP, INS Class F

Amp 8.7/5.0, RPM 1420, Weight 21.5 kg.

2. ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้ทำจากการทดสอบจะมีรายละเอียดดังนี้

ค่าความต้านทานทางด้านสเตเตอร์ (R_s)	เท่ากับ 3.76 Ω
ค่าความต้านทานทางด้านโรเตอร์ (R_r)	เท่ากับ 2.35 Ω
ค่าความต้านทานในขดแมกนีไทซ์ซิ่งค์ (R_m)	เท่ากับ 326 Ω
ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านสเตเตอร์ (L_{ls})	เท่ากับ 13.5 mH
ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านโรเตอร์ (L_{lr})	เท่ากับ 13.5 mH
ค่าความเหนี่ยวนำในขดแมกนีไทซ์ซิ่งค์ (L_m)	เท่ากับ 236 mH

ภาคผนวก ข.
ค่าพารามิเตอร์ของทูลบล็อกต่างๆ ของ
โมเดล MATLAB/SIMULINK

1. ค่าพารามิเตอร์โมเดลแบบจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปปิด (Closed loop) ด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่โดยอาศัยการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่

Block Parameters: PWM IGBT Inverter

Universal Bridge (mask) (link)

This block implement a bridge of selected power electronics devices. Series RC snubber circuits are connected in parallel with each switch device. For most applications the internal inductance should be set to zero.

Parameters

Number of bridge arms:

Port configuration

Snubber resistance R_s (Ohms)

Snubber capacitance C_s (F)

Power Electronic device

R_{on} (Ohms)

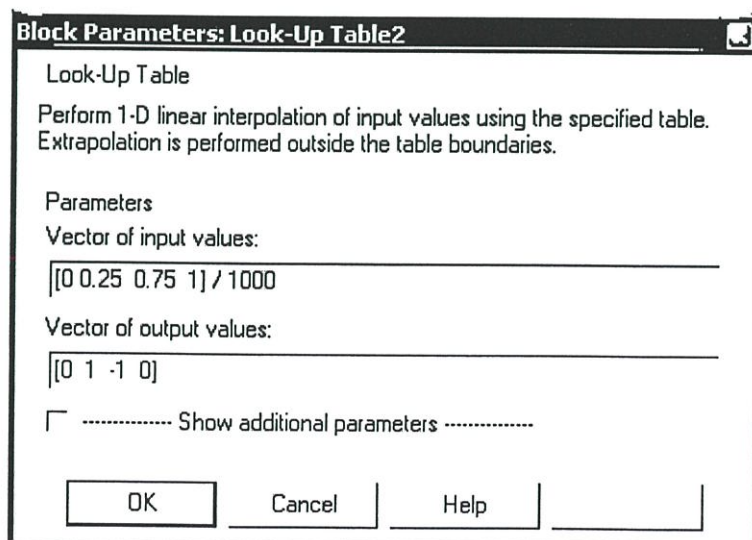
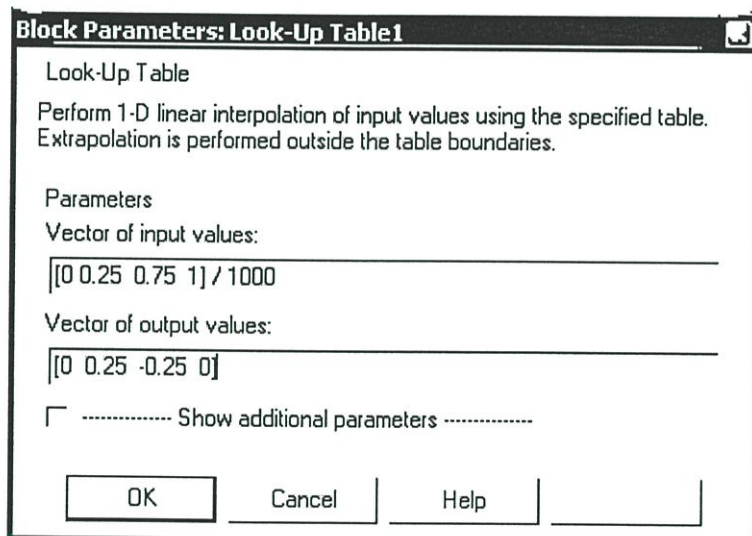
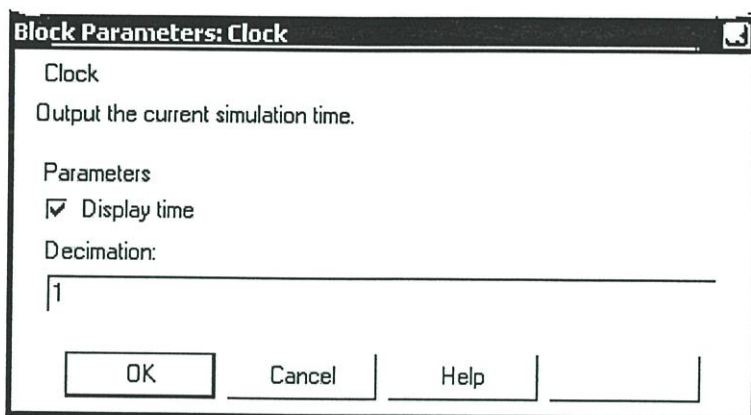
Forward voltages [Device $V_f(V)$, Diode $V_{fd}(V)$]

[T_f (s) , T_t (s)]

Measurements

Block Parameters: Machine			
Asynchronous Machine (mask) (link)			
Implements a three-phase asynchronous machine (wound rotor or squirrel cage) modeled in the dq rotor reference frame. Stator and rotor windings are connected in wye to an internal neutral point. Press help for inputs and outputs description.			
You can specify initial values for stator and rotor currents. In the Initial conditions parameter you have the possibility to specify the stator current only :			
[s() th(deg) isa, isb, isc(p.u.) pha, phb, phc(deg)]:			
Or you can choose to enter the stator and the rotor initial currents:			
[s() th(deg) isa, isb, isc(p.u.) pha, phb, phc(deg) ira, irb, irc(pu) pha, phb, phc]:			
Parameters			
Rotor type:	Squirrel-cage		
Reference frame:	Stationary		
Nom. power, L-L volt. and freq. [Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:			
[3*746, 380, 50]			
Stator [Rs(ohm) Lls(H)]:			
[3.76 13.5e-3]			
Rotor [Rr'(ohm) Llr'(H)]:			
[2.35 13.5e-3]			
Mutual inductance Lm (H):			
236e-3			
Inertia, friction factor and pairs of poles [J(kg.m ²) F(N.m.s) p()]:			
[0.035 0 2]			
Initial conditions (read the details in the description above)			
[1,0 0,0,0 0,0,0]			
OK	Cancel	Help	

2. ค่าพารามิเตอร์โมเดลภายในบล็อกสร้างสัญญาณพัลส์มีอดดูเลชั่นพีดับบลิวเอ็ม สเปซเวกเตอร์



Block Parameters: Discrete-Time Integrator3

Discrete-Time Integrator
Discrete-time integration of the input signal.

Parameters

Integrator method:

External reset:

Initial condition source:

Initial condition:

Limit output

Show saturation port

Show state port

Sample time (-1 for inherited):

3. ค่าพารามิเตอร์โมเดลภายในบล็อกการควบคุมแบบป้อนกลับ

Block Parameters: Ma

Look-Up Table
Perform 1-D linear interpolation of input values using the specified table. Extrapolation is performed outside the table boundaries.

Parameters

Vector of input values:

Vector of output values:

..... Show additional parameters

Block Parameters: Ma_boost

Look-Up Table
Perform 1-D linear interpolation of input values using the specified table. Extrapolation is performed outside the table boundaries.

Parameters
Vector of input values:
[-50 -35 -6 0 6 35 50]

Vector of output values:
[0.25 0.25 0 0 0 0.25 0.25]

..... Show additional parameters

OK Cancel Help

Block Parameters: Limit1

Saturation
Limit input signal to the upper and lower saturation values.

Parameters
Upper limit:
 $2 \cdot \pi \cdot 50$

Lower limit:
0

Treat as gain when linearizing
 Enable zero crossing detection

OK Cancel Help

Block Parameters: Limit2

Saturation
Limit input signal to the upper and lower saturation values.

Parameters
Upper limit:
14

Lower limit:
-14

Treat as gain when linearizing
 Enable zero crossing detection

OK Cancel Help

Block Parameters: Speed_controller

PI controller (mask)
Proportional-Integral Speed Controller

Parameters

Proportional gain (Kp)
0.5335

Integral gain (Ki)
4.0706

Torque limit (N.m)
14.25

Sampling time (s)
20e-6

OK Cancel Help

Block Parameters: iqref

PI Controller (mask)

Parameters

Integral
0.25

Proportional:
2.50

Minimum and maximum outputs:
[-35, 35]

OK Cancel Help

4. ค่าพารามิเตอร์โมเดลภายในบล็อกการควบคุมความเร็วรอบ

Block Parameters: Limit3

Saturation
Limit input signal to the upper and lower saturation values.

Parameters

Upper limit:
15

Lower limit:
-15

Treat as gain when linearizing

Enable zero crossing detection

OK Cancel Help Apply

Block Parameters: Limit4

Saturation
Limit input signal to the upper and lower saturation values.

Parameters
Upper limit:
| Tlim

Lower limit:
| -Tlim

Treat as gain when linearizing
 Enable zero crossing detection

OK Cancel Help Apply

Block Parameters: Discrete-Time Integrator1

Discrete-Time Integrator
Discrete-time integration of the input signal.

Parameters
Integrator method: | Trapezoidal

External reset: | none

Initial condition source: | internal

Initial condition:
| 0

Limit output
Upper saturation limit:
| Tlim

Lower saturation limit:
| -Tlim

Show saturation port
 Show state port

Sample time (-1 for inherited):
| Ts

OK Cancel Help

5.ค่าพารามิเตอร์โมเดลภายในบล็อกการควบคุมแรงดันยกระดับ

Block Parameters: Limit5

Saturation
Limit input signal to the upper and lower saturation values.

Parameters

Upper limit:
| max

Lower limit:
| min

Treat as gain when linearizing

Enable zero crossing detection

OK Cancel Help Apply

ภาคผนวก ค.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่



ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ENGINEERING

ปีที่ 21 ฉบับที่ 2

มิถุนายน 2547

1. การออกแบบและการจัดทำระบบแลกเปลี่ยนข้อมูลในสายการผลิตโรงงานประกอบฮาร์ดดิสก์
สิทธิพร พิมพ์สกุล พงษ์สวัสดิ์ เอี่ยมสำอางค์ ภาคภูมิ รุ่งชวระเมนนท์ กุวรา นาคพันธ์ 1
2. การสังเคราะห์โพลิเมอร์ประกอบจากน้ำยางและผงหนังเพื่อประยุกต์ใช้เป็นฉนวนดูดคลื่นเสียง
จุไรรัตน์ ระงับพิศม์ ไพศาล นาคทิพัฒน์ 7
3. เทคนิคการตรวจจับขดลวดสเตเตอร์ลิตรอบในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้องค์ประกอบลำดับิมพีแดนซ์เมตริกซ์
จิรวิทย์ เจริญมานะวงศ์ เฉลิมชาติ นานพ วิจิตร กิณเรศ 13
4. การวิเคราะห์ความเหมาะสมในการออกแบบระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงดัน 115 กิโลโวลต์แบบรูปปิด
วราวุธ จิตตพันธ์ มณฑล สีสัจจินดาไกรฤกษ์ 19
5. การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงดันและความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์
จิรภัทร อุปถัมภ์ วิจิตร กิณเรศ 25
6. การพยากรณ์ความต้องการพลังไฟฟ้าสูงสุดระยะยาวของระบบ กฟผ. โดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม
โอฬาร ธรรมานนท์ มณฑล สีสัจจินดาไกรฤกษ์ สมชาติ จิรวิภากร 31
7. การรู้จำเสียงสระเดี่ยวและสระผสมในภาษาไทยโดยการแยกแยะทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของอวัยวะกำทอนเสียงบนสเกลบาร์ด้วย
เทคนิค KNN
นงนุช สุขตั้งมั่น ไกรสิน สงวัฒนา 37
8. การแยกสระเสียงสั้น และสระเสียงยาวในภาษาไทยโดยใช้การพีดีเคิร์ฟแบบพหุนามอันดับสอง บนฟังก์ชันพลังงานเม็อง
กัญญ์ สิทธิประเสริฐ ไกรสิน สงวัฒนา 43
9. กระบวนการไหลของรอยสัมผัสไอพ่นมีคสำหรับเทคโนโลยีจางรวมระดับ 5 ไมโครเมตรในประเทศไทย
ทรงพล รอดทอง รังสรรค์ เมืองเหล็ก โสภณ พรหมชัย เต็มพงษ์ เพ็ชรกุล 49
10. การจำลองแบบเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อการห ประสิทธิภาพของตัวเซลล์
ภา ชาลวิรัตน์ สมศักดิ์ เตียรศิริกุล 55
11. การออกแบบวงจรบวกเลขฐานสองโดยวิธีเทรียสคูละเห็ดด้วยเกทส่งผ่าน
อนสาร นาคนิยม กอบชัย เศษทนาย 61
12. วงจรควบคุมสัญญาณกระแสทำงานในคลาส AB ใช้เทคโนโลยีซีมอส
รชสาลี ดือเร๊ะ สุชาติ คุณทวีเทพ 67
13. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นและวงจรบวกทางเวกเตอร์ใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส
สิริวิชัย คุณชวรวรกุล กอบชัย เศษทนาย กฤษณ์ อ่างแก้ว 72
14. กิถารผลิตพลาสติกและการสังเคราะห์โพลีเอทิลีนในสภาวะสโรว์ฟิวเวทวนซ์สโรว์ฟิวเวทวนซ์สโรว์ฟิวเวทวนซ์ สตีเฟน ซันต์เล็มเอ
อนันต์ ทงงเดช กอบชัย เศษทนาย 77
15. การออกแบบระบบควบคุมการไหลของน้ำในคอนกรีตสูงโดยใช้เทคโนโลยีการบีบอัดไฮดรอลิกร่วมกับสวิตช์แม่เหล็ก
วิรัชชัย มะพะยะกุลไว กอบชัย เศษทนาย 83

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงดัน และความถี่จากการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์

A Voltage and Frequency Control Technique of an Induction Motor by Estimation of Stator flux Magnitude

จิรภัทร อุปถัมภ์ วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์หลักการควบคุมแรงดันและความถี่ด้วยเทคนิคการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยอาศัยกระแสเชื่อมโยงดีซีลิงก์ (DC link) ของอินเวอร์เตอร์และแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์เพื่อให้ขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์คงที่ โดยเฉพาะบริเวณย่านความถี่ต่ำที่มีผลกระทบของแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์ ในบทความได้จำลองเทคนิคการควบคุมโดยอาศัยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อศึกษาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาดพิกัด 3 แรงม้า ภายใต้สภาวะโหลดต่างๆ นอกจากนี้เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพีไอ ยังส่งผลให้ระบบมีผลการตอบสนองเป็นที่น่าพอใจอีกด้วย

Abstract

This paper presents the design method and analysis of a voltage and frequency control technique with estimation of the stator flux magnitude in an induction motor. This technique is based on the DC link current of an inverter and the drop voltage across the stator winding resistance in order to maintain stator flux magnitude constant, particularly for a low frequency region, which the stator drop voltage effect is dominant. In this paper, the simulation of control technique models have been performed using MATLAB/SIMULINK. The models are used to study the operation of the 3-hp three phase induction motor under various load conditions. Additionally, when applying to a speed closed loop system with PI controller, this technique offers satisfactory response.

1. บทนำ

ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำมีหลายวิธี เช่น การควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control) มีความแม่นยำสูงในการควบคุมความเร็วและแรงบิด แต่การควบคุมส่วน

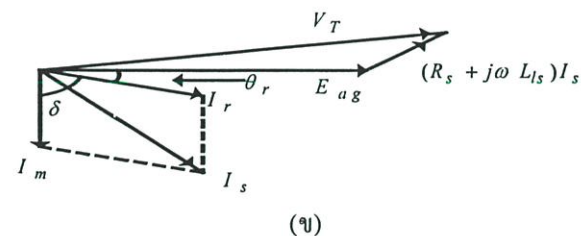
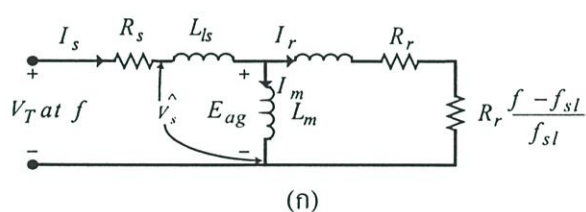
มากจะไม่คำนึงถึงสมรรถนะในช่วงทรานเซียนต์ ดังนั้นการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ จึงมีข้อได้เปรียบในเรื่องความสะดวก, ราคาถูก และมีการใช้งานง่าย บทความนี้ได้นำเสนอวิธีการควบคุมแรงดันและ

ความถี่ โดยการใช้ค่าความผิดพลาดของขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์และความเร็วรอบเพื่อเป็นคำสั่งในการสร้างแรงดันและความถี่อ้างอิงที่สเตเตอร์ เพื่อจ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส และทำการเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบต่างๆ [1] ซึ่งได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า โดยด้านสเตเตอร์เปรียบเทียบบนเหมือนขดลวดชุดปฐมภูมิและด้านโรเตอร์เปรียบเทียบบนเหมือน ขดลวดชุดทุติยภูมิ ซึ่งทางด้านขดลวดชุดทุติยภูมิอยู่ในสภาวะลัดวงจร และสามารถหมุนได้ เมื่อเราไม่คำนึงถึงค่าความต้านทานสูญเสียในแกนเหล็ก (R_c) ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำดังในรูปที่ 1 (ก) และสามารถเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมดังในรูปที่ 1 (ข) ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ได้ดังนี้[4]

$$V_T = E_{ag} + (R_s + j2\pi L_{ls})I_s \quad (1)$$



รูปที่ 1 แสดง (ก) วงจรสมมูลย์ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ (ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากการวิเคราะห์ทางวงจรในรูปสมการคณิตศาสตร์เราจะได้สมการพื้นฐานของเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์โดยทั่วไปจะเป็นดังสมการต่อไปนี้ [3]

$$\Psi_s = \int (V_T - R_s I_s) ds \quad (2)$$

โดยที่ Ψ_s คือเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์

ในการควบคุมแรงดันและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่น่าเสนอในงานวิจัยนี้จะอาศัยพื้นฐานการควบคุม

สเตเตอร์ฟลักซ์โอเรียนท์ (Stator Flux Oriented :SFO) ในช่วงสภาวะคงที่ (steady state) หลังทำการคิฟเฟอเรนเชียล สมการที่ (2) จะได้สมการดังต่อไปนี้ [5]

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = V_T - R_s I_s = V_s \quad (3)$$

ในช่วงสภาวะคงที่ (steady state) แรงดันเทอร์มินอล (V_T) ,กระแสสเตเตอร์ I_s และการสร้างเส้นแรงแม่เหล็ก จะมีรูปคลื่นไซน์ซอซอซิดัล (Sinusoidal) จากสมการที่ (3) จะได้สมการดังนี้ [3]

$$\Psi_s = \frac{j(V_T - R_s I_s)}{\omega} \quad (4)$$

$$\approx \frac{-jV_s}{\omega} \quad (5)$$

จากสมการที่ (5) จะสังเกตเห็นว่าการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ จะเป็นการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่ ซึ่งเสมือนเป็นการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กในช่องอากาศให้คงที่และมีผลต่อการตอบสนองของความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งสามารถให้แรงบิดที่พิกัดได้อย่างต่อเนื่อง โดยการควบคุมกระแสที่ใช้ทำงานเป็นค่าที่พิกัดและความถี่สลิปที่คงที่ ดังนั้นจึงสามารถหาค่าสมการแรงบิดภายใต้เงื่อนไขเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ได้ จากสมการดังต่อไปนี้ [2]

$$T_{em} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_T}{\omega_e} \right)^2 \frac{\omega_{sl} R_r}{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_{lr}^2} \quad (6)$$

$$T_{em} \approx k_1 \omega_{sl} \quad , R_r^2 \gg \omega_{sl}^2 L_{lr}^2 \quad (7)$$

โดยที่ k_1 คือ ค่าคงที่

P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

แต่เนื่องจากบริเวณย่านความถี่ต่ำแรงดันตก

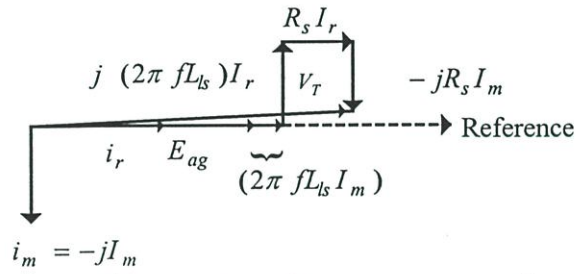
คร่อมขดลวดสเตเตอร์มีค่ามากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันเทอร์มินอล (V_T) ทำให้การย้ายขดลวดรีแอ็กแตนซ์แม็กเนไตซิงไปไว้ทางด้านปฐมภูมิดังในวงจรสมมูลย์ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปที่ 1 จะไม่สามารถทำได้อีกต่อไป ดังนั้นจึงทำให้กระแสโรเตอร์จะมีมุมเฟสเท่ากับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ป (E_{ag}) โดยใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่แอร์แก๊ป (E_{ag}) เป็นแกนอ้างอิง โดย $I_s = I_r - jI_m$ จึงสามารถหาค่าแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (V_T) ได้ดังสมการต่อไปนี้ [2]

$$V_T \approx E_{ag} + (2\pi f L_s) I_m + R_s I_s \quad (8)$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังในรูปที่ (2) และจากความสัมพันธ์ของสมการที่ (8) ภายใต้เงื่อนไขเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ จะได้สมการที่มีการชดเชยแรงดันยกระดัดแบบเดิมดังนี้ [4]

$$V_T = k_2 f + R_s I_r \quad (9)$$

โดยที่ k_2 คือ ค่าคงที่



รูปที่ 2 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์

ณ. บริเวณย่านความถี่ต่ำ

จากสมการที่ (9) เมื่อทำการเพิ่มค่าแรงดันเทอร์มินอล (V_T) แล้วเปรียบเทียบกับพิจารณาภายใต้เงื่อนไขเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ จะสังเกตเห็นว่าแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์ (R_s) จะแปรผันกับกระแสโรเตอร์ (I_r) แต่ไม่จะขึ้นกับความถี่ (f) แหล่งจ่าย ดังนั้นกระแสโรเตอร์ (I_r) จะแปรผันกับค่าแรงบิดทางกล (T_{em}) สำหรับการชดเชยแรงดันยกระดัดที่นำเสนอ ในบทความนี้ จะมีความถูกต้องกว่าแบบเดิม [2] ซึ่งจะขอกกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

3. หลักการออกแบบ

จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาในข้างต้น หากเราสามารถควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กให้คงที่ที่ที่พิกัดได้ก็เท่ากับการรักษาแรงบิดแม่เหล็กที่แรงบิดโหลดเต็มพิกัดด้วย ส่วนการควบคุมค่าความถี่สลิป ซึ่งเป็นตัวกำหนดกระแสโรเตอร์ จะขึ้นกับผลตอบสนองของความเร็วและแรงบิดที่เปลี่ยนไปตาม โหลด ซึ่งจะได้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่เหมาะสมกับโหลดในขณะนั้น ถ้าหากเราต้องการควบคุมค่ากระแสแมกนีไคซึ่งและกระแสโรเตอร์ทำได้โดยการควบคุมผ่านค่าแรงบิดควบคุม ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเท่ากับค่าแรงบิดที่พิกัดของมอเตอร์ จึงทำให้ความถี่สลิปที่ได้เป็นฟังก์ชันกับค่าแรงบิดที่ใช้ในการควบคุมการทำงาน ใน

บล็อควงควบคุมความเร็วคำสั่ง (ω_{ref}) ซึ่งสัมพันธ์กับสมการดังต่อไปนี้ [4]

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m = T_{em} - T_L \quad (10)$$

โดยที่ J_m คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์

(Inertia)

B_m คือ ค่าสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของมอเตอร์

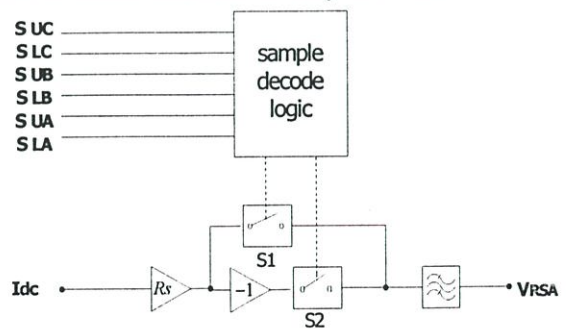
(Viscous Friction Coefficient)

ส่วนในบริเวณย่านความถี่ต่ำแรงดันที่ได้จาก

บล็อควงควบคุมความเร็วคำสั่ง (ω_{ref}) จะไม่เพียงพอสำหรับการชดเชยแรงดันตกคร่อมความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ (R_s) ดังนั้นจะต้องทำการเพิ่มแรงดันซึ่งสามารถคำนวณค่าแรงดันยกระดัด (Voltage Boost) ได้จากค่าความผิดพลาดของแรงดันสเตเตอร์ ($V_{s,ref}$) ลบกับแรงดันสเตเตอร์ควบคุม ($V_s(oe)$) ด้วยบล็อควงควบคุมแรงดันยกระดัด (Voltage Boost) ซึ่งสามารถคำนวณแรงดันสเตเตอร์ควบคุม ($V_s(oe)$) ได้จากสมการที่ (5) และสามารถคำนวณแรงดันสเตเตอร์ ($V_{s,ref}$) ได้จากสมการที่ (4) ซึ่งสามารถหาแรงดันเทอร์มินอล (V_T) ได้จากค่าช่วงขณะของการประมาณจากเฟสแรงดัน 2 เฟสที่ต้องการด้วยสมการคณิตศาสตร์ ดังต่อไปนี้ [3]

$$V_T = \left[v_{SA} + \left(\frac{2v_{SB} + v_{SA}}{\sqrt{3}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (11)$$

และสามารถคำนวณ $V_{rs} = I_s R_s$ ได้จากกระแสเชื่อมโยงดีซีลิงก์ (DC link) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังในรูปที่ (3) [2]



รูปที่ 3 แสดงรูปแบบการสร้างรูปคลื่นแรงดันสเตเตอร์

โดยใช้กระแสเชื่อมโยงดีซีลิงก์ (DC link)

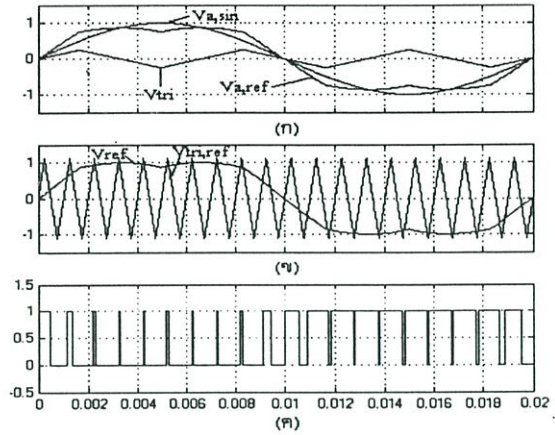
การออกแบบแหล่งจ่ายสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มอิน

เวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน จะใช้การสร้างสัญญาณการสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน โดยการนำรูปคลื่นสามเหลี่ยม (V_{tri}) ที่มีค่าแอมป์จูดเท่ากับ 0.25 เท่าของรูปคลื่นไซน์ประกอบกับมีค่าความถี่เป็น 3 เท่าของรูปคลื่นไซน์ร่วมกับรูปคลื่นไซน์ (V_{sin}) ซึ่งมีผลของแรงดัน (V_{ref}) ดังแสดงในรูปที่ 4(ก) เมื่อนำมาทำการมอดูเลทกับคลื่นพาหะ ($V_{tri,ref}$) จะได้ผลของการเปรียบเทียบจุดตัดของรูปคลื่นทั้งสองดังในรูปที่ 4(ข) ซึ่งสมการที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์แบบมีคลื่นพาหะมีดังนี้ [5]

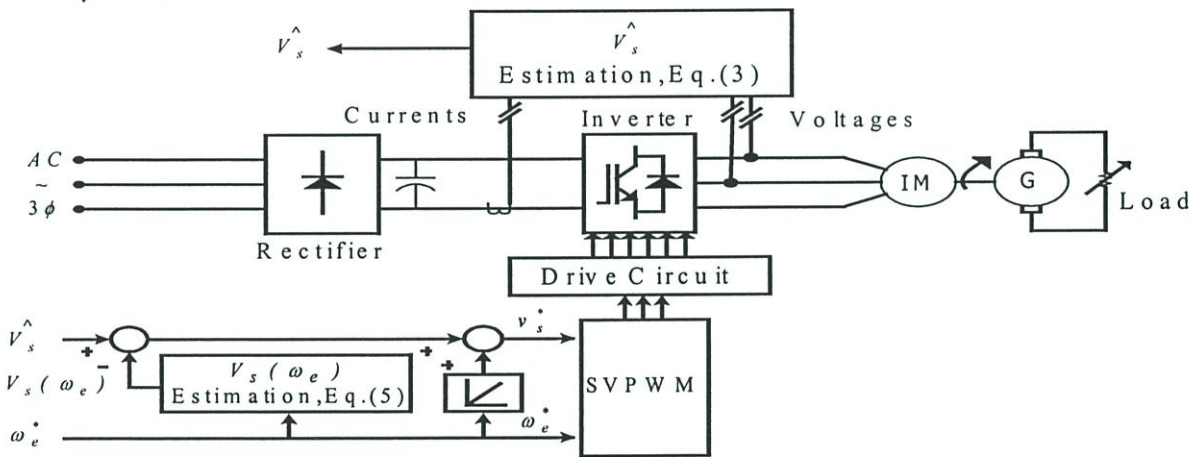
$$v_a = \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right)$$

$$v_b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \left(\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right) \quad (12)$$

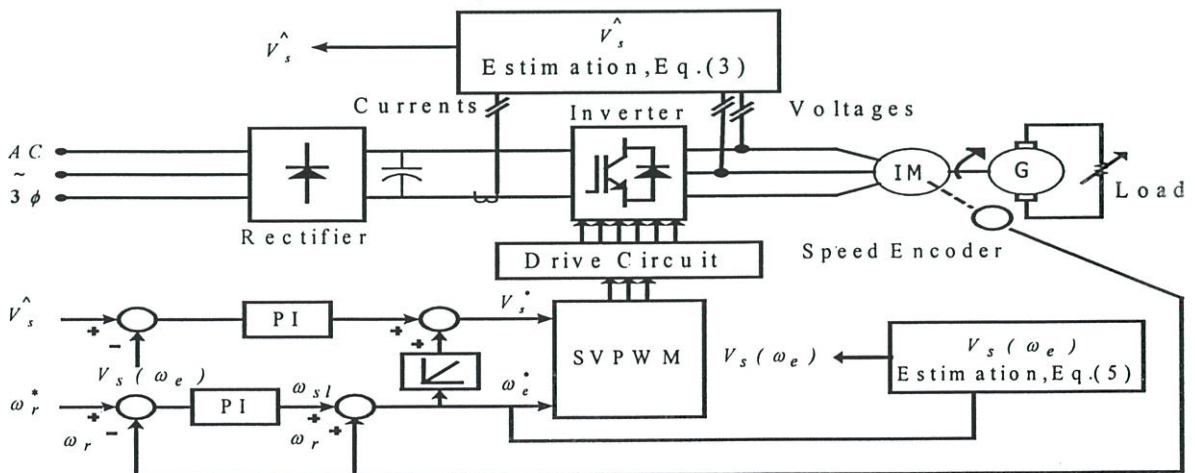
$$v_c = \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \left(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right)$$



รูปที่ 4 (ก) รูปคลื่นแรงดัน $V_{a,sin}$, $V_{a,ref}$ และ V_{tri}
 (ข) การเปรียบเทียบจุดตัดของรูปคลื่นสัญญาณ
 (ค) รูปคลื่นสัญญาณพัลส์วีคต์แบบ SVPWM



รูปที่ 5 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูเปิด (open loop) ด้วยวิธีการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่



รูปที่ 6 แสดงรูปแบบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบลูปิด (closed loop) ด้วยวิธีการควบคุมขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ให้คงที่

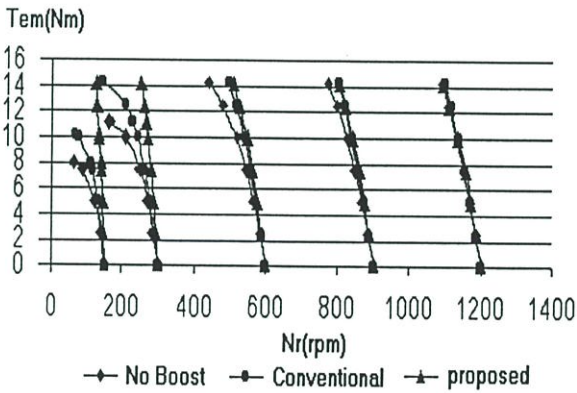
4.ผลการทดสอบจากแบบจำลอง

ในการทดสอบแบบจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ได้มีการทดสอบเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบต่างๆ [1] ทั้งแบบรูปเปิดและแบบรูปปิด เพื่อแสดงให้เห็นสมรรถนะของระบบควบคุมที่นำเสนอได้อย่างชัดเจน

ในระบบควบคุมตั้งค่าจำกัดไว้ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ,แรงบิด 14.25 N-m จะใช้ขนาดพิกัดและพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังนี้

พิกัดมอเตอร์: 3 แรงม้า, 220 Δ /380Y โวลต์, 8.7 Δ /5.0Y แอมป์ ,4 ขั้ว ,50 เฮิร์ตซ์ ,1420 rpm ,14.25 N-m,0.36 sec:0-1500 rpm (direct online) , $\psi_s = 0.87 \text{wb}$
พารามิเตอร์: $R_s = 3.76 \Omega$, $R_r = 2.55 \Omega$, $L_{ls} = 13.5 \text{mH}$, $L_{lr} = 13.5 \text{mH}$, $L_m = 236 \text{mH}$, $J = 0.035 \text{kg.m}^2$

4.1ผลการทดสอบแบบรูปเปิด (open loop)



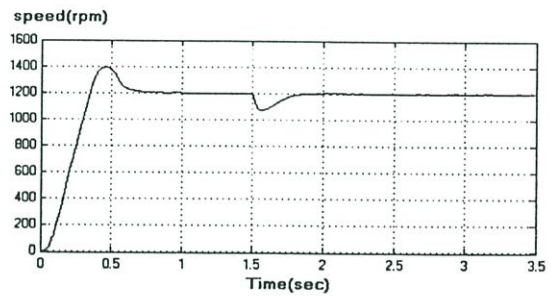
รูปที่ 7 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของการควบคุมแบบรูปเปิด

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบดังในรูปที่ 7 เป็นการควบคุมแบบรูปเปิดแบบไม่มีการเพิ่มแรงดัน[4] (No Boost Voltage),แบบมีการเพิ่มแรงดัน โดยทั่วไป[4](Conventional Boost Voltage) และแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ (Proposed Boost Voltage) จากกราฟจะเห็นว่าเมื่อมีการเพิ่มภาระโหลดจะทำให้ความเร็วรอบลดต่ำลงเรื่อยๆ ณ. บริเวณความถี่สูงความชันของกราฟจะมีค่าใกล้เคียงกันเนื่องจากผลของแรงดันตกคร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์มีค่าน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับค่าแรงดันเทอร์มินอลส่วนบริเวณความถี่ต่ำ จะเห็นความแตกต่างของเส้นกราฟมากขึ้นเพราะแรงดันตก

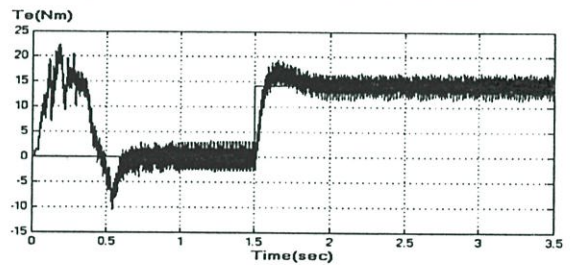
คร่อมขดลวดความต้านทานสเตเตอร์มีค่ามากขึ้นเป็นผลให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดลง ทำให้ไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัด แต่การควบคุมแบบที่มีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอจะมีความชันของเส้นกราฟสูงกว่าแบบอื่น ๆ เนื่องจากความสามารถของการชดเชยแรงดันยกระดับที่ทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ นอกจากนี้ยังสามารถรับภาระโหลดได้ตามพิกัดในทุกย่านความถี่ทดสอบ

4.2ผลการทดสอบแบบรูปปิด (closed loop)

4.2.1ผลการทดสอบที่ 1200 rpm ,Full Load

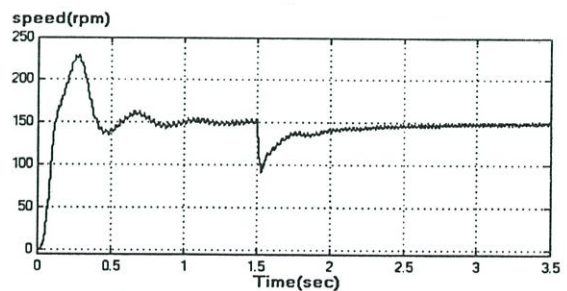


รูปที่ 8 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว

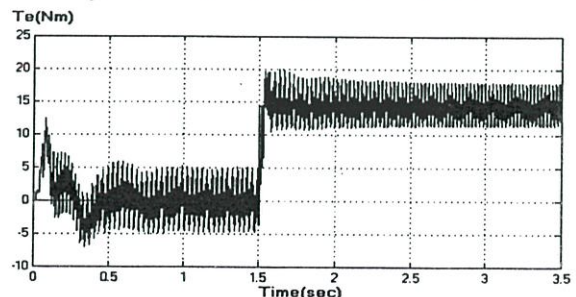


รูปที่ 9 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด

4.2.2ผลการทดสอบที่ 150 rpm ,Full Load

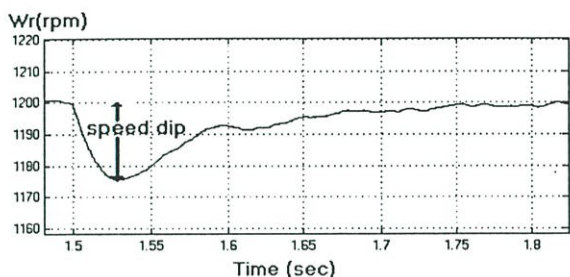


รูปที่ 10 แสดงผลตอบสนองของความเร็ว

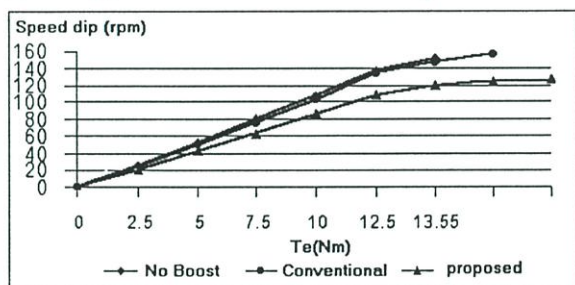


รูปที่ 11 แสดงผลตอบสนองของแรงบิด

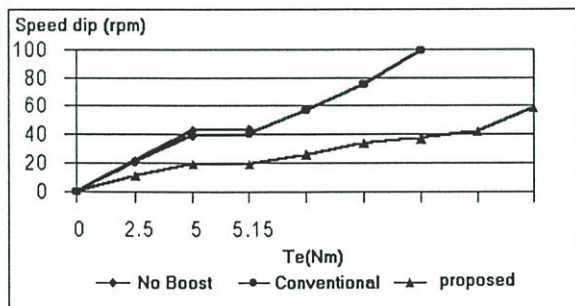
จากผลการทดสอบที่ 4.2.1 และ 4.2.2 จะเห็นได้ว่าความเร็วรอบจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นโดยมีความชันคงที่จนกระทั่งเข้าสู่ความเร็วรอบที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน โดยการควบคุมแรงดันและความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงที่เหมาะสม เมื่อมีการเพิ่มภาระโหลดที่พิกัดจะเห็นว่าความเร็วรอบมีการตกลงเล็กน้อยและใช้เวลากลับเข้าสู่ค่าความเร็วรอบที่ต้องการได้อย่างรวดเร็ว



รูปที่ 12 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ขณะรับภาระก่อนจะกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัว



รูปที่ 13 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ.ความเร็วรอบ1200 rpm



รูปที่ 14 แสดงการตอบสนองของความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิด ณ.ความเร็วรอบ150 rpm

จากรูปที่ 13 และ 14 เป็นการเปรียบเทียบความเร็วรอบตก (speed dip) ที่มีต่อแรงบิดของการควบคุมแบบป้อนกลับแบบลูปปิดแบบไม่มีการเพิ่มแรงดัน [4] (No Boost Voltage) ,แบบมีการเพิ่มแรงดันโดยทั่วไป [4] (Conventional Boost Voltage) และแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอ (Proposed Boost Voltage) จากกราฟความ

สัมพันธ์จะเห็นว่า การควบคุมแบบมีการเพิ่มแรงดันที่นำเสนอมีความชันของเส้นกราฟที่ต่ำกว่าแบบอื่นๆ แสดงว่าผลของความเร็วรอบตก (speed dip) มีค่าต่ำกว่าแบบอื่นๆ จึงทำให้การกลับเข้าสู่สภาวะพื้นตัวทำได้ดีกว่าแบบอื่นๆ เมื่อเปรียบเทียบกับกัน ณ. ความเร็วรอบและภาระโหลดเดียวกัน และยังสามารถรับภาระโหลดได้ตามค่าพิกัดแรงบิดของมอเตอร์ในทุกย่านความถี่ทดสอบ ส่วนการควบคุมแบบอื่นๆ จะไม่สามารถรับภาระโหลดได้ตามค่าพิกัดแรงบิดได้ ทุกย่านความถี่ทดสอบ เนื่องจากผลของเส้นเหล็กแม่เหล็กที่สเตเตอร์ลดต่ำกว่าค่าพิกัด

5.สรุปผลการทดลอง

บทความนี้ได้นำเสนอการประเมินค่าขนาดเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ มาประยุกต์ใช้งานเป็นตัวควบคุมแรงบิดและความเร็ว จากผลการทดสอบด้วยแบบจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบการควบคุมมีความแม่นยำให้ผลตอบสนองต่อแรงบิดและความเร็วเป็นที่น่าพอใจในทุกบริเวณความถี่ทดสอบและสอดคล้องกับทางทฤษฎี ซึ่งจะได้นำไปสร้างเป็นเครื่องต้นแบบต่อไป

6.เอกสารอ้างอิง

- [1] B. K. Bose, “Modern Power Electronics and AC Drives” Condra Chair of Excellence in Power Electronics The University of Tennessee Knoxville.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, “Power Electronics.” 2nd edition, John Wiley and Sons, 1995.
- [3] P. Vas, “Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines”, Oxford University Press, 1993.
- [4] T. C. Green and B. W. Williams, “Derivation of motor line current waveforms from the DC link of an inverter”, IEE Proc. B, Electric Power Appl., 1989, Vol. 136 , pp. 196-204.
- [5] T. C. Green and B. W. Williams, “Steady-state control of an induction motor by Estimation of stator flux magnitude”, IEE Proc. B, Electric Power Appl., 1991, Vol. 138, pp. 69-74.

ประวัติผู้เขียน

นายจิรภัทร อุปลัมภ์ เกิดเมื่อวันที่ 20 มกราคม 2518 ที่จังหวัดสงขลา สำเร็จการศึกษา
ชั้นมัธยมศึกษาและมัธยมปลาย จากโรงเรียนหาดใหญ่วิทยาลัย และวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรม
ไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ประสานมิตร