

การออกแบบและสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวโดยการหา
ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมด้วยเทคนิคกลุ่มอนุภาค

**DESIGNING AND BUILD A CONTROL SYSTEM OF A SINGLE -SIDED
LINEAR INDUCTION MOTOR BY PARTICLE SWARM APPROACH**

ทรงกลด ศรีปรังค์
SONGKLOD SRIPRANG

วิทยานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
พ.ศ.2554

การออกแบบและสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวโดยการหา
ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมด้วยเทคนิคกลุ่มอนุภาค

ทรงกลด ศรีปรางค์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ.2554

**DESIGNING AND BUILD A CONTROL SYSTEM OF A SINGLE -SIDED
LINEAR INDUCTION MOTOR BY PARTICLE SWARM APPROACH**

SONGKLOD SRIPRANG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT OF THE REQUIREMENTS FOR
THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING
IN ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI

2011

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือ
เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

นายทรงกลด ศรีปรางค์



ใบรับรองวิทยานิพนธ์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบ ด้านเดียวโดยการหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมด้วยเทคนิคกลุ่ม อนุภาค DESIGNING AND BUILD A CONTROL SYSTEM OF A SINGLE - SIDED LINEAR INDUCTION MOTOR BY PARTICLE SWARM APPROACH
ชื่อนักศึกษา	นายทรงกลด ศรีปรารงค์
รหัสประจำตัว	115170420104-5
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์
วัน เดือน ปี ที่สอบ	6 มีนาคม 2554
สถานที่สอบ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	

.....ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ปฏิพัทธ์ ทวนทอง)

.....กรรมการ
(ดร. ฉัตรชัย สุภพิทักษ์สกุล)

.....กรรมการ
(ดร. สุรินทร์ แห่งมงาม)

.....กรรมการ
(ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์)

.....
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมหมาย ผิวสอาด)
คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวโดยการหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมด้วยเทคนิคกลุ่มอนุภาค
ชื่อนักศึกษา	นายทรงกลด ศรีปรารักษ์
รหัสประจำตัว	115170420104-5
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า แขนง วิศวกรรมไฟฟ้า-ไฟฟ้ากำลัง
ปีการศึกษา	2554
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์

บทคัดย่อ

การดำเนินการโดยใช้ระบบสมองกลฝังตัว (Embedded system) นั้นเป็นที่นิยมมากขึ้นในงานอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ต่าง เช่น ระบบการวัดและควบคุม ระบบการแปลงผันพลังงาน และในระบบขับเคลื่อนไฟฟ้า เป็นต้น เนื่องจากง่ายต่อการใช้งาน การซ่อมบำรุงน้อยและราคาต่ำ สามารถแยกการทำงานได้อิสระโดยไม่ต้องเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ โดยในงานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในระบบขับเคลื่อนแบบจำลองของรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ ซึ่งประกอบด้วยโมดูลจ่ายกำลัง ระบบสมองกลที่ใช้ในการควบคุม (dsPIC30F2010 Microcontroller) ระบบสมองกลที่ใช้ได้รวบรวมความสามารถในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Core) และคุณสมบัติในการควบคุมแบบไมโครคอนโทรลเลอร์จากบริษัท Microchip Inc. อยู่ภายในชิพเดียว วิธีการหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาคหรือ Particle Swarm Optimization นำมาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมสำหรับระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ทำการจำลองระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ด้วยโปรแกรม MATLAB-/SIMULINK ทำการเปรียบเทียบผลการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีกลุ่มอนุภาคและวิธีของ Ziegler-Nichole ผลการทดลองวิธีกลุ่มอนุภาคนั้นได้ระบบควบคุมที่มีเสถียรภาพที่ดี มีค่าดัชนีสมรรถนะของระบบที่ดี ระบบมีค่าพุงเกินน้อยประมาณ 0.03 % และการลู่เข้าที่ดี ผลการทดสอบแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB-/SIMULINK เมื่อทำการทดสอบกับโหลดขนาด 0.5 นิวตันเมตร ทำการปลดโหลดออกระบบสามารถตอบสนองความเร็วได้ในภายในเวลา 0.05 วินาที และผลการทดสอบชุดควบคุมที่ใช้ระบบสมองกลเป็นตัวควบคุมในระบบต้นแบบ สามารถใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองของรถไฟฟ้าความเร็วต่ำได้ ตามที่ต้องการ โดยแสดงดังผลการทดสอบ

คำสำคัญ มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น, แบบจำลองรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ, วิธีกลุ่มอนุภาค

Thesis Title : DESIGNING AND BUILD A CONTROL SYSTEM OF
A SINGLE -SIDED LINEAR INDUCTION MOTOR
BY PARTICLE SWARM APPROACH

Student Name : Mr. Songklod Sriprang

Student ID : 115170420104-5

Degree Award : Master of Engineering

Study Program : Electrical Engineering
(Electrical Power Engineering)

Academic Year : 2010

Thesis Advisor : Dr. Wanchai Subsingha

ABSTRACT

The implementation of embedded system has become increasingly popular in various industrial electronic aspects, such as measurement and control, energy conversion systems and electronic drive system etc, due to the easy of usage, low maintenance and low cost. It can work stand alone from the computer interface. This paper presents the implementation of a linear induction motor in low-speed EV model drives, which consist of power module and a single chip embedded controller (dsPIC30F Microcontroller). The embedded system was successfully done integrating the high performance of a DSP core and the powerful on-chip peripherals of a microcontroller from Microchip Inc. into a single-chip solution. The Particle Swarm Optimization (PSO) method is also implemented in this work in order to controller parameters, for speed control of a linear induction motor. The Linear induction motor is modeled in Simulink and the PSO algorithm is implemented in MATLAB. The incurred value is compared with the traditional tuning techniques like Ziegler - Nichols and is proved better. Hence the results establishes that tuning the PI controller using PSO technique gives less overshoot about 0.03 %, system is less sluggish and reduces the IAE.

Keywords : Linear Induction Motor, Low-Speed Train Model, Particle Swarm Optimization

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี โดยได้รับคำแนะนำ คำปรึกษา และเอาใจใส่เป็น อย่างดีจาก ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบ ขอบพระคุณอย่างสูง รวมทั้งขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ช่วยเหลือแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอขอบพระคุณ คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านเป็นอย่างสูงที่กรุณาตรวจสอบ และให้คำแนะนำอันเป็น ประโยชน์ต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ พ่อบุญเรือน แม่ปราณีต ศรีปรางค์ ผู้ให้กำเนิด นางดวงนภา วงศ์จิตติคุณากร ผู้เป็นน้ำ ที่ให้การสนับสนุนในการศึกษา ให้คำแนะนำ ที่ดี เมื่อข้าพเจ้าต้องประสบกับ ปัญหา นายชาญวิทย์ บุญช่วย ผู้เป็นอาจารย์ เมื่อตอนที่ข้าพเจ้าศึกษาในระดับปริญญาตรี ผู้เป็นต้นแบบ ในการดำเนินชีวิตในการทำงาน และให้โอกาสในการทำงาน รวมทั้งการถ่ายทอด จัดหาอุปกรณ์ เครื่องมือ เพื่อการศึกษาเกี่ยวกับเทคโนโลยีระบบสมองกลฝังตัว ขอขอบพระคุณ ครูบาอาจารย์ ที่ได้ ให้การอบรมสั่งสอน จนข้าพเจ้าเกิดทักษะเกี่ยวกับองค์ความรู้และศาสตร์ต่างๆ คุณค่าและประโยชน์ อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทั้งที่กล่าวถึงและไม่ได้กล่าวถึงทุกท่าน

ทรงกลด ศรีปรางค์

6 มีนาคม 2554

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย	4
1.3 สมมติฐานของการวิจัย	4
1.4 ขอบเขตของการศึกษา	5
1.5 ข้อตกลงเบื้องต้นของการศึกษา	5
1.6 วิธีการดำเนินการวิจัย	6
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	7
1.8 บทความที่ได้รับการเผยแพร่	7
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	8
2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นและวิธีการควบคุม (Linear Induction Motor: LIM)	8
2.2 อินเวอร์เตอร์และเทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์วิธมอดูเลชัน (PWM)	18
2.3 กลยุทธ์และวิธีการควบคุม	29
2.4 การหาค่าพารามิเตอร์ระบบควบคุมแบบพีไอดีด้วยวิธีการของ Ziegler-Nichole	32
2.5 การหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค	36
2.6 ระบบสมองกล	42
2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (Literature Review)	43
2.8 สรุปทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	45
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย	47
3.1 ส่วนประกอบของระบบ	47
3.2 แบบจำลอง และการออกแบบระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	48
3.3 การออกแบบ และสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุม	60
3.4 การออกแบบซอฟต์แวร์	66
บทที่ 4 ผลการทดลอง	67

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.1 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ	67
4.2 ผลการทดลองหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอ	68
4.3 ผลการทดสอบแบบจำลองระบบควบคุมกับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	72
4.4 ผลการทดสอบชุดควบคุมต้นแบบที่ใช้สร้างขึ้น	84
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	91
5.1 สรุปผลการทดลอง	91
5.2 ข้อเสนอแนะ	92
เอกสารอ้างอิง	93
ภาคผนวก	
ก โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นต้นแบบ	96
ข Print Circuit Board Layer (PCB)	101
ค แบบจำลองระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นด้วยโปรแกรม MATLAB	105
ง ผลงานวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่	111
ประวัติผู้เขียน	136

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ข้อกำหนดการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	6
2.1 เซกเตอร์การทำงานของสวิตซ์ทั้ง 8 เซกเตอร์	26
2.2 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอดีด้วย Ziegler-Nichole วิธีที่ 1	33
2.3 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอดีด้วย Ziegler-Nichole วิธีที่ 2	34
3.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการสร้างแบบจำลอง	49
3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าแกนของระบบควบคุมพีไอด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค	56
3.3 ข้อมูลสำหรับการเลือกใช้เซ็นเซอร์กระแส LTS 25-NP	63
4.1 ผลการทดลองจากการค้นหาจำนวน 50 รอบ	69
4.2 ผลการทดลองจากการค้นหาจำนวน 60 รอบ	70

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบของระบบสมองกลฝังตัว	1
1.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของสมองกลตระกูล dsPIC30F	2
1.3 การใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในงานต่างๆ	3
2.1 ส่วนประกอบรวมของระบบที่ทำการศึกษา	8
2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่พัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน	8
2.3 การจำแนกชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	9
2.4 รัศมีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนและความยาวของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	10
2.5 แรง (Force) ที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	12
2.6 วงจรสมมูลต่อเฟสของ Asynchronous Machine ในสภาวะ Steady-State	16
2.7 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	19
2.8 หลักการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันด้วยเทคนิคมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์	20
2.9 การมอดูเลชันสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพีคดับเบิ้ลยูเอ็มสามเฟส	20
2.10 เวกเตอร์ไดอะแกรมการแปลง 3 แกนเป็น 2 แกน	24
2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส	25
2.12 สถานะในการทำงานของสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ	25
2.13 เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันในแต่ละเซกเตอร์การทำงานของสวิตช์	26
2.14 เวกเตอร์ไดอะแกรมของ \vec{V}_s	28
2.15 รูปแบบสถานะของการสวิตช์ของแต่ละเซกเตอร์	29
2.16 ไดอะแกรมการควบคุมแรงดันแปรตามความถี่ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน	31
2.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมค่าสลิป	32
2.18 บล็อกไดอะแกรมฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด	33
2.19 สัญญาณ S-Curve	33
2.20 การต่อบล็อกไดอะแกรมวิธีที่ 2 ของ Zeigler-Nichole	34
2.21 บล็อกสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของ ZN Tuning วิธีการที่ 2	34
2.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการปรับค่าเกน k จนเกิดการแกว่งของระบบ	35
2.23 วิวัฒนาการของวิธีปัญญาประดิษฐ์	37
2.24 การอยู่ร่วมกันของฝูงนก และฝูงปลา	38
2.25 การปรับเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาค	38
2.26 ขั้นตอนการคำนวณหาค่าตอบที่ดีที่สุดโดยใช้วิธีกลุ่มอนุภาค	41
2.27 กราฟคำตอบของฟังก์ชันตัวอย่างที่ 1	41

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 กราฟคำตอบของฟังก์ชันตัวอย่างที่ 2	42
2.29 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของชิพ dsPIC30F2010	43
3.1 ส่วนประกอบทั้งหมดของระบบที่ดำเนินการ	47
3.2 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองระบบควบคุมความเร็วของ SLIM	48
3.3 ส่วนประกอบของแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	49
3.4 กระแสที่เกิดขึ้นใน Stator Frame	50
3.5 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.3	50
3.6 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.4	51
3.7 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.5	51
3.8 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.6	52
3.9 บล็อกใน SIMULINK ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	52
3.10 บล็อกไดอะแกรมเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์กระแสตรง	53
3.11 บล็อกลดลงเมื่อฟลักซ์คงที่	54
3.12 ไดอะแกรมระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น	54
3.13 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมความเร็วของ LIM	55
3.14 บล็อก SIMULINK ที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอ	57
3.15 ผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณหนึ่งหน่วย	57
3.16 บล็อกสร้างสัญญาณ SVPWM	58
3.17 สัญญาณที่ได้จากการสร้างสัญญาณด้วยเทคนิค SVM	60
3.18 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของชิพเบอร์ dsPIC30F2010	60
3.19 วงจรการทำงานของ dsPIC30F2010	61
3.20 วงจรแปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ และวงจรแหล่งจ่ายของ dsPIC30F2010	61
3.21 วงจร Inrush Current วงจรกรองแรงดัน (Filter)	62
3.22 วงจร 3-phase Inverter	62
3.23 วงจรใช้ประกอบการสร้างวงจรใช้งานเซนเซอร์ LTS 25-NP	63
3.24 วงจรการใช้งาน LTS 25-NP ร่วมกับ dsPIC30F2010	64
3.25 วงจรวัดแรงดัน	64
3.26 สัญญาณที่ได้จาก Quadrature Encoder Interface	65

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.27 การเชื่อมต่อ Encoder เบอร์ AEDB-9140-A13 กับ dsPIC30F2010	67
3.28 โพล์วชาร์ตการทำงานของโปรแกรม	66
4.1 ชุดต้นแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นและระบบควบคุม	67
4.2 บล็อก SIMULINK ที่ใช้ในการทดลอง	68
4.3 ผลการทดลองหาค่า K_p และ K_i ที่จำนวนรอบ 50 รอบ	69
4.4 ผลการทดลองหาค่า K_p และ K_i ที่จำนวนรอบ 60 รอบ	70
4.5 ผลการทดลองหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธี Ziegler-Nichole ด้วยวิธีการที่ 1	71
4.6 ผลการทดลองหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธี Ziegler-Nichole ด้วยวิธีการที่ 2	72
4.7 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1000 rpm และปรับเพิ่มขึ้น 2000 rpm ขณะบรรทุกโหลด 0.5 Nm	73
4.8 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส ในขณะที่มีโหลด 0.5 Nm	73
4.9 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1000 rpm และปรับลดลง 500 rpm ขณะบรรทุกโหลด 0.5 Nm	74
4.10 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส ในขณะที่มีบรรทุกโหลด 0.5 Nm	74
4.11 ผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการปลดโหลดออก	75
4.12 ภาพขยายขณะทำการปลดโหลดออก	75
4.13 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส ในขณะปลดโหลดออก	76
4.14 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการปรับลดโหลดเท่ากับ 0.1 Nm	76
4.15 ผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการปรับลดค่า $K_p = 10$ และ $K_i = 7$	77
4.16 ภาพขยายผลตอบสนองเมื่อทำการปรับลดค่า $K_p = 10$ และ $K_i = 7$	77
4.17 ค่าพุงเกินของระบบเมื่อทำการลดค่าแกน	78
4.18 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟสในขณะปลดโหลดออก	78
4.19 ผลตอบสนองความเร็วขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 22.14$ และ $K_i = 7.08$	79
4.20 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็ว 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 22.14$ และ $K_i = 7.08$	79
4.21 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสในขณะไม่มีโหลด	80
4.22 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$	80
4.23 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็ว 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$	81
4.24 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสในขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$	81
4.25 ผลตอบสนองความเร็วที่ 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$	82
4.26 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็วที่ 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$	82
4.27 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสในขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$	83

สารบัญรูป(ต่อ)

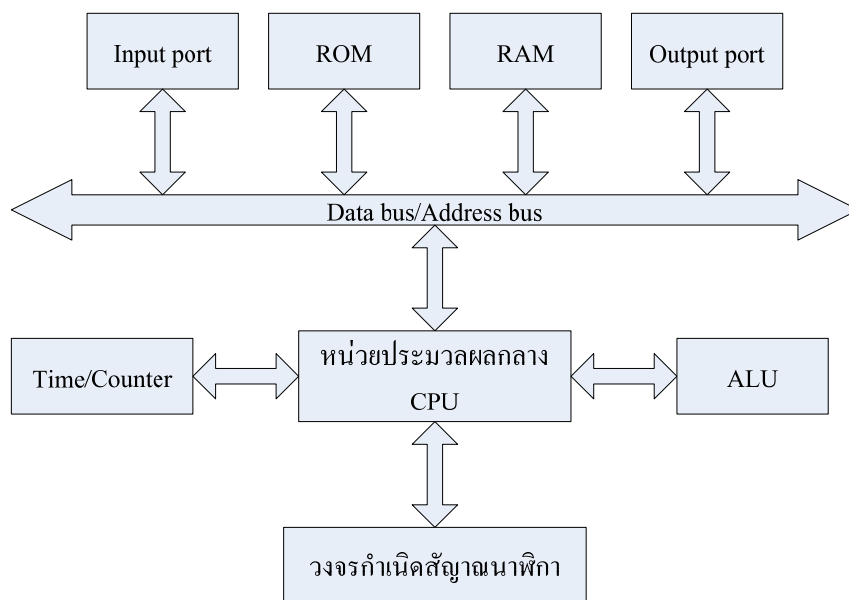
รูปที่	หน้า
4.28 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1500 rpm ในขณะที่บรรทุกโหลด 0.5 Nm	83
4.29 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส	84
4.30 สัญญาณที่ขา PWM1L-PWM1H-PWM2L-PWM2H ของ dsPIC30F2010	85
4.31 สัญญาณ PWM ที่ขา PWM2L-PWM2H-PWM3L-PWM3H ของ dsPIC30F2010	85
4.32 เวลาวิกฤต (Dead Time) ด้านหน้าขนาด 2.8 ไมโครวินาที	86
4.33 เวลาวิกฤต (Dead Time) ด้านหลังขนาด 2.8 ไมโครวินาที	86
4.34 สัญญาณ SVPWM ที่เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่	87
4.35 สัญญาณเฟสที่ 1 และเฟสที่ 2 ต่างเฟสกัน 120 องศา	87
4.36 ผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด	88
4.37 ผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด	88
4.38 ผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 1500 rpm ขณะบรรทุกโหลดขนาด 0.5 Nm	89
4.39 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 1500 rpm โหลดขนาด 0.5 Nm	89
4.40 แรงดัน Line to Line และกระแสเฟสที่ความเร็ว 1500 rpm และ โหลด 0.5 Nm	90

บทที่ 1

บทนำ

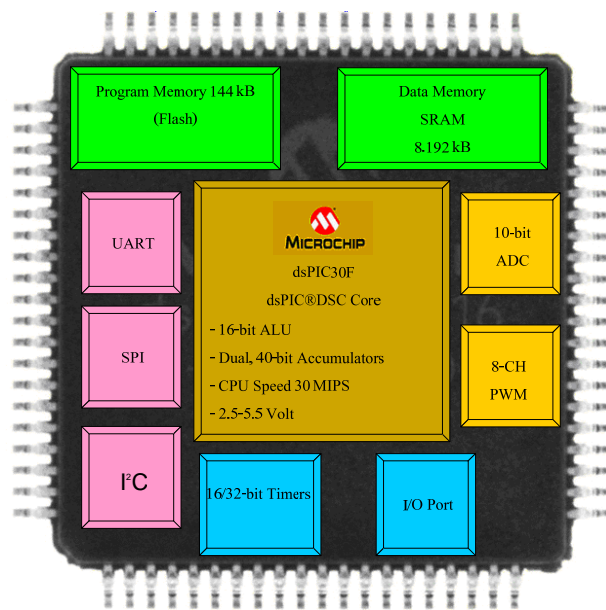
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

แนวคิดและหลักการเกี่ยวกับระบบฝังตัวหรือสมองกลฝังตัว (Embedded system) นั้นเป็นที่นิยมมากขึ้นในปัจจุบัน มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายเช่น ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ระบบการวัดและควบคุม ระบบการแปลงผันพลังงาน และในระบบการขับเคลื่อนไฟฟ้า เป็นต้น เนื่องจากมีราคาถูก การใช้งานง่ายสามารถแยกทำงานได้อย่างอิสระไม่จำเป็นต้องเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ ระบบฝังตัวหรือสมองกลฝังตัวนั้นเป็นระบบประมวลผลขนาดเล็กที่ฝังไว้ในอุปกรณ์ เพื่อเพิ่มความฉลาดและความสามารถให้กับอุปกรณ์เหล่านั้นผ่านซอฟต์แวร์ ซึ่งจะแตกต่างจากระบบประมวลผลที่ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ทั่วไป ภายในระบบสมองกลฝังตัวจะมีไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวประมวลผลและสั่งงาน หลักการทำงานและส่วนประกอบพื้นฐานของระบบสมองกลฝังตัวนั้นจะเหมือนกับคอมพิวเตอร์ ซึ่งมีส่วนประกอบดังแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบของระบบสมองกลฝังตัว

จากรูประบบสมองกลนั้นจะประกอบด้วย หน่วยประมวลผลกลาง (CPU), หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์ (ALU), ไทเมอร์และเคาน์เตอร์ (Timer/Counter), วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (Oscillator), อินพุต (Input), เอาต์พุต (Output), หน่วยความจำโปรแกรม (ROM), หน่วยความจำข้อมูล (RAM) และบัส (Bus) ทำหน้าที่เหมือนกับคอมพิวเตอร์ขนาดเล็ก ระบบสมองกลฝังตัวนั้นมีประโยชน์มากช่วยให้วิศวกรหรือผู้ออกแบบสามารถสร้างวงจรการทำงานได้เสถียรและมีความซับซ้อนน้อยลงเป็นอย่างมาก อีกทั้งยังมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องไม่ว่าจะเป็นในส่วนของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ ทำให้การใช้งานและการพัฒนาโปรแกรมทำได้ง่าย นอกจากนี้จะมีส่วนประกอบดังรูปที่ 1.1 แล้วในปัจจุบันยังมีการเพิ่มส่วนการทำงานด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เพื่อใช้ในการคำนวณทางคณิตศาสตร์ การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) การสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM) จากคุณสมบัติที่เพิ่มเข้ามาทั้งหมดนั้น ทำให้ระบบสมองกลฝังตัวสามารถตอบสนองการใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ระบบสมองกลที่กล่าวถึงในงานวิจัยนี้คือ dsPIC30F ของบริษัท Microchip Inc. ซึ่งจะนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบและสร้างระบบควบคุมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่ใช้ในการขับเคลื่อนแบบจำลองรถไฟความเร็วต่ำ เพื่อจำลองการใช้งานระบบสมองกลในงานการขับเคลื่อนไฟฟ้า โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของสมองกลตระกูล dsPIC30F แสดงดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของสมองกลตระกูล dsPIC30F

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น หรือที่รู้จักกันในชื่อ Linear Induction Motor (LIM) นั้น จัดอยู่ในกลุ่มของเครื่องจักรกลชนิดพิเศษ ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกล ซึ่งพัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (Squirrel-Cage Induction Motor) โดยทำการออกแบบโครงสร้างใหม่ทำให้เหมาะกับการเคลื่อนที่แบบเชิงเส้น และทำให้เกิดข้อดีหลายประการเช่น ลดการซ่อมบำรุงและบำรุงรักษา ทนทาน เป็นต้น ในปัจจุบันมีการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมาใช้งานอย่างกว้างขวาง



รูปที่ 1.3 การใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในงานต่างๆ [1]

จากรูปนั้นเป็นเพียงบางส่วนในการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และในปัจจุบันงานวิจัยส่วนใหญ่จะมุ่งเน้นการศึกษามอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ในการใช้งานในระบบการขนส่งเพียงอย่างเดียว คือใช้ในระบบขับเคลื่อนของรถไฟไฟฟ้าความเร็วสูงหรือที่รู้จักกันในชื่อ Magnetic Levitation Train (MAGLEV) ข้อดีของระบบแบบนี้คือสามารถให้ความเร็วในการเคลื่อนที่ของรถไฟที่สูงมาก ดังนั้นหากมองถึงงานวิจัยที่มีในต่างประเทศที่เกี่ยวข้องกับการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น มาใช้งานกับระบบขับเคลื่อนของรถไฟไฟฟ้านั้นมีมากมายหลายเรื่อง รวมถึงงานวิจัยเกี่ยวกับการสร้างระบบการควบคุมของตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นก็มีอยู่หลายเรื่อง แต่หากมองในประเทศไทยนั้นงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเรื่องนี้ยังมีน้อยมาก อาจจะมีสาเหตุมาจากเทคโนโลยีเกี่ยวกับการสร้างระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในรถไฟไฟฟ้านั้น มีมูลค่าในการลงทุนค่อนข้างสูง

ด้วยข้อมูลที่กล่าวมาทั้งหมดพบว่าการศึกษาระบบการขับเคลื่อนของรถไฟฟ้า โดยการใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในการควบคุมในประเทศไทยนั้นมีน้อย ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงมีจุดมุ่งหมายในการศึกษาการออกแบบและสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยการนำเสนอการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัว ในการออกแบบและสร้างระบบควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ เพื่อเป็นพื้นฐานในการศึกษาเกี่ยวกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในการขับเคลื่อนรถไฟฟ้าต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัวในการออกแบบและสร้างระบบขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟฟ้า
- 1.2.2 เพื่อศึกษา และหาพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น
- 1.2.3 เพื่อศึกษาเทคนิคและวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เพื่อลดความยุ่งยาก และความซับซ้อนของการหาค่าพารามิเตอร์

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

เนื่องจากในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านระบบสมองกลนั้นมีการพัฒนาขีดความสามารถที่สูงขึ้นเป็นอย่างมาก สามารถใช้งานได้ง่ายขึ้น และมีการนำมาประยุกต์ใช้งานทางด้านต่างๆ อย่างแพร่หลาย รวมถึงในระบบการขับเคลื่อนของเครื่องจักรกลทางไฟฟ้าต่างๆ ในขณะที่การศึกษาและการนำมาประยุกต์ใช้งานในประเทศไทยนั้นยังมีขอบเขตที่แคบมาก ซึ่งหากประเทศต้องการที่จะพัฒนาไปข้างหน้าอย่างเท่าทันกับเทคโนโลยี การศึกษาการใช้งานระบบสมองกลนั้นมีส่วนสำคัญเป็นอย่างมาก

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นมีการนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน เช่น ระบบการขนวัสดุในงานอุตสาหกรรม ระบบการขนส่งมวลขน หรือแม้แต่ระบบลิฟต์ขนส่ง เป็นต้น เนื่องจากก่อให้เกิดมลภาวะที่น้อย เมื่อเทียบกับระบบการขนส่งที่ใช้พลังงานจากเครื่องยนต์ และเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน หรือ (Rotary Induction Motor: RIM) จะลดการสัมผัส ส่งผลให้ลดการซ่อมบำรุง แต่ในขณะที่ระบบการขับเคลื่อนนั้นสามารถใช้หลักการเดียวกันได้

ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นประกอบด้วย ชุดแปลงผันพลังงาน ไฟฟ้า ซึ่งภายในนั้นจะมีระบบสมองกลที่ทำหน้าที่ ในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆ ที่อยู่ด้านในทั้งหมด ดังนั้นการที่จะสร้างระบบการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้นั้น จะต้องมีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับระบบสมองกลประกอบด้วย อีกทั้งในการออกแบบระบบควบคุมนั้นจะต้องมีความรู้

ออกแบบระบบควบคุมในปัจจุบันมีวิธีการที่หลากหลาย โดยมีทั้งวิธีการที่ซับซ้อน จะต้องใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์ขั้นสูงเข้ามาแก้ปัญหา เช่น วิธีทางเดินรากล การแก้ปัญหาในระบบโดยสมการสเทท (State Space) เป็นต้น หรือใช้วิธีการหาค่าที่เหมาะสม หรือที่รู้จักกันในชื่อ Optimization ซึ่งปัจจุบันนี้ก็ยังมีหลายวิธี เช่น Ziegler-Nichole การเชื่อมต่อโครงข่ายประสาท และวิธีกลุ่มอนุภาค เป็นต้น

ดังนั้น จากที่กล่าวมาในข้างต้นการศึกษานี้ประกอบไปด้วย 3 ส่วนคือ การออกแบบและสร้างระบบสมองกลเพื่อควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น รูปแบบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น การควบคุมการขับเคลื่อน และการออกแบบตัวควบคุมของระบบควบคุม ซึ่งผลที่ได้จะเป็นต้นแบบ และแนวทางในการใช้งานสำหรับผู้สนใจ หรือการใช้งานจริงต่อไป

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

- 1.4.1 ศึกษาหลักการและความรู้พื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบและสร้างแบบจำลอง รวมถึงระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น (Linear Induction Motor) ที่ใช้ในการขับเคลื่อนแบบจำลองรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ โดยชนิดของมอเตอร์เป็นแบบ Single-Side Linear Induction Motor (SLIM) (Short Primary) ขนาดพิกัด กำลังเอาต์พุตไม่เกิน 500 วัตต์ แรงดันเฟส 220 โวลต์ กระแสสูงสุด 2 แอมแปร์ จำนวนขั้วแม่เหล็กไม่เกิน 4 ขั้ว ความหนาของด้าน Reaction Plate ไม่เกิน 3 มิลลิเมตร
- 1.4.2 ศึกษาหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่ใช้ในการขับเคลื่อนแบบจำลองรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ
- 1.4.3 หาค่าพารามิเตอร์ และออกแบบระบบควบคุมที่เหมาะสมในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น
- 1.4.4 จำลองการทำงานของระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยใช้โปรแกรม MALAB/SIMULINK เพื่อวิเคราะห์ผลการทำงาน
- 1.4.5 สร้างแบบจำลองของรถไฟฟ้าความเร็วต่ำที่ใช้ระบบขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และมีการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัวในการสร้างระบบการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

1.5 ข้อตกลงเบื้องต้นของการศึกษา

การศึกษานี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและสร้างระบบควบคุมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยทำการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยใช้วิธีการหาค่าที่เหมาะสม โดยวิธีการหาค่าเหมาะสมโดยวิธีกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm optimization:

ตารางที่ 1.1 ข้อกำหนดการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

ค่าพารามิเตอร์	ค่าในการออกแบบ
กำลังเอาต์พุต	1/3 แรงม้า
แรงดันเฟส	220 โวลต์
กระแสสูงสุด	2 แอมแปร์
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	2
ความหนาของแผ่นอลูมิเนียม	3 มิลลิเมตร
ชนิดของมอเตอร์	Single-Side Linear Induction Motor (SLIM)

1.6 วิธีการดำเนินการวิจัย

- 1.6.1 ศึกษาค้นคว้าและสำรวจงานวิจัยที่มีความเกี่ยวข้อง
- 1.6.2 ศึกษาหลักการ ทฤษฎี และการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น
- 1.6.3 ศึกษาโมเดลทางคณิตศาสตร์ กำหนดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เพื่อใช้ในการสร้างแบบจำลองที่ใช้ในการศึกษา
- 1.6.4 ศึกษาระบบควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น
- 1.6.5 ทำการจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นด้วยโปรแกรม MATLAB/-SIMULINK
- 1.6.6 ทำการออกแบบ และหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ด้วยวิธีการหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค
- 1.6.7 ทำการจำลองการทำงานของระบบควบคุมที่ทำการออกแบบขึ้น เพื่อหาประสิทธิภาพการทำงาน
- 1.6.8 ออกแบบและสร้างต้นแบบของชุดแปลงผันพลังงานไฟฟ้า ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยใช้ระบบสมองกลเป็นตัวควบคุมการทำงาน
- 1.6.9 ทดสอบการทำงานของชุดต้นแบบที่สร้างขึ้น และเก็บผลการทดลองต่างๆ
- 1.6.10 สรุปผลการทดสอบและนำผลที่ได้มาจัดทำรายงานวิทยานิพนธ์และนำเสนอผลการวิจัย

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.7.1 สามารถนำองค์ความรู้เกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นไปประยุกต์ใช้ใน งานอุตสาหกรรมได้
- 1.7.2 ทราบถึงหลักการในการสร้างระบบการขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นใน การขับเคลื่อนรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ สามารถนำไปเป็นพื้นฐานในการศึกษาและเรียนรู้ เรื่องการขับเคลื่อนของรถไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นตัวขับเคลื่อน หรือระบบการ ขนส่งต่างๆที่ใช้หลักการเดียวกันได้
- 1.7.3 สามารถนำองค์ความรู้เรื่องการใช้งานระบบสมองกลฝังตัว dsPIC30F ไปประยุกต์ใช้ งานในงานขับเคลื่อนทางไฟฟ้าและระบบการแปลงผันพลังงานไฟฟ้าได้
- 1.7.4 สามารถนำองค์ความรู้ที่ได้ไปพัฒนาระบบรถไฟฟ้าขนส่งมวลชนขนาดเล็กได้

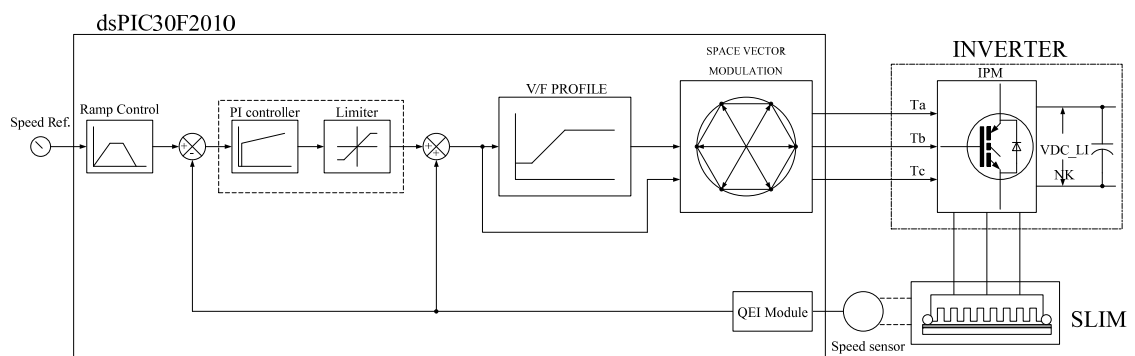
1.8 บทความที่ได้รับเผยแพร่

- 1.8.1 การออกแบบและการประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC3xF ใน อินเวอร์เตอร์สามเฟส ในงานการประชุมเชิงวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6 วันที่ 5 - 7 พฤษภาคม 2553 จัดโดยมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ
- 1.8.2 การดำเนินการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยใช้ dsPIC30F2010 ในงานการ ประชุมวิชาการ “แม่ฟ้าหลวงวิชาการ” ประจำปี พ.ศ. 2553 : 12 ปี ตามรอยสมเด็จพระเจ้า วันที่ 19-20 พฤศจิกายน 2553

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้เป็นการสืบค้นทฤษฎีเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้จัดทำขึ้น ประกอบไปด้วยเรื่องของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ระบบการควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นด้วยวิธีการควบคุมแรงดันและความถี่ การหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค (PSO) ตัวประมวลผล dsPIC30F เอกสารงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (Literature Review) และสรุปทฤษฎีงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งส่วนประกอบของระบบที่ทำการศึกษาในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 2.1

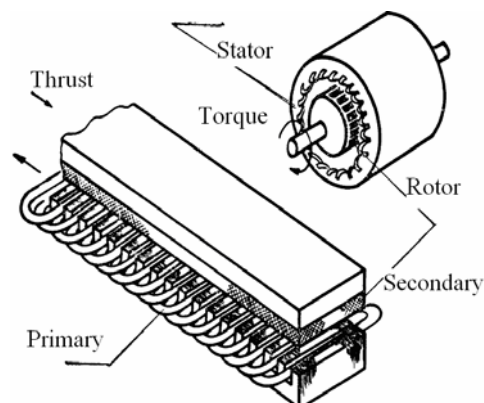


รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบรวมของระบบที่ทำการศึกษา

2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นและการวิธีควบคุม (Linear Induction Motor: LIM)

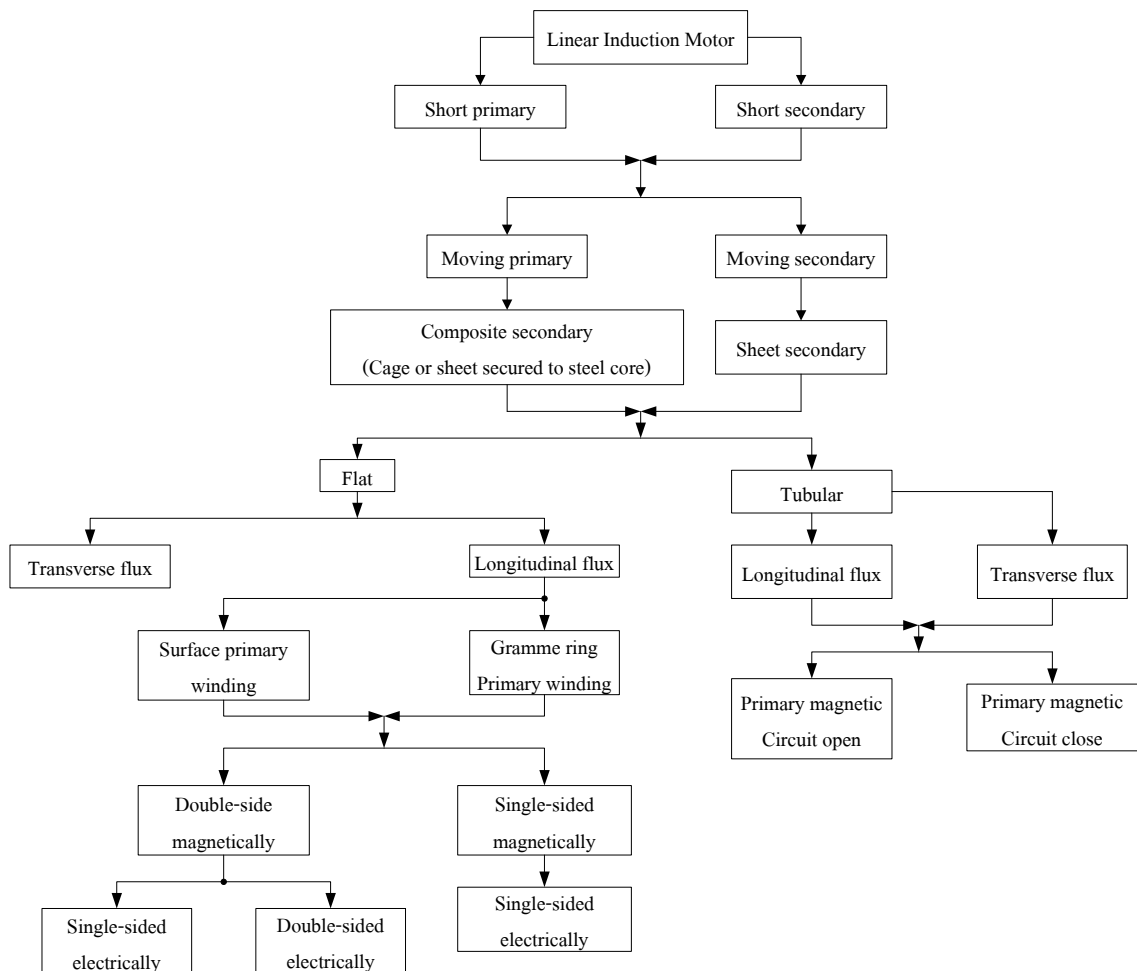
2.1.1 โครงสร้าง หลักการทำงาน และการจำแนกลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นพัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน (Rotary Induction Motor: RIM) โดยทำการผ่าและคลี่ออกดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่พัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน [2]

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าแม้โครงสร้างของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไป แต่ส่วนประกอบนั้นยังคงเหมือนเดิมคือ สเตเตอร์ และ โรเตอร์ นั้นยังเป็นส่วนประกอบหลักของตัวมอเตอร์ ภายในสเตเตอร์จะมีขดลวดพันอยู่ในร่องสล๊อต แบ่งออกเป็นสามเฟส แต่ในส่วนของโรเตอร์นั้นจะเปลี่ยนไปจากที่เคยเป็นแบบ แลคเตอร์ (Ladder) กลายเป็นแผ่นเหล็ก ซึ่งทำจากอลูมิเนียม หรือทองแดง เรียกชื่อใหม่ว่า Reaction Plate และมีแผ่นเหล็กประกอบด้านหลัง เรียกว่า Back iron การจ่ายระบบไฟฟ้านั้นก็จ่ายเข้าด้านสเตเตอร์ เมื่อจ่ายไฟฟ้าสามเฟสเข้าไปยังขดลวดในสเตเตอร์ จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนในช่องว่างอากาศ (Air-gap) ที่มีความเร็วตามสมการ $2\omega/p$ เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ p คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก (Pole) การเคลื่อนที่ตัดกันระหว่างโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กหมุนทำให้เกิดแรงดันขึ้นในโรเตอร์ แรงดันที่เกิดขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลในโรเตอร์ และกระแสดังกล่าวจะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นมา สนามแม่เหล็กทั้งสองที่เกิดขึ้นจะต้านกันทำให้เกิดแรงผลักให้โรเตอร์เคลื่อนที่ไปในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน ทั้งหมดคือหลักการเคลื่อนที่ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าโดยทั่วไปรวมถึงมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นสามารถแยกชนิดได้ดังไดอะแกรมดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การจำแนกชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น [3], [4], [5]

2.1.2 สมการที่เกี่ยวข้องกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น [3], [5], [6], [7]

จากการพัฒนาโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นจากมอเตอร์แบบหมุน ส่งผลให้สมการ และค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เปลี่ยนไปดังนี้

1. สมการความเร็ว (Speed Equation)

ดังที่กล่าวในข้างต้นการเคลื่อนที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้น จะเหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (Squirrel-Cage Induction Motor) การเคลื่อนที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น โดยปกติความเร็วของโรเตอร์ N_r จะน้อยกว่าความเร็วของซิงโครนัส n_s เรียกความแตกต่างระหว่างความเร็วซิงโครนัส และความเร็วโรเตอร์นี้ว่าสลิป Slip สามารถหาได้จากสมการ

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.1)$$

เมื่อ

S คือ ค่าสลิป (Slip)

n_s คือ ความเร็วซิงโครนัส มีหน่วยเป็น รอบต่อนาที (rpm)

n_r คือ ความเร็วโรเตอร์ มีหน่วยเป็น รอบต่อนาที (rpm)

เมื่อรูปแบบของการเคลื่อนที่เปลี่ยนไปความสัมพันธ์ของสมการความเร็วก็เปลี่ยนไป คือ กลายเป็นความเร็วในแนวราบ หรือเชิงเส้น ดังนั้นสมการสลิปของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นจะได้ดังสมการ

$$S = \frac{V_s - V_r}{V_s} \quad (2.2)$$

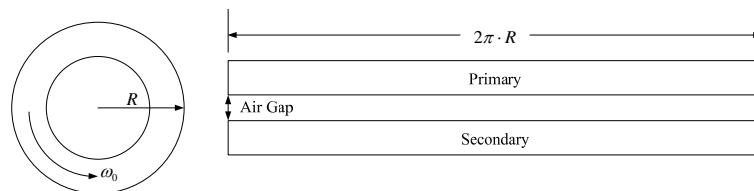
เมื่อ

S คือ ค่าสลิป (Slip)

V_s คือ ความเร็วซิงโครนัสแบบเชิงเส้น มีหน่วยเป็น เมตรต่อวินาที (m/s)

V_r คือ ความเร็วของส่วนที่เคลื่อนที่ มีหน่วยเป็น เมตรต่อวินาที (m/s)

ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.4 สมการความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น สามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ 2.3



รูปที่ 2.4 รัศมีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนและความยาวของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

$$V_s = \frac{2\omega R}{p} = 2f\tau \quad (2.3)$$

เมื่อ

R คือ รัศมีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน มีหน่วยเป็น มิลลิเมตร (mm)

p คือ จำนวนขั้วแม่เหล็ก (Pole)

f คือ ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่จ่ายเข้าสเตเตอร์ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz)

τ คือ ระยะห่างของขั้วแม่เหล็ก (Pole Pitch) มีหน่วยเป็น มิลลิเมตร (mm)

ระยะห่างของขั้วแม่เหล็ก (Pole Pitch: τ) หาได้จากสมการที่ 2.4

$$\tau = \frac{2\pi \cdot R}{p} = \frac{L_{st}}{p} \quad (2.4)$$

เมื่อ

L_{st} คือ ความยาวของสเตเตอร์ ได้จาก $L_{st} = 2\pi \cdot R$

2. สมการพิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและอินพุต (Power Rated Equation)

กำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าในขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น จะแปลงเป็นพลังงานกลด้วยหลักการเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป

กำลังไฟฟ้าอินพุตที่จ่ายเข้าขดลวดสเตเตอร์แสดงดังสมการที่ 2.5

$$P_i = mV_1I_1 \cos \phi \quad (2.5)$$

เมื่อ

m คือจำนวนเฟสของระบบไฟฟ้า

V_1 คือแรงดันอินพุต มีหน่วยเป็น โวลต์ (Volt)

I_1 คือกระแสอินพุต มีหน่วยเป็น แอมแปร์ (Ampere)

ϕ คือเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้จากมุมต่างเฟสระหว่าง แรงดันและกระแส อินพุต

กำลังไฟฟ้าด้านเข้าจะรวมเอากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด และกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก คงเหลือกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในด้านโรเตอร์ ดังสมการที่ 2.6

$$P_o = F_s V_r \quad (2.6)$$

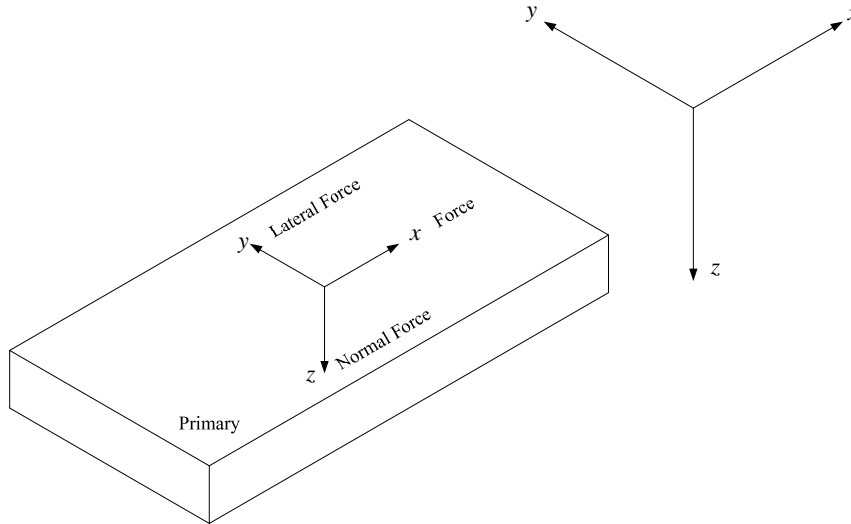
เมื่อ

F_s คือ แรงผลักระหว่างโรเตอร์ มีหน่วยเป็น นิวตันเมตร (Nm)

V_r คือ ความเร็วของโรเตอร์ มีหน่วยเป็น รอบต่อวินาที (rpm)

3. แรงที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น (Forces in Linear Induction Motor)

แรงที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นคือแรงผลักดัน (Thrust) ประกอบด้วย แรงตั้งฉาก (Normal force) และ แรงด้านข้าง (Lateral force) ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แรง (Force) ที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

- แรงตั้งฉาก (Normal force)

แรงผลักดันระหว่างปฐมภูมิกับทุติยภูมิมีอยู่ค่อนข้างสูงเพราะจากพื้นฐานความไม่สมดุลทางกายภาพ ที่ความเร็วเชิงโคจรขนาดของแรงที่เกิดขึ้นจะลดลงตามความเร็ว และที่ความถี่สูงขนาดของแรงที่ได้จะไม่ดี

- แรงด้านข้าง (Lateral force)

แรงด้านข้างดังแสดงในรูปที่ 2.5 จะเกิดในแนวแกน Y ตั้งฉากกับการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ แรงด้านข้างนี้จะทำให้ระบบไม่เสถียรภาพ แรงด้านข้างนี้เกิดขึ้นเนื่องจากตำแหน่งที่ไม่สมดุลของสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยทั่วแล้วเมื่อส่วนของสเตเตอร์ขยับตำแหน่งเพียงเล็กน้อยจะทำให้ผลของแรงด้านข้างมีผลน้อยมาก และจะมีผลกระทบมากเมื่อทำงานที่ความถี่สูง (สูงกว่า 60 เฮิร์ตซ์) ขนาดของแรงจะเพิ่มขึ้น การติดตั้งระบบล้อให้กับเครื่องกลเพื่อป้องกันการเคลื่อนที่ก็เพียงพอที่จะลดผลของแรงด้านข้างได้

4. ผลกระทบที่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น [8], [9]

ผลกระทบสำคัญที่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวนั้นมีดังนี้คือ

- ผลกระทบที่ปลายสุด

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมาจากการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรตารีมาออกแบบใหม่ โดยการผ่ามอเตอร์แบบโรตารีแล้วเคลื่อนออกทำให้การเดินทางของสนามแม่เหล็ก (Traveling magnetic field) ไม่เชื่อมถึงกัน ผลกระทบจากส่วนปลายสุดนี้แบ่งออกเป็น 2 ลักษณะคือ

- ผลกระทบจากส่วนปลายชนิดอยู่กับที่ (Static end effect)

ผลกระทบชนิดนี้เกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติการเปิดวงจรทางแม่เหล็กของมอเตอร์เชิงเส้น ซึ่งจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองต่อเฟส (Self inductance) และค่าความเหนี่ยวนำร่วมต่อเฟส (Mutual-Inductance) ทางด้านปฐมภูมิเกิดความไม่สมมาตรขึ้น

- ผลกระทบจากส่วนปลายชนิดเคลื่อนที่ (Dynamic end effect)

ผลกระทบชนิดนี้เกิดขึ้นเนื่องจากการเคลื่อนที่สัมพันธ์กันระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิที่เป็นไปอย่างต่อเนื่องจากกฎของเลนซ์ เมื่อตัวนำทุติยภูมิเคลื่อนที่ออกจากช่องอากาศทางด้านออกนั้น กระแสของตัวนำทุติยภูมิทางด้านเข้าจะพยายามต้านการสร้างเส้นแรงแม่เหล็กภายในช่องอากาศ จึงส่งผลให้เมื่อมอเตอร์เคลื่อนที่ จะทำให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเฉลี่ยในช่องอากาศของกลุ่มแรกที่อยู่ใกล้ทางด้านเข้ามีค่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับกลุ่มถัดไป และหลังจากที่ตัวนำทุติยภูมิเคลื่อนที่ออกไปทางด้านออก ตัวนำทุติยภูมิจะมีกระแสเพิ่มขึ้นเพื่อพยายามรักษาให้เส้นแรงแม่เหล็กมีค่าคงที่ ซึ่งกระแสนี้จะส่งผลให้เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อนโดยไม่มีผลในการสร้างแรงเสมือนกับทำให้เกิดค่าความต้านทานประสิทธิผลมากขึ้นจึงทำให้ประสิทธิภาพและแรงสูงสุดที่มอเตอร์สร้างได้มีค่าลดลง ผลกระทบประเภทนี้จะเกิดขึ้นมากกับมอเตอร์เชิงเส้นที่มีความเร็วสูง การลดผลกระทบจากส่วนปลาย การออกแบบให้ส่วนของสเตเตอร์มีจำนวนขั้วแม่เหล็กมากกว่า 4 โพล Laithwaite [5] กล่าวไว้ว่า “if the total number of pole-piths on the shorter member (either short stator or short rotor) exceed four, the addition effect of the transients due to the edges is likely to be so small that it can be neglected, except in large, powerful machines.” [6]

- ผลการจากขอบด้านข้าง

เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากการกระจายที่ไม่สม่ำเสมอของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในทิศทางแนวขวาง อันเนื่องมาจากตัวนำทุติยภูมิมีความกว้างมากกว่าด้านปฐมภูมิ ซึ่งจะพบว่าส่วนของตัวนำทุติยภูมิที่ยื่นเกินออกไปจากด้านปฐมภูมิจะมีกระแสไหลวนอยู่เช่นเดียวกับส่วนของตัวนำทุติยภูมิที่อยู่ภายในของปฐมภูมิ ซึ่งกระแสในส่วนที่เกินออกมานี้จะไม่มีผลต่อการสร้างแรงให้กับตัวนำทุติยภูมิ แต่กลับจะสร้างเส้นแรงแม่เหล็กออกมารบกวนเส้นแรงแม่เหล็กภายในช่องอากาศ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กกระจายไม่สม่ำเสมอ

- ผลกระทบจากการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กเนื่องจากช่องอากาศมีค่ามาก

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นจะมีระยะห่างช่องว่างอากาศอยู่ประมาณ 2 มิลลิเมตร ถึง 5 เซนติเมตร ความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องอากาศทางด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะรูปร่าง เมื่อทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กผ่านช่องอากาศอย่างไม่สมบูรณ์ ภาวะเช่นนี้จะทำให้เกิดการรั่วไหลบางส่วนขึ้นที่ช่องอากาศในกรณีเช่นนี้จึงต้องมีสมการสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นมาอีกค่าหนึ่งซึ่งเป็นค่าคงที่เรียกว่า ค่าปรับปรุ้ความถูกต้อง (Correction factor) จากสมการที่ 2.7 [4]

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi}{\tau} g_o\right)}{\frac{\pi}{\tau} g_o} \quad (2.7)$$

เมื่อ

k_1 คือ Correction factor

g_o คือ Magnetic air-gap $g_o = g_m + d$

- ผลกระทบที่พื้นผิว (Skin Effect)

เนื่องมาจากความหนาแน่นของกระแสที่กระจายอยู่บนผิวหน้าทางด้าน โรเตอร์ (Reaction plate) ในกรณีแผ่นเหล็กอยู่ด้านหลัง (Back iron) ด้วยเหตุนี้ทำให้ค่าความนำจริง σ ของแผ่นเพลทที่นำมาเป็นส่วนของโรเตอร์เปลี่ยนไปดังสมการที่ 2.8 [4]

$$\sigma_e = \frac{\sigma}{k_{sk}} \quad (2.8)$$

เมื่อ

σ_e คือค่าความนำจริงที่เกิดขึ้น

σ คือค่าความนำอุดมคติ

k_{sk} คือค่าตัวประกอบความถูกต้องซึ่งหาได้จาก

โดยค่า k_{sk} หาได้จาก

$$k_{sk} = \frac{2d}{d_s} \left[\frac{\sinh\left(2d/d_s\right) + \sin\left(2d/d_s\right)}{\cosh\left(2d/d_s\right) + \cos\left(2d/d_s\right)} \right] \quad (2.9)$$

เมื่อ

d คือความหนาของ Reaction plate

d_s คือความลึกหยั่งเห็น (The depth of penetration)

โดยค่า d_s หาได้จาก

$$d_s \cong \frac{1}{\sqrt{\left[\mu_0 \pi f S \sigma + \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 \right]}} \quad (2.10)$$

เมื่อ

f คือ ความถี่ระบบไฟฟ้า มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz)

5. ค่าตัวประกอบการออกแบบที่ดี (Goodness factor) [4]

เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้แสดงถึงการออกแบบเครื่องกลไฟฟ้าที่ดีคือ หากค่าตัวประกอบมีค่ามากแสดงว่าเครื่องกลที่ออกแบบนั้นมีประสิทธิภาพดี และอีกประการหนึ่งคือ การหาค่าระยะห่างของช่องว่างอากาศนั้นหาได้ยาก แต่หากพิจารณาจากสมการการหาค่าตัวประกอบที่ดีดังสมการที่ 2.11 จะเห็นว่า ระยะของช่องว่างอากาศนั้นควรจะมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ทางกล

$$G = \frac{X_m}{R_r} = \frac{2\mu_0 f \tau^2}{\rho_r' \pi g} \quad (2.11)$$

เมื่อ

μ_0 คือ Permeability of free space

f คือ ค่าความถี่ของแหล่งจ่าย มีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์ (Hz)

ρ_r' คือ Surface resistivity มีหน่วยเป็น โอห์ม (Ohm)

g คือ ระยะของช่องว่างอากาศสูงสุด มีหน่วยเป็น เมตร (m)

2.1.3 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

การวิเคราะห์วงจรสมมูลนั้นทำให้ทำความเข้าใจความสัมพันธ์ต่างๆ และสมการที่ใช้ในการออกแบบระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ในการวิเคราะห์นั้นสามารถพิจารณาได้ 2 ลักษณะ ขึ้นอยู่กับการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เนื่องจากหากใช้งานในงานที่ใช้ความเร็วสูงนั้น ผลกระทบต่างๆ ที่กล่าวในตอนต้น จะมีผลต่อระบบพลวัต (Dynamic) ของมอเตอร์เป็นอย่างมาก [10] แต่หากใช้งานในลักษณะความเร็วต่ำผลกระทบนั้นจะมีผลกับระบบน้อยมาก วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ทำงานที่ความเร็วต่ำนั้น จะเหมือนกับวงจรเทียบเคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก หรือ Asynchronous Machine ทัวไป ดังนั้นการวิเคราะห์จึงสามารถกระทำได้โดยการการใช้หลักการเดียวกันได้ [4], [11]

1. ไคนามิกส์โม่เดลของมอเตอร์เหนี่ยวนำใน Arbitrary Referent Frame [12]

$$\vec{V}_S^{(k)} = R_S \cdot \vec{i}_S^{(k)} + \frac{d\vec{\psi}_S^{(k)}}{dt} + j\omega_S \cdot \vec{\psi}_S^{(k)} \quad (2.12)$$

$$\vec{\psi}_S^{(k)} = L_S \cdot \vec{i}_S^{(k)} + L_m \cdot \vec{i}_R^{(k)} \quad (2.13)$$

$$\vec{V}_R^{(k)} = R_R' \cdot \vec{i}_R^{(k)} + \frac{d\vec{\psi}_R^{(k)}}{dt} + j(\omega_S - \omega_R) \cdot \vec{\psi}_R^{(k)} \quad (2.14)$$

$$\vec{\psi}_R^{(k)} = L_R' \cdot \vec{i}_R^{(k)} + L_m \cdot \vec{i}_S^{(k)} \quad (2.15)$$

ในการวิเคราะห์ในสภาวะ Steady-State นั้นพจน์ที่เป็นอนุพันธ์จะมีค่าเป็นศูนย์

$$\vec{V}_S = R_S \cdot \vec{I}_S + j\omega_S \cdot L_S \cdot \vec{I}_S + j\omega_S \cdot L_m \cdot \vec{I}_R \quad (2.16)$$

$$\vec{V}_R = R_S \cdot \vec{I}_R + j(\omega_S - \omega_R) \cdot L_R' \cdot \vec{I}_R + j(\omega_S - \omega_R) \cdot L_m \cdot \vec{I}_S \quad (2.17)$$

ในขณะที่เริ่มต้น $\vec{V}_R = 0$ และ ความเร็วสลลิปเท่ากับ $\omega_{slip} = \omega_s - \omega_R$ ดังนั้นสลลิป S มีค่าเท่ากับ $S = \frac{\omega_s - \omega_R}{\omega_s}$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ 2.17 ใหม่ได้คือ

$$0 = \frac{R'_R}{S} \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot L'_R \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot L_m \cdot \vec{I}_S \quad (2.18)$$

เมื่อ $L_S = L_{lS} + L_m$ และ $L'_R = L'_{lR} + L'_m$ นำไปแทนในสมการที่ 2.16 และ 2.18 จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$\vec{V}_S = R_S \cdot \vec{I}_S + j\omega_s \cdot (L_{lS} + L_m) \cdot \vec{I}_S + j\omega_s L_m \cdot \vec{I}_R \quad (2.19)$$

$$0 = \frac{R'_R}{S} \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot L_{lS} + L_m (L'_{lR} + L'_m) \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot L_m \cdot \vec{I}_S \quad (2.20)$$

ทำการนิยามตัวแปรใหม่ดังนี้

σ_S คือ Stator leakage factor

σ_R คือ Rotor leakage factor

σ คือ Total leakage factor

$$\sigma_S = \frac{L_S}{L_m} - 1; L_S = (1 + \sigma_S) \cdot L_m \text{ และ } \sigma_R = \frac{L'_R}{L_m} - 1; L'_R = (1 + \sigma_R) \cdot L_m$$

$$\text{และ } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R}$$

นำค่า σ_S และ σ_R แทนในสมการที่ 2.19 และ 2.20

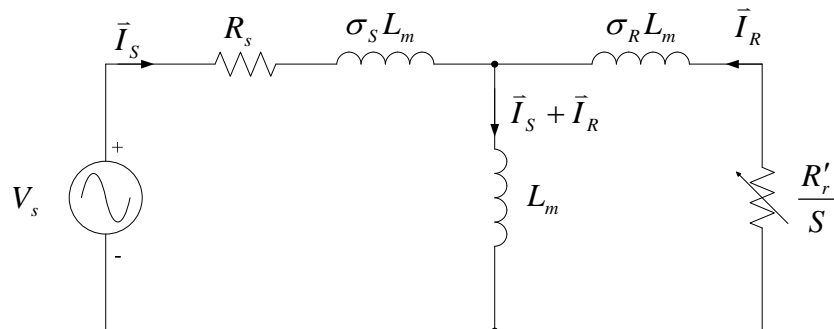
$$\vec{V}_S = R_S \cdot \vec{I}_S + j\omega_s \cdot (1 + \sigma_S) \cdot L_m \cdot \vec{I}_S + j\omega_s \cdot L_m \cdot \vec{I}_R \quad (2.21)$$

$$\vec{V}_S = (R_S + j\omega_s \cdot L_m \cdot \sigma_S) \vec{I}_S + j\omega_s \cdot L_m \cdot (\vec{I}_S + \vec{I}_R) \quad (2.22)$$

$$0 = \frac{R'_R}{S} \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot (1 + \sigma_R) \cdot L_m \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot L_m \cdot \vec{I}_S \quad (2.23)$$

$$0 = \left(\frac{R'_R}{S} \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot \sigma_R \cdot L_m \right) \cdot \vec{I}_R + j\omega_s \cdot L_m \cdot (\vec{I}_S + \vec{I}_R) \quad (2.24)$$

ดังนั้นสามารถเขียนวงจรสมมูลของ Asynchronous Machine ได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลต่อเฟสของ Asynchronous Machine ในสภาวะ Steady-State

จัดสมการที่ 2.16 และ 2.18 ใหม่จะได้

$$\vec{V}_S = (R_S + j\omega_s L_S) \cdot \vec{I}_S + j\omega_s L_m \cdot \vec{I}_R \quad (2.25)$$

$$0 = \left(\frac{R'_R}{S} + j\omega_s L'_R \right) \cdot \vec{I}_R + j\omega_s L_m \cdot \vec{I}_S \quad (2.26)$$

เขียนสมการ Matrix ความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน, กระแส และ โหลด ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} R_S + j\omega_s L_S & j\omega_s L_m \\ j\omega_s L_m & R_R / S + j\omega_s L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_S \\ \vec{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{V}_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

แก้สมการที่ 2.27 หา \vec{I}_S และ \vec{I}_R

$$\begin{bmatrix} \vec{I}_S \\ \vec{I}_R \end{bmatrix} = \frac{1}{(R_S + j\omega_s L_S)(R_R / S + j\omega_s L_R) - (j\omega_s L_m)^2} \times \begin{bmatrix} R_R / S + j\omega_s L_R & -j\omega_s L_m \\ -j\omega_s L_m & R_S + j\omega_s L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{V}_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

ค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรสมมูล

$$Z_S = \frac{\vec{V}_S}{\vec{I}_S} = \frac{(R_S + j\omega_s L_S)(R_R / S + j\omega_s L_R) - (j\omega_s L_m)^2}{(R_R / S + j\omega_s L_R)} \quad (2.29)$$

เมื่อ $L_m = L_S / (1 + \sigma_s) = L_R / (1 + \sigma_R)$ จะได้ว่า $\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_R)}$

ดังนั้น

$$Z_S = R_S + j\omega_s L_S \left(\frac{1 + \frac{j\sigma\omega_s L_R S}{R_R}}{1 + \frac{j\omega_s L_R S}{R_R}} \right) \quad (2.30)$$

หาค่า Pull-out slip ได้จากสมการที่ 2.31

$$S_p = \frac{R_R}{\sigma\omega_s L_R} \quad (2.31)$$

เขียนสมการที่ 2.30 ใหม่ ได้ว่า

$$Z_S = R_S + j\omega_s L_S \left(\frac{1 + \frac{jS}{S_p}}{1 + \frac{jS}{\sigma S_p}} \right) \quad (2.32)$$

2. สมการแรงบิด (Torque) ของ Asynchronous Machines ในสถานะ Steady-State

$$T_m = 3L_m \text{Im}(\vec{I}_S \vec{I}_R^*) \quad (2.33)$$

จากสมการที่ 2.27 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่าง เฟสเซอร์ของกระแสโรเตอร์ และเฟสเซอร์ของกระแสเตเตอร์ ได้ดังนี้

$$\bar{I}_R = -\frac{j\omega_s L_m}{R_R / S + j\omega_s L_R} \bar{I}_S \quad (2.34)$$

แทนสมการที่ 2.34 ลงในสมการที่ 2.33 จะได้ว่า

$$T_m = 3L_m \operatorname{Im} \left\{ \bar{I}_S \left(-\frac{j\omega_s L_m}{R_R / S + j\omega_s L_R} \bar{I}_S \right)^* \right\} \quad (2.35)$$

$$T_m = 3L_m \operatorname{Im} \left\{ \bar{I}_S \frac{j\omega_s L_m}{R_R / S - j\omega_s L_R} \bar{I}_S^* \right\} \quad (2.36)$$

$$T_m = 3L_m I_S^2 \operatorname{Im} \left\{ \frac{\frac{j\omega_s L_m S}{R_R}}{1 - \frac{j\omega_s L_R S}{R_R}} \right\} \quad (2.37)$$

จาก $S_p = \frac{R_R}{\sigma\omega_s L_R}$ ดังนั้น

$$T_m = 3L_m I_S^2 \operatorname{Im} \left\{ \frac{\frac{j\omega_s L_m}{R_R} \left(1 + \frac{jS}{\sigma S_p} \right)}{1 - \frac{jS}{\sigma S_p} \left(1 + \frac{jS}{\sigma S_p} \right)} \right\} \quad (2.38)$$

$$T_m = 3L_m I_S^2 \operatorname{Im} \left\{ \frac{\frac{j\omega_s L_m}{R_R} \left(1 + \frac{jS}{\sigma S_p} \right)}{1 + \left(\frac{S}{\sigma S_p} \right)^2} \right\} \quad (2.39)$$

สรุปสมการแรงบิดของเครื่องกลไฟฟ้าแบบ Asynchronous ได้ดังสมการที่ 2.40

$$T_m = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_s^2}{\sigma \omega_s^2 L_s} \frac{2}{S_p / S + S / S_p} = T_p \frac{2}{S_p / S + S / S_p} \quad (2.40)$$

เมื่อ

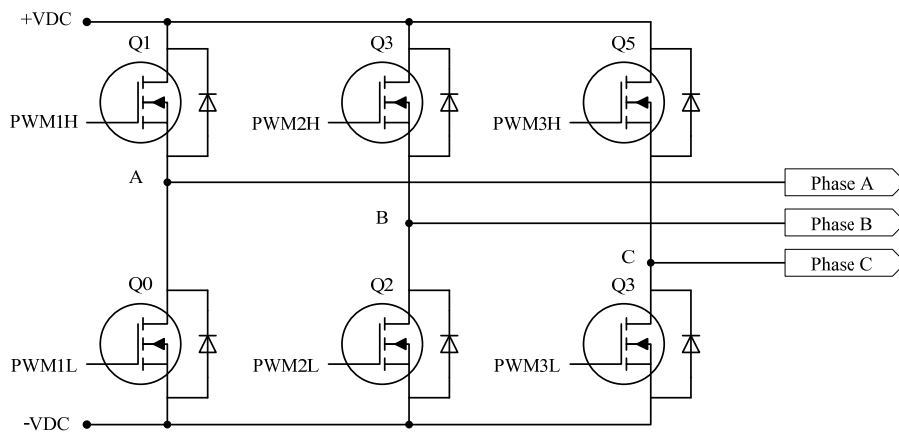
$$T_p = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_s^2}{\sigma \omega_s^2 L_s} ; \text{ Pull-out Torque} \quad (2.41)$$

2.2 อินเวอร์เตอร์และเทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์วิธมอดูเลชัน (PWM)

อินเวอร์เตอร์ที่กล่าวถึงเป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source) โดยการกำเนิดแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ในแต่ละเฟส ทำได้โดยการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ คือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น ไอจีบีที (IGBT) เป็นต้น ดังนั้น

2.2.1 ระบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลดสามเฟส นิยมแปลงผันผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟสซึ่งเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง เพราะถ้าหากจะใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟลูบริดจ์จำนวน 3 ชุดได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนั้นยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาของความถี่หลักมูล จึงไม่เหมาะที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟลูบริดจ์สามตัว จึงมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟสขึ้นมาที่สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ทั้งขนาดและความถี่เช่นในรูปที่ 2.7 จะเห็นว่ามีสวิตช์และไดโอดจำนวนอย่างละ 6 ตัว และประกอบด้วยสามกิ่งหรือสามเฟส [13]

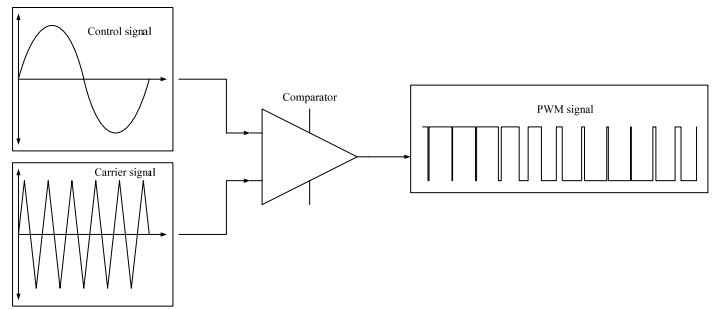


รูปที่ 2.7 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

หลักการการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสนั้น จะมีการสร้างสัญญาณในการควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ (MOSFET หรือ IGBT) แต่ละตัว สัญญาณที่สร้างขึ้นนั้นจะเป็นแบบพีคดับเบิลยูเอ็ม Pulse with Modulation (PWM) เพื่อลดสัญญาณฮาร์โมนิก (Harmonic) ในระบบ เทคนิคและวิธีการสร้างสัญญาณแบบพีคดับเบิลยูเอ็มนั้นมีอยู่หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มากในปัจจุบันในงานที่เกี่ยวข้องกับการขับเคลื่อนทางไฟฟ้ามียู่ 2 วิธี คือ เทคนิคการมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์ (SPWM) และเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน (SVPWM)

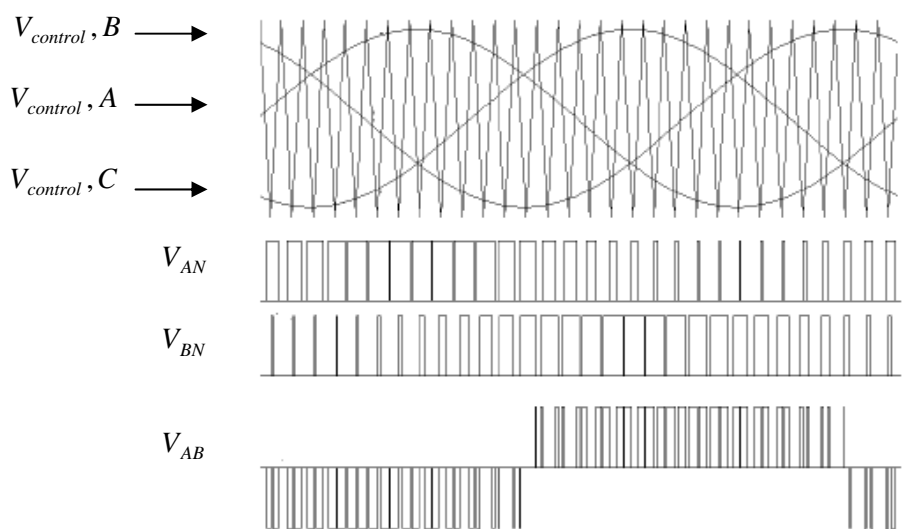
2.2.2 การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์ (SPWM) [14]

การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิค SPWM ถือได้ว่าเป็นวิธีการพื้นฐานในการสร้างสัญญาณแบบพีคดับเบิลยูเอ็มในอินเวอร์เตอร์สามเฟส เนื่องจากมีหลักการในการสร้างที่ง่ายและไม่



รูปที่ 2.8 หลักการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันด้วยเทคนิคมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์

จากรูปหลักการในการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันด้วยเทคนิคมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์ (SPWM) กระทำโดยการนำสัญญาณสองสัญญาณมาทำการเปรียบเทียบกันประกอบด้วยสัญญาณสามเหลี่ยมเรียกว่าสัญญาณ (Carrier signal) และสัญญาณรูปคลื่นไซน์เรียกว่าสัญญาณ (Control signal) สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสนั้นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ใช้นั้นมีทั้งหมด 3 สัญญาณ และแต่ละสัญญาณมีมุมต่างเฟสกัน 120 องศา ดังรูปที่ 2.9 เพื่อสร้างสัญญาณสามเฟสแบบพีดับเบิลยูเอ็ม จากรูปค่าแอมปริจูดระหว่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นจะมีค่าเท่ากัน แต่ความถี่ระหว่างสองสัญญาณนั้นจะมีค่าไม่เท่ากันคือ ค่าความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นไซน์นั้นจะมีค่าอยู่ในช่วงที่ใช้งานกับโหลดที่นำมาใช้งาน หรือกำหนดตามค่าความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ใช้งานในภูมิภาคนั้นๆ เช่นในประเทศไทยค่าความถี่ของระบบไฟฟ้ามีค่าความถี่อยู่ที่ 50 เฮิร์ตซ์ ในส่วนค่าความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสามนั้นจะเป็นตัวกำหนดสัญญาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.9 การมอดูเลชันสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มสามเฟส

ในการสร้างสัญญาณ PWM นั้นเป้าหมายคือต้องการที่จะปรับเปลี่ยนปริมาณของแรงดันและความถี่ของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้า ในการปรับปริมาณของแรงดันและความถี่ของแหล่งจ่ายนั้นสามารถกระทำได้โดยการอัตราส่วนของ m_a และ m_f โดยที่ m_a คืออัตราส่วนระหว่างขนาดแรงดันของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังสมการ

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.42)$$

โดยที่ $V_{control}$ คือค่าสูงสุดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และ V_{tri} คือค่าสูงสุดของสัญญาณสามเหลี่ยม และ m_f คืออัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม และสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ดังสมการ

$$m_f = \frac{f_{carrier}}{f_{control}} \quad (2.43)$$

โดยที่ $f_{carrier}$ คือค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม และ $f_{control}$ คือค่าความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นไซน์

ในการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันหรือความถี่นั้นจะกระทำเฉพาะสัญญาณรูปคลื่นไซน์เท่านั้น ในส่วนของสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นจะไม่มีการปรับเปลี่ยน ในการกำหนดค่าขนาดของสัญญาณในสมการที่ 2.42 นั้นจะต้องกำหนดให้ m_a นั้นมีค่าอยู่ในช่วง $m_a \leq 1$ เนื่องจากเป็นช่วงที่อินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านมอดูเลชันเชิงเส้น ในย่านเชิงเส้นค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลในหนึ่งเฟสจะมีค่าดังสมการ

$$(V_{AN})_1 = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (2.44)$$

โดยที่ V_d คือแรงดันเชื่อมโยงกระแสดรง

ในส่วนของแรงดัน V_{L-to-L} หรือ V_{AB} นั้นจะมีค่าตามสมการ

$$V_{L-to-L} = V_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot \frac{V_d}{2} = 0.612 \cdot m_a \cdot V_d \quad (2.45)$$

ความหมายของการทำงานในย่านเชิงเส้น ตัวอย่างเช่น หากจ่ายแรงดันเชื่อมโยง 311 โวลต์ เมื่อปรับ $m_a = 0.5$ จะได้แรงดันจะได้แรงดันเท่ากับ $0.612 \times 0.5 \times 311 = 95.17$ โวลต์ การกำหนดค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม $f_{carrier}$ นั้นจะคำนึงถึงการเกิดฮาร์โมนิกของแรงดันด้านออก ซึ่งการกำหนดค่าความถี่นั้นจะสามารถกำหนดการเกิดของฮาร์โมนิกได้ โดยจะกำหนดให้เกิดห่างจากค่าความถี่หลักมูล เพื่อง่ายต่อการสร้างวงจรกรองฮาร์โมนิก การเกิดของฮาร์โมนิกจะเป็นฮาร์โมนิกเลขคี่เกิดขึ้นที่ไซค์เบนของ m_f และจำนวนเท่าของ m_f และผลจากค่าของแรงดัน V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} นั้นมีเฟสต่างกัน 120 องศา ส่งผลให้เฟสจะเท่ากันทุกๆ $3 m_f$ ทำให้แรงดันไฟฟ้าจะไม่มีฮาร์โมนิกลำดับที่ 3

- ที่ค่า $m_f \leq 21$ หากต้องการกำจัดฮาร์มอนิกเลขคู่จะต้องใช้การสวิตซ์ซิงแบบพีดับเบิลยูเอ็มที่ซิงโครไนส์ หมายถึง m_f จะต้องเป็นจำนวนเต็มและความถี่หลักมูลจะเริ่มและจบคาบพร้อมกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม และ m_f ต้องเป็นจำนวนเลขคี่

- ที่ค่า $m_f \geq 21$ ฮาร์มอนิกย่อยที่เกิดขึ้นจากการสวิตซ์ซิงแบบพีดับเบิลยูเอ็มที่ไม่ซิงโครไนส์ (m_f ไม่เป็นจำนวนเต็ม) จะมีค่าน้อย แต่ต้องตระหนักว่าควรหลีกเลี่ยงการสวิตซ์ซิงแบบพีดับเบิลยูเอ็มแบบไม่ซิงโครไนส์ เพราะจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกย่อยใกล้เคียงกับความถี่หลักมูล

- ที่ค่า $m_a > 1$ หากไม่พิจารณาค่าของ m_f จะมีผลเช่นเดียวกับกรณีที่ 1

ทั้งหมดที่กล่าวในข้างต้นคือหลักการที่เกี่ยวข้องการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคการมอด-ดูเลชันรูปคลื่นไซน์ ซึ่งเห็นว่าการสร้างสัญญาณด้วยหลักการดังกล่าวนี้มีกระบวนการที่ไม่ซับซ้อน และง่ายต่อการสร้างเพื่อใช้งาน แต่จากสมการที่ 2.4 จะเห็นว่าการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคมอดดูเลชันรูปคลื่นไซน์นั้นแรงดันด้านออกจะมีค่าน้อย และในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นอาจเกิดกรณีที่ไม่มีซิงโครไนส์ อันเนื่องมาจากกระบวนการทำงานของฮาร์ดแวร์ จึงอาจก่อให้เกิดปัญหาเรื่องของฮาร์มอนิกย่อยที่เกิดขึ้นใกล้เคียงกับความถี่หลักมูล จากปัญหาดังกล่าวจึงมีการคิดค้นเทคนิคการสวิตซ์ซิงรูปแบบใหม่โดยจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.2.3 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชัน (SVM) [15]

การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชัน (SVM) นั้นจัดเป็นเทคนิคการมอดดูเลชันขั้นสูงสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส และเป็นอีกวิธีการหนึ่งที่เป็นที่นิยมในการขับเคลื่อนทางไฟฟ้า เนื่องจากการสร้างสัญญาณด้วยเทคนิคดังกล่าวเป็นการใช้หลักการจากการหมุนของสนามแม่เหล็กภายในเครื่องกลไฟฟ้าแบบหมุน ข้อดีในการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชันประกอบด้วย

- ให้ช่วงความถี่มอดดูเลชันกว้าง ซึ่งมีความคล้ายคลึงกับวิธี PWM แบบ Third-harmonic injection

- ให้ Harmonics ต่ำกว่า PWM มาตรฐาน (SPWM)

- ให้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าวิธีมอดดูเลชันพื้นฐาน SPWM โดยประมาณ 15%

- ให้ประสิทธิภาพดีขึ้นเมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง

- SVM มีแรงดันเอาต์พุตมากกว่าแบบ SPWM โดยปราศจากผลการลดทอนของสัญญาณแรงดันระหว่างสาย

- การประยุกต์ใช้งานง่าย และสัญญาณมอดดูเลชันมีความแน่นอนกว่า SPWM

- ให้ประสิทธิภาพสูง

- สามารถป้องกันไม่ให้เกิดการสวิตช์โดยไม่จำเป็นได้

ข้อดีทั้งหมดที่กล่าวมาเกิดจากการทดลองใช้งานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ในการที่จะทำ
ให้เข้าใจถึงกระบวนการในการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิค SVM นั้น จะต้องเข้าใจถึง
หลักการทํางานของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน

1. หลักการของสเปซเวกเตอร์มอดูเลชั่น (SVM)

หลักการในการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยการใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชั่นนั้น มา
จากการศึกษาเกี่ยวกับการขับเคลื่อนขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก การหมุนของ
มอเตอร์นั้นจะใช้หลักการของสนามแม่เหล็กหมุน หากนำสมการของมอเตอร์เหนี่ยวนำมาพิจารณา
แล้วจะเห็นว่า การเกิดสนามแม่เหล็กหมุนนั้นมาจากการจ่ายแรงดันสามเฟสเข้าไปยังสเตเตอร์
ภายในสเตเตอร์นั้นประกอบด้วยขดลวด เมื่อจ่ายแรงดันเข้าไปในขดลวดจะเกิดกระแสจากผลของ
โพลที่เป็น ความต้านทาน R และตัวเหนี่ยวนำ L สร้างสนามแม่เหล็กขึ้นในช่องว่างอากาศ (Air
gap) สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นเป็นสนามแม่เหล็กหมุนที่มีความเร็วตามสมการ $2\omega/p$ เมื่อ $\omega = 2\pi f$
และ p คือจำนวนขั้ว (Pole) สนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดในช่องว่างอากาศจะทำให้โรเตอร์ของมอเตอร์
เหนี่ยวนำเกิดการหมุน เกิดการเคลื่อนที่ตัดกันระหว่างตัวนำของโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กหมุนทำ
ให้เกิดแรงดันขึ้นในโรเตอร์ แรงดันที่เกิดในโรเตอร์จะส่งผลให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ กระแส
ดังกล่าวก็จะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นมา สนามแม่เหล็กทั้งสองที่เกิดขึ้นจะต้านกันทำให้เกิดแรงบิดตัว
ของโรเตอร์ให้หมุนไปในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน หลักการทั้งหมดที่กล่าวมานั้นเป็นหลักการ
เคลื่อนที่ของโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก จากหลักการงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ
สามารถอธิบายเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้ เริ่มจากสมการของแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์
ของมอเตอร์ ดังสมการ

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin(\omega t) \\ V_b &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.46)$$

จากสมการที่ 2.47 แรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดของสเตเตอร์นั้นเป็นแรงดันที่มีความต่างเฟสกัน 120
องศาทางไฟฟ้า ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับสมการของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสนั้น จะทำการวิเคราะห์
เหมือนกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง เนื่องจากง่ายต่อการคำนวณและการควบคุม ดังนั้นจะต้องทำการ
ทรานส์ฟอร์มแรงดันสามเฟสให้เป็นแรงดันสองเฟส โดยการใช้ Clarke Transform การแปลงจากสาม
แกน abc ให้เป็นสองแกน $\alpha\beta$ ใช้สมการดังนี้

$$\vec{V}_S^{(S)} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c); \quad a \text{ คือ Unit vector} \quad (2.47)$$

โดยที่ $a = 1.e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ และ $a^2 = 1.e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$

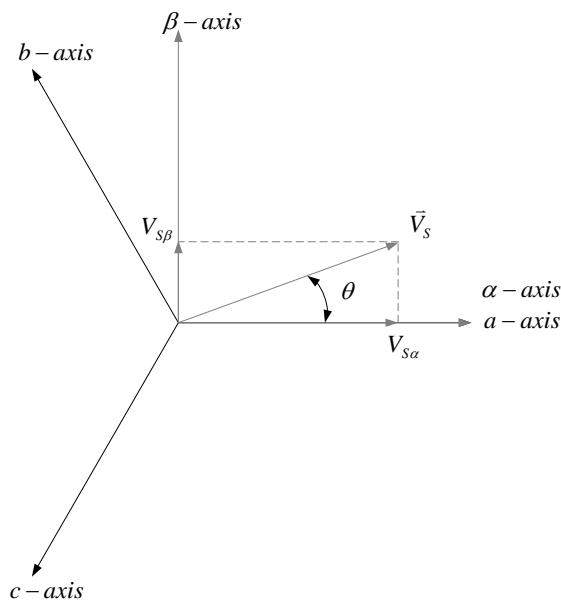
นำค่าของ a และ a^2 แทนในสมการที่ 2.47 จะได้ตามสมการ

$$\bar{V}_s^{(S)} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + \frac{1}{2} \cdot V_b + j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_c - j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_c\right) \quad (2.48)$$

ทำการแยกส่วนของจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพจะได้ค่าของ V_α และ V_β ตามสมการ

$$\begin{aligned} V_{S\alpha} &= \frac{2}{3}\left(V_a - \frac{1}{2} \cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_c\right) \\ V_{S\beta} &= \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_c\right) \end{aligned} \quad (2.49)$$

จากการคำนวณเพื่อการแปลงจากสามแกน abc เป็นสองแกน $\alpha\beta$ สามารถเขียนเป็นเวกเตอร์ไคอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.10



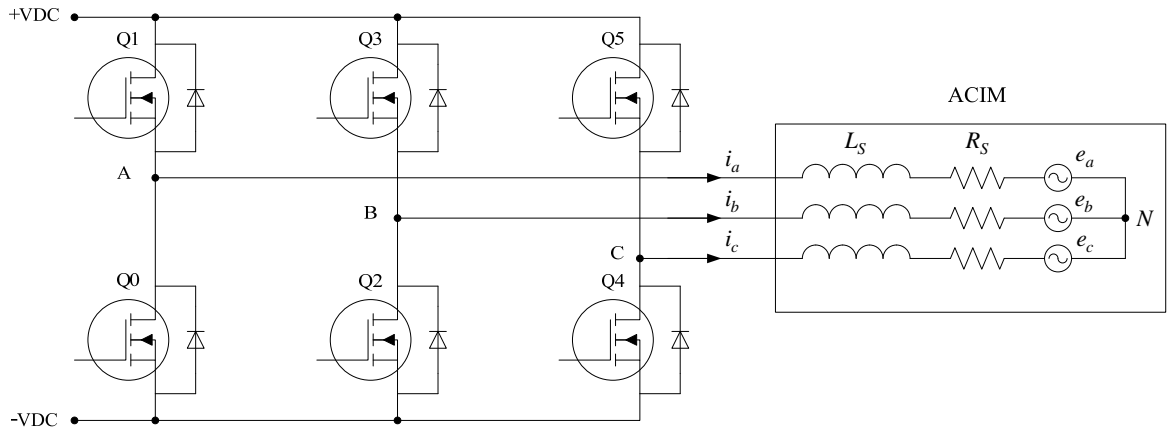
รูปที่ 2.10 เวกเตอร์ไคอะแกรมการแปลง 3 แกนเป็น 2 แกน

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการแปลงจากสามแกนเป็นสองแกนแล้วผลรวมทางเวกเตอร์ของแกน α และ β ในแต่ละช่วงเวลานั้นจะเกิดเวกเตอร์ \bar{V}_s ขึ้นมา ซึ่งเวกเตอร์ดังกล่าวนี้จะหมุนเป็นวงกลมทุกๆการเปลี่ยนแปลงของ θ การเกิดของเวกเตอร์ดังกล่าวนี้เป็นที่มาของหลักการในการสร้างสัญญาณพีดีบีลยูเอ็มด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชั่น โดย \bar{V}_s สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.50 และมุม θ คำนวณได้จากสมการที่ 2.51

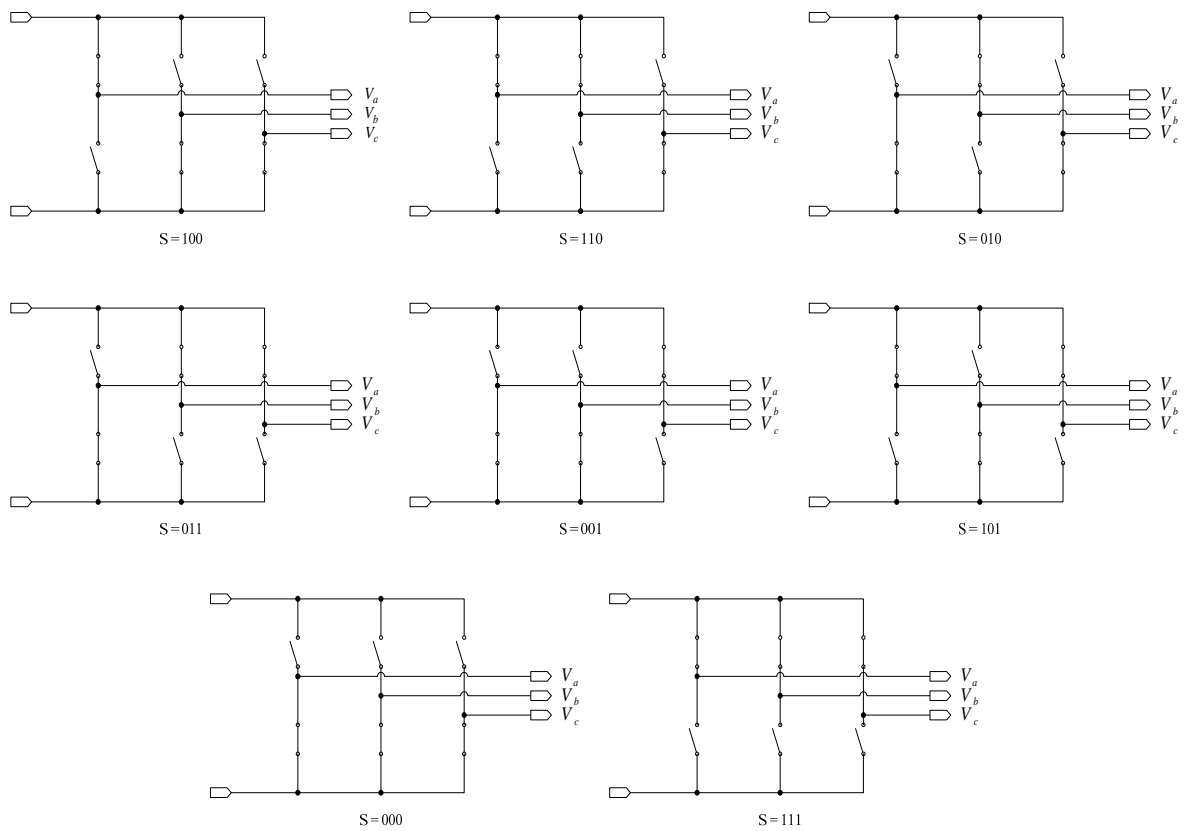
$$\bar{V}_s = \sqrt{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \quad (2.50)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{S\beta}}{V_{S\alpha}} \right) \quad (2.51)$$

ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นจะต้องใช้อินเวอร์เตอร์สามเฟสดังรูปที่ 2.11 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นสามแบ่งการสวิตช์ออกเป็น 8 สถานะดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส



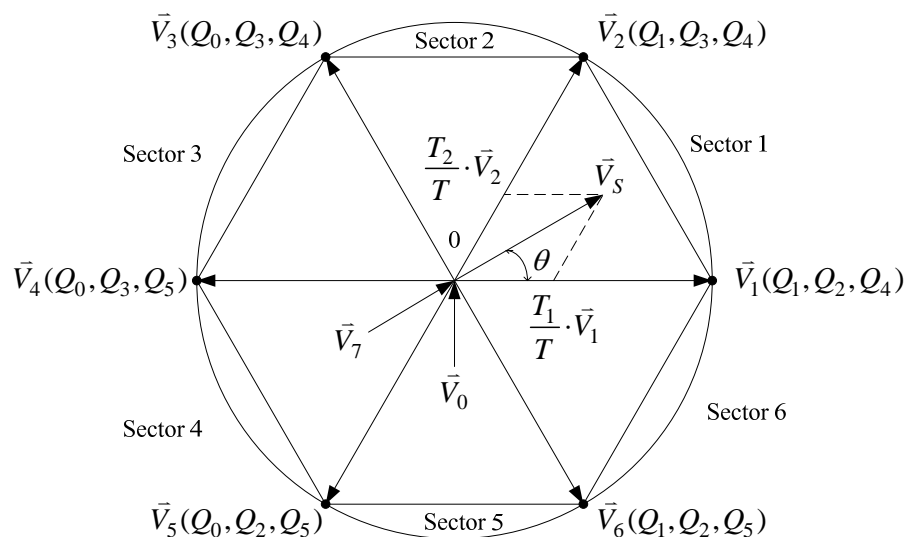
รูปที่ 2.12 สถานะในการทำงานของสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ

จากรูปที่ 2.12 สามารถนำมาเขียนตารางแสดงเซกเตอร์ทำงานของสวิตช์ได้ดังตารางที่ 2.1 การทำงานของสวิตช์นั้นจะคิดเพียง 6 เซกเตอร์เท่านั้นเนื่องจากเซกเตอร์ที่ $S = 000$ และ $S = 111$ นั้นจะไม่มีแรงดันทางด้านเอาต์พุต

ตารางที่ 2.1 เซกเตอร์การทำงานของสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ

เซกเตอร์ของ	สวิตช์ที่ทำงาน	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	เวกเตอร์ของแรงดัน
000	Q_0, Q_2, Q_4	0	0	0	\vec{V}_0
100	Q_1, Q_2, Q_4	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	\vec{V}_1
110	Q_1, Q_3, Q_4	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	\vec{V}_2
010	Q_0, Q_3, Q_4	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	\vec{V}_3
011	Q_0, Q_3, Q_5	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	\vec{V}_4
001	Q_0, Q_2, Q_5	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	\vec{V}_5
101	Q_1, Q_2, Q_5	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	\vec{V}_6
111	Q_1, Q_3, Q_5	0	0	0	\vec{V}_7

จากตารางที่ 2.1 สามารถนำมาเขียนเป็นเวกเตอร์ไออะแกรมของแรงดันทั้ง 8 เซกเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.13 เพื่อเห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ \vec{V}_s ในแต่ละเซกเตอร์ทำงานของสวิตช์



รูปที่ 2.13 เวกเตอร์ไออะแกรมของแรงดันในแต่ละเซกเตอร์การทำงานของสวิตช์

2. ขั้นตอนในการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิค SVM

ขั้นตอนในการดำเนินการเพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิค SVM สามารถสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่าของ \vec{V}_s และมุม θ ในการคำนวณค่า \vec{V}_s และมุม θ เพื่อทราบถึงสถานะของการสวิตช์ ขั้นตอนในการหา \vec{V}_s นั้น มีหลายรายงานการวิจัยที่นำเสนอวิธีการในการหาค่า ซึ่งสามารถสรุปวิธีการหาได้สองวิธีคือ

วิธีที่ 1 วิธีการคำนวณโดยใช้สมการจากการแปลงสามแกนเป็นสองแกน เริ่มจากการหา $V_{s\alpha}$ และ $V_{s\beta}$ และทำการหา θ จากผลของ $V_{s\alpha}$ และ $V_{s\beta}$ ที่ได้ โดยมีขั้นตอนดังนี้

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= \frac{2}{3} \left(V_a - \frac{1}{2} \cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_c \right) \\ V_{s\beta} &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_c \right) \end{aligned} \quad (2.52)$$

เขียนเป็นเมตริกซ์

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\vec{V}_s = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (2.54)$$

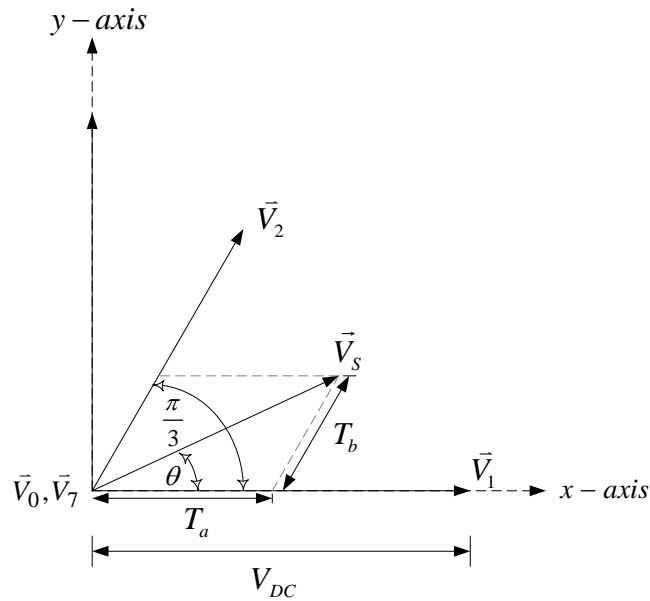
$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right) \quad (2.55)$$

วิธีที่ 2 พิจารณาจากการเกิดของเวกเตอร์ \vec{V}_s ดังรูปที่ 2.13 จากรูปเป็นการพิจารณาใน Sector ที่ 1 สามารถหาเวกเตอร์ \vec{V}_s ได้จากสมการที่ 2.56

$$\vec{V}_s = \left(\frac{T_a}{T_s} \times \vec{V}_1 \right) + \left(\frac{T_b}{T_s} \times \vec{V}_2 \right) + \left(\frac{T_{0/7}}{T_s} \times \vec{V}_{0/7} \right) \quad (2.56)$$

โดยที่ T_s คือ Sample time มีค่าเท่ากับ $T_s = \frac{1}{F_{PWM}}$ เมื่อ F_{PWM} คือค่าของความถี่สัญญาณ PWM

จากรูปที่ 2.13 การทำงานของของสวิตช์นั้นมีการแบ่งออกเป็น 3 ช่วงในหนึ่งคาบเวลาของ T_s คือช่วงที่ 1 คือช่วงเวลาของ T_a ช่วงที่ 2 คือช่วงเวลาของ T_b และช่วงที่ 3 คือช่วงเวลาของ T_0 และ T_7 ซึ่งในช่วงที่สามนั้นจะไม่มีแรงดันเอาต์พุต ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่า $T_s = T_a + T_b + T_{0/7}$



รูปที่ 2.14 เวกเตอร์ไออะแกรมของ \vec{V}_s

ขั้นตอนที่ 2 หาค่าของ T_a , T_b และ $T_{0/7}$

พิจารณาจากรูปที่ 2.14 การทำงานของสวิตช์ใน Sector 1 สามารถเขียนผลรวมของช่วงเวลาการสวิตช์ได้ดังสมการที่ 2.57

$$(V_{DC} \times T_a) + \left(V_{DC} \times \cos \frac{\pi}{3} \times T_b \right) = |\vec{V}_s| \times \cos \theta \times T_s \quad (2.57)$$

หรือ

$$V_{DC} \times \sin \frac{\pi}{3} \times T_b = |\vec{V}_s| \times \sin \theta \times T_s \quad (2.58)$$

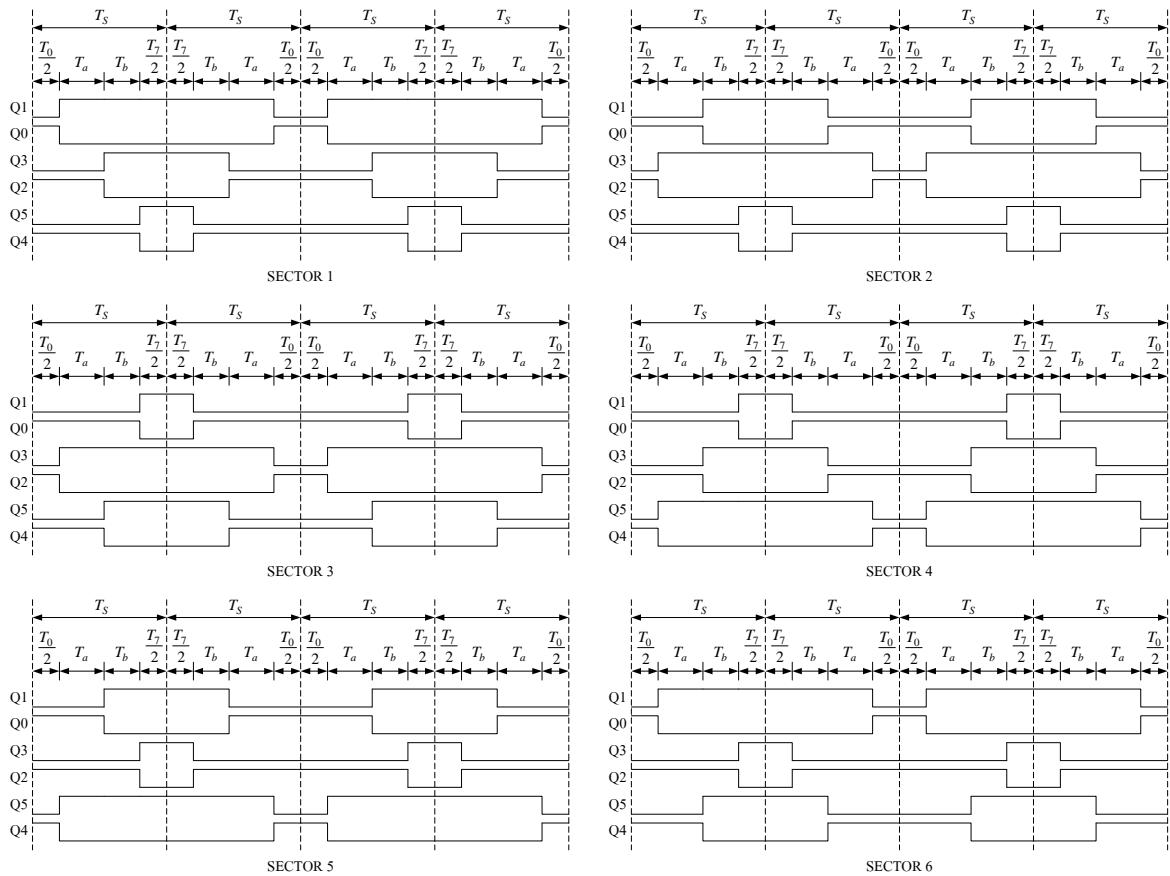
จากสมการที่ 2.58 และสมการที่ 2.59 สามารถแก้สมการเพื่อทำการหาค่าของ T_a และ T_b ได้ดังสมการที่ 2.60

$$\frac{T_a}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times m \times \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad (2.59)$$

$$\frac{T_b}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times m \times \sin \theta \quad (2.60)$$

$$T_{0/7} = T_s - T_a - T_b \quad (2.61)$$

ขั้นตอนที่ 3 หาช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัว (Q0 ถึง Q6) รูปสถานะของการสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 รูปแบบสถานะของการสวิตช์ของแต่ละเซกเตอร์

จากหลักการที่กล่าวมาในข้างต้นนั้นจะเห็นว่าการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิค SVM นั้นจะมีกระบวนการในการสร้างที่ซับซ้อนเป็นอย่างมาก ดังนั้นในการสร้างนั้นจะต้องใช้เครื่องมือที่สามารถตอบสนองในเรื่องการคำนวณ เช่น ไมโครโปรเซสเซอร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือ DSP เป็นต้น ซึ่งจากการสืบค้นงานวิจัยที่ผ่าน มีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสร้างสัญญาณ PWM มากมาย โดยการใช้เครื่องมือที่แตกต่างกัน ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.3 กลยุทธ์และวิธีการควบคุม

จากที่กล่าวถึงในตอนต้นว่าวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้น เหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก เมื่อทำงานที่ความเร็วต่ำ ดังนั้นกลยุทธ์และวิธีการในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกนั้น สามารถนำมาปรับใช้กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้ โดยวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นแบ่งออกเป็น 2 วิธีคือ วิธีการควบคุมเชิงปริมาณ (Scalar Control) หรือ Volt/Hz Control และวิธีการควบคุมเวกเตอร์ (Vector Control) หรือ Field Oriented Control [11], [16] ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแบบ Scalar Control เนื่องจากต้องการพิจารณาถึงการ

2.3.1 วิธีการควบคุมเชิงปริมาณ (Scalar Control) หรือ Volt/Hz Control [17]

หลักการของการควบคุมแบบ Volt/Hz อาศัยหลักการที่ว่าแรงบิด (Torque) และขนาดของเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) แปรผันตามอัตราส่วนของขนาดของแรงดัน และความถี่ โดยพิจารณาจากสมการที่ 2.62, 2.63 และ 2.64 ดังนี้

$$T_m = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_s^2}{\sigma \omega_s^2 L_s} \frac{2}{S_p/S + S/S_p} = T_p \frac{2}{S_p/S + S/S_p} \quad (2.62)$$

เมื่อ

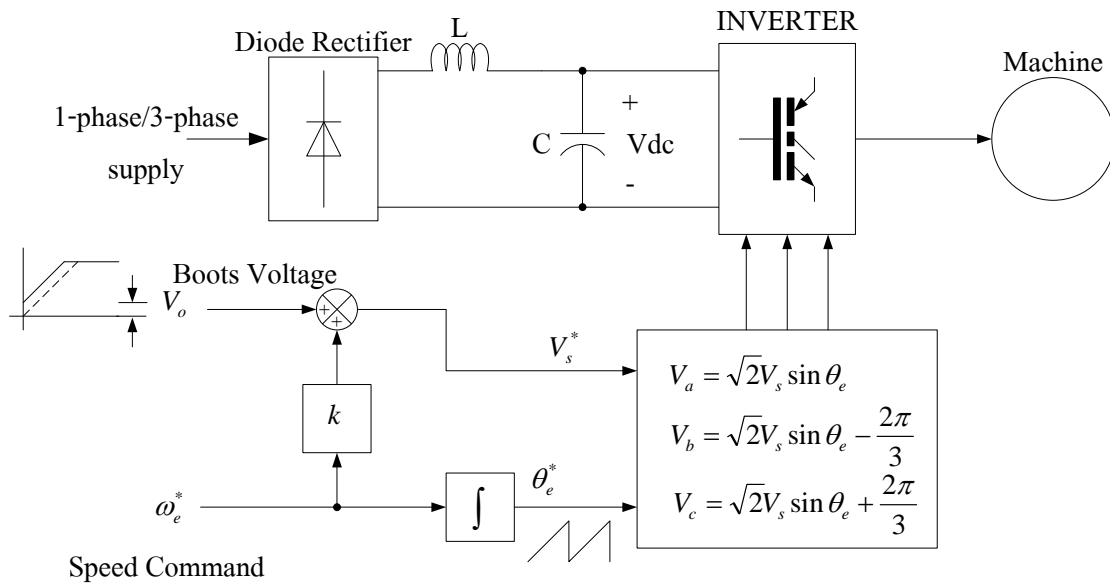
$$T_p = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_s^2}{\sigma \omega_s^2 L_s} ; \text{ Pull-out Torque} \quad (2.63)$$

$$|\vec{\psi}_s| \approx \frac{|\vec{V}_s|}{2\pi f} \quad (2.64)$$

สมการที่ 2.62 นั้นเป็นสมการแรงบิดของเครื่องกลโดยทั่วไป และจากสมการที่ 2.63 จะเห็นว่าแรงบิดสูงสุดนั้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงระหว่าง แรงดัน V_s และความถี่ ω_s ดังนั้นการที่จะทำให้แรงบิดมีค่าคงที่นั้นจะต้องมีการควบคุมค่าของแรงดันและความถี่ และจากสมการที่ 2.64 นั้น แสดงถึงเส้นแรงแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงตาม อัตราส่วนของแรงดันและความถี่เช่นเดียวกัน ดังนั้นสรุปได้ว่าการที่จะควบคุมให้แรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กคงที่นั้น จะต้องควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและความถี่ให้เป็นสัดส่วนกัน เมื่อทราบหลักการของการควบคุมแบบ Volt/Hz ขั้นตอนต่อไปคือการดำเนินการในการควบคุม ซึ่งการดำเนินการในการควบคุมแบบ Volt/Hz นั้นสามารถกระทำได้ 2 วิธีการคือ การควบคุมแบบวงเปิด (Open loop Volt/Hz control) และการควบคุมแบบวงปิด (Close loop Volt/Hz control)

2.3.1 การควบคุมแบบ Volt/Hz แบบวงเปิด (Open loop Volt/Hz Control)

การควบคุมแรงดันแปรตามความถี่แบบวงเปิดเป็นวิธีการที่นิยมใช้งานมากที่สุด ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายและมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่มีการใช้งานมากในงานอุตสาหกรรม บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันแปรตามความถี่แสดงดังรูปที่ 2.16

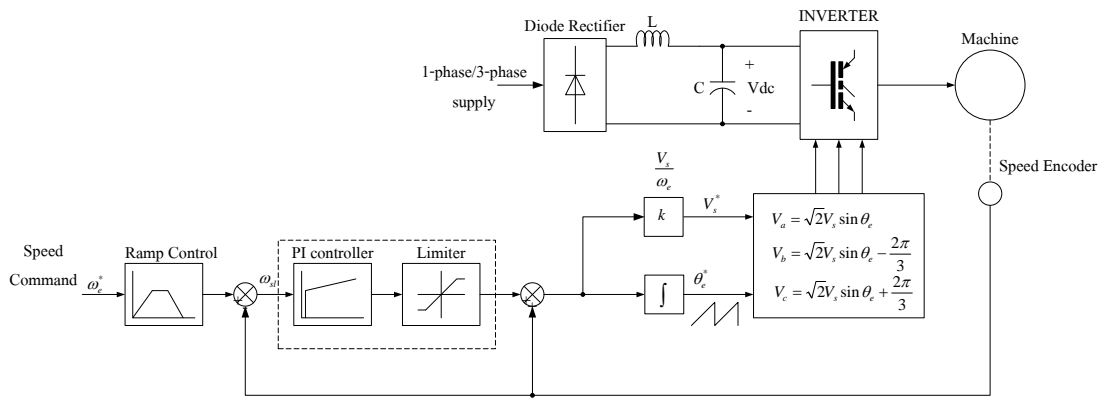


รูปที่ 2.16 โดอะแกรมการควบคุมแบบ Volt/Hz ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน

จากรูปที่ 2.16 ระบบการควบคุมนั้นประกอบด้วย วงจรแปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งแหล่งจ่ายกระแสสลับอาจจะเป็นแบบเฟสเดียว หรือสามเฟส วงจรกรองแบบ LC Filter วงจรแปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (Inverter) จะเห็นว่าไม่มีการป้อนกลับ เนื่องจากไม่มีการนำสัญญาณด้านเอาต์พุตมาใช้ในการควบคุม หลักการคือ ประมวลผลค่าความเร็ว ω_e^* เท่ากับ ω_r เนื่องจากความเร็วสลลิปมีค่าน้อยมากจึงไม่คำนึงถึง แรงดันเฟส V_s^* เกิดจากค่าความเร็ว ω_e^* คูณกับค่าคงที่ที่ได้จาก $k = \frac{V_s}{\omega_e}$ นั้นหมายถึงฟลักซ์ ψ_s คงที่ และที่ค่าความถี่ต่ำค่าความต้านทานด้านสเตเตอร์จะทำให้ค่าฟลักซ์ต่ำลง ดังนั้นจึงต้องมีการเพิ่มแรงดันในขณะที่ยังมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำด้วยวิธีการ Boots Voltage จากนั้นทำการอินทิเกรตค่าความเร็วจะได้ค่ามุม θ_e จากนั้นทำการสร้างแรงดันอ้างอิง V_a, V_b และ V_c นำแรงดันที่ได้สร้างสัญญาณ PWM ด้วยหลักการมอดูเลชัน

2.3.2 การควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมค่าสลลิป (Speed Control with Slip Regulation)

เป็นอีกวิธีการหนึ่งในหลักการควบคุมด้วยวิธีแรงดันแปรตามความถี่ โดยการนำค่าสัญญาณความเร็วเอาต์พุตมาเป็นสัญญาณป้อนกลับให้ระบบควบคุม บล็อกโด้อะแกรมของการควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมค่าสลลิป แสดงดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมความเร็วแบบ Volt/Hz ด้วยการควบคุมค่าสลลิป

หากพิจารณาสมการที่ 2.62 การดำเนินการควบคุมแบบ Volt/Hz วงปิดนั้น ทำได้โดยการควบคุมค่าสลลิป S ให้อยู่ในช่วงที่น้อยกว่า Pull out slip S_p เนื่องจากเมื่อ $S = S_p$ แรงบิดของมอเตอร์จะมีค่าสูงสุด หลักการของการควบคุมแบบ Volt/Hz ด้วยการควบคุมค่าสลลิป หากพิจารณาจากรูปที่ 2.17 มีหลักการดังนี้ เริ่มจากการปรับค่าความเร็วที่ต้องการ (Speed Command) เข้าสู่บล็อกของ Ramp Control เพื่อเพิ่มความเร็วตามจำนวนรอบการทำงานของโปรแกรม ข้อดีของ Ramp control คือช่วยลดการกระชากในขณะเริ่มเดินของมอเตอร์ จากนั้นทำการเปรียบเทียบระหว่างความเร็วที่ต้องการกับความเร็วที่วัดได้ (Speed measurement) ค่าผิดพลาด (Error) ที่ได้คือค่าความเร็วสลลิป (ω_{sl}) ซึ่งจะได้จากสมการ

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \quad (2.65)$$

จากนั้นเข้าสู่บล็อกตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อเป็นตัวควบคุมผลตอบสนองของระบบ จากนั้นนำค่าความเร็วสลลิปที่ได้บวกกับค่าความเร็วที่วัดได้ จะได้ความเร็วอ้างอิงหรือความเร็วของมอเตอร์ที่ต้องการ ตามสมการ

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (2.66)$$

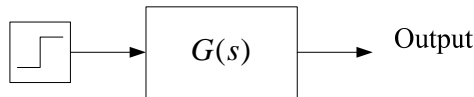
ขั้นตอนต่อไปเข้าสู่กระบวนการของการควบคุมแบบ Volt/Hz ข้อดีของการควบคุมแบบ Volt/Hz ด้วยการควบคุมค่าสลลิปคือ มีการป้อนกลับสัญญาณเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต ทำให้สามารถตั้งที่สัญญาณเอาต์พุตได้ สำหรับการตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตจะถูกจัดการโดยตัวควบคุม ทั้งหมดที่กล่าวมาคือหลักการในการควบคุมแบบ Volt/Hz ด้วยการควบคุมค่าสลลิป

2.4 การหาค่าพารามิเตอร์ระบบควบคุมแบบพีไอดีด้วยวิธีการของ Ziegler-Nichole

วิธีการนี้ถูกคิดค้นโดย Zeigler และ Nichole พนักงานบริษัท Taylor Instruments ในปี 1942 ได้นำเสนอ 2 วิธี ในการหาค่าพารามิเตอร์ระบบควบคุมแบบพีไอดี ประกอบด้วยวิธีที่ 1 เรียกว่า

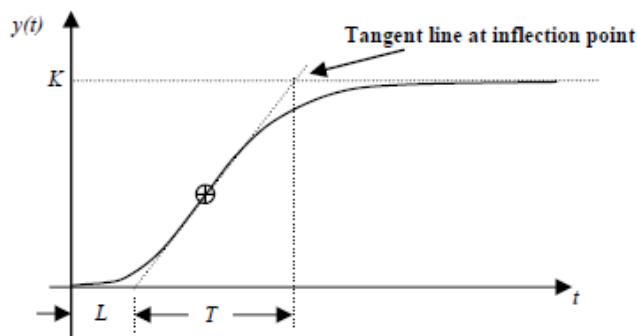
2.4.1 วิธีการที่ 1 Reaction Curve Method

ทำการจ่ายสัญญาณหนึ่งหน่วย (Unit-Step) ให้กับระบบที่สนใจแล้วดูผลตอบสนองของสัญญาณด้านออก แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด

สัญญาณเอาต์พุตจะต้องเป็นลักษณะ S-Curve จึงจะใช้วิธีการที่ 1 หาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม สัญญาณ S-Curve แสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 สัญญาณ S-Curve และตัวแปรที่ใช้ในการหาค่า

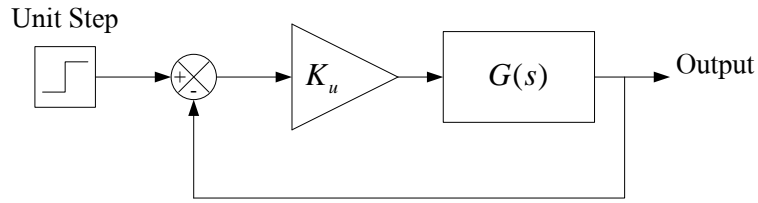
และใช้ค่าในตารางที่ 2.2 ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม

ตารางที่ 2.2 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอดีด้วย Ziegler-Nichole วิธีที่ 1

PID Type	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

2.4.2 วิธีการที่ 2 Ultimate Sensitivity Method

เมื่อทำการหาด้วยวิธีการที่ 1 ไม่ได้จะใช้วิธีการที่ 2 ในการหาค่าพารามิเตอร์ หลักการของวิธีการที่ 2 คือ ระบบจะต้องมีการป้อนกลับสัญญาณเอาต์พุต ดังแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 การต่อบล็อกไดอะแกรมวิธีที่ 2 ของ Zeigler-Nichole

การวิเคราะห์วิธีการที่ 2 นั้นสามารถกระทำได้หลายวิธีเป้าหมายคือหาค่า K_u (Oscillate Factor) และ P_u (Oscillate Period) จากนั้นก็ใช้ตารางที่ 2.3 ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม

ตารางที่ 2.3 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอดี Ziegler-Nichole ด้วยวิธีที่ 2

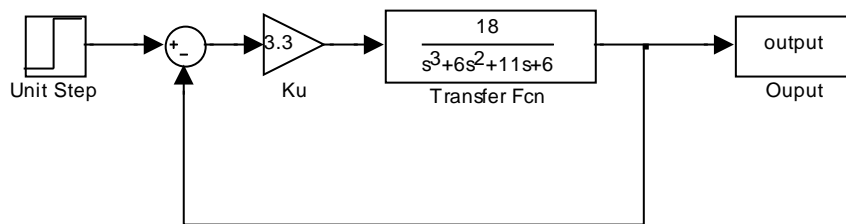
PID Type	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	∞	0
PI	$0.45K_u$	$\frac{P_u}{1.2}$	0
PID	$0.6K_u$	$\frac{P_u}{2}$	$\frac{P_u}{8}$

โดยการนำเสนอในที่นี้จะใช้ 2 วิธีการคือ วิธีการแบบ Ultimate Sensitivity Method และ Routh Hurwitz Criterion

ตัวอย่างที่ 1 เมื่อระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอน $G(s) = \frac{18}{(s+1)(s+2)(s+3)}$ ใช้วิธีการแบบ Ultimate

Sensitivity Method ในการหาค่าพารามิเตอร์ระบบควบคุมแบบพีไอ เริ่มจากการสร้างบล็อกดังรูปที่

2.21



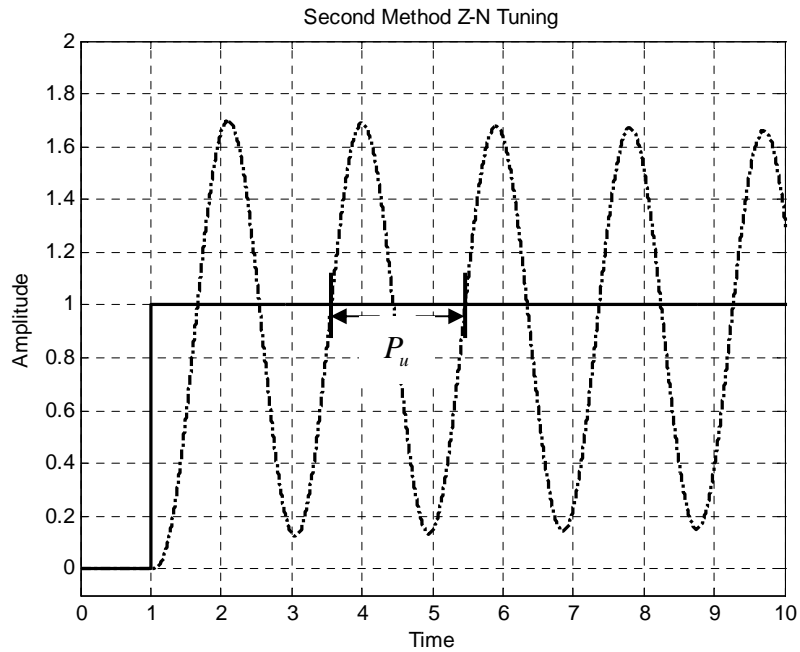
รูปที่ 2.21 บล็อกสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของ ZN Tuning วิธีการที่ 2

ทำการเพิ่มค่าของเกน K_u จนระบบเกิดการแกว่ง (Oscillate) ดังรูปที่ 2.22 โดยค่าเกนที่ทำให้การปรับจนระบบเกิดการแกว่งอย่างสม่ำเสมออยู่ที่ $K_u = 3.3$ และค่าคาบเวลาของการแกว่ง $P_u = 1.90$ ค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอดีที่ได้เป็นดังนี้

$$\text{ค่า } K_p = 0.6 \times K_u = 0.6 \times 3.3 = 1.98$$

ถ้า $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ เมื่อ $T_i = \frac{P_u}{2} = \frac{1.9}{2} = 0.95$ ดังนั้น $K_i = \frac{1.98}{0.95} = 2.1$

ถ้า $K_d = \frac{K_p}{T_d}$ เมื่อ $T_d = \frac{P_u}{8} = \frac{1.9}{8} = 0.2375$ ดังนั้น $K_d = 1.98 \times 0.2375 = 0.47$



รูปที่ 2.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการปรับค่าเกน k จนเกิดการแกว่งของระบบ

ตัวอย่างที่ 2 เมื่อระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอน $G(s) = \frac{18}{(s+1)(s+2)(s+3)}$ ใช้วิธีการแบบ Routh Hurwitz

Criterion Method ในการหาค่าพารามิเตอร์ระบบควบคุมแบบฟีดแบ็ค การวิเคราะห์แบบเรย์ท์เฮอริวิตซ์ จะใช้ตารางเรย์ท์ในการวิเคราะห์

วิธีการเริ่มจากหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบ เพื่อทราบสมการคุณลักษณะ (Polynomial) ของระบบแบบวงปิด และค่าเกน K ดังนี้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบเมื่อเพิ่มเกน K เท่ากับ $G(s) = K \times \frac{18}{s^3 + 6s^2 + 11s + 6}$

สมการคุณลักษณะของระบบได้จาก $1 + KG(s) = 0$

ดังนั้น สมการคุณลักษณะของระบบ $P(s) = s^3 + 6s^2 + 11s + 6 + K$ นำไปแทนตารางเรย์ท์ จะได้

ตารางเรย์ท์	s^3	1	11	0
	s^2	6	$6 + K$	0
	s^1	$60 - K$	0	0
	s^0	$6 + K$	0	0

จากตารางเร้าที่จะได้ค่าแกน K_u เท่ากับ 60 และได้สมการช่วยดังนี้

สมการช่วย $6s^2 + 6 + 60 = 0$ ได้รากของสมการอยู่ที่ $\pm j3.32$ และ $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ สูงสุดเท่ากับ 3.32 Rad/sec ดังนั้น จะได้คาบเวลาการแกว่งเท่ากับ $P_u = 1.89$ เมื่อทราบค่าแกน K_u และ P_u นำมาหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอดี โดยตารางที่ 2.3

ค่าแกนพี $K_p = 0.6 \times K_u = 0.6 \times 60 = 36$

ค่าแกนไอ $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ เมื่อ $T_i = \frac{P_u}{2} = \frac{1.89}{2} = 0.945$ ดังนั้น $K_i = \frac{36}{0.945} = 38$

ค่าแกนดี $K_d = \frac{K_p}{T_d}$ เมื่อ $T_d = \frac{P_u}{8} = \frac{1.89}{8} = 0.24$ ดังนั้น $K_d = 36 \times 0.24 = 8.5$

2.5 การหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค [18]

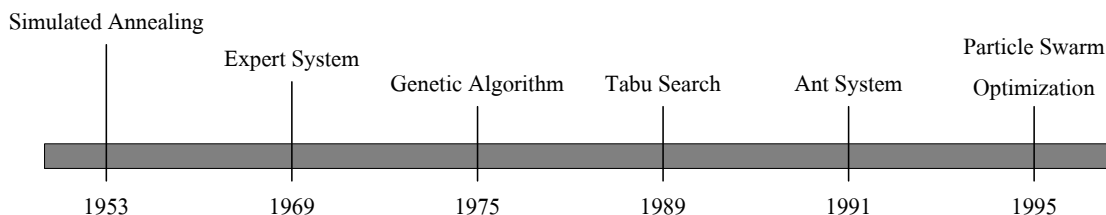
2.5.1 ประวัติของการหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค

วิธีกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) จัดเป็นหนึ่งในวิธีปัญญาประดิษฐ์ เกิดขึ้นจากแนวความคิดที่ต้องการศึกษาเลียนแบบการเคลื่อนที่ในการหาอาหาร และการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของฝูงนก ฝูงปลาและฝูงแมลง วิธีกลุ่มอนุภาคนี้มีต้นกำเนิดมาจากความคิดของนักวิทยาศาสตร์กลุ่มหนึ่งที่สนใจและสังเกตเกี่ยวกับพฤติกรรมการอยู่รวมกันเป็นฝูง หรือการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของสัตว์ต่างสายพันธุ์มากมายหลายชนิด สิ่งแรกที่นักวิทยาศาสตร์เหล่านี้ได้ศึกษาคือ พฤติกรรมการอยู่รวมกันเป็นสังคมของสัตว์ชนิดนั้นๆ สำหรับสายพันธุ์ของสัตว์บางชนิด ฝูงหรือกลุ่มจะถูกควบคุมด้วยตัวที่เป็นจ่าฝูงซึ่งอาจมีลักษณะที่แข็งแรงและได้รับการยอมรับจากสมาชิกตัวอื่นๆในฝูง เช่น ฝูงสิงโต ฝูงลิงบาบูน เป็นต้น แต่ก็มีสัตว์บางสายพันธุ์ที่มีพฤติกรรมการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มที่น่าสนใจแตกต่างออกไปคือการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของฝูงนก ฝูงปลาและฝูงแมลง ความน่าสนใจของพฤติกรรมของสัตว์เหล่านี้คือการปรับตัวในการอยู่รวมกันในกลุ่มโดยไม่ต้องมีผู้นำมาคอยควบคุม สังคมการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของสัตว์เหล่านี้อาศัยการปรับตัวด้วยตัวเองตามสภาพแวดล้อมโดยอาศัยการเรียนรู้คุณลักษณะที่เหมาะสมของการอยู่รวมกันภายในกลุ่ม เริ่มต้นจากปฏิสัมพันธ์ของอนุภาคต่ออนุภาคในกลุ่มย่อยจากกลุ่มย่อยรวมไปเป็นกลุ่มใหญ่

จากพฤติกรรมที่น่าสนใจนี้ ในปี 1995 อัลกอริทึมในการหาค่าเหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาคจึงถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกโดย Kennedy และ Eberhart [19] การหาค่าตอบจะอาศัยทฤษฎีการเคลื่อนที่ในการหาอาหาร และอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของฝูงนก ฝูงปลาและฝูงแมลง กระบวนการหรือตัวดำเนินการ (Operators) ของวิธีกลุ่มอนุภาคนี้จะเป็นอัลกอริทึมของการเรียนรู้ ในการปรับตำแหน่งของแต่ละอนุภาค จนกระทั่งแต่ละอนุภาคอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมไม่มีการเคลื่อนที่ ปัจจุบันวิธีกลุ่มอนุภาคนี้ได้นำไปประยุกต์ใช้กับแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุด (Optimal Solution) ในหลายๆแขนงวิชา เช่น การแก้ปัญหาในเรื่องการเลือกจ่ายพลังงานไฟฟ้าโดยคำนึงถึงหลักเศรษฐศาสตร์

2.5.2 วิวัฒนาการของวิธีปัญญาประดิษฐ์ [20]

วิธีปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligence) เป็นวิธีการหาคำตอบ ที่ใช้การสุ่มค่าเริ่มต้นและมีการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของคำตอบ ซึ่งวิธีปัญญาประดิษฐ์นี้ได้มีการนำเสนอขึ้นมาใช้งานหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีหลักการและอัลกอริทึมต่างกัน โดยมีวิวัฒนาการมายาวนานตั้งแต่ปี 1953 ดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วิวัฒนาการของวิธีปัญญาประดิษฐ์

รูปที่ 2.15 แสดงให้เห็นถึงวิวัฒนาการของวิธีปัญญาประดิษฐ์ที่เป็นมายาวนาน โดยในปี 1953 ได้มีการนำเสนอวิธีการอบเหนียวซึ่งใช้หลักของการให้ความร้อนหลอมเหล็กที่อุณหภูมิสูง และลดอุณหภูมิลงอย่างช้าๆเพื่อให้ได้เหล็กที่มีคุณภาพที่ดี ต่อมาในปี 1969 ได้มีการนำเสนอวิธีระบบผู้เชี่ยวชาญ วิธีนี้ใช้หลักการในการอาศัยประสบการณ์และข้อมูลการเรียนรู้ที่ได้เก็บรวบรวมไว้นามาใช้เปรียบเทียบกับคำตอบของข้อมูลปัจจุบัน ปี 1975 วิธีเชิงพันธุกรรม ถูกนำเสนอครั้งแรกต่อสาธารณชนโดยการหาคำตอบของวิธีนี้จะอาศัยทฤษฎีการวิวัฒนาการสิ่งมีชีวิต ที่กล่าวว่าผู้ที่แข็งแกร่งกว่าย่อมมีโอกาสที่จะอยู่รอด และถ่ายทอดคุณลักษณะเด่นที่มีไปยังรุ่นถัดไปในขณะที่ผู้อ่อนแอกว่าย่อมตายไป ปี 1989 ได้มีการนำเสนอวิธีการค้นหาแบบตามู ซึ่งใช้หลักการการค้นหาคำตอบไปทั่วพื้นที่ของการค้นหาโดยจะเก็บค่าตัวแปรที่ให้คำตอบที่ดีที่สุดไว้ในตารางตามู ปี 1991วิธีการที่ใช้ธรรมชาติในการเลือกเส้นทางเดินหาอาหารของมด ได้ถูกนำเสนอขึ้นโดยใช้หลักการที่ว่ามดจะจดจำเส้นทางการเดินทางที่สั้นที่สุดในการเดินทางไปยังจุดหมาย และปล่อยฟีโรโมนเพื่อให้มดตัวอื่นรู้และปรับเส้นทางการเดินทางให้เหมาะสม และในปี 1995 ได้มีการนำเสนออัลกอริทึมของวิธีกลุ่มอนุภาค ซึ่งใช้หลักการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของนก ปลาและแมลง

2.5.2 หลักการพื้นฐานของวิธีกลุ่มอนุภาค [21]

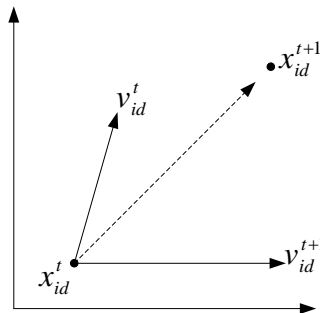
จากที่กล่าวมาข้างต้นหลักการพื้นฐานของวิธีกลุ่มอนุภาคนั้นคือการอาศัยการเรียนรู้ของการเคลื่อนที่ ในการหาอาหารและอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของฝูงนก ฝูงปลาและฝูงแมลง ซึ่งต่อไปจะเรียกว่ากลุ่มอนุภาค (Swarm) อนุภาคเหล่านี้จะเรียนรู้และเคลื่อนที่ปรับเปลี่ยนตำแหน่งของตัวเองไปตามอนุภาคแวดล้อมที่อยู่ในตำแหน่งที่ดี และเหมาะสมกว่า เมื่อปรับเปลี่ยนตำแหน่งจนทุกอนุภาคอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมและมีการเคลื่อนที่ไปในทิศทางเดียวกันแล้ว ก็จะหยุดการปรับเปลี่ยนทิศทางดัง



รูปที่ 2.24 การอยู่ร่วมกันของฝูงนก และฝูงปลา

2.5.3 อัลกอริทึมในการปรับตำแหน่งของวิถีกลุ่มอนุภาค

อัลกอริทึมของวิถีกลุ่มอนุภาคเป็นอัลกอริทึมที่ปรับตัวเองบนพื้นฐานของการเรียนรู้สถานการณ์ และใช้ข้อมูลร่วมกัน อนุภาคที่อยู่ภายในกลุ่มจะปรับเปลี่ยนตำแหน่งโดยการอาศัยการเรียนรู้ จากอนุภาคข้างเคียงที่อยู่ในตำแหน่งที่ให้ค่าที่ดีกว่า การปรับเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคแสดงได้ตามรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 การปรับเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาค

อัลกอริทึมที่สำคัญในการปรับตำแหน่งแสดงได้ตามสมการที่ 2.63 และสมการที่ 2.64 โดย สมการที่ 2.63 แสดงถึงความเร็ว (Velocity) ในการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคและสมการที่ 2.64 แสดงถึงตำแหน่งใหม่ของอนุภาคหลังปรับเปลี่ยนตำแหน่งแล้ว

$$v_{id}^{t+1} = w \times v_{id}^t + rand_1(\) \times c_1 \times (pbest_{id} - x_{id}^t) + rand_2(\) \times c_2 \times (gbest_{id} - x_{id}^t) \quad (2.63)$$

$$x_{id}^{t+1} = x_{id}^t + v_{id}^{t+1} \quad (2.64)$$

เมื่อ

v_{id}^{t+1} คือ ความเร็วในการเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคที่ i ของตัวแปร d ในรอบที่ $t+1$

v_{id}^t คือ ความเร็วในการเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคที่ i ของตัวแปร d ในรอบที่ t

$pbeat_{id}$ คือ ตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาค i ของตัวแปร d

$gbest_{id}$ คือ ตำแหน่งที่ดีที่สุดในทุกๆ อนุภาคของตัวแปร d

w คือ ค่าถ่วงน้ำหนัก

c_1, c_2 คือ ค่าคงที่

$rand_1(), rand_2()$ คือ ตัวเลขสุ่มระหว่าง 0 ถึง 1

x_{id}^t คือ ตำแหน่งของอนุภาคที่ i ของตัวแปร d ในรอบการคำนวณที่ t

x_{id}^{t+1} คือ ตำแหน่งของอนุภาคที่ i ของตัวแปร d ในรอบการคำนวณที่ $t+1$

จากสมการที่ 2.63 และสมการที่ 2.64 สามารถอธิบายการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคได้ดังนี้ สมการที่ 2.63 นั้น เป็นสมการที่แสดงถึงการปรับความเร็วในการเปลี่ยนตำแหน่งของแต่ละอนุภาคโดยประกอบไปด้วย 3 ส่วน ส่วนแรกเป็นส่วนที่ประกอบไปด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก w ควบคู่กับความเร็วของอนุภาคเดิม v_{id}^t เป็นการทำให้ค่าตอบเกิดความหลากหลาย ไม่ติดอยู่กับคำตอบเฉพาะที่เดิมๆ ส่วนที่สองเป็นส่วนที่แต่ละอนุภาคจะปรับค่าความเหมาะสมของตัวเองในปัจจุบัน กับค่าของอนุภาคที่ดีที่สุดเฉพาะที่เท่าที่มีอยู่ในขณะนั้นเราแทนอนุภาคที่ดีที่สุดเฉพาะที่ด้วยตัวแปร $pbeat_{id}$ ส่วนสุดท้ายเป็นส่วนที่แต่ละอนุภาคจะปรับค่าความเหมาะสมของตัวเองในปัจจุบัน กับค่าของอนุภาคที่ดีที่สุดของกลุ่มอนุภาคในรุ่นนั้นเราแทนอนุภาคที่ดีที่สุดในกลุ่มว่า $gbest_{id}$ สำหรับความหมายของตัวแปรอื่นๆจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

2.5.4 การกำหนดค่าตัวแปรของวิธีกลุ่มอนุภาค

การกำหนดค่าตัวแปรในวิธีกลุ่มอนุภาคมีความสำคัญในการก้าวข้ามของคำตอบ ดังนั้นจึงต้องกำหนดค่าตัวแปรต่างๆให้มีความเหมาะสมกับปัญหาคงจะกล่าวต่อไปนี้

1. ค่าถ่วงน้ำหนัก (w)

ค่าถ่วงน้ำหนักนี้จะทำให้คำตอบมีความหลากหลายไม่ติดอยู่กับคำตอบเฉพาะที่ ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมจะทำให้การค้นหาคำตอบมีความสมดุล ระหว่างการหาคำตอบเฉพาะที่และการค้นหาคำตอบจากขอบเขตทั้งหมด ซึ่งจะช่วยให้รอบในการค้นหาคำตอบน้อยลงโดยทั่วไปขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักนี้จะถูกกำหนดอยู่ระหว่าง 0.4 กับ 0.9 โดยสมการในการปรับค่าถ่วงน้ำหนักนี้แสดงได้ตามสมการที่ 2.65

$$w = w_{\max} - \left(\frac{w_{\max} - w_{\min}}{k} \right) \times t \quad (2.65)$$

เมื่อ

w_{\max} คือ ขอบบนของค่าถ่วงน้ำหนัก

w_{\min} คือ ขอบล่างของค่าถ่วงน้ำหนัก

k คือ รอบการคำนวณทั้งหมด

t คือ รอบการคำนวณปัจจุบัน

2. ค่าคงที่ความเร่ง (c_1, c_2)

ค่าคงที่ความเร่ง c_1 และ c_2 มีผลต่อความเร็วในการลู่เข้าสู่คำตอบ โดย c_1 มีผลต่อการลู่เข้าสู่คำตอบที่ดีของตำแหน่งในปัจจุบันและ c_2 มีผลต่อการลู่เข้าสู่คำตอบที่ดีที่สุดของตำแหน่งในปัจจุบัน การกำหนดค่าคงที่ทั้งสองนี้มีความสำคัญโดยปกติจะกำหนดให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 4 ต่อไปจะเป็นการอธิบายถึงผลของการกำหนดค่าคงที่ c_1 และ c_2

- กำหนดให้ค่าคงที่ c_1 และ c_2 มีค่าสูงทั้งคู่

การกำหนดให้ค่าคงที่ c_1 และ c_2 มีค่าสูงทั้งคู่จะส่งผลให้การค้นหาคำตอบเกิดการเคลื่อนที่ผ่านเป้าหมายไป เนื่องจากอนุภาคมีความเร่งในการเคลื่อนที่สูง เพราะฉะนั้นการที่อนุภาคมีอัตราเร่งในการเคลื่อนที่สูงอาจทำให้ไม่เจอคำตอบ

- การกำหนดให้ค่าคงที่ c_1 และ c_2 มีค่าต่ำทั้งคู่

การกำหนดลักษณะนี้นั้นจะส่งผลให้การค้นหาคำตอบ ห่างไกลจากเป้าหมาย เนื่องจากอนุภาคมีอัตราเร่งในการเคลื่อนที่ต่ำจนวนอยู่กับคำตอบเฉพาะที่ไม่สามารถข้ามผ่านไปสู่อุณหภูมิที่ดีที่สุดได้

- การกำหนดค่าคงที่ c_1 มีค่าสูงและ c_2 มีค่าต่ำ

การกำหนดค่าคงที่แบบนี้จะทำให้เกิดการค้นหาคำตอบในแต่ละพื้นที่ เป็นแบบกระจัดกระจาย ไม่เป็นรูปแบบที่สอดคล้องกันทำให้ไม่สามารถลู่เข้าสู่คำตอบที่ดีได้

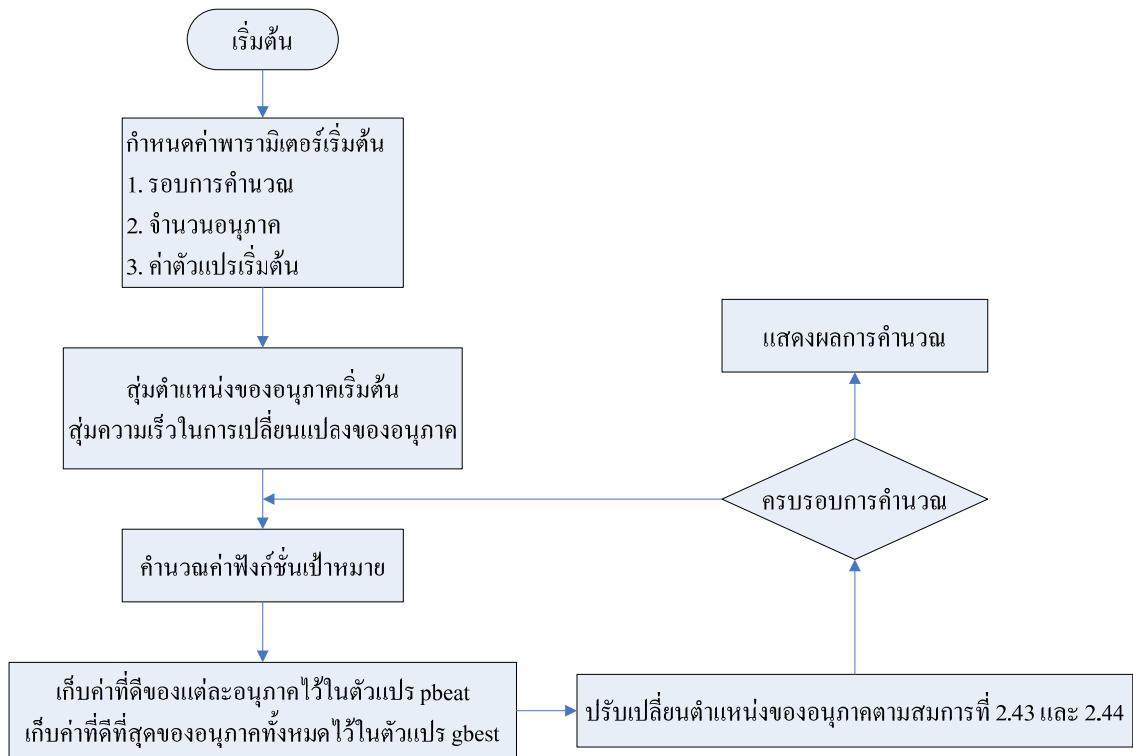
- การกำหนดค่าคงที่ c_1 มีค่าต่ำและ c_2 มีค่าสูง

การกำหนดแบบนี้จะทำให้เกิดการค้นหาคำตอบลู่เข้าสู่คำตอบอย่างรวดเร็ว แต่คำตอบที่ได้ นั้นจะเป็นคำตอบเฉพาะที่

จะเห็นได้ว่าการกำหนดค่าคงที่ c_1 และ c_2 นั้นมีผลในการลู่เข้าสู่คำตอบ ดังนั้นจึงต้องกำหนดค่าให้เหมาะสม ที่นิยมใช้กันจะกำหนดค่าคงที่ c_1 และ c_2 อยู่ที่ 2 ในส่วนของการกำหนดจำนวนของอนุภาคนั้นจะอยู่ระหว่าง 10 ถึง 100 แล้วแต่ความเหมาะสมของปัญหา จำนวนรอบสูงสุดที่ใช้โดยทั่วไปอยู่ที่ 500 รอบ

2.5.5 แบบจำลองของวิธีกลุ่มอนุภาคในการหาคำตอบที่ดีที่สุด

จากหลักการและอัลกอริทึมของวิธีกลุ่มอนุภาคที่กล่าวมาข้างต้นนั้นเราสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาเพื่อคำตอบที่ดีที่สุดได้โดยเราเริ่มจากสร้างฟังก์ชันเป้าหมายและใช้การปรับเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคในสมการข้างต้นเพื่อให้ได้คำตอบที่ดีที่สุด สามารถแสดงขั้นตอนการคำนวณได้ตามรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 ขั้นตอนการคำนวณหาค่าตอบที่ดีที่สุดโดยใช้วิธีกลุ่มอนุภาค

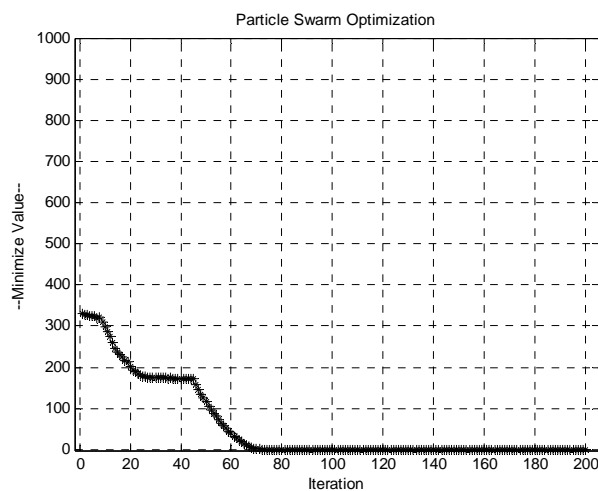
2.5.6 กรณีศึกษาการใช้งานวิธีกลุ่มอนุภาคในการหาค่าที่เหมาะสม [22], [23]

จากขั้นตอนการคำนวณในการหาค่าตอบที่ดีที่สุด ในหัวข้อ 2.3.6 นั้นเราสามารถนำมาประยุกต์เขียนโปรแกรมเพื่อแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

1. จงหาค่าตอบที่น้อยที่สุดของฟังก์ชันดังต่อไปนี้

$$\text{MIN_Value} = (x - 15)^2 + (y - 20)^2$$

คำตอบคือ $x = 15, y = 20, \text{MIN_Value} = 0$

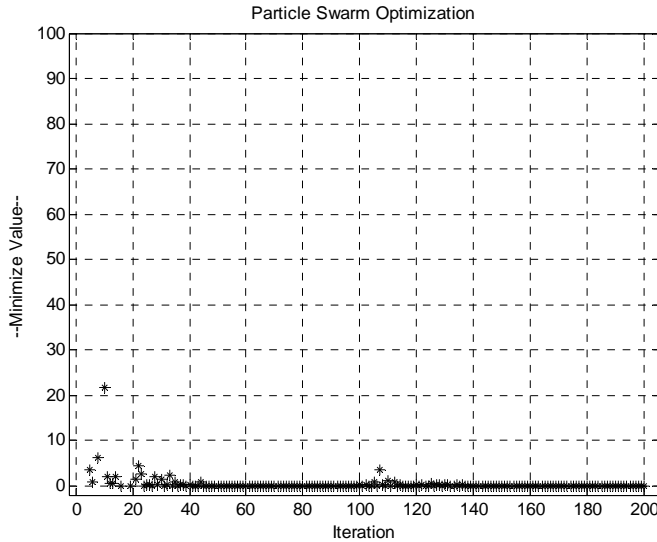


รูปที่ 2.27 กราฟคำตอบของฟังก์ชันตัวอย่างที่ 1

2. หาค่าคำตอบที่น้อยที่สุดของสมการฟังก์ชันต่อไปนี้

$$\text{MIN_Value} = (100(x_2 - x_1)^2)^2 + (x_1 - 1)^2$$

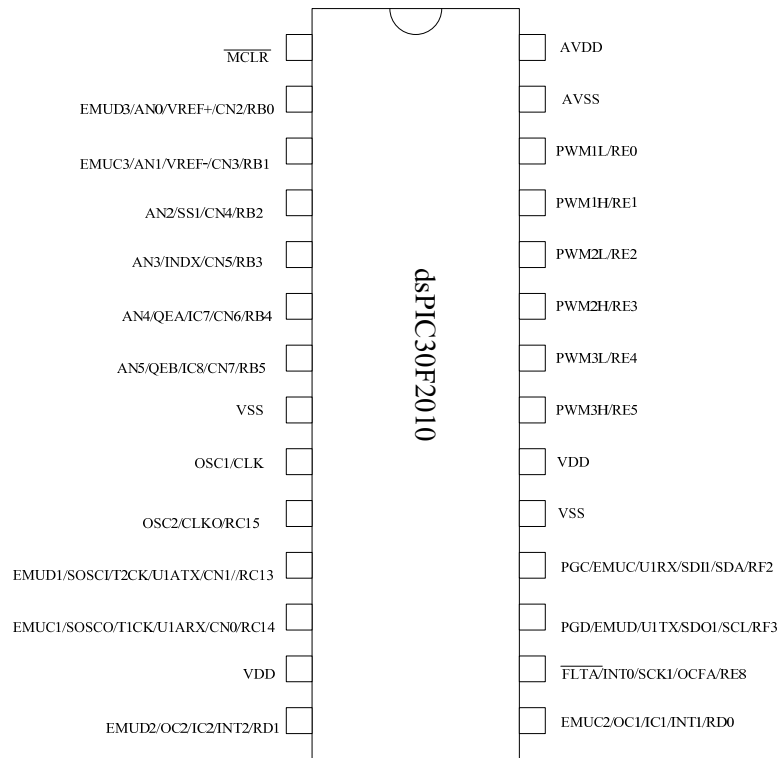
คำตอบคือ $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $\text{MIN_Value} = 0$



รูปที่ 2.28 กราฟคำตอบของฟังก์ชันตัวอย่างที่ 2

2.6 ระบบสมองกล [24], [25]

ระบบสมองกลหมายถึงระบบที่สามารถแยกการทำงานได้อย่างอิสระ สามารถควบคุม ตัดสินใจ และคำนวณ เพื่อการสั่งงานได้โดยไม่ต้องพึ่งพาคอมพิวเตอร์ เนื่องจากภายในระบบสมองกลนั้นมี ส่วนประกอบเหมือนกับคอมพิวเตอร์ ในปัจจุบันนั้นมีการใช้งานระบบสมองกลอย่างแพร่หลายในงานต่างๆ รวมถึงระบบควบคุมการทำงานของเครื่องกลไฟฟ้า สำหรับระบบสมองกลที่นำเสนอในที่นี้เป็นของบริษัท Microchip Inc ซึ่งชิพขนาด 28 ขา เบอร์ dsPIC30F2010 ทำการประมวลผลขนาด 16 บิต โครงสร้างทางสถาปัตยกรรมของไอซีแสดงดังรูปที่ 2.29 สำหรับชิพเบอร์ดังกล่าวมีการรวม คุณสมบัติระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) และการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ทำให้ชิพมีความสามารถในการทำงานที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณทางคณิตศาสตร์ และการรับค่าจากอุปกรณ์ที่เป็น สวิตช์ หรือเซนเซอร์ได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังมีโมดูลประกอบด้วย โมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็น ดิจิตอล (ADC) โมดูลสร้างสัญญาณ PWM (MCPWM) สามารถควบคุมการทำงานได้ทั้งแบบเอาต์พุต อิสระ (Independent) และแบบเอาต์พุตร่วมกัน (Complementary) โมดูลตัวเข้ารหัส (Quadrature Encoder Interface) สามารถตอบสนองการเกิดอินเตอร์รัปต์ได้หลายทาง ซึ่งเป็นข้อดีในการเขียน โปรแกรมการทำงาน และเพิ่มความเร็วในการทำงานของตัวไอซี



รูปที่ 2.29 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของชิพ dsPIC30F2010

2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (Literature Review)

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ทั้งในงานอุตสาหกรรมและระบบการขนส่ง เนื่องจากมีข้อดีหลายประการ จึงมีงานวิจัยที่ทำการศึกษเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมากมาย ทั้งในเรื่องการออกแบบตัวมอเตอร์ ระบบควบคุม และเครื่องมือที่ใช้ในการสร้างควบคุม เป็นต้น โดยในการศึกษานั้นทำการศึกษตั้งแต่ระบบเล็กๆ จนถึงระบบใหญ่ๆ ที่สามารถใช้งานได้ และศึกษาในห้องแล็บ เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นพัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน [3], [4], [5], [6], [7] ระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนจึงสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้ งานวิจัยที่ผ่านมาที่ทำการศึกษเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และมีความสอดคล้องกับงานวิจัยที่ผู้วิจัยกำลังศึกษานั้นมีดังนี้

Viet Nam Hong [6] งานนี้เป็นโครงการในระดับปริญญาตรี ทำการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยใช้แกน EI ขนาด S25 ในมาเป็นส่วนของสเตเตอร์ มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้นมีขนาดพิกัดดังนี้ กำลัง 2.1 KVA กระแส 5 แอมแปร์ จำนวนขั้วแม่เหล็ก 2 ความยาวของสเตเตอร์เท่ากับ 300 มิลลิเมตร ในโครงการนี้นำเสนอการสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นอย่างง่ายโดยใช้วัสดุที่หาซื้อได้ทั่วไป การออกแบบนั้นใช้วิธีการคำนวณโดยอ้างอิงจากตำราของ Boldea, I. and Nasar [4] และ Laithwaite, E. R. & Nasar [5] มอเตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถทำงานได้โดยความเร็วอยู่ที่ 11 m/s และแรง (Force) ที่ได้เท่ากับ 107 Nm ซึ่งต่อ Sarveswara Prasad Bhamid [7] วิจัยเรื่องการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยการใช้โปรแกรมในการคำนวณคือ โปรแกรม

J. Atencia, A. Garcí'a Rico and J. Flo´rez [26] งานวิจัยนี้นำเสนอการสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เพื่อใช้ในการศึกษาในห้องแล็บ ทำการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวโดยการใช้หลักการเดียวกับการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำ และยังกล่าวถึงการออกแบบสเตเตอร์ วิธีการพันขดลวด ขนาดของแผ่น Reaction plate และ Back iron ตลอดจนการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และวงจรสมมูลของเหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้น ซึ่งได้สรุปว่าวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นจะเหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำ และการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น นั้นกระทำได้ด้วยหลักการเดียวกับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน คือการทำ DC Test, No-Load Test และ Block Rotor Test ต่อมาได้ทำการวิจัยต่อ ซึ่งนำเสนอเรื่องการสร้างโมเดลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เพื่อทำการควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์ [27] โดยการหาค่าพารามิเตอร์ที่นำเสนอ นั้นประกอบด้วยใช้แบบจำลอง 3 วิธี คือ The conventional transient model for rotary machines, Pole by pole model และ Space harmonics model และทำการเปรียบเทียบผลจาก 3 วิธี ที่นำเสนอ เนื่องจากการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้น มีความยากลำบากกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน การหาค่าจึงมีความซับซ้อน ซึ่งในปัจจุบันนี้มีหลายงานวิจัยที่นำเสนอ แต่ทุกงานวิจัยจะใช้หลักเบื้องต้นเหมือนกับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน งานวิจัยที่กล่าวถึงทั้งหมดนั้นเป็นการศึกษาเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ในเรื่องที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบและสร้างเพื่อใช้ในการทดลองแบบ Small Scale ซึ่งสามารถใช้เป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นต้นแบบ ที่ใช้การทดสอบในงานวิจัยได้ ลำดับต่อไปคืองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบการควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่ผ่านมานั้นมีงานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบ และสร้างระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมากมาย โดยมีงานวิจัยที่นำเสนอระบบควบคุมที่สอดคล้องกับงานวิจัยนี้ดังนี้

Mi Ching, T. and C. Jeng Hu [11] นำเสนอเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบ Volt/Hz ด้วยการควบคุมค่าสลิป โดยกล่าวว่าเมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นทำงานที่ความเร็วต่ำ วงจรสมมูลจะเหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน ดังนั้นสามารถใช้กลยุทธ์และวิธีการควบคุมแบบเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนได้ ซึ่งการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นมี 2 วิธีคือ Scalar Control หรือ Volt/Hz Control และ Vector Control หรือ Field Oriented Control และ Direct Torque Control ในงานวิจัยนี้ใช้วิธีการควบคุมแบบ Scalar Control เนื่องจากสามารถทำการพิจารณาประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้ และง่ายต่อการดำเนินการ การควบคุมแบบ Scalar นั้นมี 2 วิธีคือแบบวงเปิด (Open loop) และวงปิด (Close loop) ในงานวิจัยนี้ใช้การควบคุมแบบวงปิด โดยการป้อนกลับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และทดสอบเปรียบเทียบเทคนิคการสวิตช์เพื่อสร้างสัญญาณ PWM โดยเทคนิคที่นำเสนอเป็นแบบ Six-Step PWM และ Space Vector PWM ผลการทดลองสรุปว่าเทคนิคการสวิตช์แบบ Space Vector นั้นดีกว่าเทคนิค Six-Step PWM ระบบฮาร์ดแวร์ที่นำมาใช้ในการดำเนินการคือ DSP Board ของ บริษัท Texas Instruments เบอร์ TMS320C240 ('C240)

ในระบบควบคุมแบบวงปิดนั้นระบบจะประกอบด้วยตัวควบคุม (Controller) ที่นิยมใช้ในระบบควบคุมความเร็วคือ PI Controller ซึ่งข้อดีคือเป็นระบบที่มีเสถียรภาพที่ดี สามารถทำงานได้ในช่วงกว้าง แต่ข้อเสียคือความยากลำบากในการหาค่าตัวแปรควบคุม วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่นำเสนอจากรายงานวิจัยที่ผ่านมา มีหลากหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีนั้นจะมีความยากง่าย ซับซ้อน และข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกัน เช่นการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยเทคนิคของ Roots locus วิธีการของ Ziegler และ Nichole เป็นต้น แต่เมื่อไม่นานนี้มีวิธีการคิดค้นวิธีทางด้านปัญญาประดิษฐ์ เช่น โครงข่ายโยงใยประสาท และวิธีกลุ่มอนุภาค เป็นต้น งานวิจัยที่นำเสนอการใช้วิธีกลุ่มอนุภาค ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมที่ผ่านมา มีหลายงานวิจัย โดยในที่นี้จะยกมาเพียงบางส่วนเนื่องจากเทคนิคและวิธีการที่ใช้เหมือนกัน แต่จะแตกต่างกันตรงงานที่นำวิธีการดังกล่าวไปประยุกต์ใช้ เช่น

รุจิสักดิ์ เมืองสงและคณะ [28] ทำการวิจัยเรื่อง การควบคุมตำแหน่งการเคลื่อนที่ของโลหะจํารูป ด้วยวิธีกลุ่มอนุภาคเพื่อหาตัวแปรควบคุมพีไอที่ดีที่สุดที่เหมาะสม นำเสนอการประยุกต์ใช้วิธีกลุ่มอนุภาค ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอดี ในการควบคุมโลหะจํารูป

Radha Thangaraj, Thanga Raj Chelliah, Millie Pant, Ajith Abraham and Crina Grosan [29] งานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้วิธีกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization: PSO) ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอ ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.8 สรุปทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องพบว่า ในการสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เพื่อใช้ในการศึกษาและทดลองนั้น สามารถใช้หลักการของงานวิจัยที่กล่าวถึงได้ แต่

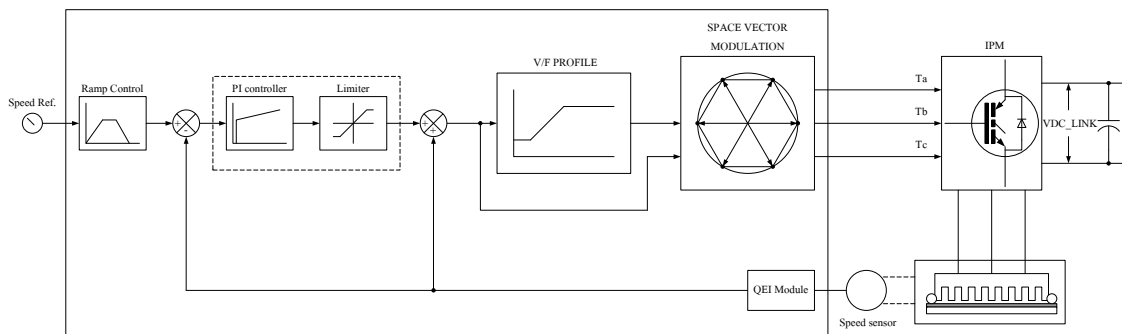
บทที่ 3

วิธีการดำเนินการวิจัย

บทนี้เป็นการนำเสนอขั้นตอนและวิธีการดำเนินการในส่วนต่างๆ ภายในงานวิจัยนี้ ซึ่งประกอบด้วย การหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น การหาค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในฟังก์ชันถ่ายโอน การใช้วิธีกลุ่มอนุภาคหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบฟิวรี่ ในระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น สร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เพื่อจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ การสร้างวงจรของระบบสมองกล และระบบแปลงผันพลังงานไฟฟ้า เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

3.1 ส่วนประกอบของระบบ

ในการดำเนินการนั้นจะทำการออกแบบและสร้างในส่วนต่างๆ โดยแบ่งส่วนประกอบต่างๆ ออกดังรูปที่ 3.1

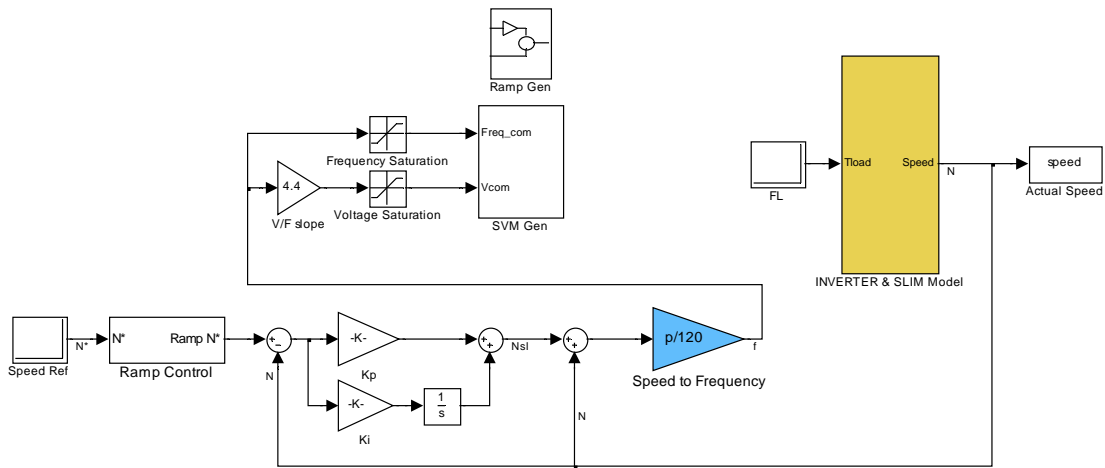


รูปที่ 3.1 ส่วนประกอบทั้งหมดของระบบที่ดำเนินการ

จากรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วนใหญ่ได้ดังนี้คือ ระบบควบคุม ระบบแปลงผันพลังงานไฟฟ้า (INVERTER) และมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียว (SLIM) ซึ่งระบบควบคุมนั้นจะประกอบด้วย ซอฟต์แวร์ และฮาร์ดแวร์ และภายในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างในส่วนต่างๆ ภายในระบบทั้งหมดโดยละเอียด

3.2 แบบจำลอง และการออกแบบระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

จากไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 นำมาทำการสร้างแบบจำลองของระบบการควบคุมความเร็ว ในโปรแกรม SIMULINK ซึ่งเป็นโปรแกรมที่น่าเชื่อถือ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปเพื่อพิสูจน์ทางทฤษฎีว่าการควบคุมที่ได้ออกแบบนั้นสามารถควบคุมได้หรือไม่ โดยระบบจำลองการควบคุมทั้งหมดเป็นดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

รูปที่ 3.2 คือแบบจำลองในโปรแกรม SIMULINK เพื่อใช้ในการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วของ SLIM ระบบควบคุมที่นำเสนอ นั้น เป็นระบบควบคุมแบบ Volt/Hz แบบการควบคุมค่าสลลิป (Slip Regulator) มีการเพิ่มในส่วนของ Ramp Control เพื่อลดการกระชากในขณะเริ่มเดินของมอเตอร์ ระบบการควบคุมนี้เป็นแบบพีไอ (PI Controller) สามารถอธิบายการทำงานของระบบควบคุมได้ดังนี้ เมื่อระบบทำงานจะวัดความเร็วของมอเตอร์มาเปรียบเทียบกับความเร็วอ้างอิง (Speed Referent) โดยที่ค่าของความเร็วอ้างอิงนั้นจะค่อยเพิ่มค่าขึ้น เนื่องจากผ่านวงจร Ramp Control ผลต่างระหว่างความเร็วอ้างอิง (Speed Referent) และค่าความเร็วที่วัดได้ (Actual Speed) คือค่าความเร็วสลลิปตามสมการ $n_{slip} = n_{ref} - n_{Act}$ จากนั้นค่าความเร็วสลลิปที่ได้จะเข้าสู่ระบบควบคุมแบบพีไอ และได้ค่าของความเร็วสลลิปที่ผ่านระบบควบคุม นำมาบวกกับค่าความเร็วที่วัดได้อีกครั้งจะได้ค่าความเร็วที่ต้องการ เข้าสู่กระบวนการของ Volt/Hz Control ซึ่งผลตอบสนองของระบบนั้นจะถูกควบคุมโดยระบบควบคุมแบบพีไอ ดังนั้นการออกแบบระบบควบคุมพีไอนั้นมีส่วนสำคัญเป็นอย่างมาก การออกแบบระบบควบคุมพีไอนั้นคือ การหาค่าพารามิเตอร์ที่ประกอบด้วย เกนพี (K_p) และเกนไอ (K_i) ซึ่งในที่นี้การหาค่าพารามิเตอร์ทั้งสองนั้นจะใช้วิธีกลุ่มอนุภาคในการหาค่า การหาค่านั้นก่อนอื่นจะต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ เพื่อใช้ในการจำลอง และหาผลตอบสนองของระบบที่ต้องการ

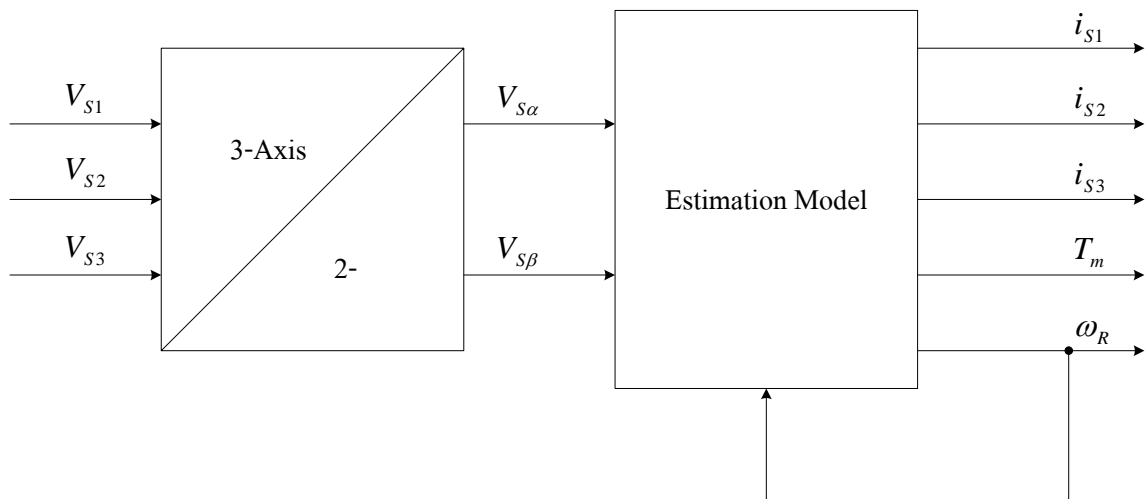
3.2.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้นนั้น ใช้พื้นฐานมาจากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการจำลองนั้น ได้จากการทดสอบด้วยหลักการเดียวกับการหาค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกลโดยทั่วไป แสดงดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการสร้างแบบจำลอง

ค่าพารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ R_s	8.4 โอห์ม
ความต้านทานของโรเตอร์ R_r	3.82 โอห์ม
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์ L_{ls}	0.029874 เฮนรี่
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดโรเตอร์ L_{lr}	0.029874 เฮนรี่
ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ L_m	0.268079 เฮนรี่
จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ P	2
โมเมนต์ความเฉื่อย J	0.00055

การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ส่วนประกอบของแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

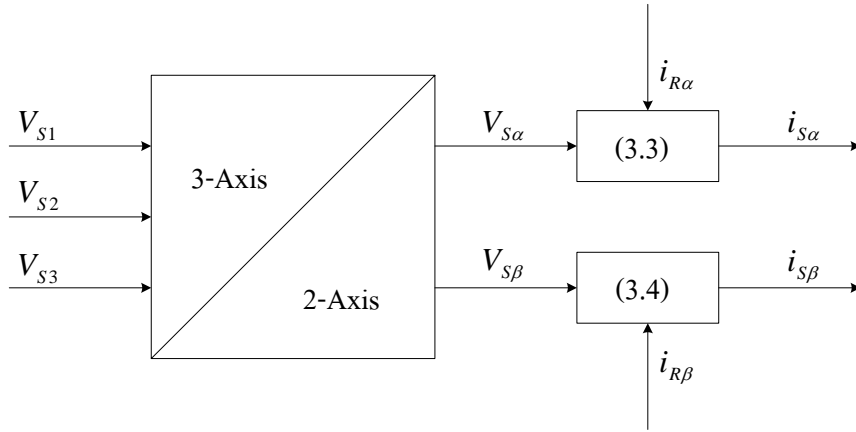
ส่วนประกอบภายในนั้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

เริ่มจากการแปลงแรงดันให้อยู่ใน Stator Frame หรือการแปลงจากสามแกนเป็นสองแกน โดยใช้ Clarke Transform สมการที่ 3.1 และ 3.1 จะได้แรงดันที่อยู่ในแกน α และ β

$$V_{S\alpha} = \frac{2}{3} (V_{S1} + \frac{1}{2} \cdot V_{S2} - \frac{1}{2} \cdot V_{S3}) \quad (3.1)$$

$$V_{S\beta} = \frac{2}{3} (\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{S2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{S3}) \quad (3.2)$$

และลำดับต่อไปคือสมการของกระแสที่เกิดขึ้นใน Stator Frame ทั้งหมด ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 กระแสที่เกิดขึ้นใน Stator Frame

หากกระแส $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$, $i_{R\alpha}$ และ $i_{R\beta}$ ได้จากสมการดังต่อไปนี้

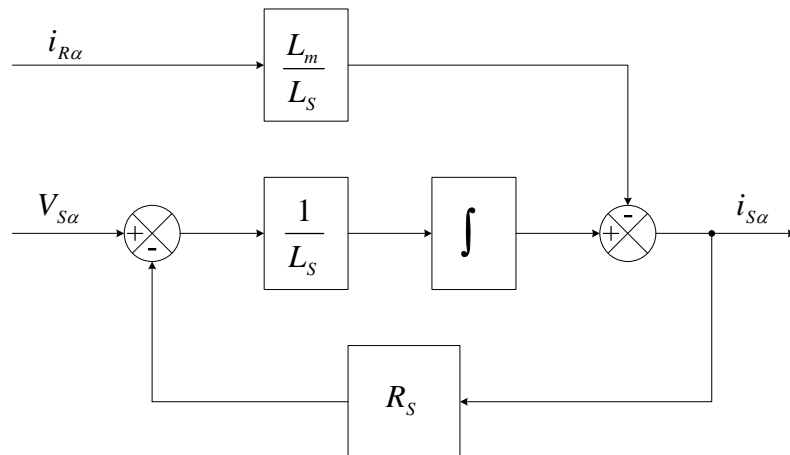
$$i_{S\alpha} = \frac{1}{L_s} \int (V_{S\alpha} - R_s i_{S\alpha}) dt - \frac{L_m}{L_s} \cdot i_{R\alpha} \quad (3.3)$$

$$i_{S\beta} = \frac{1}{L_s} \int (V_{S\beta} - R_s i_{S\beta}) dt - \frac{L_m}{L_s} \cdot i_{R\beta} \quad (3.4)$$

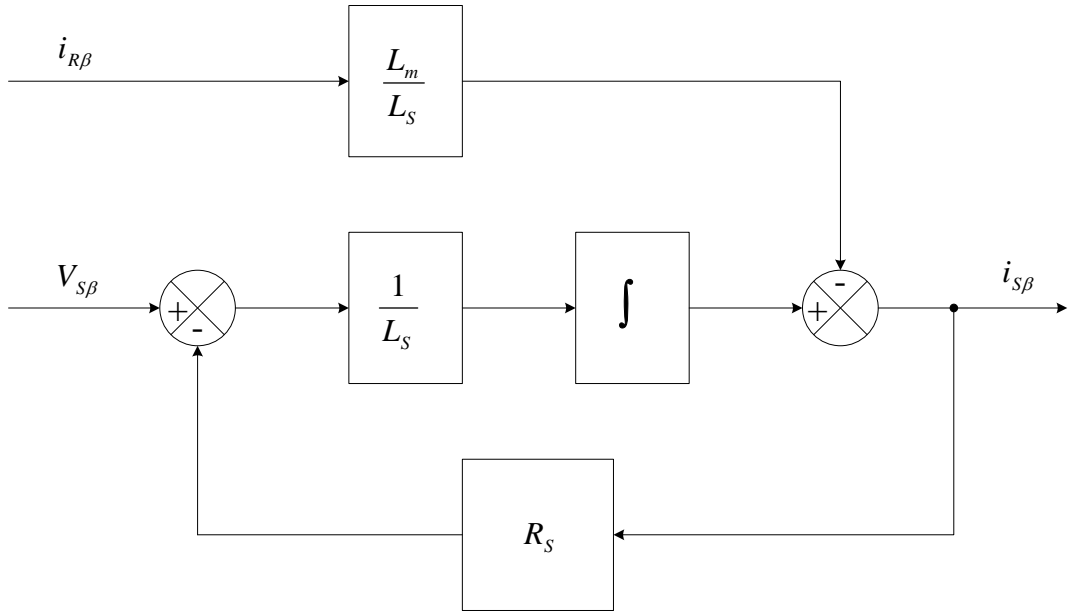
$$i_{R\alpha} = \frac{1}{L'_R} \int (V_{R\alpha} - R'_R i_{R\alpha} - \omega_R L'_R i_{R\beta} - \omega_R L_m i_{S\beta}) dt - \frac{L_m}{L'_R} \cdot i_{S\alpha} \quad (3.5)$$

$$i_{R\beta} = \frac{1}{L'_R} \int (V_{R\beta} - R'_R i_{R\beta} + \omega_R L'_R i_{R\alpha} + \omega_R L_m i_{S\alpha}) dt - \frac{L_m}{L'_R} \cdot i_{S\beta} \quad (3.6)$$

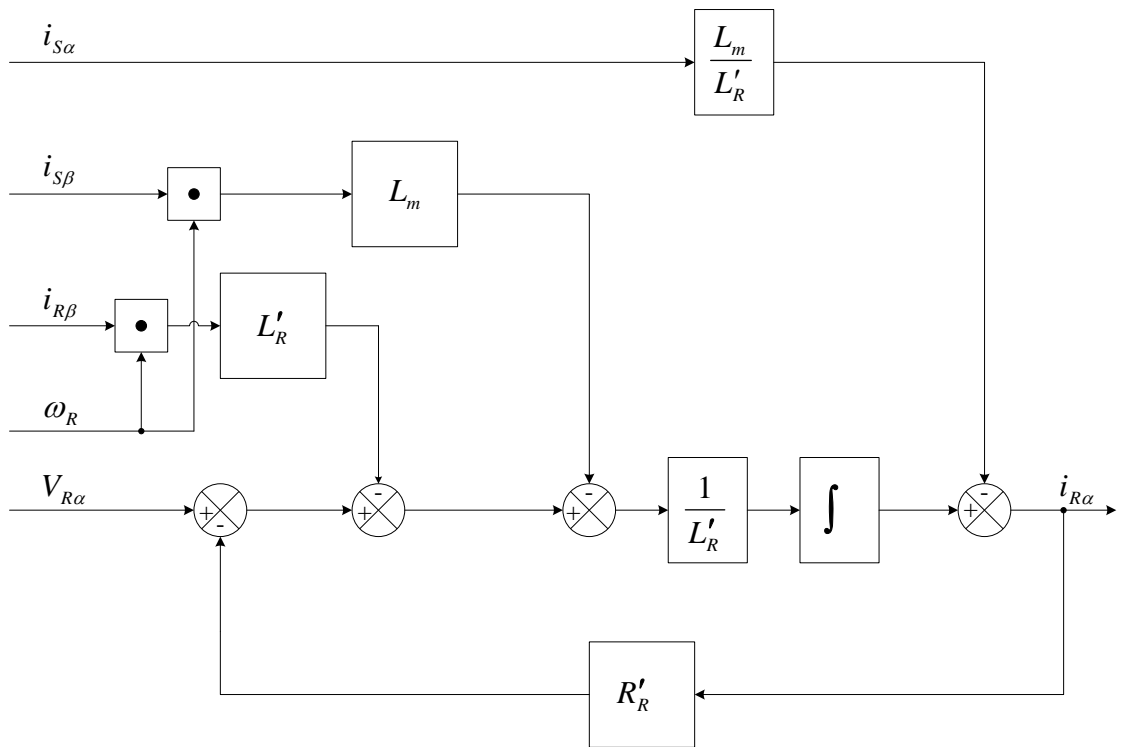
สามารถเขียนเป็นบล็อกอธิบายในแต่ละส่วนได้ดังนี้



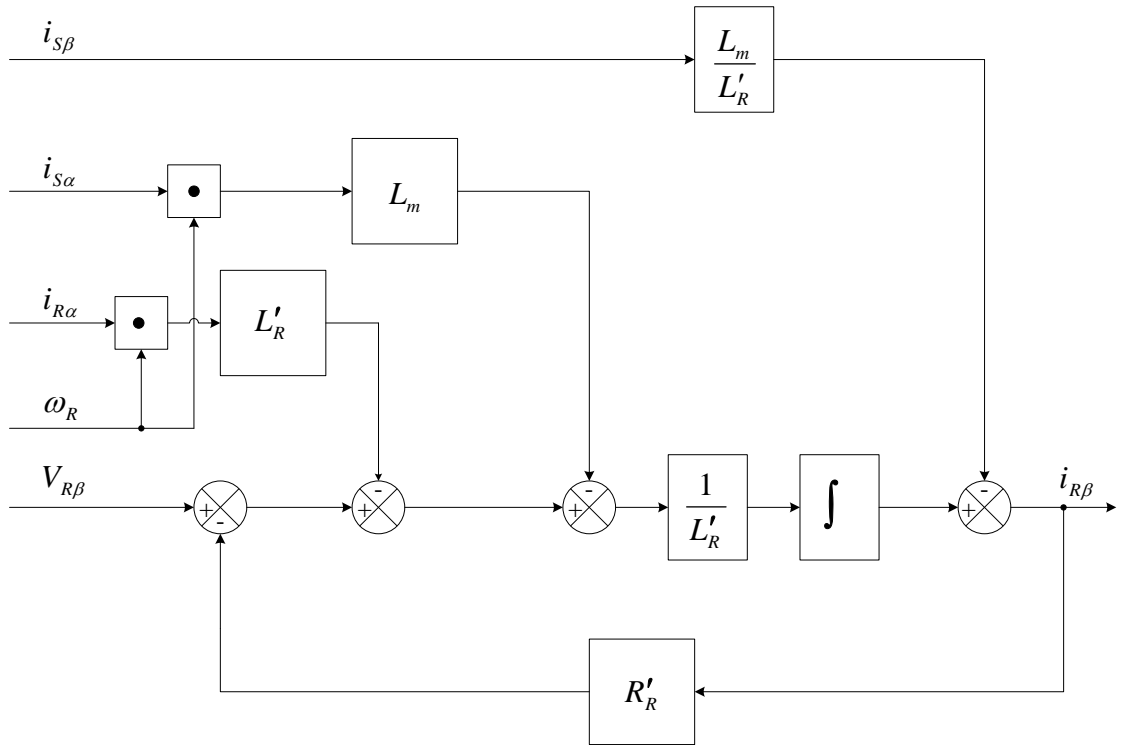
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.3



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.4



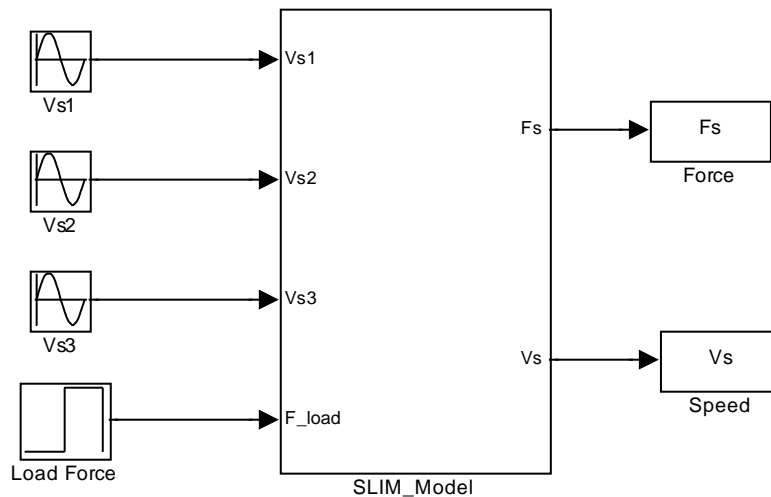
รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.5



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ 3.6

ในส่วนของสมการแรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่นำเสนอ นั้น จะเป็นแบบแรงบิด (Torque) ดังสมการที่ 3.7

$$T_m = \frac{3P}{2} L_m (i_{S\beta} i_{R\alpha} - i_{S\alpha} i_{R\beta}) \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.9 บล็อกใน SIMULINK ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

3.2.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

เริ่มจากการพิจารณาสมการความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว (ω) และแรงของเครื่องกลไฟฟ้า

($F_m = T_{em}$) ดังสมการที่ 3.8

$$T_{em} = T_L + J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (3.8)$$

เมื่อ

T_{em} คือ แรงบิดแม่เหล็กที่ทำให้เกิดการเคลื่อนที่ (Electromagnetic Torque)

T_L คือ แรงที่เกิดจากภาระงานที่กระทำต่อเครื่องจักรกล (Load Torque)

J คือ โมเมนต์ความเฉื่อย

ω คือ ความเร็วเชิงมุมในการเคลื่อนที่ของเครื่องจักรกล (Rad/sec)

B คือ แรงเสียดทานความหนืด (Viscous Friction)

จากสมการจะเห็นว่าความเร็วของเครื่องจักรกลนั้นเกิดจากแรงที่ทำให้เกิดการเคลื่อนที่ ดังนั้นการออกแบบระบบควบคุมความเร็วของเครื่องจักรกลนั้น ต้องพิจารณาในส่วนที่ทำให้เกิดแรง ในการพิจารณาเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับนั้นมีความยุ่งยากและซับซ้อน แต่หากเปรียบเทียบเครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง จะทำให้เข้าใจง่ายขึ้น ดังนี้

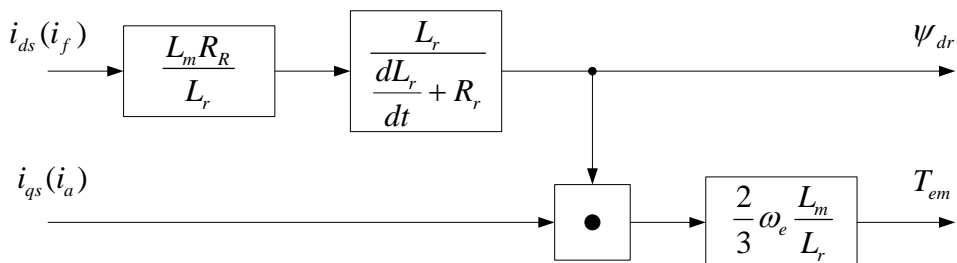
มอเตอร์กระแสตรงที่กล่าวถึงเป็นแบบแยกกระตุ้น (Separately Excited DC Motor) ซึ่งกระแสของมอเตอร์กระแสตรงนั้นแยกออกเป็นสองส่วนคือ กระแสที่สร้างแรง (i_a) และกระแสที่สร้างฟลักซ์ (i_f) ซึ่งปกติกระแสที่สร้างฟลักซ์นั้นจะคงที่ และเปลี่ยนแปลงเฉพาะกระแสที่สร้างแรง โดยสามารถสรุปสมการแรงของมอเตอร์ได้ดังสมการที่ 3.9

$$T_{em} = K_t i_a(t) \quad (3.9)$$

เมื่อ

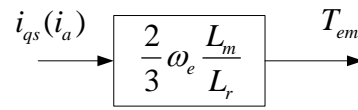
K_t คือ ค่าคงที่

ในเครื่องกลกระแสสลับก็เช่นเดียวกัน ซึ่งแสดงเป็นไดอะแกรมดังรูปที่ 3.10



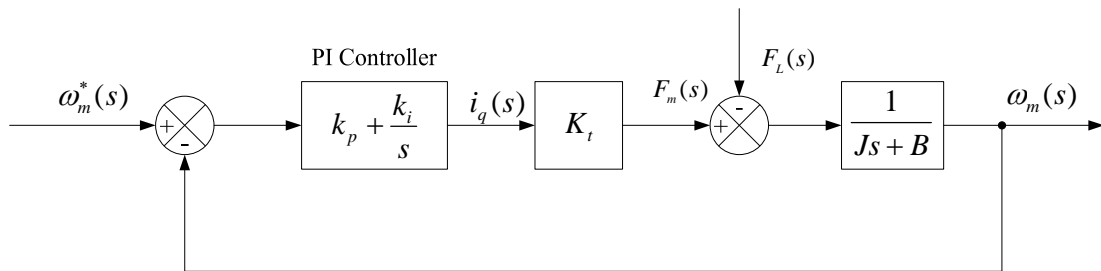
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์กระแสตรง

เมื่อค่าของฟลักซ์คงที่เนื่องจากกระแส i_{ds} คงที่ ดังนั้นบล็อกก็จะลดลงรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 บล็อกลดลงเมื่อฟลักซ์คงที่

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ 3.8 และบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เมื่อเพิ่มส่วนคอนโทรลเลอร์เข้าไปจะได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 ไดอะแกรมระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

เมื่อ $K_t = \frac{2}{3} \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}$ และเมื่อกำหนดค่าของแรงโหลด $F_L(s)$ ให้เท่ากับ 0 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ดังสมการที่ 3.10

$$G_p(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{K_t}{Js + B} \quad (3.10)$$

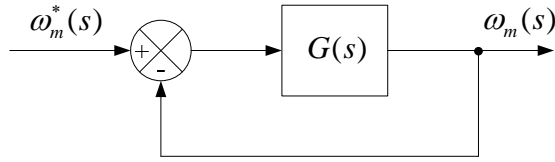
จากสมการค่าพารามิเตอร์ที่จะต้องพิจารณาคือ โรเตอร์ฟลักซ์ (ψ_{dr}) ซึ่งค่าสูงสุดของฟลักซ์ได้จากค่าสูงสุดของแรงดัน และค่าความเร็ว ดังสมการที่ 3.11

$$\psi = \frac{V}{\omega} \quad (3.11)$$

ดังนั้น ค่าของฟลักซ์ต่อสัญญาณหนึ่งหน่วย (Per-Unit) สามารถหาได้จาก สมการที่ 3.12

$$\psi = \frac{1}{\omega_e} \quad (3.12)$$

ทำการเขียนบล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมความเร็วของ LIM ใหม่ดังรูปที่ 3.13 เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงปิด (Close-loop Transfer Function)



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมความเร็วของ LIM

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดระบบควบคุมความเร็วของ LIM ดังสมการที่ 3.13

$$G(s) = \frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{k}{s^2 + (B/J + k)s + k} \quad (3.13)$$

เมื่อ k ค่าคงที่รวมของระบบหาได้จาก $k = \frac{K_t/J}{P}$ โดยที่ P คือจำนวนขั้วแม่เหล็กของเครื่องกล

3.2.3 การหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค

ขั้นตอนแรกในการปฏิบัติเพื่อการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมคือ หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่สนใจ ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นแสดงดังสมการที่ 3.13 เมื่อทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่สนใจเป็นที่เรียบร้อยแล้ว สิ่งที่ต้องพิจารณาต่อไปคือฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Object function) ในการหาค่าพารามิเตอร์ ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอนั้น จะใช้ดัชนีสมรรถนะของระบบควบคุมเป็นตัวบอกถึงประสิทธิภาพของระบบที่ได้ ดัชนีสมรรถนะของระบบควบคุมนั้นประกอบด้วย ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดสัมบูรณ์ (Integral Absolute Error: IAE), ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดสัมบูรณ์แปรตามเวลา (Integral Time-Absolute Error: ITAE), ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดกำลังสอง (Integral Square Error: ISE) และ ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดกำลังสองแปรตามเวลา (Integral Time-Square Error: ITSE) โดยแต่ละค่านี้มีสมการตามลำดับดังนี้

1. ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดสัมบูรณ์

สมการจะเป็นดังนี้

$$F = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (3.14)$$

การหาค่าอัตราขยายของตัวควบคุมด้วยดัชนี IAE นี้ ระบบจะถูกออกแบบโดยสนใจเฉพาะขนาดสัญญาณผิดพลาด (Error signal, $e(t)$) โดยไม่สนใจว่าเป็นด้านบวกหรือด้านลบ

2. ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดสัมบูรณ์แปรตามเวลา

สมการจะเป็นดังนี้

$$F = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt \quad (3.15)$$

การหาค่าอัตราขยายของตัวควบคุมด้วยดัชนี ITAE นั้น ระบบจะถูกออกแบบโดยไม่สนใจขนาดของสัญญาณผิดพร่องเช่นกัน แต่ทว่าแปรผันตามเวลาในการควบคุมระบบด้วย กล่าวคือค่าผิดพร่องของระบบเพียงเล็กน้อย จะแปรค่ามากขึ้นเนื่องจากพิจารณาตามเวลาใช้งาน จึงนิยมใช้มากกว่าดัชนีรูปแบบอื่น

3. ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพร่องสัมบูรณ์กำลังสอง
สมการเป็นดังนี้

$$F = \int_0^{\infty} |e(t)|^2 dt \quad (3.16)$$

4. ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพร่องสัมบูรณ์กำลังสองแปรตามเวลา
สมการเป็นดังนี้

$$F = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)|^2 dt \quad (3.17)$$

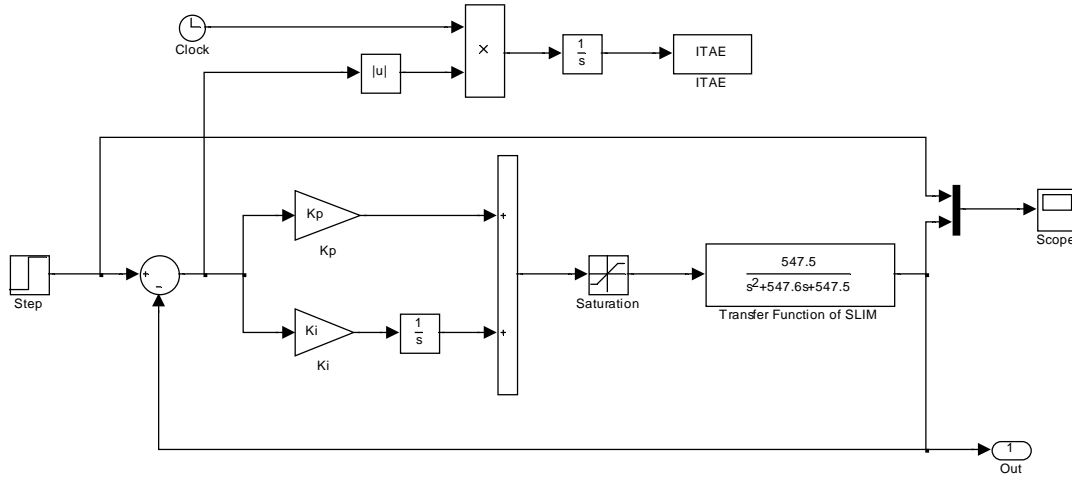
ฟังก์ชันที่นิยมใช้คือ ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพร่องสัมบูรณ์แปรตามเวลา (ITAE) เนื่องจากจะสนใจค่าผิดพร่องที่แปรตามเวลาของระบบ กล่าวคือค่าผิดพร่องของระบบแม้เพียงเล็กน้อย ก็แปรค่ามากขึ้นเนื่องจากพิจารณาตามเวลาใช้งาน จึงนิยมใช้มากกว่าดัชนีรูปแบบอื่นๆ ดังนั้นในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอ ด้วยวิธีกลุ่มอนุภาคนั้นจะใช้ดัชนีสมรรถนะของระบบควบคุมแบบ ITAE เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์

เมื่อทราบฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของระบบแล้ว จากนั้นก็ทำการกำหนดตัวแปรเริ่มต้นของวิธีกลุ่มอนุภาค ซึ่งค่าที่ใช้ทั้งหมดนั้นแสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าเกณฑ์ของระบบควบคุมพีไอด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค

ค่าพารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
จำนวนอนุภาค (Particle)	20
ขนาด (Dimension)	2
ค่าถ่วงน้ำหนัก (weight w)	$w_{\max} = 0.9, w_{\min} = 0.4$
ค่าคงที่ c_1 และ c_2	0.7, 0.7
จำนวนรอบการคำนวณสูงสุด (Iteration)	50
ค่าสูงสุดของเกณฑ์ $k_{p \max}$	200
ค่าต่ำสุดของเกณฑ์ $k_{p \min}$	0.001
ค่าต่ำสุดของเกณฑ์ $k_{i \max}$	200
ค่าต่ำสุดของเกณฑ์ $k_{i \min}$	0.001

ทำการเขียนโค้ดโปรแกรม M file ซึ่งโค้ดโปรแกรมนั้นจะแบ่งเป็น 2 ไฟล์คือ ไฟล์โปรแกรมหลัก และไฟล์โปรแกรมของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ จากนั้นทำการสร้างบล็อกของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำใน SIMULINK ดังรูปที่ 3.14

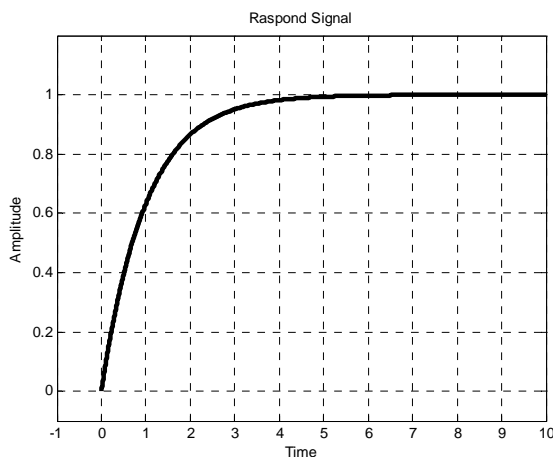


รูปที่ 3.14 บล็อก SIMULINK ที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมฟีดไ

เมื่อส่วนประกอบทั้งหมดครบถ้วนก็ทำการ SIMULATION เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมฟีดไ

3.2.4 การหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมฟีดได้วยวิธี Zeigler-Nichole

ใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปีดระบบควบคุมความเร็วของ LIM ดังสมการที่ 3.13 ในการหาค่าพารามิเตอร์ หลักการคือ เริ่มจากการดูผลตอบสนองของระบบ เพื่อจะพิจารณาเลือกวิธีการในการหาค่าพารามิเตอร์ โดยการพิจารณาจากทฤษฎีที่กล่าวถึงในบทที่ 2 จากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์แล้วดูผลตอบสนองดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณหนึ่งหน่วย

จากผลตอบสนองของระบบนั้นการหาค่าพารามอเตอร์ของระบบควบคุม ด้วยวิธี Z-N Tuning นั้นต้องใช้วิธีการที่ 2 เนื่องจากสัญญาณไม่เป็น S-Curve

3.2.5 ค่าอัตราส่วนระบบควบคุมแรงดันแปรตามความถี่

ขั้นตอนต่อไปคือการสร้างบล็อกของระบบควบคุมแรงดันและความถี่ (V/F Control) จากรูปที่ 3.2 เมื่อทราบค่าของความถี่ที่ได้จากระบบควบคุมรวมกับความถี่ที่วัดได้แล้ว ลำดับต่อไปคือเข้าสู่บล็อกความสัมพันธ์ของแรงดันและความถี่ ซึ่งภายในบล็อกดังกล่าวมีกระบวนการคำนวณดังนี้

$$k_{vf} = \frac{V}{f} \quad (3.18)$$

เมื่อ

k_{vf} คือ อัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่

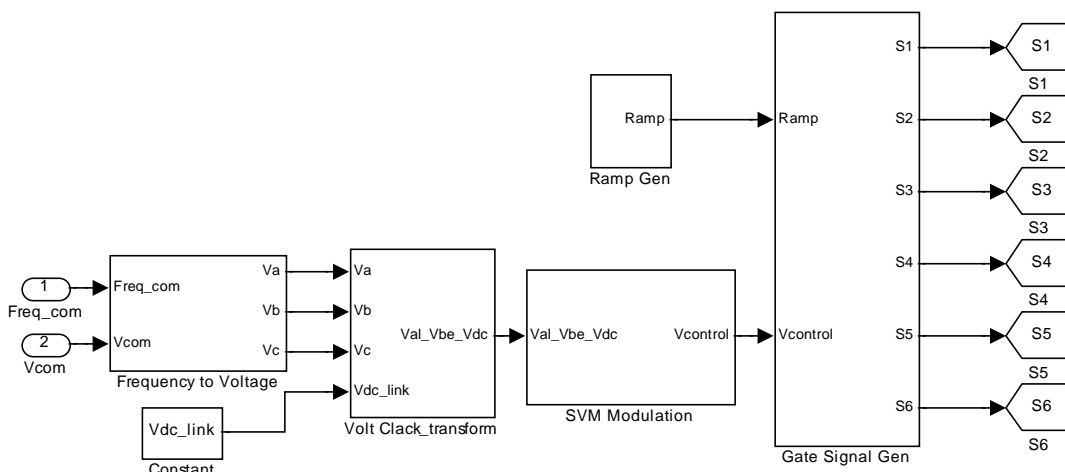
ซึ่งอัตราส่วนของแรงดันและความถี่นั้นได้จากขนาดความถี่และแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ โดยกำหนดอยู่ที่ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะได้อัตราส่วนของแรงดันและความถี่เท่ากับ

$$k_{vf} = 220/50 = 4.4$$

จากค่าอัตราส่วนของแรงดันและความถี่ที่ได้นั้นสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ เมื่อค่าความถี่ที่ได้จากการบล็อกแปลงความเร็วให้เป็นความถี่มีค่าเท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ จะได้แรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 220 โวลต์ หรือหากค่าความถี่มีค่าเท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์ จะได้แรงดันเท่ากับ 176 มาจาก 40 คูณด้วย 4.4 นั่นเอง

3.2.6 แบบจำลองการสร้างสัญญาณพัลส์วัดซ์มอดูเลชันด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน

การสร้างสัญญาณ PWM ที่นำเสนอขึ้นเป็นการสร้างโดยใช้เทคนิค สเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน (SVM) ภายในบล็อกนั้น แสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 บล็อกสร้างสัญญาณ SVPWM

การสร้างสัญญาณเริ่มจากนำค่าของแรงดันและความถี่ที่ได้จากระบบควบคุม และบล็อกความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ มาทำการสร้างแรงดันไฟฟ้าสามเฟส โดยใช้สมการที่ 3.19, 3.20 และ 3.21

$$V_a = V_{com} \sin(\omega t) \quad (3.19)$$

$$V_b = V_{com} \sin(\omega t + (2\pi / 3)) \quad (3.20)$$

$$V_c = V_{com} \sin(\omega t + (2\pi / 3)) \quad (3.21)$$

จากนั้นทำการแปลงจากสามแกนเป็นสองแกนด้วยวิธีการ Clarke Transform ดังสมการที่ 3.22 และ 3.23

$$V_\alpha = \frac{2}{3}(V_{s1} + \frac{1}{2} \cdot V_{s2} - \frac{1}{2} \cdot V_{s3}) \quad (3.22)$$

$$V_\beta = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s3}) \quad (3.23)$$

และมุมระหว่าง V_α และ V_β ได้จากสมการที่ 3.24

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \quad (3.24)$$

และทำการหาเซกเตอร์โดยใช้ค่า θ ซึ่งทำการแบ่งเซกเตอร์ดังนี้

เซกเตอร์ที่ 1 อยู่ระหว่าง $0 \leq \theta \leq 60$

เซกเตอร์ที่ 2 อยู่ระหว่าง $60 \leq \theta \leq 120$

เซกเตอร์ที่ 3 อยู่ระหว่าง $120 \leq \theta \leq 180$

เซกเตอร์ที่ 4 อยู่ระหว่าง $180 \leq \theta \leq 240$

เซกเตอร์ที่ 5 อยู่ระหว่าง $240 \leq \theta \leq 300$

เซกเตอร์ที่ 1 อยู่ระหว่าง $300 \leq \theta \leq 360$

จากนั้นทำการสร้างแรงดันเพื่อใช้เป็นสัญญาณที่จะทำการมอดูเลชันกับสัญญาณสามเหลี่ยม โดยใช้สมการดังนี้

$$\text{เซกเตอร์ที่ 1} \quad \frac{\sqrt{2} \times (\sqrt{2} \times V_{DC} + \sqrt{3} \times V_\alpha + V_\beta)}{4V_{DC}}$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ 2} \quad \frac{V_{DC} + \sqrt{6}V_\alpha}{2V_{DC}}$$

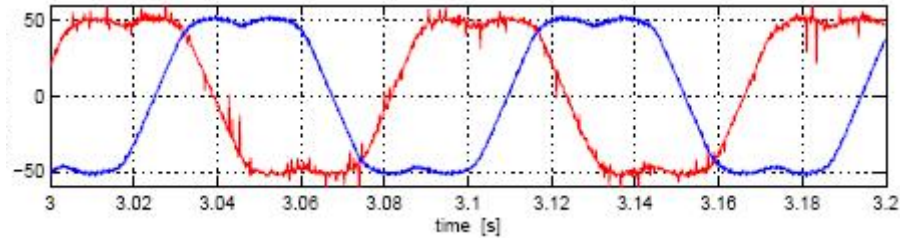
$$\text{เซกเตอร์ที่ 3} \quad \frac{\sqrt{2} \times (\sqrt{2} \times V_{DC} + \sqrt{3} \times V_\alpha - V_\beta)}{4V_{DC}}$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ 4} \quad \frac{\sqrt{2} \times (\sqrt{2} \times V_{DC} + \sqrt{3} \times V_\alpha + V_\beta)}{4V_{DC}}$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ 5} \quad \frac{V_{DC} + \sqrt{6}V_\alpha}{2V_{DC}}$$

เซกเตอร์ที่ 6
$$\frac{\sqrt{2} \times (\sqrt{2} \times V_{DC} + \sqrt{3} \times V_{\alpha} - V_{\beta})}{4V_{DC}}$$

สัญญาณที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.17

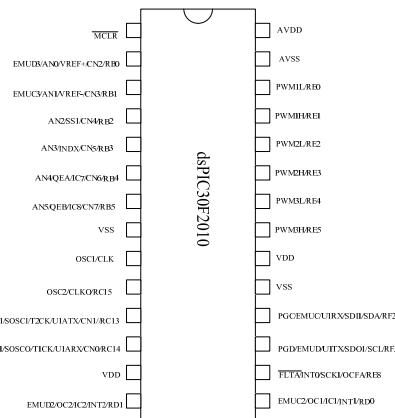


รูปที่ 3.17 สัญญาณที่ได้จากการสร้างสัญญาณด้วยเทคนิค SVM

3.3 การออกแบบ และสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุม

3.3.1 การออกแบบวงจรการทำงานจากระบบสมองกล

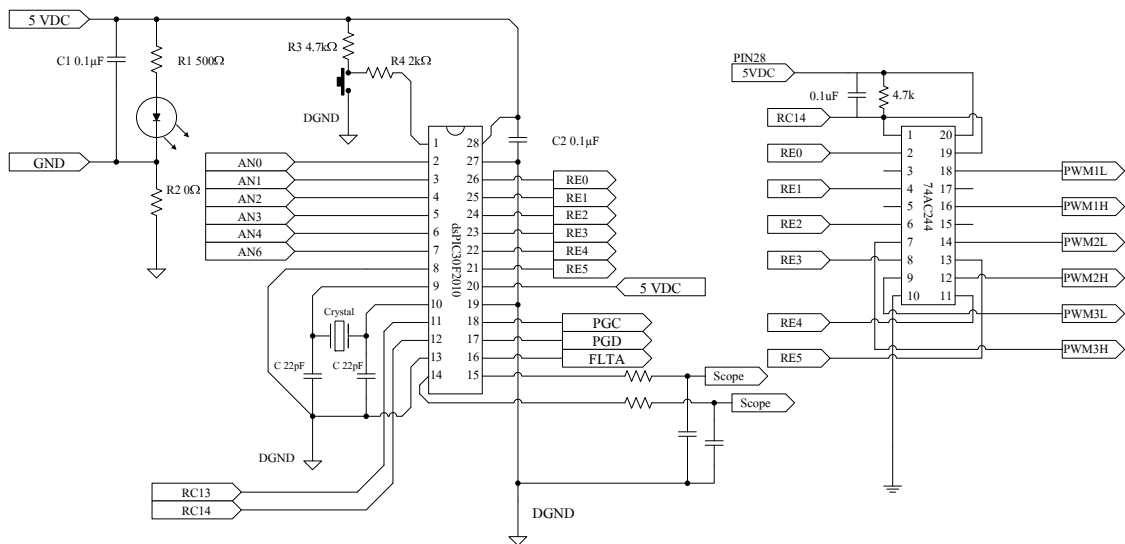
ระบบสมองกลที่นำมาใช้ในการสร้างระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้น เป็นชิพตระกูล dsPIC30F2010 ของบริษัท Microchip Inc เป็นชิพขนาด 28 ขา ขนาดการประมวลผล 16 บิต ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของชิพเบอร์ dsPIC30F2010

จุดเด่นของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้คือ การรวมความสามารถทั้งด้านการควบคุม (MCU) และการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) ทำให้เพิ่มขีดความสามารถในการคำนวณทางคณิตศาสตร์ สามารถประมวลผลได้สูงถึง 16 บิต และได้เพิ่มเติมความสามารถของโมดูลแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลให้มีความละเอียดมากขึ้น และมีความเร็วในการสุ่มสัญญาณเพิ่มขึ้น ในขณะที่มีขนาดเล็กและราคาต่ำ และไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F ยังมีโมดูลและคุณสมบัติต่างๆที่น่าสนใจ ซึ่งมีความจำเป็นในการนำมาใช้งานในงานวิจัยนี้

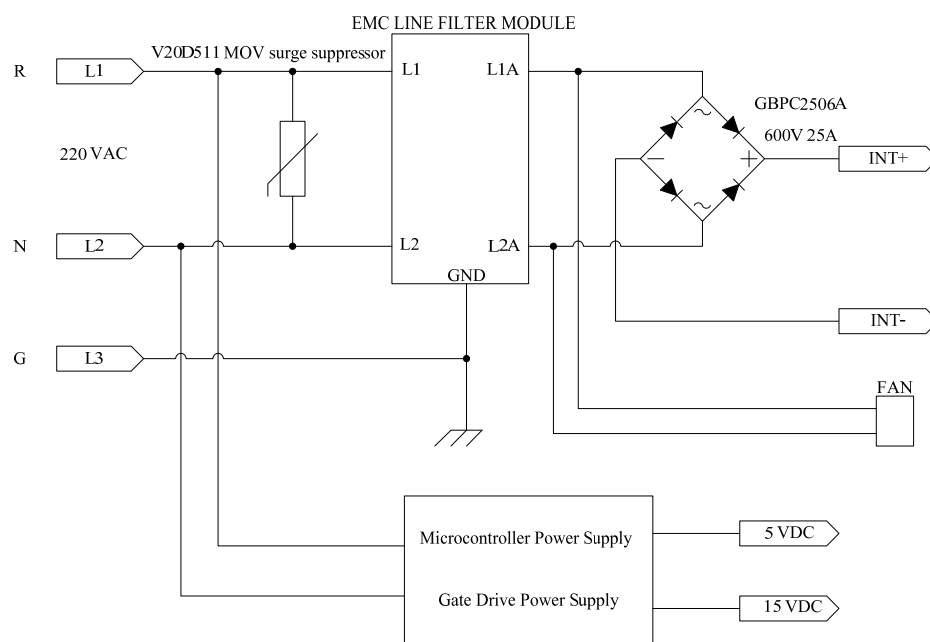
เนื่องจากระบบสมองกลนั้นเป็นอุปกรณ์ที่มีความไวต่อสัญญาณระบบกวนต่างๆ เป็นอย่างมาก ยิ่งในงานควบคุมการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้า นั้น จะมีสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อระบบได้จากหลายๆทาง ดังนั้นในการออกแบบวงจรการทำงานนั้นจะต้องมีการป้องกันสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น วงจรการทำงานของ dsPIC30F2010 ที่สร้างขึ้นนั้นแสดงดังรูปที่ 3.19



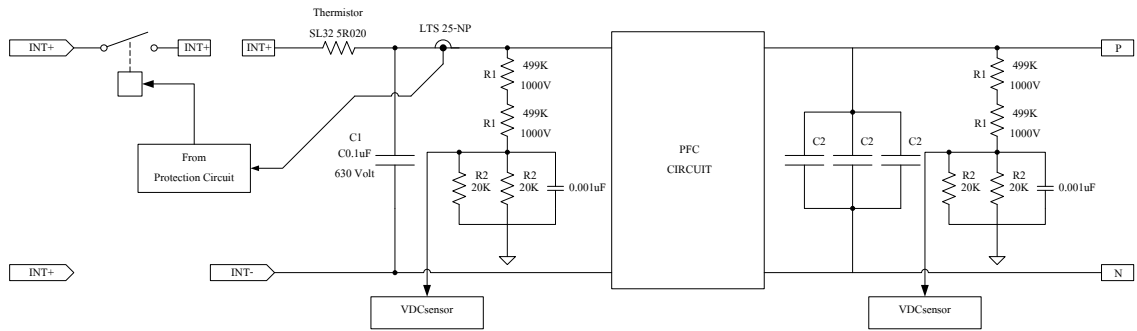
รูปที่ 3.19 วงจรการทำงานของ dsPIC30F2010

3.3.2 ระบบแปลงผันพลังงานไฟฟ้า

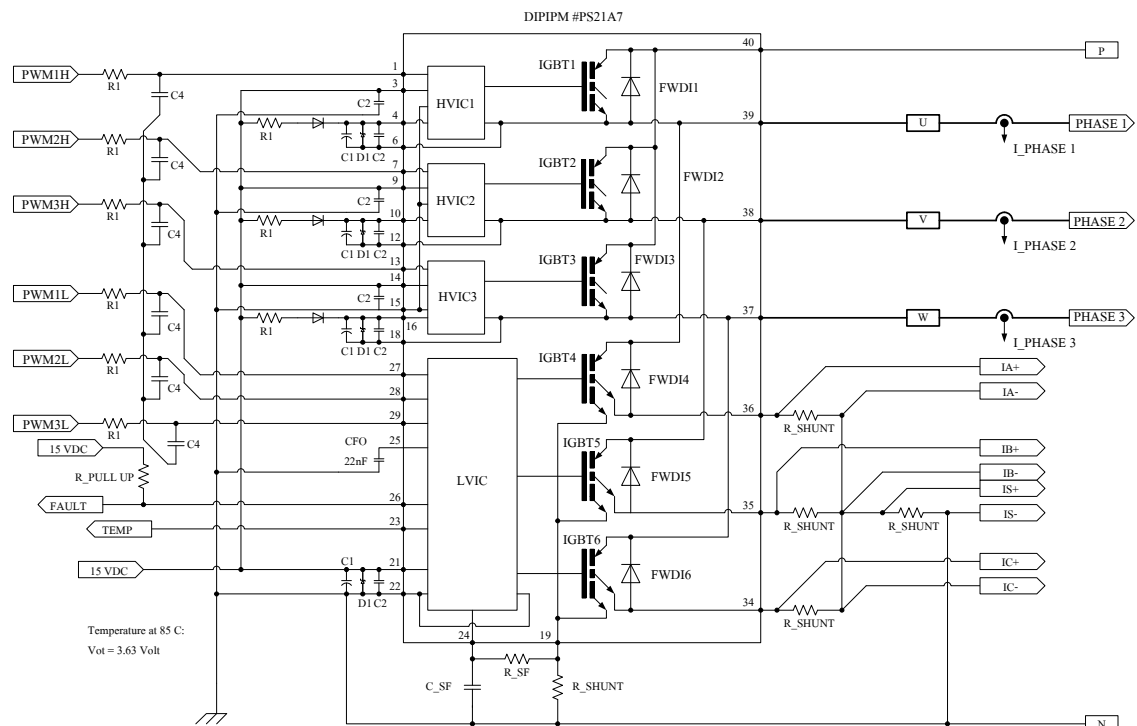
ระบบแปลงผันพลังงานที่สร้างขึ้นประกอบด้วย 2 ส่วนคือ วงจรแปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier) และวงจรแปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส (3-phase Inverter) แสดงดังรูปที่ 3.20, 3.21 และ 3.22



รูปที่ 3.20 วงจรแปลงผันพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 3.21 วงจร Inrush Current วงจรกรองแรงดัน (Filter)



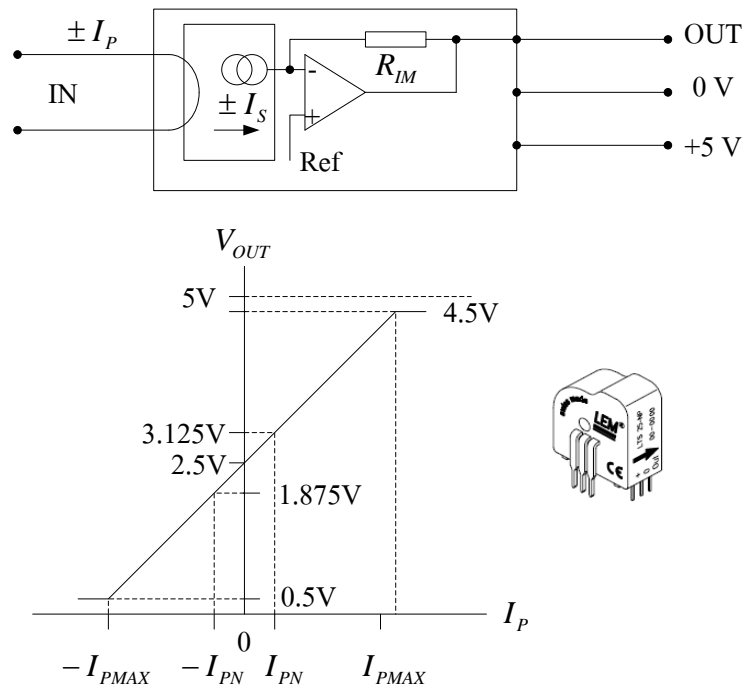
รูปที่ 3.22 วงจร 3-phase Inverter

วงจร 3-Phase Inverter นั้นสร้างด้วยโมดูล IGBT ของบริษัท POWEREX เบอร์ DIPIPM #PS21A7A เป็นโมดูลขนาด 600 โวลต์ 75 แอมแปร์

3.3.3 วงจรตรวจวัดสัญญาณ

1. วงจรวัดกระแส

วงจรวัดกระแสนั้นใช้สำหรับการวัดกระแสเฟสในขณะทดลองและป้องกันกระแสเกินที่อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่วงจร เป็นเซนเซอร์แบบ Hall Effect เบอร์ LTS 25-NP ของ LEM สามารถวัดกระแสได้สูงสุด 25 แอมแปร์ ในการออกแบบวงจรใช้นั้นจะใช้ข้อมูลจาก Data Sheet ของตัวเซนเซอร์ โดยข้อมูลที่จำเป็นในการออกแบบวงจรมัน แสดงดังรูปที่ 3.23



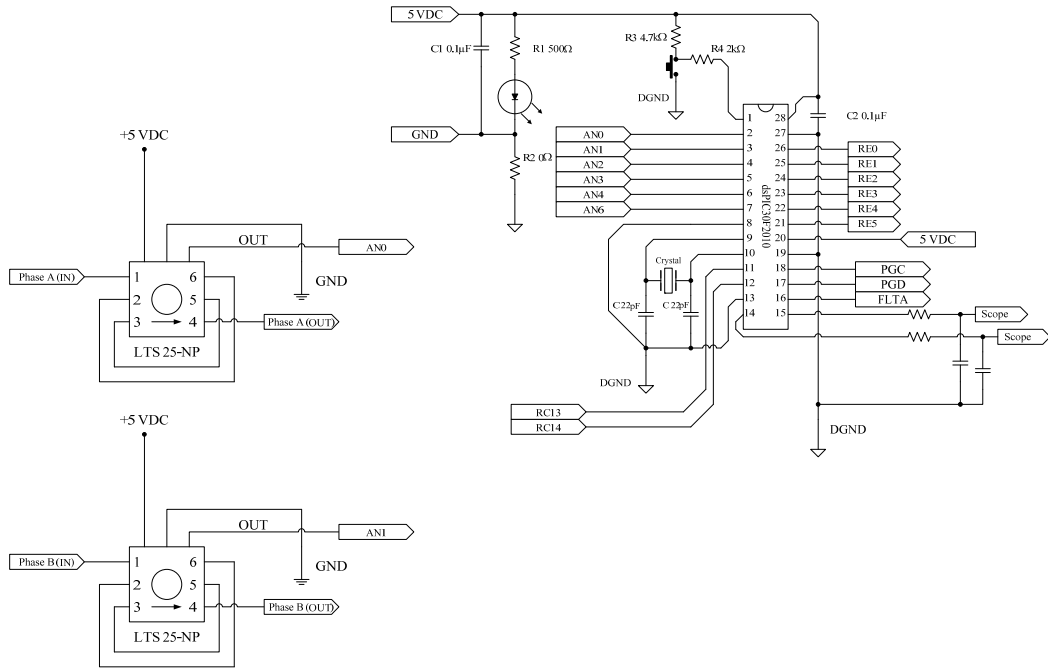
รูปที่ 3.23 วงจรใช้ประกอบการสร้างวงจรการใช้งานเซนเซอร์ LTS 25-NP [31]

และสามารถเลือกกระดัดของการวัดกระแสได้โดยใช้ตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ข้อมูลสำหรับการเลือกใช้เซนเซอร์กระแส LTS 25-NP

Number of primary turn	Primary nominal r.m.s. current	Nominal output voltage	Primary resistance	Primary Insertion inductance	Recommended connection
1	± 25	2.5 ± 0.600	0.18	0.013	
2	± 12	2.5 ± 0.600	0.81	0.05	
3	± 8	2.5 ± 0.600	1.62	0.12	

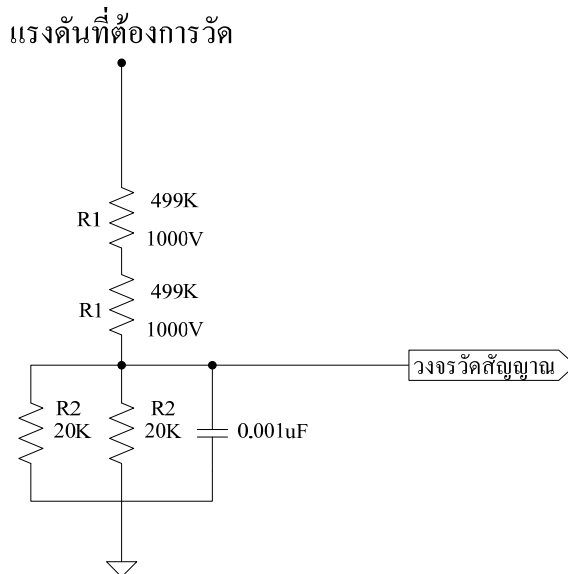
วงจรการใช้งานระหว่าง LTS 25-NP ร่วมกับ dsPIC30F2010 นั้นแสดงดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 วงจรการใช้งาน LTS 25-NP ร่วมกับ dsPIC30F2010

2. วงจรการวัดแรงดัน

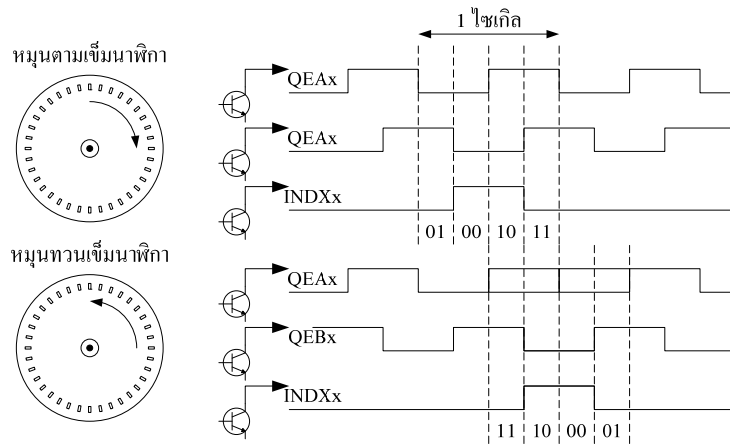
วงจรการวัดแรงดันนั้นใช้สำหรับวัดแรงดันเกินขณะที่มอเตอร์เกิดการเบรก เนื่องจากเมื่อเกิดการเบรกของมอเตอร์นั้นจะมีแรงดันกระแสดตรงในบัสสูงขึ้น จะส่งผลให้วงจรกรองกระแสเกิดความเสียหายได้ วงจรการวัดแรงดันที่สร้างขึ้นใช้หลักการแบ่งแรงดัน ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 วงจรวัดแรงดัน

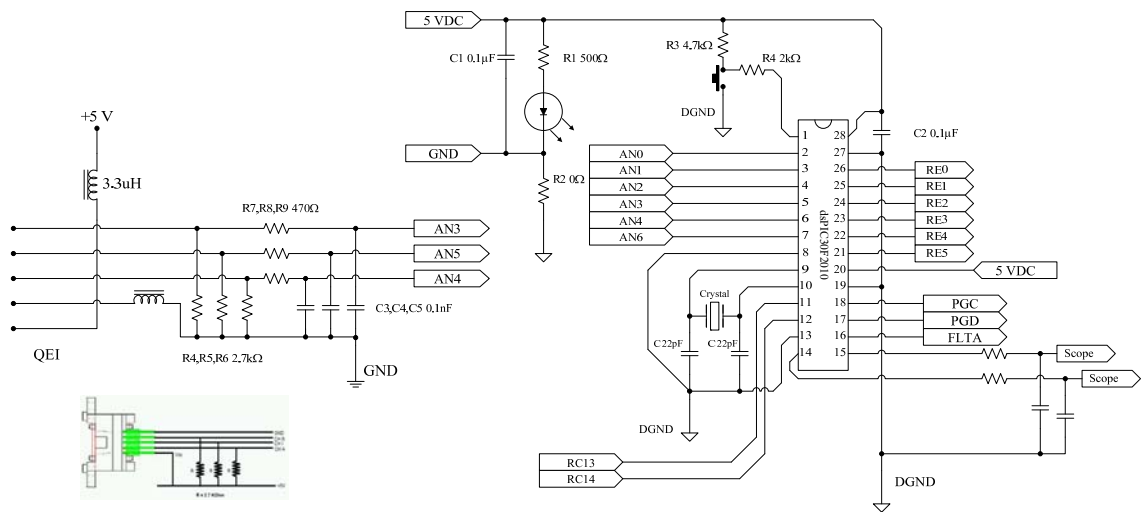
3. วงจรเซนเซอร์วัดความเร็ว

ในการสร้างระบบการขับเคลื่อนของมอเตอร์ไฟฟ้าแบบวงปิดนั้นจำเป็นต้องมีการวัดค่าความเร็ว เพื่อใช้เป็นตัวอ้างอิงในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ โมดูล QEI ย่อมาจาก Quadrature Encoder Interface หรือ โมดูลเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์ วงจรเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์จะให้ผลของสัญญาณ 2 เฟสคือ เฟส A และ B โดยสัญญาณทั้งสองจะมาเฟสต่างกัน 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 สัญญาณที่ได้จาก Quadrature Encoder Interface

โมดูล QEI ของ dsPIC30F นั้นได้รับการออกแบบมาให้สามารถเชื่อมต่อกับตัวเข้ารหัสแบบอินครีเมนตัล โดยภายในโมดูลประกอบด้วยตัวถอดรหัสควอดราเจอร์เพื่อแปลหรือตีความของสัญญาณเฟส A, B และทิศทางของตัวนับขึ้น-ลงเป็นค่าของการนับ เพื่อใช้ในการคำนวณหาตำแหน่งและความเร็วในการเคลื่อนที่ของมอเตอร์ นอกจากนี้ยังมีวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลเพื่อขจัดสัญญาณรบกวนที่อาจปะปนเข้ามาทางอินพุต วงจรการใช้งาน Encoder ร่วมกับ dsPIC30F2010 แสดงดังรูปที่ 3.27



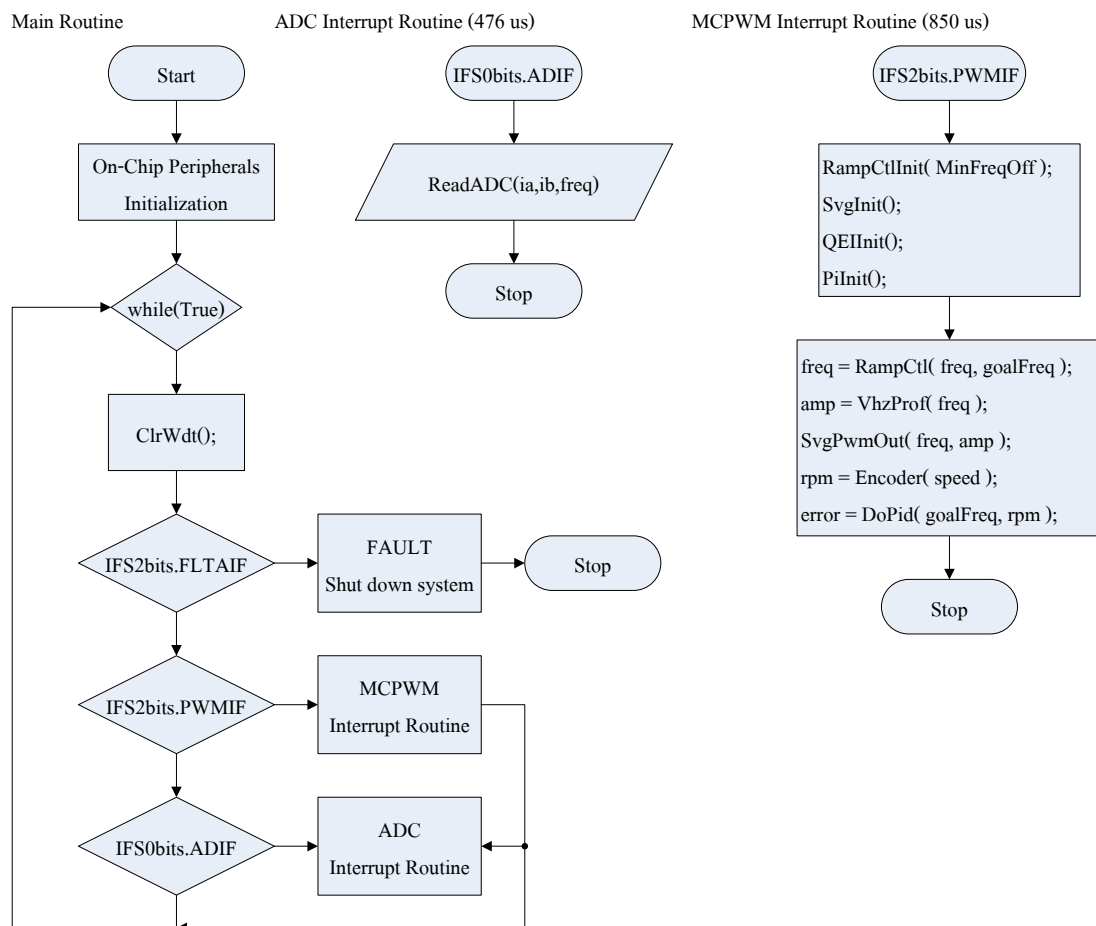
รูปที่ 3.27 การเชื่อมต่อ Encoder เบอร์ AEDB-9140-A13 กับ dsPIC30F2010 [31]

3.4 การออกแบบซอฟต์แวร์

โปรแกรมควบคุมการทำงานที่ทำการเขียนขึ้นนั้น เขียนโดยโปรแกรมภาษาซี โดยใช้โปรแกรม MPLAB IDE เป็นตัว Editor และ MPLAB C30 เป็นตัว Compiler โดยทำการแบ่งไฟล์โปรแกรมออกดังนี้

- ไฟล์โปรแกรมหลัก (Main.c)
- ไฟล์โปรแกรมอ่านค่าจากโมดูลแปลงสัญญาณ ADC (read_adc.s)
- ไฟล์โปรแกรม Ramp Control (ramp_ctl.s)
- ไฟล์โปรแกรมกำเนิดสัญญาณ SVPWM (svg_pwm.s)
- ไฟล์โปรแกรม V/F Control (vHz_prof.s)
- ไฟล์โปรแกรมระบบควบคุมแบบพีไอ (pi.s)

ซึ่งการทำงานของโปรแกรมแสดงเป็นโพล์ซาร์ตได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 โพล์ซาร์ตการทำงานของโปรแกรม

บทที่ 4

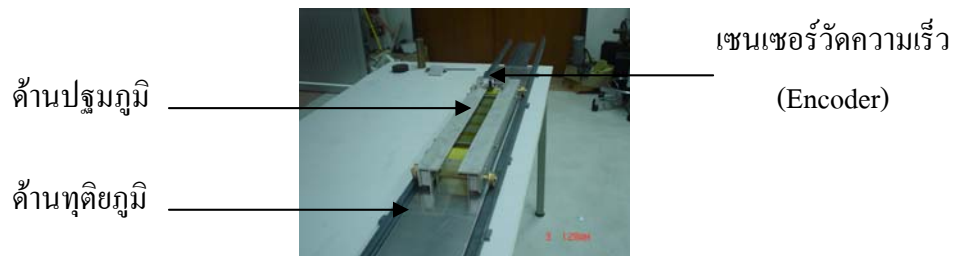
ผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแบบพีไอ ด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีของ Ziegler และ Nichole ผลการทดสอบเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ไปใช้ควบคุมแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ผลการทดสอบการทำงานของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้น และการทำงานของระบบสมองกลที่ทำการสร้างขึ้น

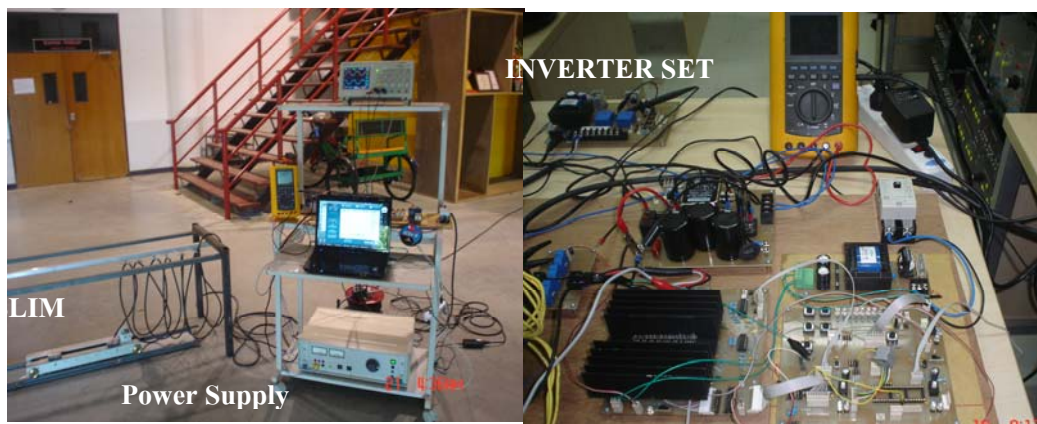
4.1 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. ออสซิลโลสโคป Tektronix TDS2014B
2. โวลต์มิเตอร์ Fluke 867B
3. Tektronix A622 AC/DC Current probe

ชุดต้นแบบระบบควบคุม และมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการทดลอง



(ก) ต้นแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการศึกษา



(ข) ชุดต้นแบบระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

รูปที่ 4.1 ชุดต้นแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นและระบบควบคุม

4.2 ผลการทดลองหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอ

4.2.1 ผลการทดลองระบบควบคุมพีไอที่ได้จากวิธีกลุ่มอนุภาค

เมื่อทำการแทนค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดลงในฟังก์ชันถ่ายโอน ของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นจะได้ดังสมการ

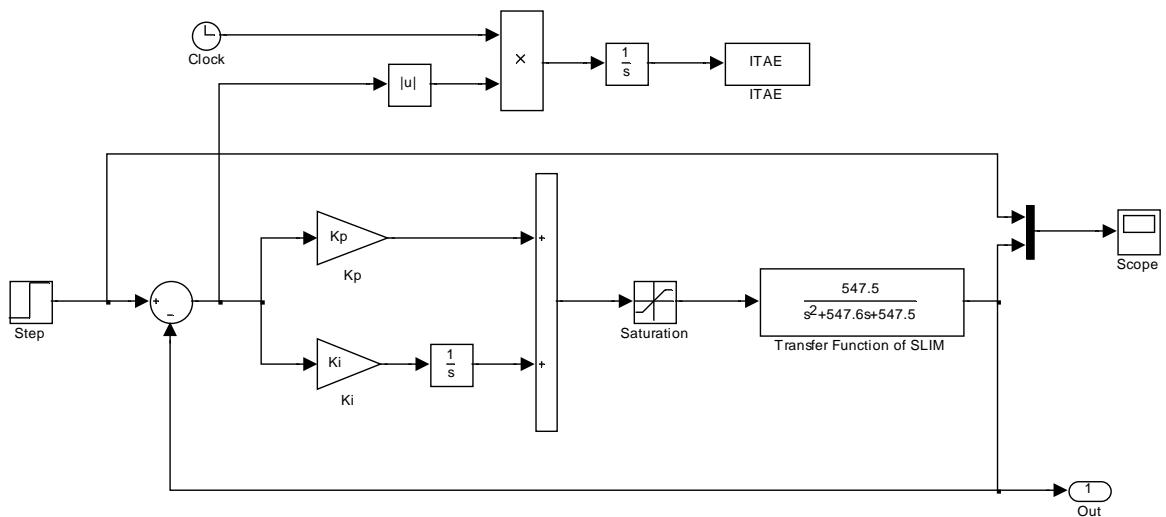
$$G(s) = \frac{547.5}{s^2 + 547.6s + 547.5} \quad (4.1)$$

เมื่อได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนระบบควบคุมดังกล่าว และเขียนบล็อกในโปรแกรม SIMULINK ดังรูปที่ 4.2 เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม กระบวนการในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมพีไอด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค จะมีกระบวนการและค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ ดังที่กล่าวในหัวข้อที่ 3.2.1 ในบทที่ 3 และทำการทดลอง โดยการทดลองนั้นจะทำการแบ่งเป็นจำนวนรอบในการค้นหา เพื่อสังเกตค่าพารามิเตอร์ที่ได้ว่ามีความแตกต่างหรือสอดคล้องกันหรือไม่ ซึ่งหาค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากจำนวนรอบในการค้นหา ไม่เป็นไปในทางเดียวกันนั้นหมายถึง ค่าพารามิเตอร์ที่ได้นั้นเชื่อถือไม่ได้ สำหรับฟังก์ชันวัตถุประสงค์นั้นเลือกค่า ดัชนีสมรรถนะของระบบแบบ ค่าปริพันธ์ของค่าผิดพลาดสัมบูรณ์แปรตามเวลา (Integral Time-Absolute Error: ITAE) และจำนวนรอบในการค้นหานี้ดังนี้

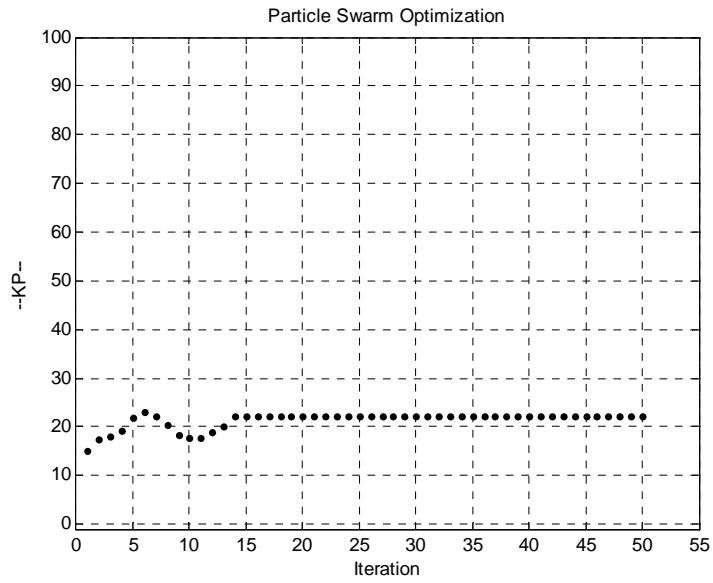
1. 50 รอบ

2. 60 รอบ

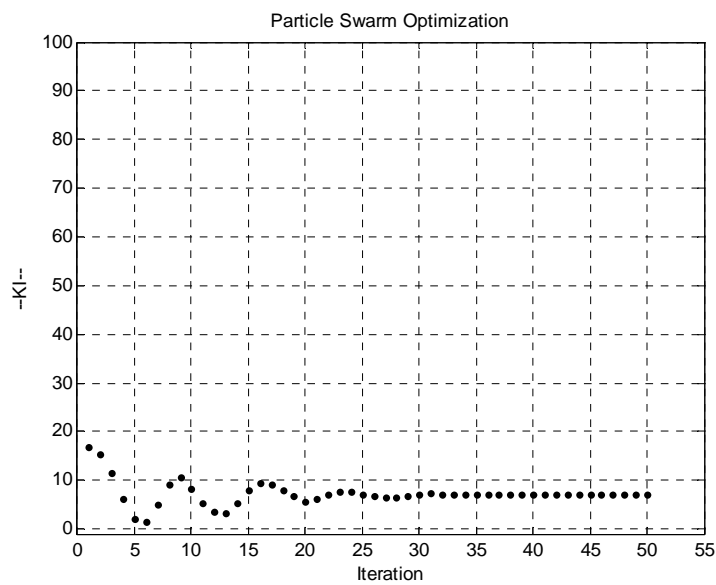
ผลการทดลองที่ได้เป็นดังนี้



รูปที่ 4.2 บล็อก SIMULINK ที่ใช้ในการทดลอง



(ก) ค่า K_p

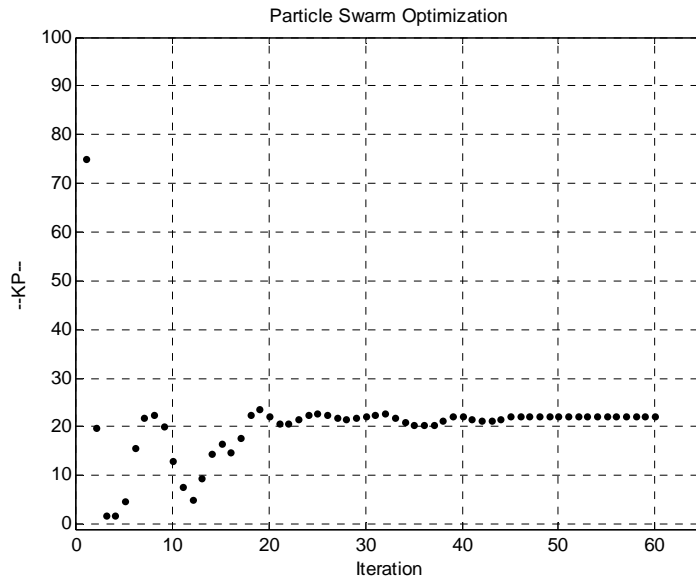


(ข) ค่า K_i

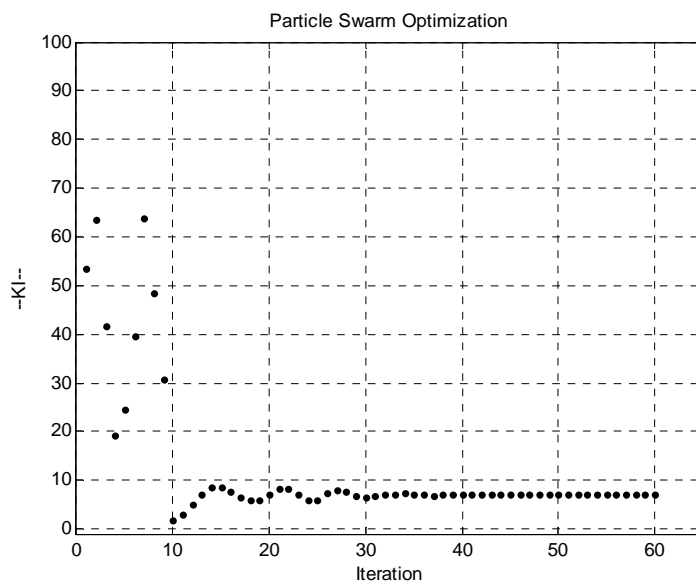
รูปที่ 4.3 ผลการทดลองหาค่า K_p และ K_i ที่จำนวนรอบ 50 รอบ

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองจากการค้นหาจำนวน 50 รอบ

ค่าพารามิเตอร์	ค่าที่ได้
ค่าเกน K_p	22.24
ค่าเกน K_i	7.08
ดัชนีสมรรถนะของระบบ (ITAE)	0.0139
เปอร์เซ็นต์ค่าฟุงเกิน (M_p)	0 %



(ก) ค่า K_p



(ข) ค่า K_i

รูปที่ 4.4 ผลการทดลองหาค่า K_p และ K_i ที่จำนวนรอบ 60 รอบ

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองจากการค้นหาจำนวน 60 รอบ

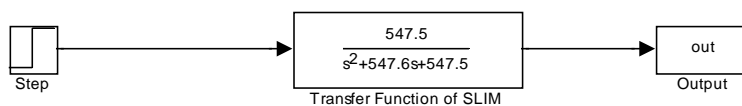
ค่าพารามิเตอร์	ค่าที่ได้
ค่าเกน K_p	22.14
ค่าเกน K_i	7.079
ดัชนีสมรรถนะของระบบ (ITAE)	0.0139
เปอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกิน (M_p)	0 %

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมแล้วนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ ทดสอบกับแบบจำลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นตามรูปที่ 3.2

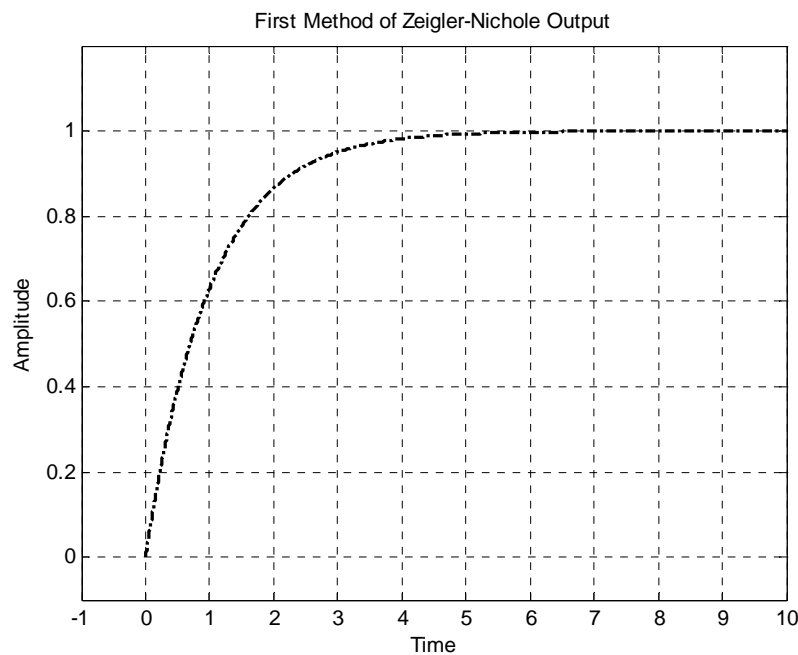
4.2.2 ผลการทดลองระบบควบคุมพีไอที่ได้จากวิธีของ Zeigler-Nichole

จากที่กล่าวถึงทฤษฎีการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธีของ Zeigler-Nichole นั้นสามารถกระทำได้ 2 วิธี และในการเลือกวิธีใดมาทำการแก้ปัญหานั้นให้ดูจากผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งจากการทดสอบผลได้ดังนี้

1. ผลการทดสอบด้วยวิธีการที่ 1 (Reaction Curve)



(ก) บล็อก SIMULINK ที่ใช้ในการทดสอบ

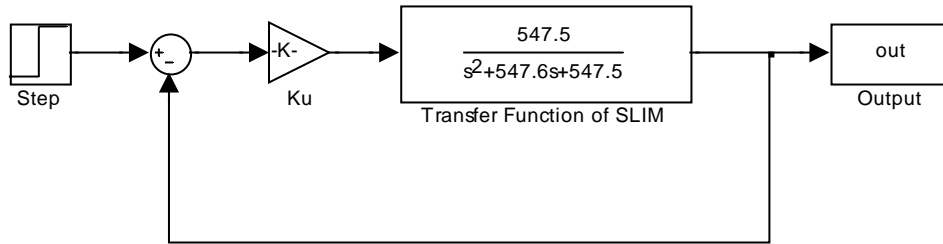


(ข) ผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณหนึ่งหน่วย (Unit-step)

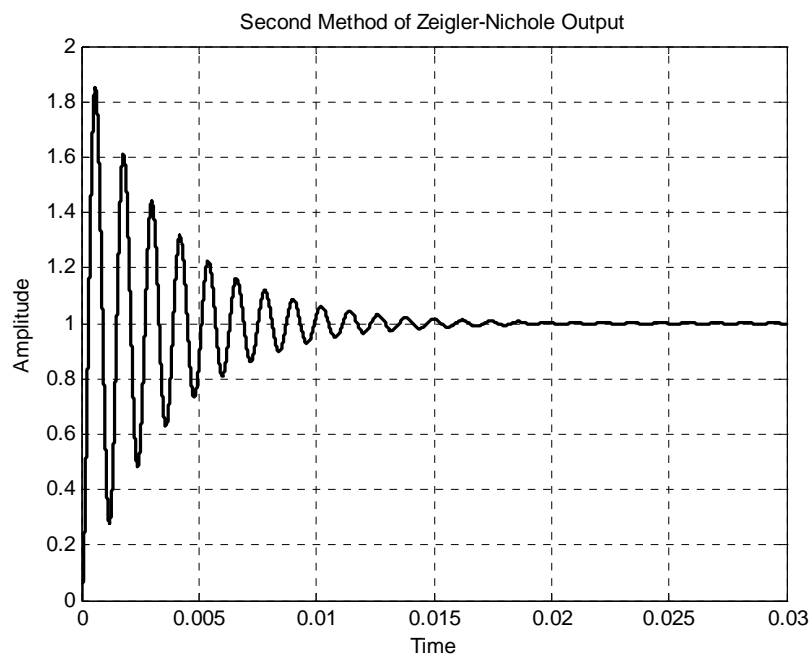
รูปที่ 4.5 ผลการทดลองหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธี Ziegler-Nichole ด้วยวิธีการที่ 1

จากที่กล่าวถึงการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธี Zeigler-Nichole วิธีการที่ 1 ได้นั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะต้องเป็นแบบ S-Curve แต่จากผลการทดลองนั้น ไม่สามารถใช่วิธีการที่ 1 ของ Zeigler-Nichole ได้เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตไม่เป็น S-Curve ดังนั้นจะต้องเลือกใช่วิธีการที่ 2 ซึ่งผลที่ได้แสดงดังหัวข้อต่อไป

2. ผลการทดสอบด้วยวิธีการที่ 2 (Ultimate Sensitivity)



(ก) บล็อก SIMULINK ที่ใช้ในการทดลอง



(ข) ผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อทำการปรับค่าเกน 5000

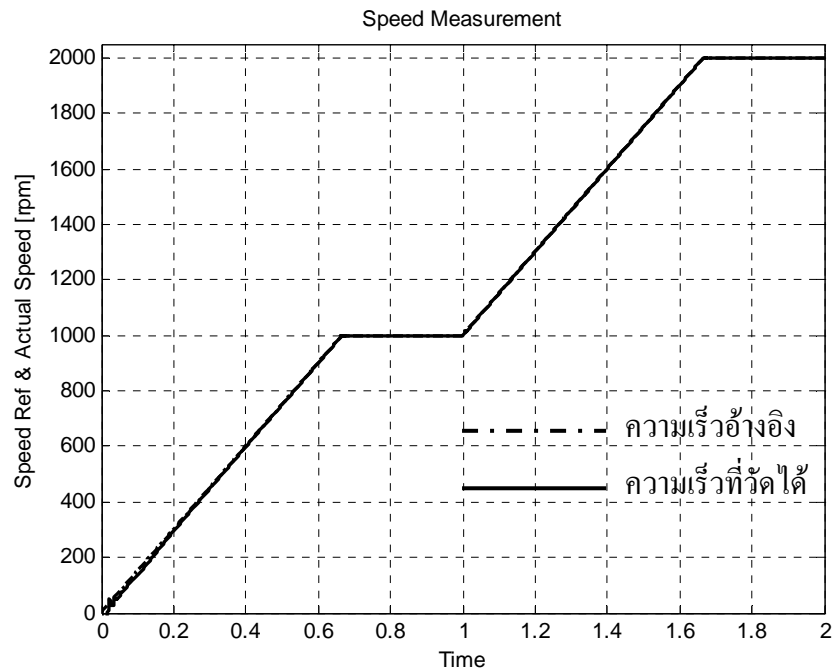
รูปที่ 4.6 ผลการทดลองหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมด้วยวิธี Ziegler-Nichole ด้วยวิธีการที่ 2

จากการผลการทดลองจะเห็นว่า การแกว่งของระบบไม่สม่ำเสมอ แม้จะทำการปรับเกนเท่ากับ 5000 เนื่องจากค่าเกนที่มากเกินไป สัญญาณที่ได้จากระบบควบคุมจะเกิดการ Saturate ซึ่งจะเห็นว่าการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการของ Z-N Tuning นั้นมีความยากลำบากในการหาค่าพารามิเตอร์ เมื่อระบบเกิดการแกว่งที่ไม่สม่ำเสมอ

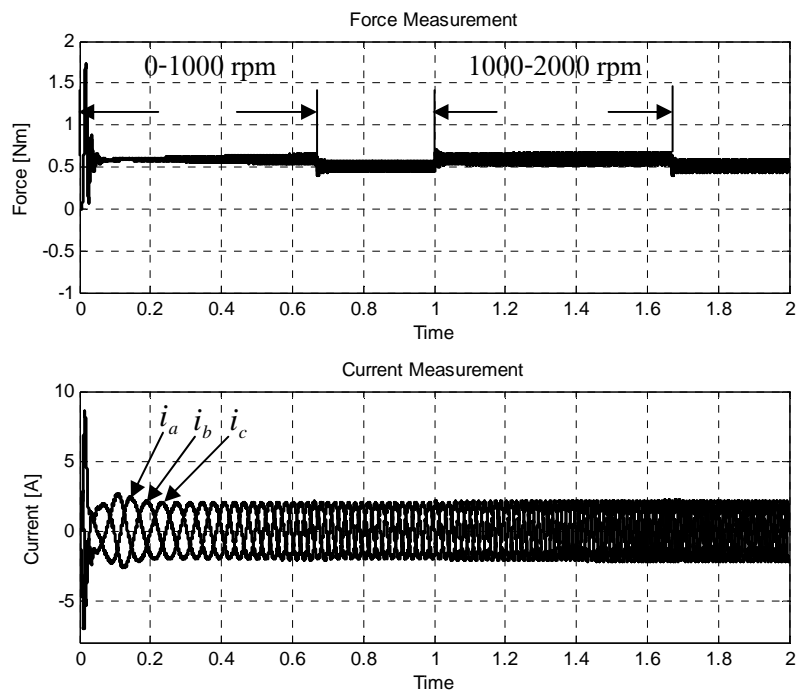
4.3 ผลการทดสอบแบบจำลองระบบควบคุมกับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

เมื่อทำการทดลองและทราบค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมเป็นที่เรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อมาคือ นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้แทนลงในแบบจำลองระบบควบคุม และทดสอบกับแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่สร้างขึ้นในโปรแกรม SIMULINK

ในการทดสอบนั้นเริ่มจากการทดสอบผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการตั้งค่าความเร็วไว้ที่ 1000 rpm และ 2000 rpm และบรรทุกโหลดขนาด 0.5 Nm เพื่อดูผลตอบสนองระหว่างความเร็วที่วัดได้ (Speed Actual) และความเร็วที่ตั้งไว้ (Speed Command) รวมถึงผลตอบสนองของแรง และกระแสเฟสที่เกิดขึ้น ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.7 และ 4.8

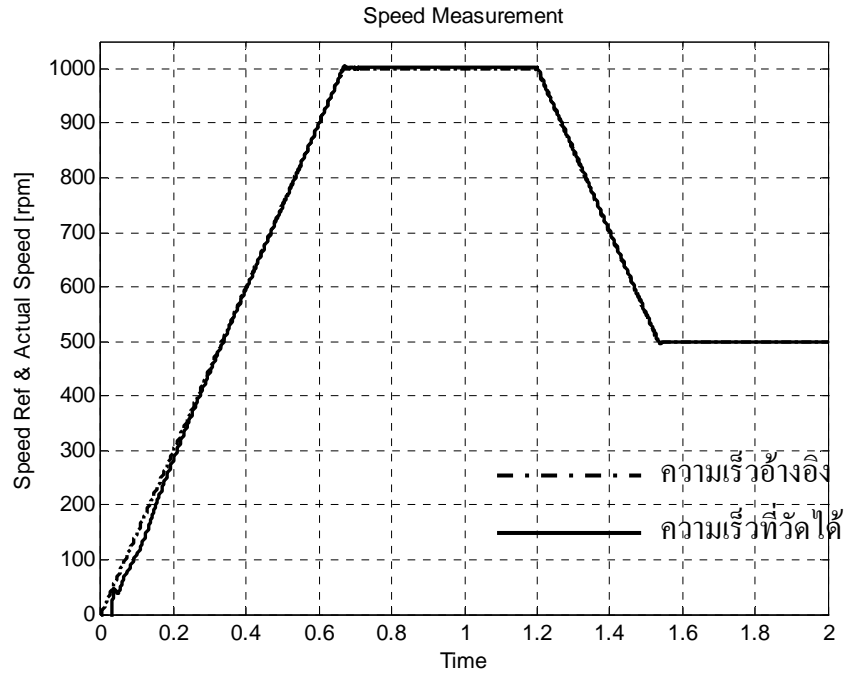


รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1000 rpm และปรับเพิ่มขึ้น 2000 rpm ขณะบรรทุกโหลด 0.5 Nm

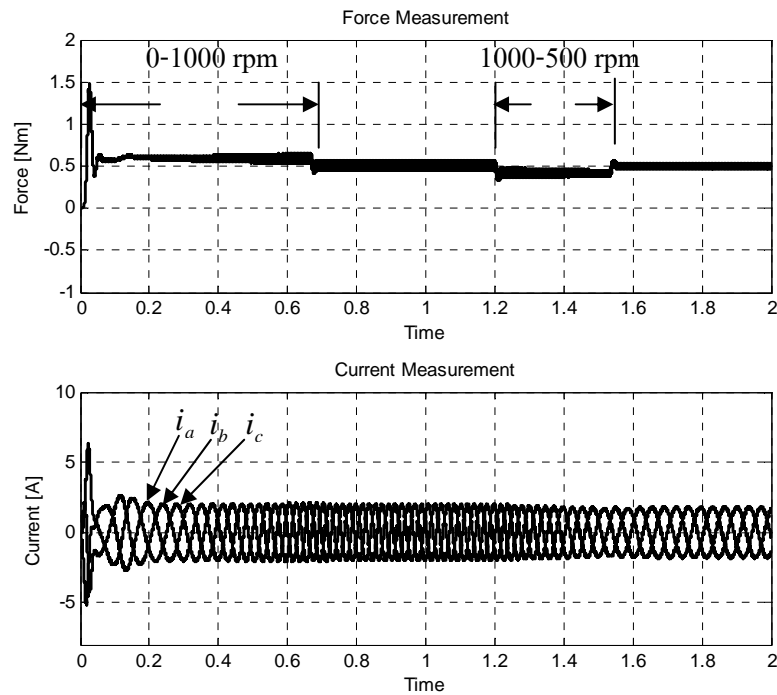


รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส ในขณะที่บรรทุกโหลด 0.5 Nm

ลำดับต่อไปทดสอบปรับความเร็วอ้างอิงไว้ที่ 1000 rpm และลดลง 500 rpm ในขณะที่บรรทุก โหลดขนาด 0.5 Nm เพื่อดูผลตอบสนองความเร็วที่วัดได้ (Speed Measurement) และความเร็วที่ปรับตั้งไว้ (Speed Command) เป็นการจำลองในกรณีที่ต้องการลดความเร็วของมอเตอร์ โดยผลการทดสอบที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.9 และ 4.10

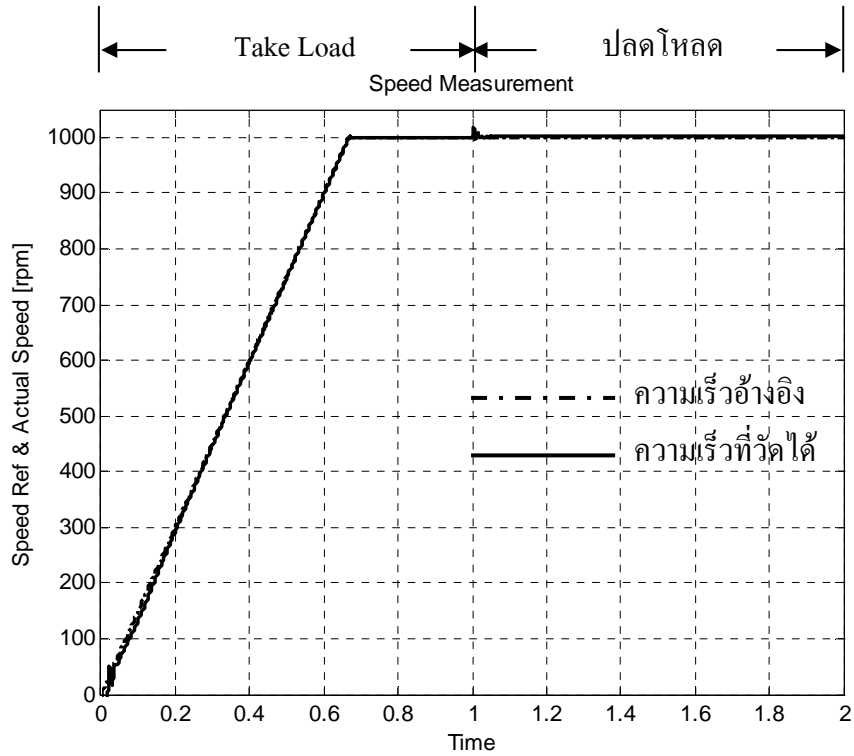


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1000 rpm และปรับลดลง 500 rpm ขณะบรรทุก โหลด 0.5 Nm

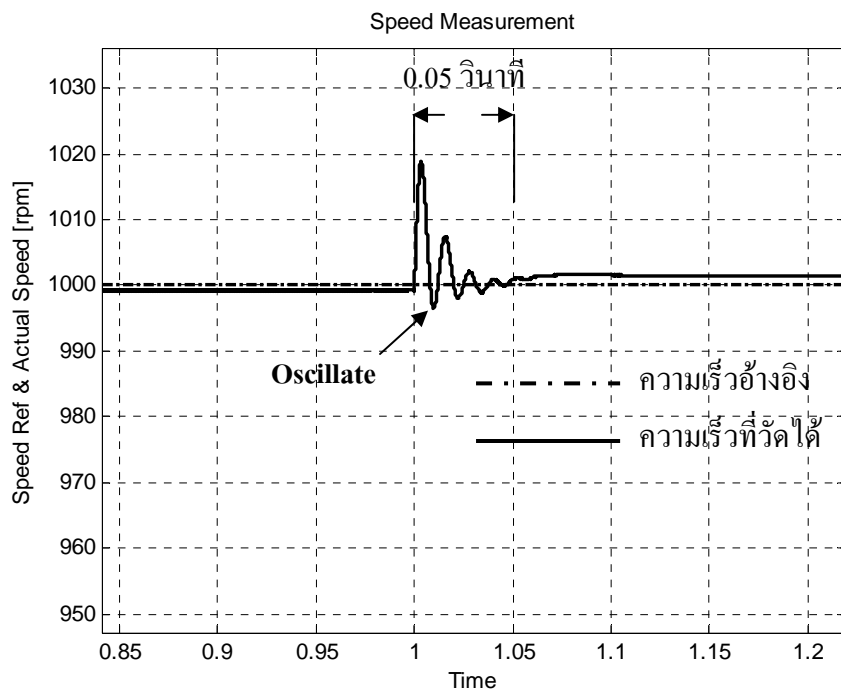


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส ในขณะที่บรรทุก โหลด 0.5 Nm

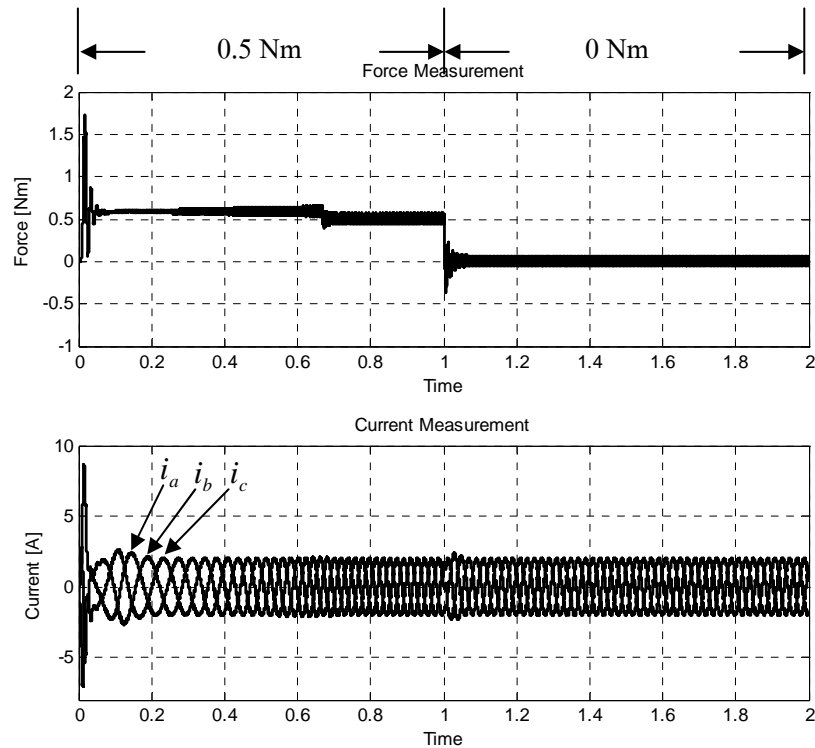
ทดสอบปรับความเร็วไว้ที่ 1000 rpm บรรทุกโหลดขนาด 0.5 Nm และทำการปลดโหลดออก เพื่อจำลองเหตุการณ์ในขณะที่โหลดเกิดหายไปทันทีทันใด ซึ่งผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.11, 4.12 และ 4.13



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการปลดโหลดออก

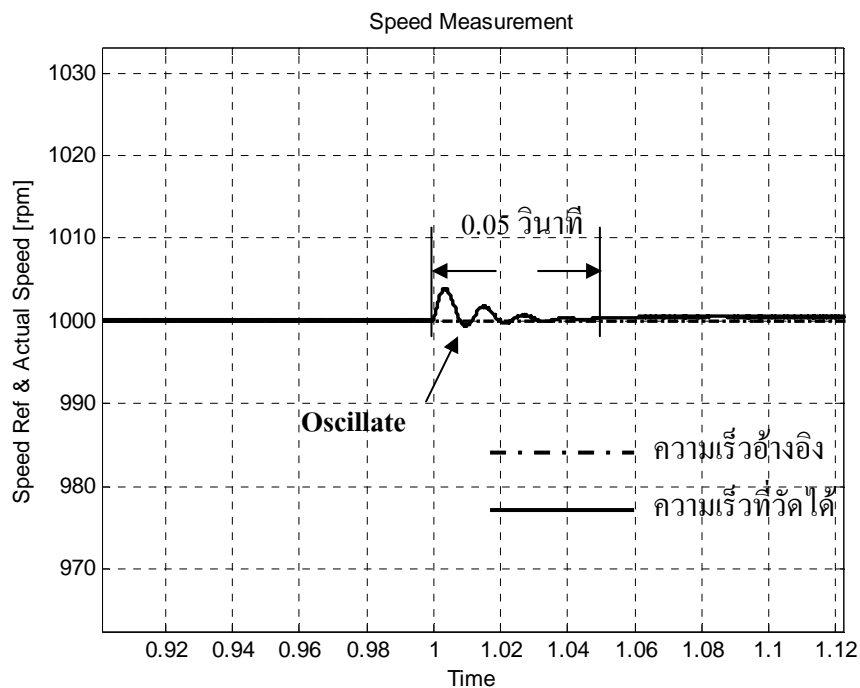


รูปที่ 4.12 ภาพขยายขณะทำการปลดโหลดออก



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส ในขณะปลดโหลดออก

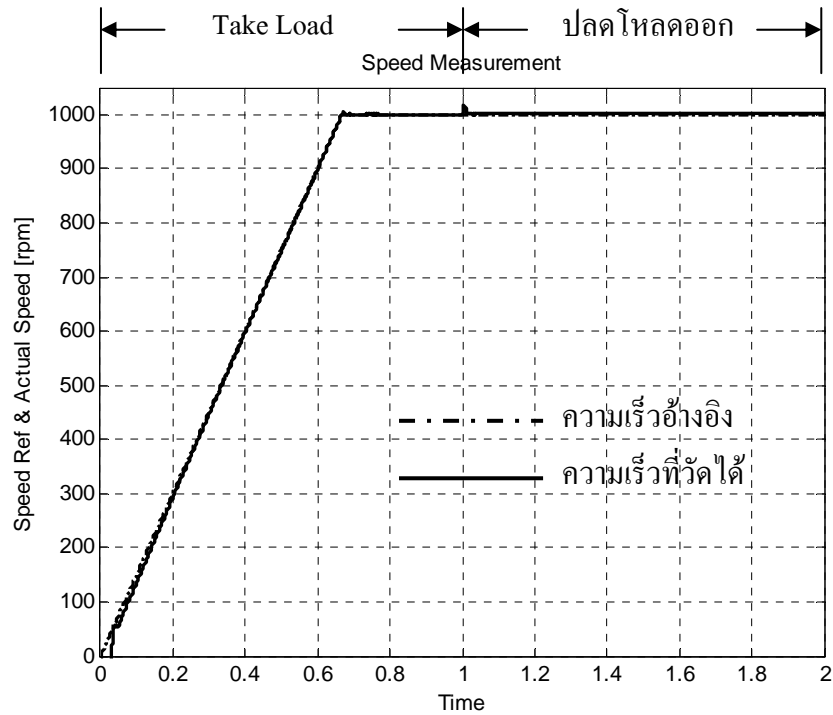
จากรูปที่ 4.12 ผลตอบสนองของความเร็วเมื่อทำการปลดโหลดออก ระบบสามารถเข้าสู่ Set point ได้ภายในเวลา 0.05 วินาที แต่เกิดการแกว่งของระบบก่อนการเข้าสู่อาจเกิดจากค่าเกนมากเกินไปหรือปริมาณของโหลดมากเกินไป จึงทำการทดลองใหม่โดยการทดลองปรับลดประมาณของโหลดลงเหลือ 0.1 Nm



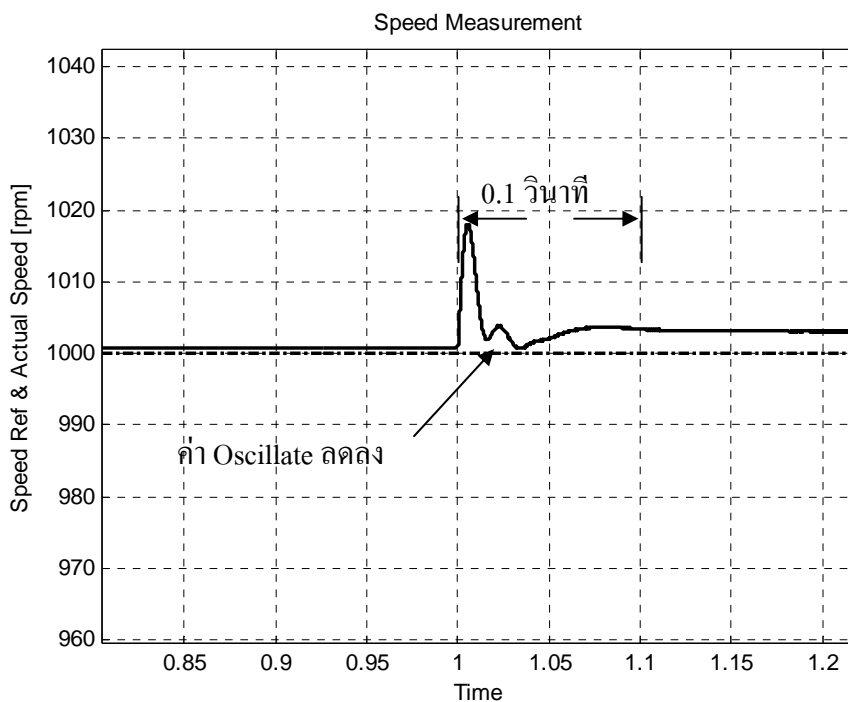
รูปที่ 4.14 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการปรับลดโหลดเท่ากับ 0.1 Nm

ผลทดลองแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการลดปริมาณของโหลด ระบบก็ยังคงมีการแกว่งแต่การแกว่งมีปริมาณที่น้อยกว่า เนื่องจากปริมาณของโหลดที่น้อยกว่า แสดงว่าค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมที่ได้นั้นมีค่าเกินมากเกินไป จึงทำให้ระบบเกิดการแกว่ง จึงทำการทดลองเมื่อทำการปรับลดค่าเกน เพื่อพิสูจน์สมมติฐาน โดยกำหนดค่า $K_p = 10$ และค่า $K_i = 7$ ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่

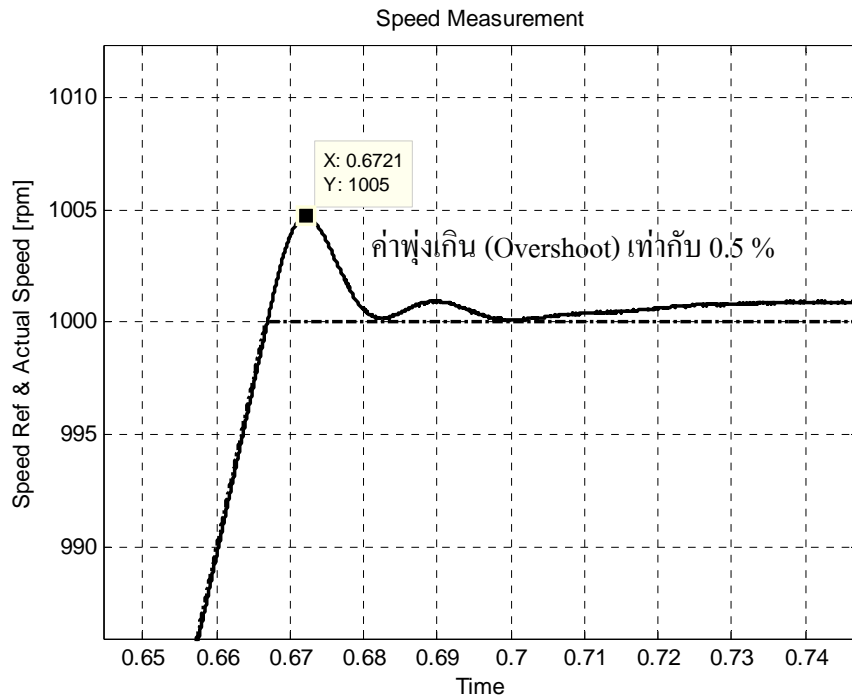
4.15



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองความเร็วเมื่อทำการปรับลดค่า $K_p = 10$ และ $K_i = 7$

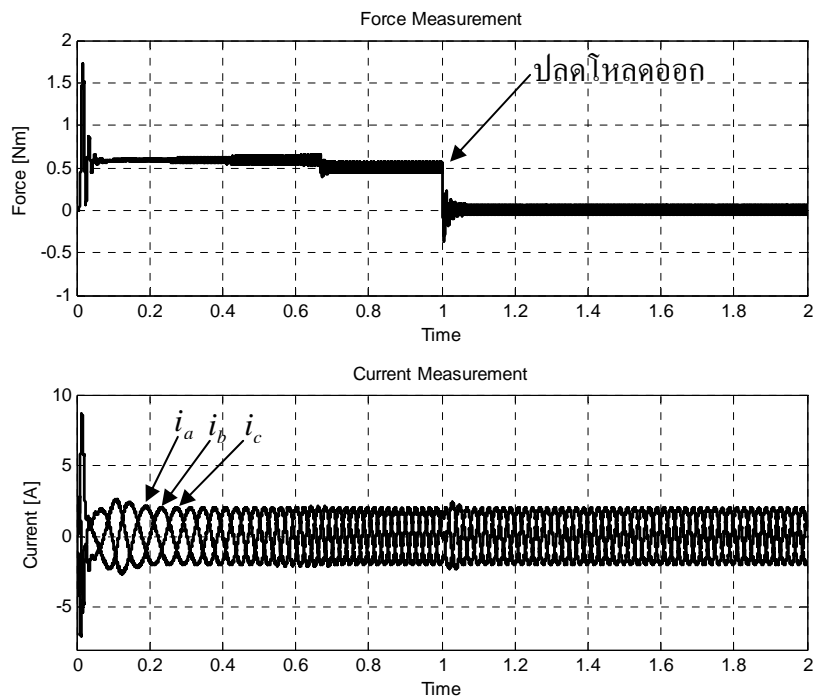


รูปที่ 4.16 ภาพขยายผลตอบสนองเมื่อทำการปรับลดค่า $K_p = 10$ และ $K_i = 7$



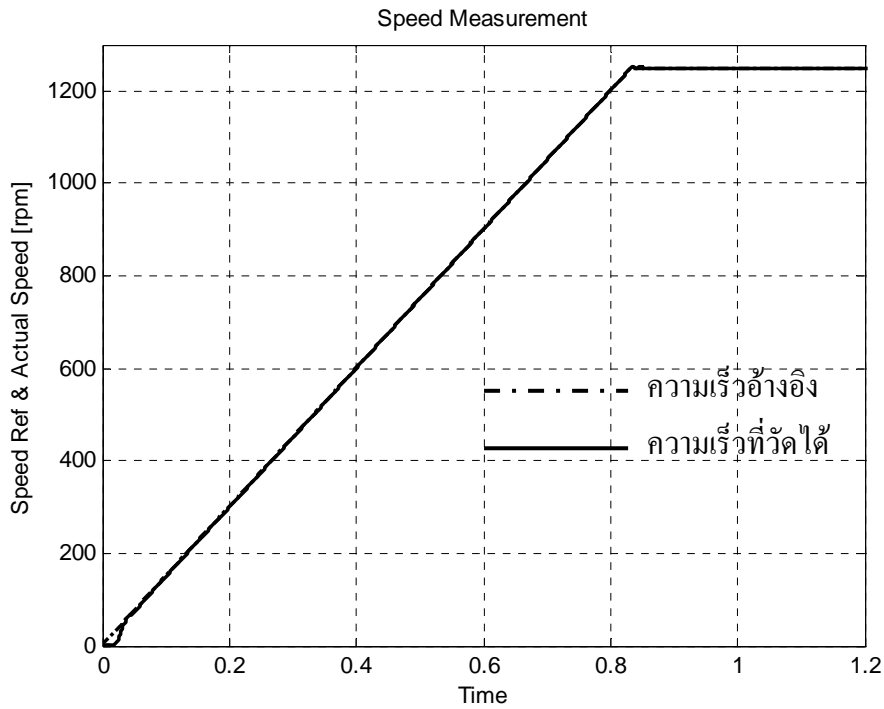
รูปที่ 4.17 ค่าพุ่งเกินของระบบเมื่อทำการลดค่าแกน

จากรูปที่ 4.16 ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการลดค่าแกนของระบบควบคุมลง ทำให้ค่า Oscillate ลดลง แต่ค่าพุ่งเกินของระบบมากขึ้น แสดงดังรูปที่ 4.17 แสดงว่าค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมที่ได้นั้นมีค่าเกินมากเกินไประบบจึงเกิดการ Oscillate

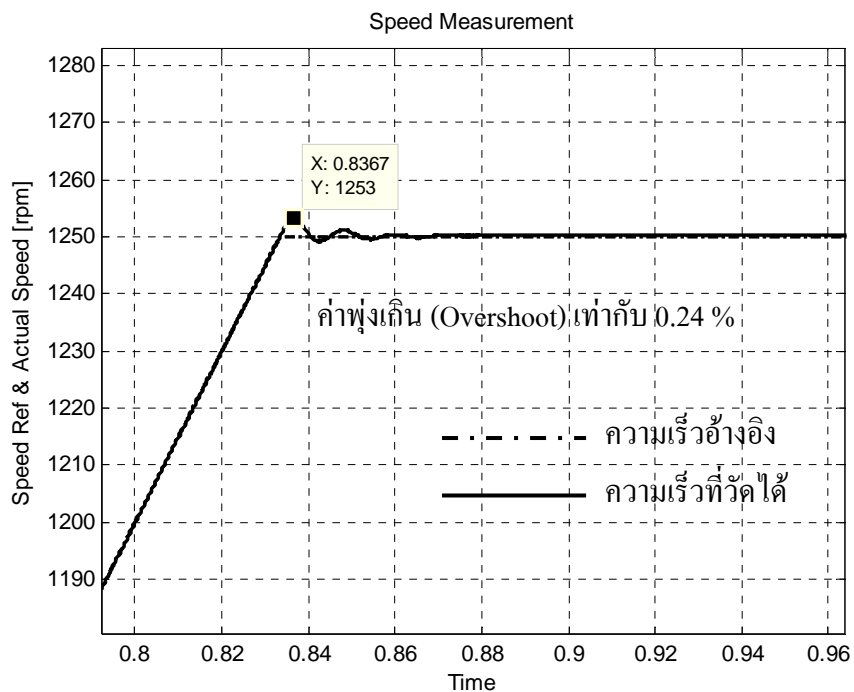


รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟสในขณะปลดโหลดออก

ทำการทดสอบขณะไม่มีโหลดเพื่อดูผลตอบสนองความเร็ว โดยที่การปรับตั้งค่าความเร็วไว้ที่ 1250 rpm โดยใช้ค่า $K_p = 22.14$ และ $K_i = 7.08$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.19, 4.20 และ 4.21

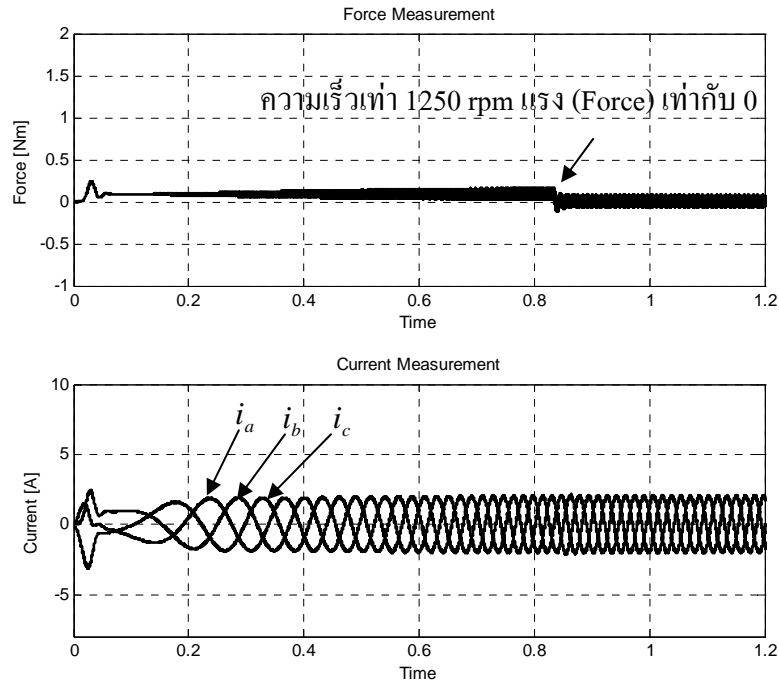


รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองความเร็วขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 22.14$ และ $K_i = 7.08$



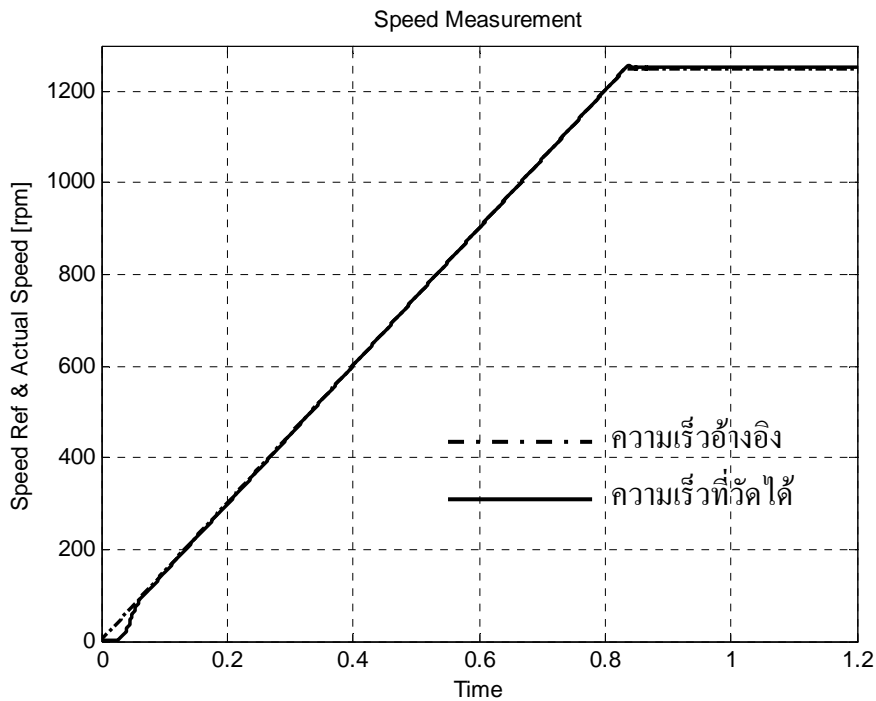
รูปที่ 4.20 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็ว 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 22.14$ และ $K_i =$

7.08

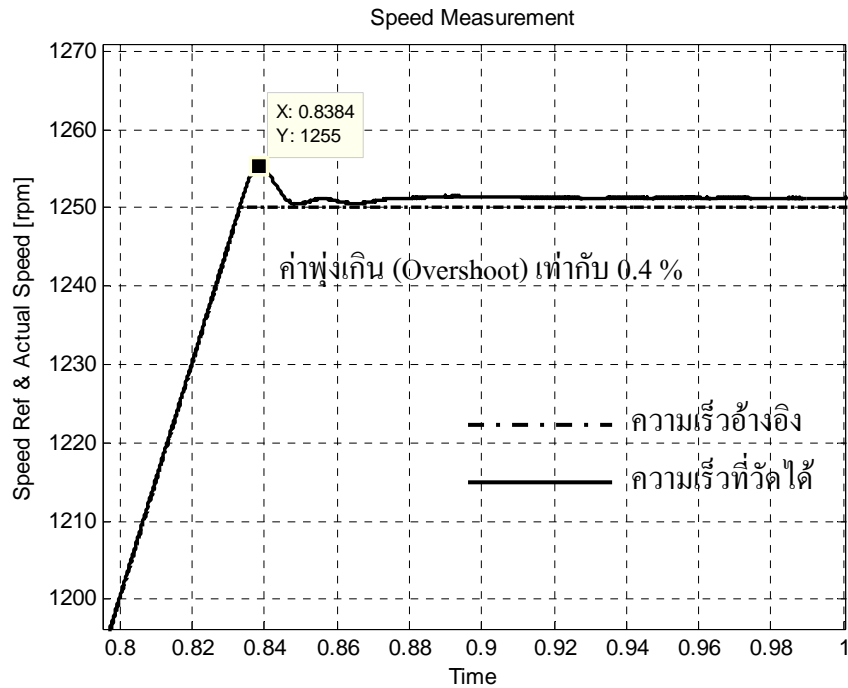


รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสในขณะที่ไม่มีโหลด

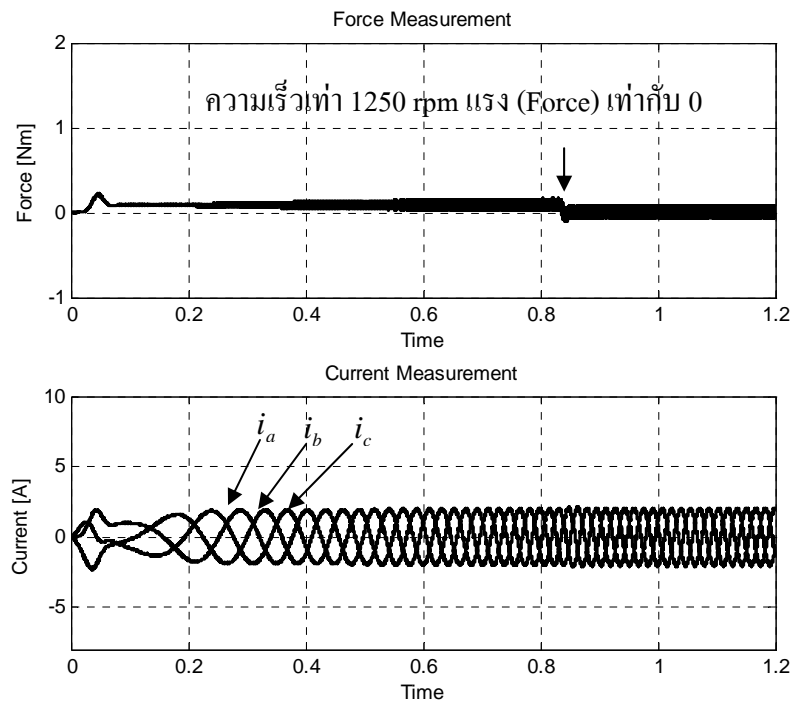
ทำการทดสอบขณะไม่มีโหลดเพื่อดูผลตอบสนองความเร็ว โดยที่การปรับตั้งค่าความเร็วไว้ที่ 1250 rpm โดยใช้ค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.22, 4.23 และ 4.24



รูปที่ 4.22 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$



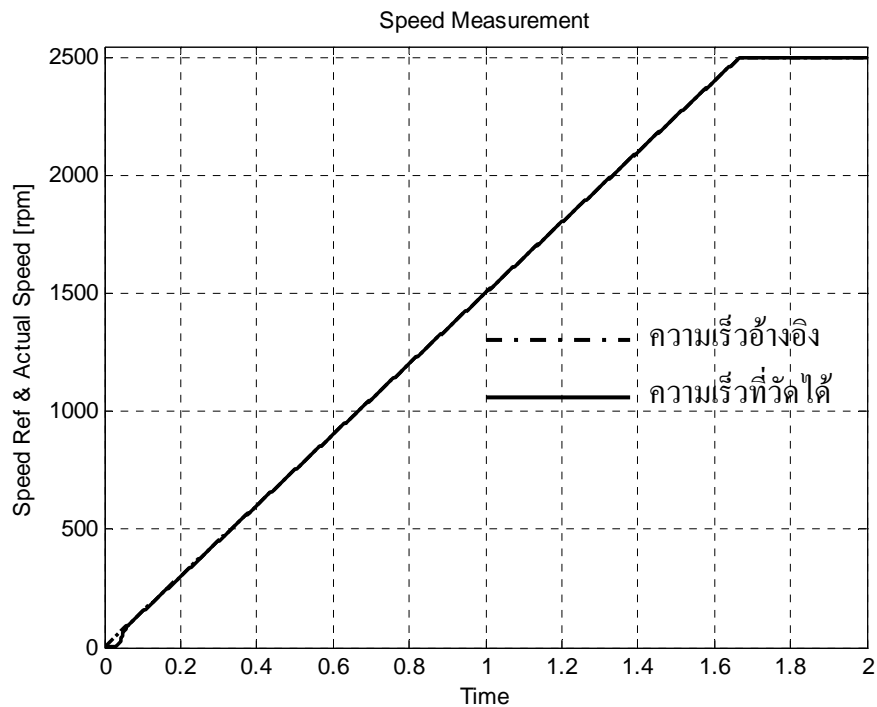
รูปที่ 4.23 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็ว 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$



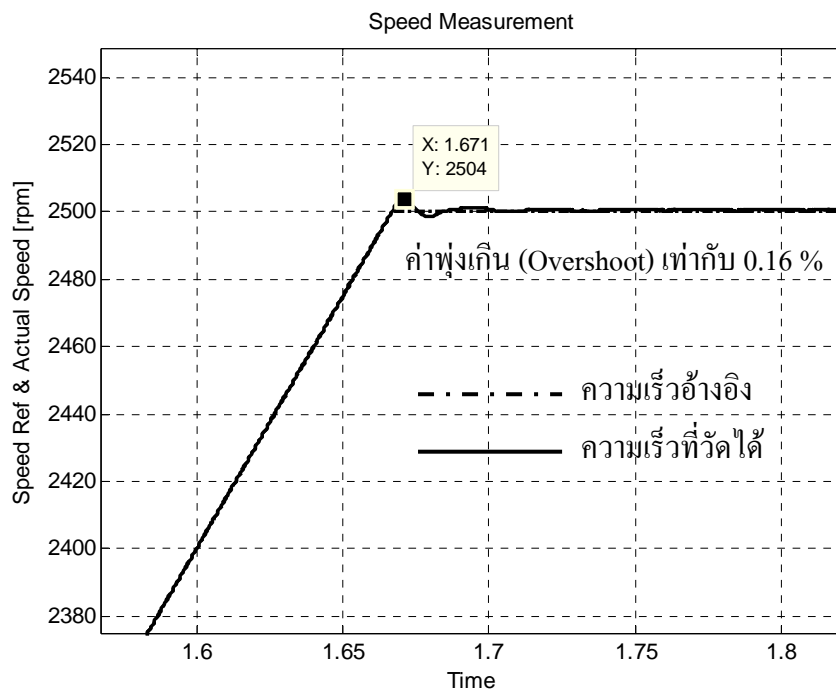
รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสในขณะที่ไม่มีการโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$

จากรูปที่ 4.20 และ 4.23 จะเห็นว่าเมื่อทำการปรับค่าเกนของระบบควบคุม สิ่งที่เกิดขึ้นคือระบบมี Oscillate น้อยลง แต่ค่าพุ่งเกิน (Overshoot) มากขึ้น

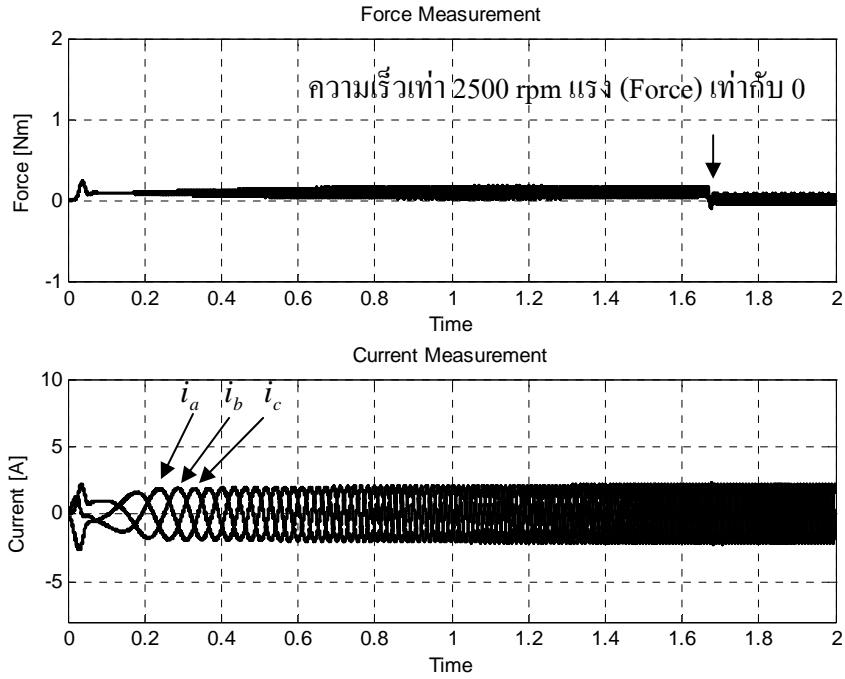
ทำการทดสอบความเร็วที่ 2500 rpm ขณะที่ไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$ เพื่อดูผลตอบสนองของระบบ เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วสูง ผลการทดสอบที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.25, 4.26 และ 4.27



รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองความเร็วที่ 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$

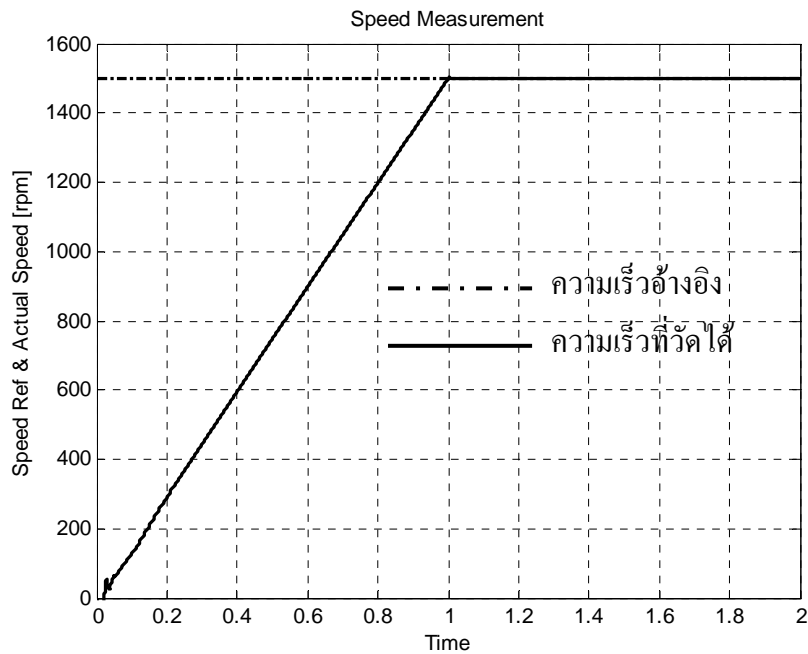


รูปที่ 4.26 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็วที่ 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$

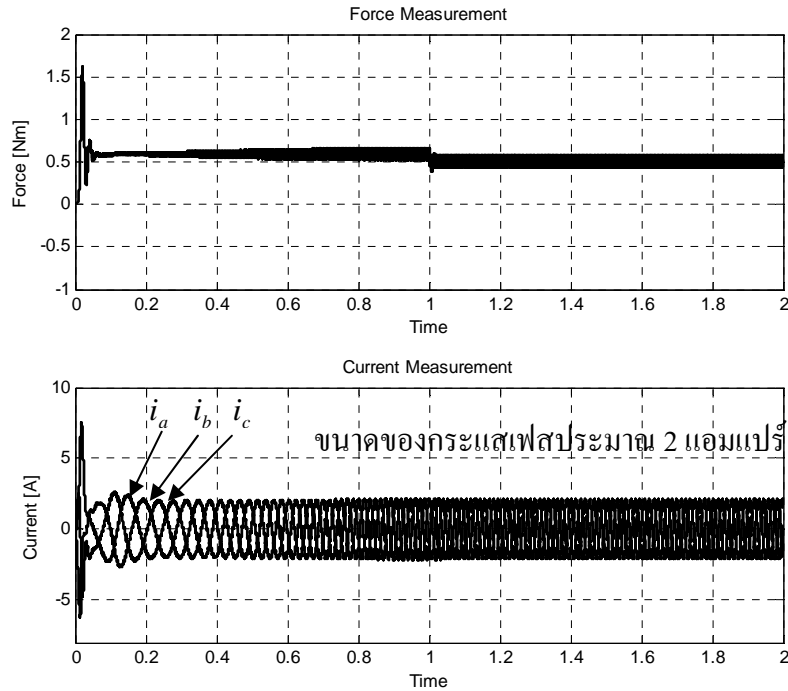


รูปที่ 4.27 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสในขณะที่ไม่มีโหลด และค่า $K_p = 10$, $K_i = 7$

ทำการทดสอบที่ความเร็ว 1500 rpm บรรทุกโหลดขนาด 0.5 Nm เพื่อดูผลตอบสนองความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.28 และผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสแสดงดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.28 ผลตอบสนองความเร็วที่ 1500 rpm ในขณะที่ยกโหลด 0.5 Nm



รูปที่ 4.29 ผลตอบสนองของแรง (Force) และกระแสเฟส

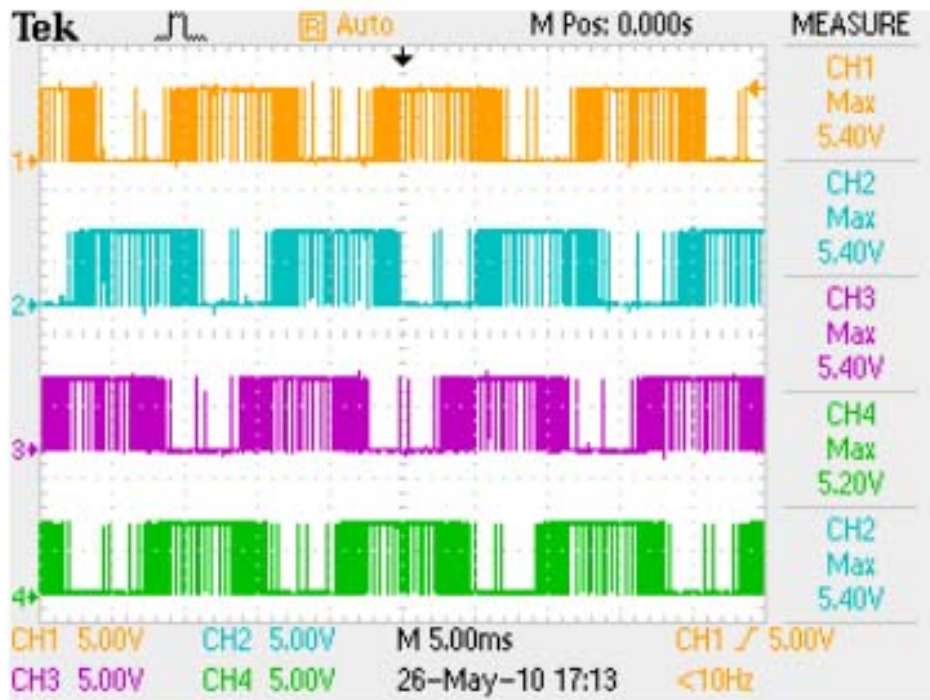
4.4 ผลการทดสอบชุดควบคุมต้นแบบที่ใช้สร้างขึ้น

เมื่อทำการจำลองการทำงานแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ใน โปรแกรม MATLAB/SIMULINK แล้ว ผลที่ได้นั้นสามารถควบคุมความเร็วของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ได้เป็นอย่างดี ขั้นตอนต่อไปคือทดสอบการทำงานของ ฮาร์ดแวร์ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่สร้างขึ้นเพื่อดูผลการทำงาน

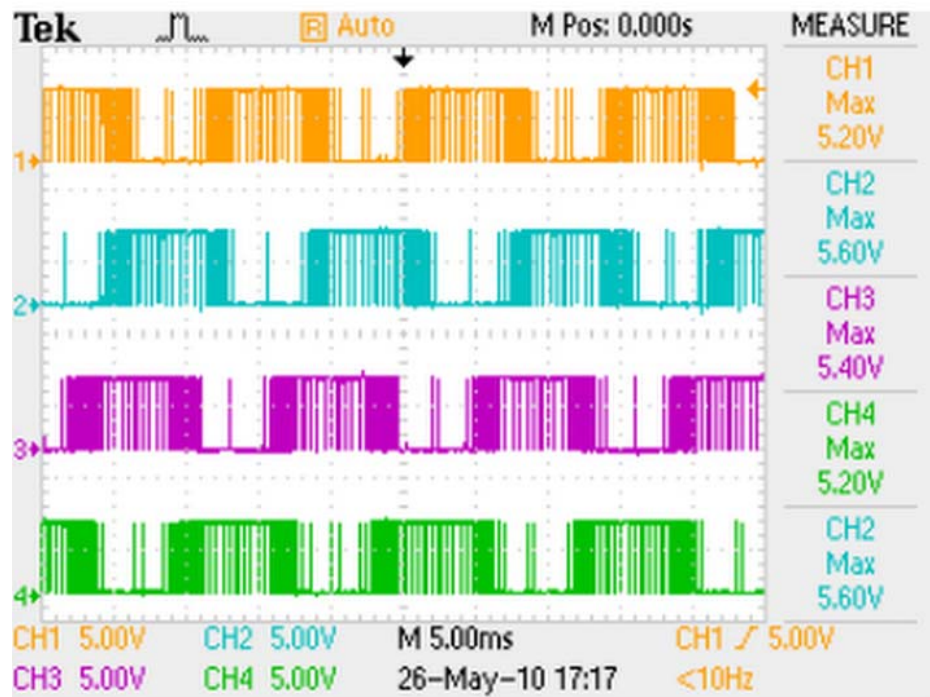
4.4.1 ผลการทดลองการสร้างสัญญาณ SPWM โดย dsPIC30F2010

ในการสวิตช์การทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ (IGBT) นั้น ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิค Space Vector Modulation (SVM) ซึ่งทำการสร้างสัญญาณโดยสมองกล dsPIC30F2010

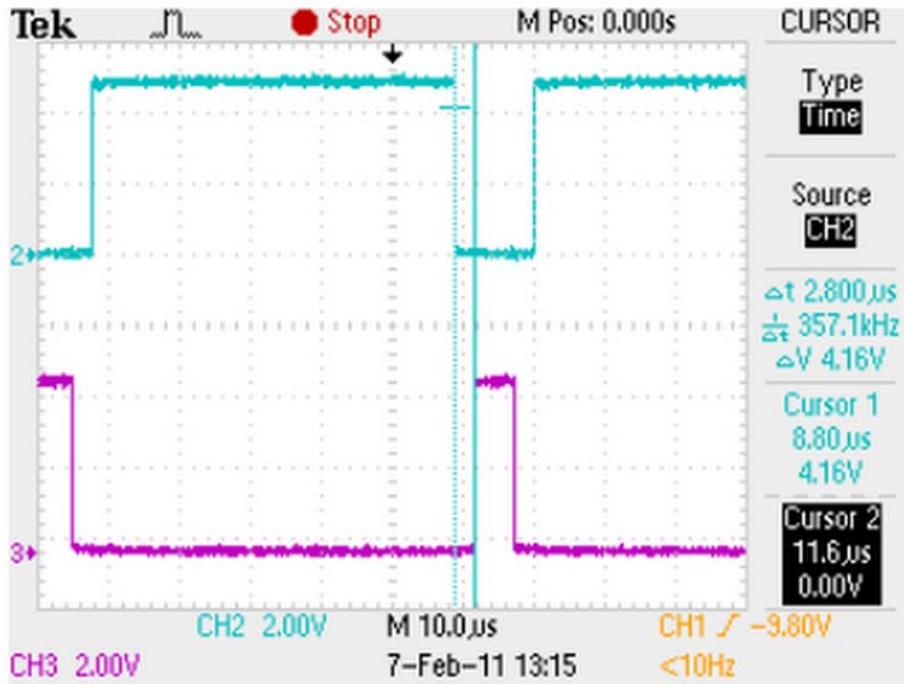
การทดลองเริ่มจากการวัดสัญญาณ PWM ที่สร้างด้วยเทคนิค SVPWM ณ ตำแหน่งขา PWM1L, PWM1H, PWM2L, PWM2H, PWM3L และ PWM3L สัญญาณ PWM ที่ออกจากขา PWM ของ dsPIC30F2010 นั้นมีขนาด 5 โวลต์ สัญญาณที่สร้างขึ้นมีขนาดความถี่ 16 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงดังรูปที่ 4.30 และ 4.31 ผลการวัดสัญญาณที่ได้มีความสมบูรณ์ จากนั้นทำการวัดค่าเวลาวิกฤต (Dead Time) เนื่องจากการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวนั้น สวิตช์จะต้อง ON และ OFF สลับกัน มิฉะนั้นจะเกิดค่าสูญเสียในการสวิตช์ ดังนั้นจะต้องมีช่วงเวลาที่เผื่อไว้ให้สวิตช์ ON และ OFF สลับกัน เรียกช่วงเวลานี้ว่า Dead Time โดยแสดงดังรูปที่ 4.32 และ 4.33



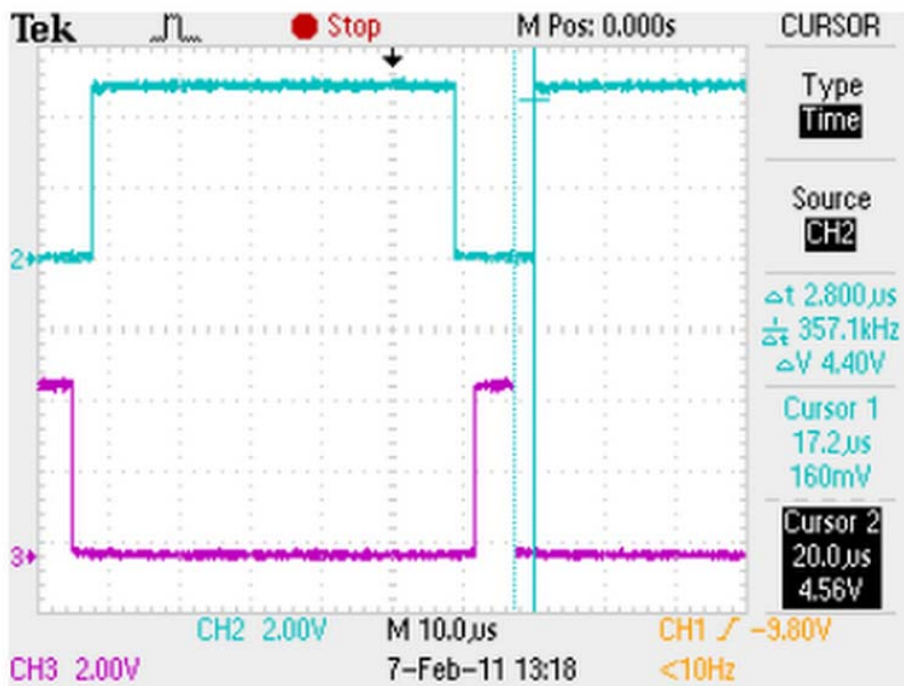
รูปที่ 4.30 สัญญาณที่ขา PWM1L-PWM1H-PWM2L-PWM2H ของ dsPIC30F2010



รูปที่ 4.31 สัญญาณ PWM ที่ขา PWM2L-PWM2H-PWM3L-PWM3H ของ dsPIC30F2010

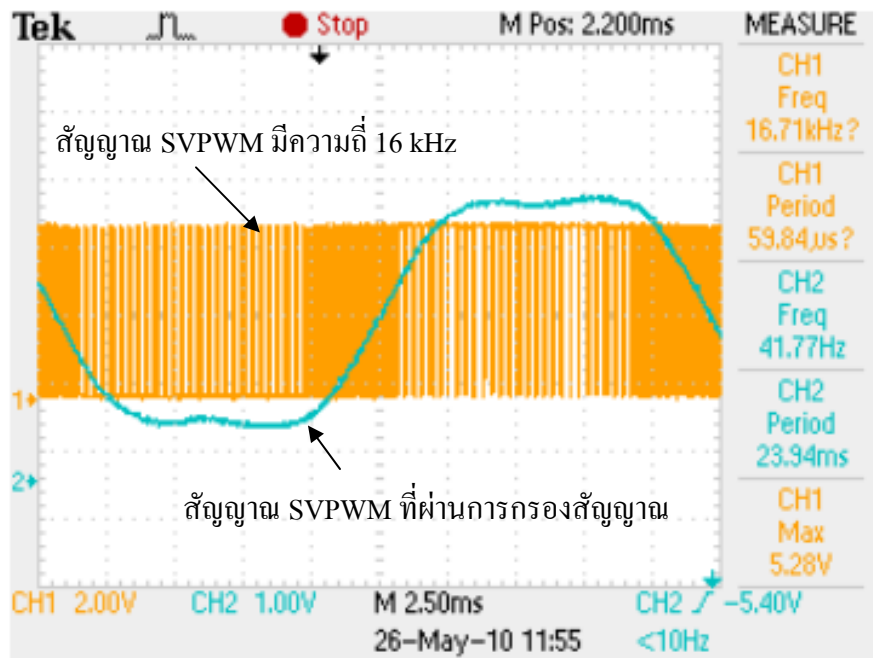


รูปที่ 4.32 เวลาวิฤต (Dead Time) ด้านหน้าขนาด 2.8 ไมโครวินาที

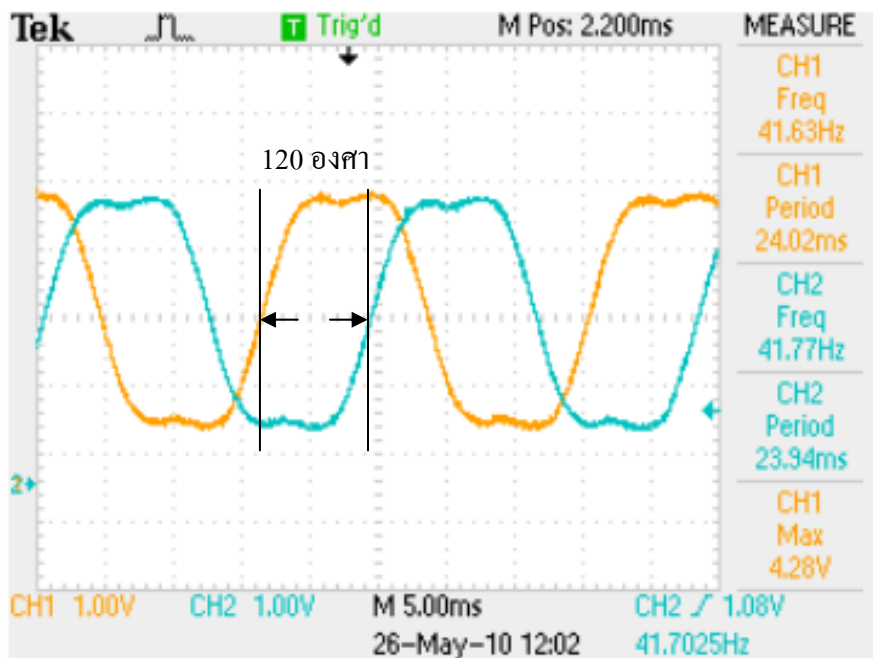


รูปที่ 4.33 เวลาวิฤต (Dead Time) ด้านหลังขนาด 2.8 ไมโครวินาที

ลำดับถัดไปทำการวัดสัญญาณ SVPWM ระหว่างสัญญาณที่ยังไม่ผ่านการกรอง และสัญญาณที่ได้ผ่านการกรองสัญญาณแล้ว ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.34 โดยสัญญาณ SVPWM ที่ผ่าน

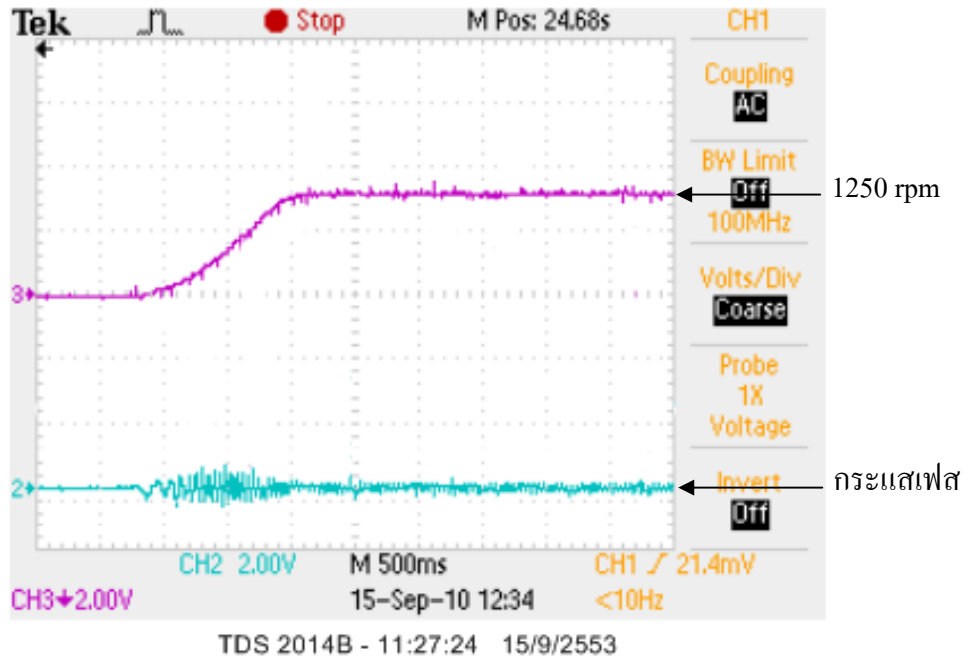


รูปที่ 4.34 สัญญาณ SVPWM ที่เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่

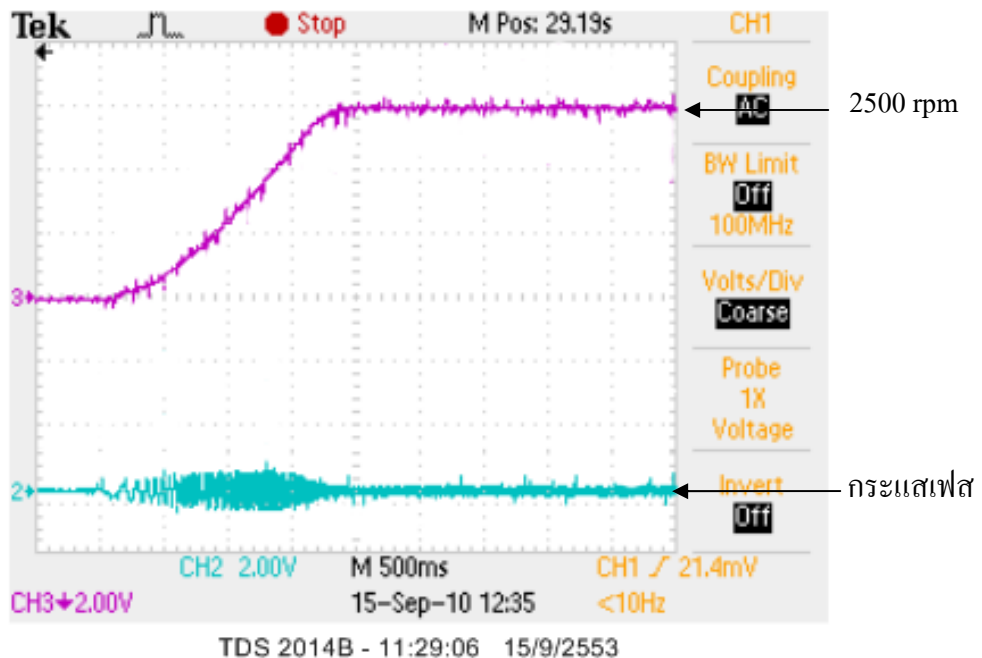


รูปที่ 4.35 สัญญาณเฟสที่ 1 และเฟสที่ 2 ต่างเฟสกัน 120 องศา

ทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยทำการปรับค่าความเร็วที่ 1250 rpm ในขณะที่ไม่มีโหลด ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.36 สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ 1250 rpm ได้ และเพิ่มความเร็วเป็น 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.37

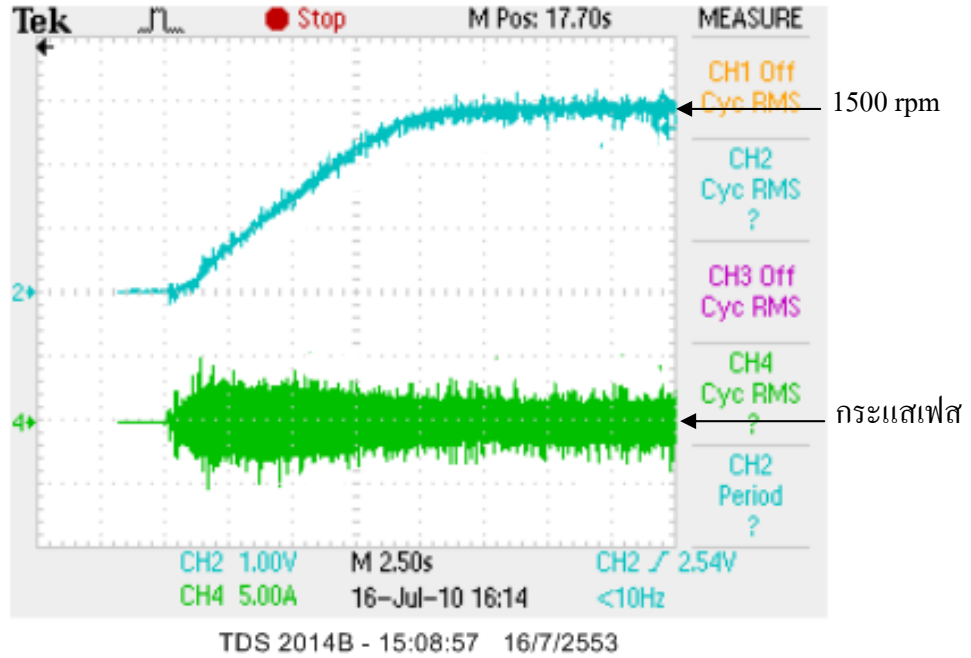


รูปที่ 4.36 ผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ 1250 rpm ขณะไม่มีโหลด

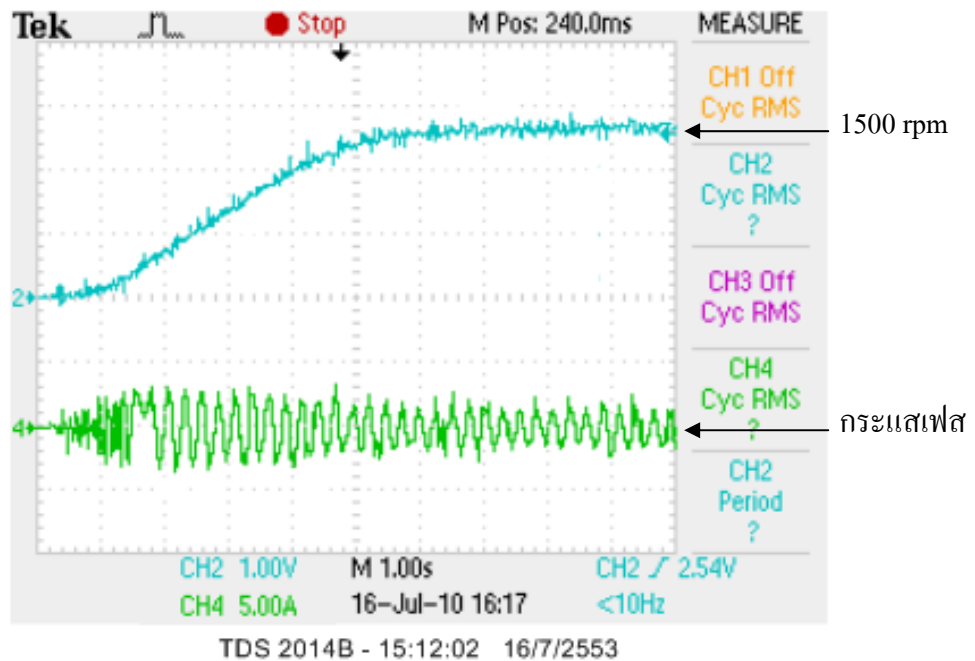


รูปที่ 4.37 ผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 2500 rpm ขณะไม่มีโหลด

ทำการทดลองโดยการปรับความเร็วไว้ที่ 1500 rpm และบรรทุกโหลดขนาด 0.5 นิวตัน ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.38 ผลการทดลองสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1500 rpm ได้ และรูปที่ 4.39 คือภาพขยายของรูปที่ 4.38

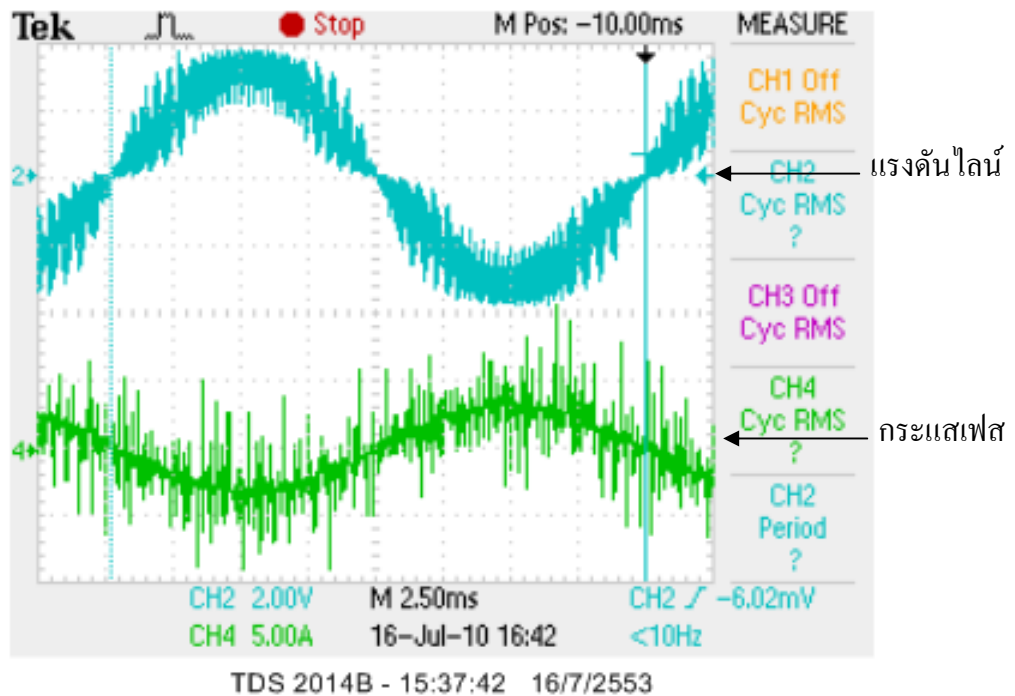


รูปที่ 4.38 ผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 1500 rpm ขณะบรรทุกโหลดขนาด 0.5 Nm



รูปที่ 4.39 ภาพขยายผลตอบสนองความเร็วและกระแสเฟสโดยทำการปรับความเร็วอ้างอิงที่ 1500 rpm โหลดขนาด 0.5 Nm

ทำการวัดแรงดันไลน์และกระแสเฟสที่ความเร็ว 1500 rpm และบรรทุกโหลดขนาด 0.5 Nm กระแสเฟสประมาณ 2 แอมแปร์



รูปที่ 4.40 แรงดัน Line to Line และกระแสเฟสที่ความเร็ว 1500 rpm และ โหลด 0.5 Nm

จากรูปที่ 4.40 คือขนาดของกระแสเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นขณะบรรทุกโหลด 0.5 Nm ซึ่งมีขนาดประมาณ 2 A ซึ่งมีขนาดใกล้เคียงกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม SIMULINK และผลการทดสอบชุดควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้น สามารถควบคุมเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้ โดยดูจากผลการทดลองเมื่อทำการปรับตั้งความเร็วอ้างอิงไว้แล้วทำการรันระบบให้ทำงาน ชุดควบคุมสามารถจ่ายพลังงานให้มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และสามารถทำความเร็วของมอเตอร์ให้ได้ตามความเร็วที่ต้องการได้ แต่เนื่องจากกระยะทางของรางวิ่งนั้นมีระยะที่จำกัด การทดลองจึงมีข้อจำกัด และการวัดสัญญาณนั้นกระทำได้ค่อนข้างยาก โดยในการทดลองเรื่องผลการตอบสนองของความเร็ว เมื่อปลดโหลดออกนั้นไม่ได้ดำเนินการ เนื่องจากข้อจำกัดดังที่กล่าวมา

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ซึ่งกระบวนการในการปฏิบัติการนั้นแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ การออกแบบ และการสร้างระบบควบคุม โดยในกระบวนการออกแบบนั้น นำเสนอการออกแบบระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ด้วยการใช้กลยุทธ์ในการควบคุมแบบการควบคุมเชิงปริมาณ (Scalar Control) วิธีการแบบ Volt/Hz Control ด้วยการควบคุมค่าสลลิป (Volt/Hz Control with Slip Regulation) ระบบควบคุมเป็นแบบวงปิด (Close loop) ป้อนกลับความเร็วของมอเตอร์ ตัวควบคุม (Controller) ที่ใช้เป็นแบบ PI Controller ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม นำวิธีการกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization) มาประยุกต์ใช้ และในการออกแบบฮาร์ดแวร์นำเสนอการประยุกต์ใช้ระบบสมองกลฝังตัว (Embedded System) ของบริษัท Microchip Inc เบอร์ dsPIC30F2010 เป็นส่วนประมวลผลและสั่งงานทั้งระบบ เมื่อทำการออกแบบระบบทั้งหมดแล้ว จึงทำการสร้างระบบจริงเพื่อทดสอบการทำงาน ผลการทดลองที่ได้สามารถแยกออกเป็นส่วนดังนี้

ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการใช้วิธีการกลุ่มอนุภาคในการหา นั้น ทำให้ผลสนองของระบบมีประสิทธิภาพที่ดี มีค่าพุงเกินน้อย แต่การลู่เข้าของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงทันทีใดนั้น ระบบเกิดการแกว่ง ในส่วนนี้เป็นข้อเสียเมื่อนำมาใช้ในระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เหตุเนื่องจากในการหาค่าด้วยวิธีการกลุ่มอนุภาคนั้นคำนึงถึงเฉพาะในส่วนของการพุงเกิน (Overshoot) ของระบบ ค่าเกณฑ์ได้นั้นจะต้องนำมาทำการปรับจูนเพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบ ในเรื่องของการลู่เข้าที่ดี แต่เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการกลุ่มอนุภาค กับวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธีการอื่น เช่น Zeigler-Nichole วิธีทางเดินราก และวิธีการของ Routh-Hurwitz Criterion เป็นต้น

ระบบควบคุมความเร็วต้นแบบที่สร้างขึ้นสามารถใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้

สรุปผลการทดสอบ

1. การหาค่าที่เหมาะสมด้วยวิธีการกลุ่มอนุภาคสามารถใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมได้ มีข้อดีในเรื่องความเร็วในการหาค่า การดำเนินการไม่ซับซ้อน ระบบที่ได้มีผลตอบสนองที่ดี มีค่าพุงเกินน้อย แต่ระบบที่ได้นั้นมีการแกว่ง (Oscillate) เนื่องจากในการคำนวณนั้นใช้เกณฑ์ของค่า

ดัชนีสมรรถนะของระบบคา ITAE เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ดังนั้นค่าที่เหมาะสมที่ได้จะคำนึงถึงเฉพาะค่าผิดพลาดเพียงอย่างเดียว แต่ค่าพารามิเตอร์ที่ได้สามารถปรับจนให้ได้ค่าที่เหมาะสมได้ เช่นเดียวกับวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมวิธีการอื่น ผลการทดลองเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทดสอบกับแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ระบบมีค่าพุ่งเกิน (Overshoot) ประมาณ 0.24 % แต่ระบบเกิดการแกว่ง (Oscillate) ก่อนการลู่เข้า จึงทำการทดสอบปรับค่าเกณฑ์ลด ผลที่ได้คือการแกว่งลดลง ระบบมีการลู่เข้าที่ดีขึ้น แต่มีค่าพุ่งเกินเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถยอมรับได้ในระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เพราะหากระบบเกิดการแกว่งจะทำให้ระบบ แบริ่งเกิดความเสียหายได้

2. ชุดควบคุมที่สร้างขึ้นสามารถใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้ ผลการทดสอบชุดควบคุมที่ใช้ระบบสมองกลเป็นตัวควบคุมในระบบต้นแบบสามารถใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองของรถไฟฟ้าความเร็วต่ำได้ ตามที่ต้องการ

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 เนื่องด้วยการวัดความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นใช้เซนเซอร์ในการวัด ซึ่งเมื่อใช้งานเซนเซอร์จะติดตั้งอยู่บนมอเตอร์ และต้องเคลื่อนที่ไปพร้อมกับมอเตอร์ เมื่อระยะทางไกลมาก จะส่งผลให้สัญญาณที่ได้ไม่น่าเชื่อถือ ไม่มีความแม่นยำ เนื่องจากสายที่ยาวขึ้น ในขณะที่ระดับแรงดันที่ใช้ นั้นอยู่ในระดับเดียวกับระดับลอจิก 5 โวลต์ ในการพัฒนาต่อไปควรมีการทดลองใช้แบบไม่ใช้เซนเซอร์ในการวัดความเร็ว (Sensorless)

5.2.2 ระบบการจ่ายพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้นยังมีการออกแบบในรูปแบบอื่นๆ ดังนั้นหากมีการศึกษาเพิ่มเติมในส่วนนี้ก็จะทำให้ระบบการจ่ายพลังงานนั้นมีประสิทธิภาพมากขึ้น

5.2.3 ระบบควบคุมความเร็วที่นำเสนอเป็นแบบการควบคุมเชิงประมาณ (Scalar Control) ซึ่งระบบที่ใช้ในการควบคุมนั้นยังมีรูปแบบอื่นอีกที่น่าจะศึกษาเพิ่มเติม และนำไปใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

5.2.4 การควบคุมแบบ Scalar นั้นข้อเสียคือไม่มีลูบของกระแส ดังนั้นเมื่อเกิดการ Overload จะทำให้ระบบและมอเตอร์เกิดความเสียหายได้

5.2.5 การศึกษา และประยุกต์ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นกับระบบอื่นๆ เช่น การขนถ่ายวัสดุ ระบบการเปิด-ปิดประตู เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_motor
- [2] Wei, X., Z. Jian Guo, et al. "Equivalent Circuits for Single-Sided Linear Induction Motors." Industry Applications, IEEE Transactions on 46(6): 2410-2423.
- [3] McLean, G. W. (1988). "Review of recent progress in linear motors." Electric Power Applications, IEE Proceedings B 135(6): 380-416.
- [4] Boldea, I. and Nasar, S.A., Linear Motion Electromagnetic Devices, Taylor & Francis, United States of America, 2001.
- [5] Laithwaite, E. R. & Nasar, S. A. (1970) Linear-motion electrical machines. Proceedings of the IEEE, 58(4), 531-542.
- [6] Viet Nam Hong, "Design of Single-Side Linear Induction Motor", Bachelor of Electrical Engineering Project, School of Information Technology and Electrical Engineering, University of Queensland, 2003
- [7] Sarveswara Prasad Bhamid, "Design of a Single Sided Linear Induction Motor (SLIM) Using a User Interactive Computer Program" In partial fulfillment of the requirement for the degree master of science, A Thesis presented to the faculty of the Graduate School University of Missouri-Columbia, May 2005.
- [8] Iwamoto, M., S. Sakabe, et al. (1981). "Experimental and theoretical study of high-speed single-sided linear induction motors." Electric Power Applications, IEE Proceedings B 128(6): 306-312.
- [9] Iwamoto, M., E. Ohno, et al. (1973). "End-Effect of High-Speed Linear Induction Motor." Industry Applications, IEEE Transactions on IA-9(6): 632-639.
- [10] Lee, H. W., C. B. Park, et al. Exit end effect reduction of a linear induction motor for the deep-underground GTX. Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on.
- [11] Mi Ching, T. and C. Jeng Hu (1999). A practical implementation of a linear induction motor drive using new generation DSP controller. Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on.
- [12] W. Leonhard, Control of Electric Drives, Second Edition, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, Germany, 1996.
- [13] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธิรเศรษฐ์. 2550. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. สำนักพิมพ์ ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, กรุงเทพฯ, หน้า 423-480.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [14] ทรงกลด ศรีปรารักษ์, วันชัย ทรัพย์สิงห์, “การออกแบบและประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC30xF ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส” การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6, ENETT6-1191, 2553.
- [15] ทรงกลด ศรีปรารักษ์, วันชัย ทรัพย์สิงห์, “การดำเนินการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยใช้ dsPIC30F2010” การประชุมวิชาการ “แม่ฟ้าหลวงวิชาการ” ประจำปี พ.ศ. 2553 : 12 ปี ตามรอยสมเด็จพระเจ้า วันที่ 19-20 พฤศจิกายน 2553
- [16] Jeong-Hyoun, S. and N. Kwanghee (1999). A new approach to vector control for a linear induction motor considering end effects. Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE.
- [17] Bose, B.K., 2002, Modern Power Electronic and AC Drive, Prentice Hall, New Jersey, pp. 408-413.
- [18] Maurice Clerc. 2006. Great Britain by Antony Rowe Ltd, Chippenham, Wiltshire.
- [19] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle Swarm Optimization", Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks, Vol. IV, pp.1942-1948, Perth, Australia, 1995.
- [20] เสาวคนธ์ ชูบัว, ปรัชญนันท์ นิลสุข. 2553. อาณาจักรแห่งความรู้แบบปัญญาารวมหมู่ Colony of knowledge with Swarm Intelligence. วารสารเทคโนโลยีสารสนเทศ. ปีที่ 6 ฉบับที่ 11 หน้า 50-55
- [21] สมพร สิริสำราญนุกุล “การหาดำแหน่งติดตั้งและขนาดคาปาซิเตอร์แบงก์ที่เหมาะสมเพื่อลดกำลังสูญเสียในระบบจำหน่ายไฟฟ้าพร้อมทั้งคำนึงถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของโหลดโดยใช้วิธีกลุ่มอนุภาค” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ. 2550
- [22] Wesam Elshamy . “Particle Swarm Optimization Simulation”, Mathworks, 28 Jun 2006
- [23] Wael korani. “Tunning of PID controller using Particle Swarm Optimization”, Mathworks, 12 Jun 2008
- [24] Microchip Technology Inc. “dsPIC30F2010 Data Sheet” (DS70118H), 2008
- [25] Microchip Technology Inc. “dsPIC30F Family Reference Manual” (DS70046D), 2005
- [26] J. Atencia, A. Garcí’a Rico and J. Flo’rez, low-cost Linear Induction Motor for Laboratory Experiments, Department of Electrical, Electronics and Control Engineering, Escuela Superior de Ingenieros Industriales, (Universidad de Navarra), San Sebastia’n, Spain.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [27] Atencia, J., M. Martinez-Iturralde, et al. (2001). Modeling of linear induction motors as linear drives. Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto.
- [28] รุจีสักดิ์ เมืองสงและคณะ “การควบคุมตำแหน่งการเคลื่อนที่ของโลหะจำรูป ด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค เพื่อหาตัวแปรควบคุมพีไอที่ดีที่สุดที่เหมาะสม” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 (EECON-30) 25-26 ตุลาคม 2550 หน้าที่ 1181-1184
- [29] Radha Thangaraj, Thanga Raj Chelliah, Millie Pant, Ajith Abraham and Crina Grosan, Optimal gain tuning of PI speed controller in induction motor drives using particle swarm optimization, Logic Journal of IGPL Advance Access published July 8, 2010
- [30] LEM
- [31] avego

ภาคผนวก ก

โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นต้นแบบ

โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นต้นแบบที่ใช้ในการศึกษา

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการศึกษาในงานวิจัยนี้ทำการสร้างขึ้น ด้วยหลักการพื้นฐาน และใช้วัสดุที่หาซื้อได้โดยทั่วไป มีโครงสร้างดังต่อไปนี้



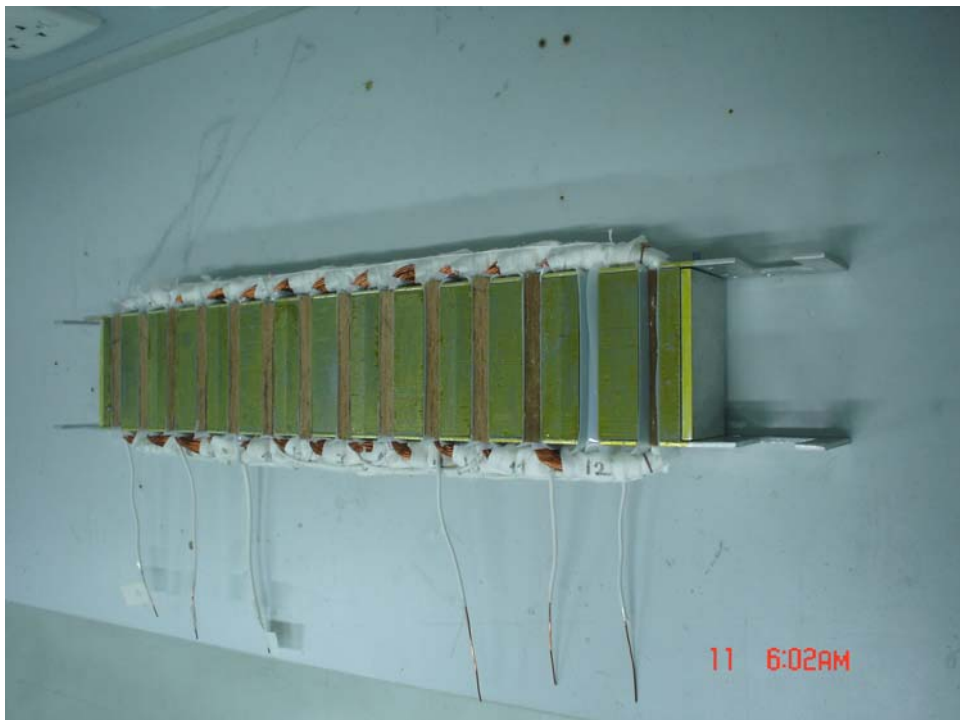
รูปที่ ก.1 พื้นฐาน โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น



รูปที่ ก.2 เตรียมแกนด้วยการเคลือบวานิช



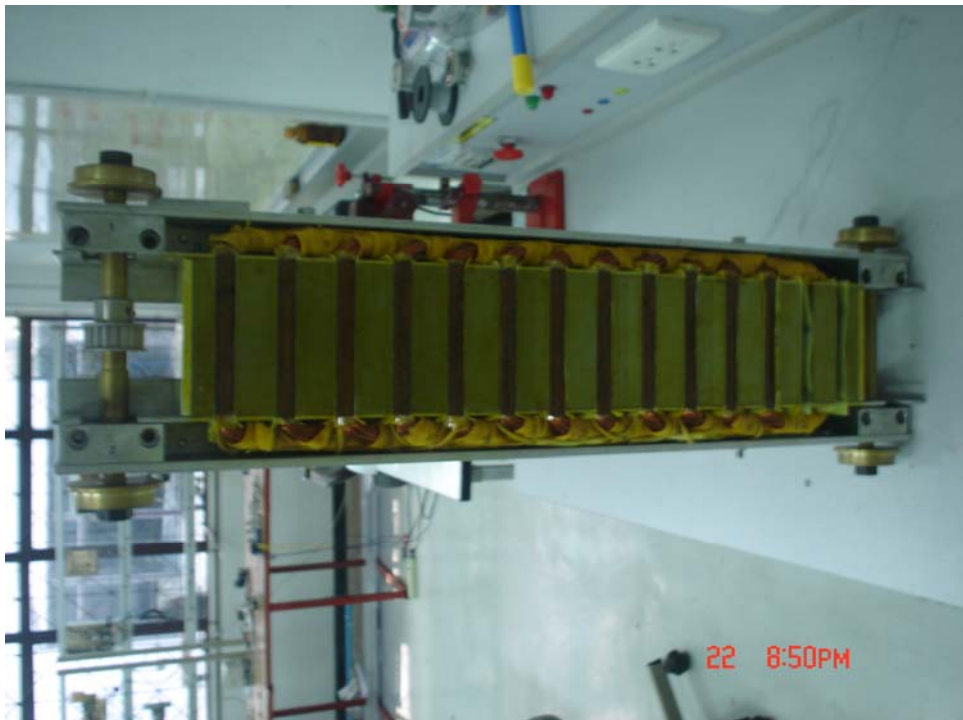
รูปที่ ก.3 เตรียมฉนวนเพื่อพันขดลวด



รูปที่ ก.4 พันขดลวด



รูปที่ ก.5 เคลือบวานิช



รูปที่ ก.6 ประกอบโครงสร้างมอเตอร์



รูปที่ ก.7 ประกอบ โครงสร้างเรียบร้อย



รูปที่ ก.8 ต้นขดลวดทั้ง 3 เฟส

ภาคผนวก ข

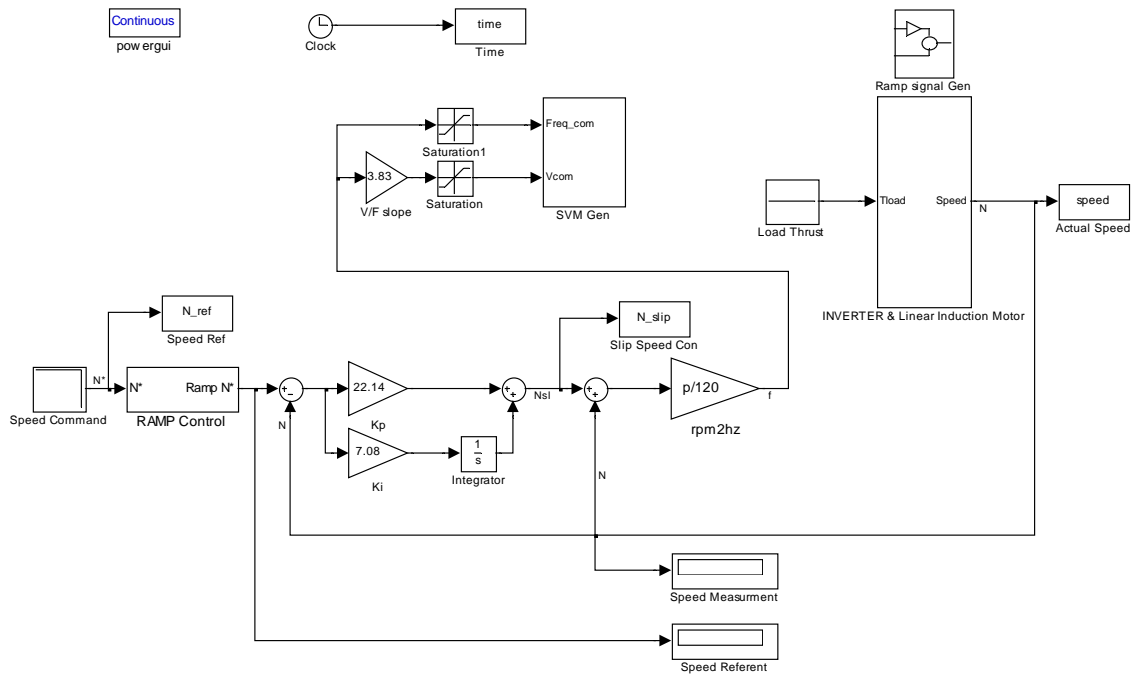
Print Circuit Board Layer (PCB)

อินเวอร์เตอร์

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F

ภาคผนวก ก

แบบจำลองระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

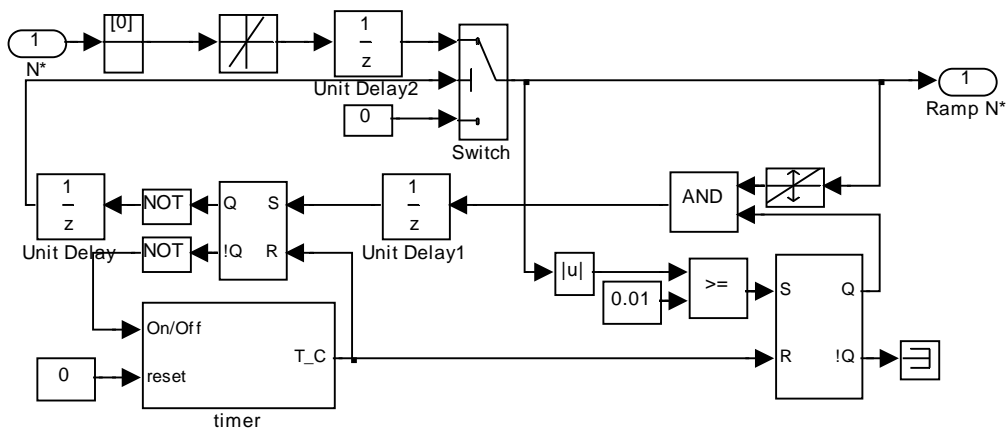


รูปที่ ค.1 บล็อกไดอะแกรมรวมของแบบจำลองระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบแรงดันแปรตามความถี่ด้วยการควบคุมค่าสลลิปที่ใช้ในการทดลอง

จากรูประบบควบคุมนั้นมีองค์ประกอบดังนี้

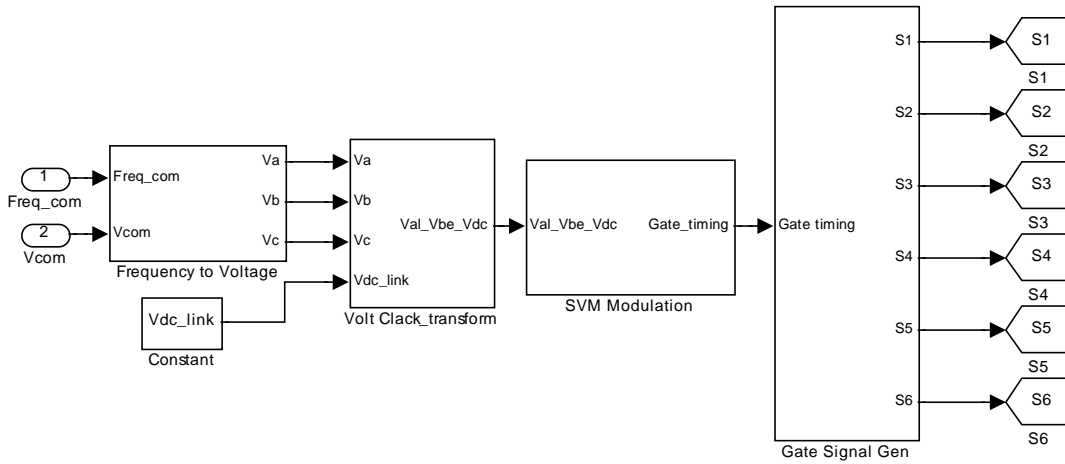
1. RAMP Control Subsystem
2. SVM Gen Subsystem
3. INVERTER & Linear Induction Motor Subsystem
4. Ramp Signal Gen

ภายใน RAMP Control Subsystem



รูปที่ ค.2 ภายใน RAMP Control Subsystem

ภายใน SVM Gen Subsystem

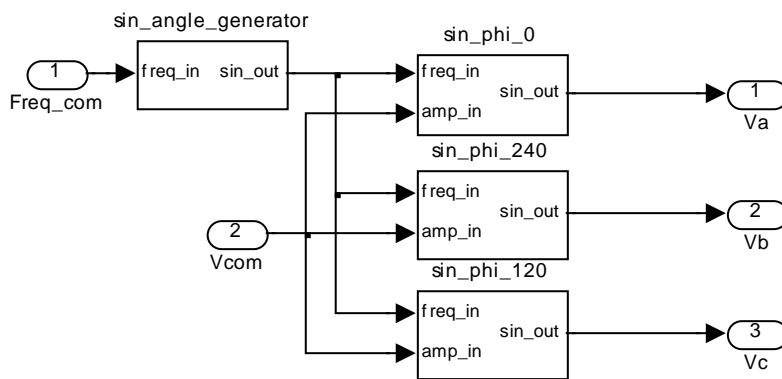


รูปที่ ค.3 ภายใน SVM Gen Subsystem

จากรูปภายใน SVM Gen Subsystem นั้นประกอบด้วย

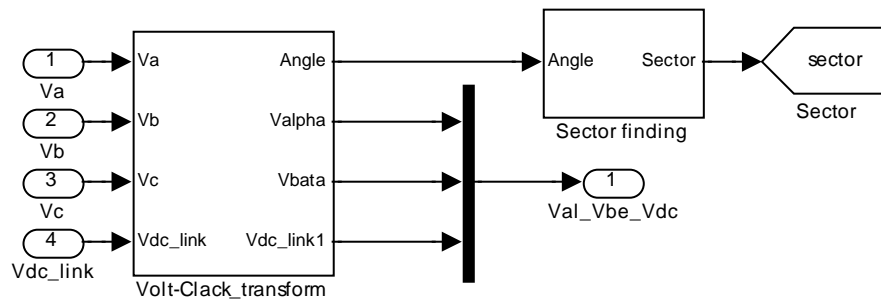
1. Frequency to Voltage Subsystem
2. Volt Clack's transform
3. SVM Modulation
4. Gate Signal Gen

ภายใน Frequency to Voltage Subsystem



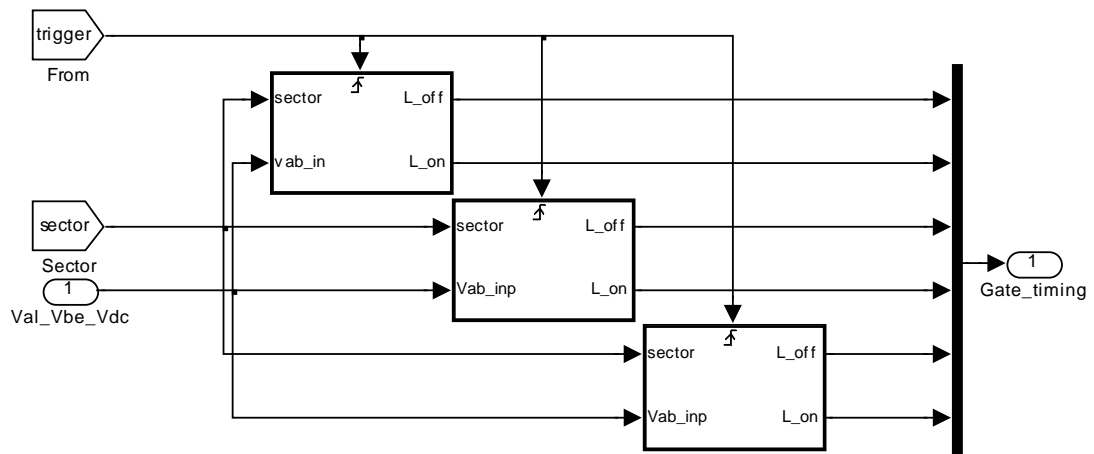
รูปที่ ค.4 ภายใน Frequency to Voltage Subsystem

ภายใน Volt Clack's transform



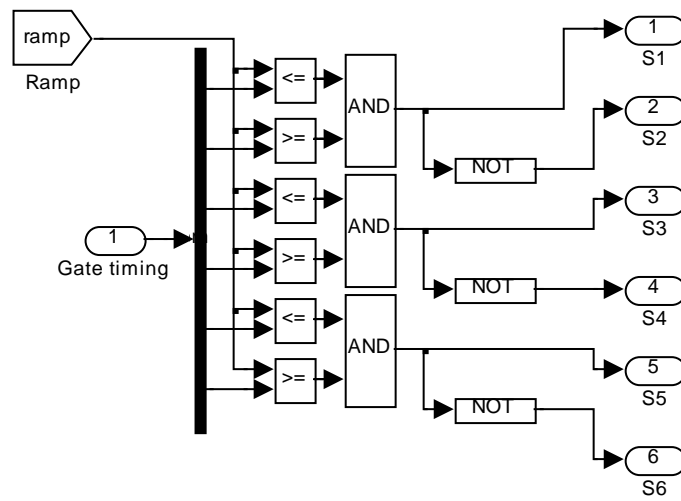
รูปที่ ค.5 ภายใน Volt Clack's transform

ภายใน SVM Modulation Subsystem



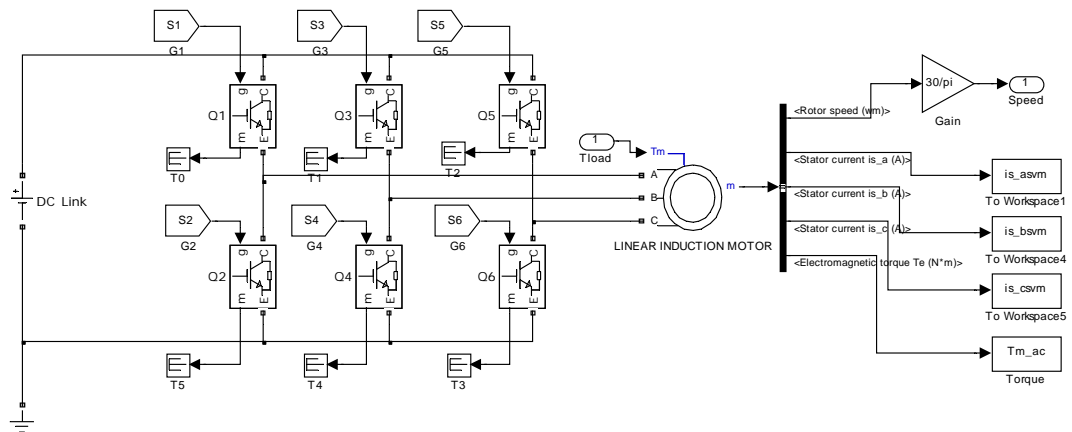
รูปที่ ค.6 ภายใน SVM Modulation Subsystem

ภายใน Gate Signal Gen



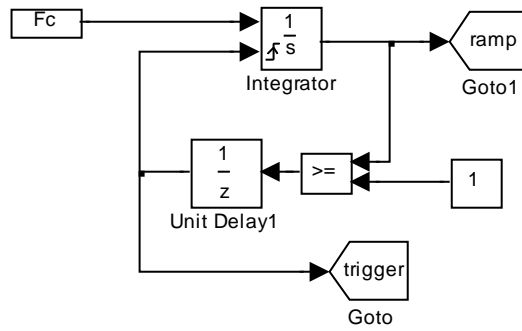
รูปที่ ค.7 ภายใน Gate Signal Gen Subsystem

ภายใน INVERTER & Linear Induction Motor Subsystem



รูปที่ ค.8 ภายใน INVERTER & Linear Induction Motor Subsystem

ภายใน Ramp Signal Gen



รูปที่ ก.9 ภายใน Ramp Signal Gen

ภาคผนวก ง
ผลงานวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่



การประชุมวิชาการ
เครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย
ครั้งที่ 6



5-7 พฤษภาคม 2553
ณ โรงแรมออลลิตตี้ฮิลล์ รีสอร์ท ธีรรัตน์ บีช ะอำ จ. เพชรบุรี



เอกสารประกอบ
(บทคัดย่อ ผลงานทางวิชาการ)

การประชุมแม่ฟ้าหลวงวิชาการ ประจำปี พ.ศ. ๒๕๕๓ ๑๒ ปี ตามรอยสมเด็จพระเจ้า

วันที่ ๑๙ - ๒๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๓
หอประชุมสมเด็จพระเจ้า มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง จังหวัดเชียงราย

Mae Fah Luang Symposium 2010
On the Occasion of the 12th Anniversary
Mae Fah Luang University
Following the Legacy of H.R.H. the Princess Mother

November 19 - 20, 2010
Main Auditorium,
Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand

MFU2010

ได้รับทุนอุดหนุนการทำกิจกรรมส่งเสริม
และสนับสนุนการวิจัยจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ



ที่ ศร 5900/ 7276

มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
333 หมู่ 1 ต.ท่าตุ๊ก อ.เมือง
จ. เชียงราย 57100

๒๖ ธันวาคม 2553

เรื่อง รับรองการเข้าร่วมนำเสนอผลงานวิชาการ

เรียน นายทรงกลด ศรีปรางค์

ตามที่ มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง จัดการประชุม "แม่ฟ้าหลวงวิชาการ ประจำปี พ.ศ 2553 : 12 ปี สานรอยสมเด็จพระย่า" เนื่องในโอกาสเฉลิมฉลองการก่อตั้งมหาวิทยาลัยครบรอบ 12 ปี ระหว่างวันที่ 19-20 พฤศจิกายน 2553 ณ มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง นั้น

มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง ขอรับรองว่า นายทรงกลด ศรีปรางค์ ได้เข้าร่วมนำเสนอผลงานวิชาการภาคบรรยาย (Oral Presentation) เรื่อง "การดำเนินการควบคุมความเร็วของเทอร์โบวินมอเตอร์ไฮดรอลิกใช้ dPRC30F2010" ในวันที่ 19 พฤศจิกายน 2553 ณ ห้อง C2 - 309 โดยมีรายชื่อคณะกรรมการพิจารณาผลงานด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีในท้องถิ่น ทั้งนี้ ผลงานของท่านจะได้รับการตีพิมพ์ในเอกสารประกอบการประชุม (Proceeding) ซึ่งจัดได้ดำเนินการจัดส่งให้ท่านในภายหลัง ต่อไป

จึงเรียนมาเพื่อโปรดทราบ

ขอแสดงความนับถือ

(รองศาสตราจารย์ กัญญา สาทิศราดา)
รองอธิการบดี ปฏิบัติการแทน
อธิการบดีมหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง

ฝ่ายบริการงานวิจัย
โทรศัพท์ 0-5391-6389
โทรสาร 0-5391-6387

มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
333 หมู่ 1 ต.ท่าตุ๊ก อ.เมือง จ.เชียงราย 57100
โทรศัพท์ (083) 516000 โทรสาร (083) 516004

Mae Fah Luang University
333 Moo 1 Muang District, Chiangrai, Thailand 57100
Tel : (083) 516000 Fax : (083) 516004 www.mfu.ac.th

คณะกรรมการพิจารณาผลงาน ด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี

1. ศาสตราจารย์ ดร.ทวี ดันจศิริ	มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
2. รองศาสตราจารย์ ดร.ธรรนินทร์ ไชยเรืองศรี	มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
3. รองศาสตราจารย์ อคิศักดิ์ พงษ์พูลผลรังสี	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
4. รองศาสตราจารย์ บุญรักษ์ จิปีภพ	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
5. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เสาวณิต สุขภารังสี	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
6. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ละออ บุญเกษม	มหาวิทยาลัยกรุงเทพ
7. อาจารย์ ดร.กมล จิรเสรีอมรกุล	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
8. อาจารย์ ดร.วิวิศว์ นานชื่น	มหาวิทยาลัยสยาม
9. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นาวาอากาศเอก ดร.ธงชัย อยู่ญาติวงศ์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
10. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ครุณี วัฒนศิริเวช	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
11. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธิ วัฒนศิริเวช	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
12. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เอกชัย ชูเกียรติโรจน์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
13. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรัตน์ ละภูเขียว	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
14. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พรรณณมถ คุ้มคิ	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
15. ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ พัยศรีเจริญ	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
16. อาจารย์ ดร.สุรพงษ์ อุดมา	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
17. อาจารย์ ดร.อุไรวรรณ อินตะธา	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
18. อาจารย์ ดร.ต่อพันธ์ ทันคร	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
19. อาจารย์ ดร.รุ่งโรจน์ นิลทอง	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
20. อาจารย์ ดร.อนันต์ อึ้งวุฒิขยพันธ์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
21. อาจารย์ ดร.วัชรพงศ์ ศรีแสง	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
22. อาจารย์ ดร.ปิยนตร ฉุยฉาย	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
23. อาจารย์ ดร.พงษ์มณี ทองใบ	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
24. อาจารย์ ดร.อมร โอวาทวรกิจ	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
25. อาจารย์ ดร.ศรันยา ศรีสุวรรณ	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
26. อาจารย์ ดร.ธีรวิทย์ วัชรอุจิงค์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
27. อาจารย์ ดร.พัฒนา คำกำยาน	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
28. อาจารย์ ดร.กาญจนา วัฒนชัย	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
29. อาจารย์ ดร.อรวรรณ สุวรรณทอง	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง

30. อาจารย์ ดร.พรณรวิ พรหมนารท	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
31. อาจารย์ ดร.ประจักษ์ อินแก้ว	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
32. อาจารย์ ดร.สิริพัชร สุธีรภัทรานนท์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
33. อาจารย์ ดร.สุวรรณา เชาขทัย	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
34. อาจารย์ ดร.ธีรพันธ์ มาจันทร	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
35. อาจารย์ ดร.ภาคภูมิ บุญญานันต์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
36. อาจารย์ พฤทธิ พุฒจร	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
37. อาจารย์ ทรงสรรค์ อุดมศิลป์	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
38. อาจารย์ วิทยศักดิ์ รุจิวิมลกุล	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
39. อาจารย์ ถลิต เพียรชัย	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
40. อาจารย์ ขวัญตา ศิริมาศทอง	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง
41. อาจารย์ วิชราวรรณ อินทยศ	มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง

การดำเนินการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยใช้ dsPIC30F2010

Implementation of a speed controlled linear induction motor using the dsPIC30F2010

¹ทรงกลด ศรีปรานค์ และ ²วันชัย ทรัพย์สิงห์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี 39 หมู่ 1
ถนนรังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี ปทุมธานี 12110 เบอร์โทร: 0-2549-3429 แฟกซ์: 0-2549-
3422 E-mail: songklod.sriprang@gmail.com

บทคัดย่อ

แนวคิดเกี่ยวกับระบบสมองกลฝังตัวได้กลายเป็นที่นิยมมากขึ้นในการใช้งานในงานที่เกี่ยวข้องกับอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากความสะดวกในการใช้งานและการบำรุงรักษาต่ำ ที่มีการใช้งานกันอยู่ในปัจจุบันนี้เช่นระบบการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เป็นต้น ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเสนออุปกรณ์ระบบสมองกลฝังตัวของบริษัท Microchip Inc. โดยภายในตัวสมองกลได้รวบรวมคุณสมบัติทางด้าน MCU และการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เข้าไว้ด้วยกันภายในชิพเดียว ในงานวิจัยนี้อธิบายการปฏิบัติงานจริงในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟความเร็วต่ำ ซึ่งในระบบประกอบด้วยโมดูลของระบบควบคุมและระบบสมองกลฝังตัวสำหรับประมวลผลและควบคุม (dsPIC30F2010) ซึ่งจะสามารถลดต้นทุนและความซับซ้อนในการออกแบบและสร้างระบบทั้งหมด สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาในงานวิจัยนี้ ผลการทดลองที่ได้สามารถควบคุมการขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้ดังแสดงในผลการทดลองการทำงาน

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น, dsPIC30F, SVM, VF Control

Abstract

The concept of embedded system has become increasingly popular in consumer electronics because of the ease of use and low maintenance, it now appear possible to apply this concept to the motor drive control. In this paper presented the embedded systems of Microchip Inc, by integrating the high performance of a DSP core and the powerful on-chip peripherals of a microcontroller into a single-chip solution, have made this possible. This paper describes the practical implementation of a linear induction motor in Low speed EV Model drive, which consists of power module and a single chip embedded controller (dsPIC30F Microcontroller), which will both reduce the cost and the complexity of the design and building all system. A linear induction motor has been specifically built for this study. Experimental results are also given in the context.

Keywords: Linear Induction Motor, dsPIC30F, SVM, VF Control

1. บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นหรือ Linear Induction Motor นั้นพัฒนามาจากอินดักชันมอเตอร์แบบกรงกระรอก โดยนำมาทำการออกแบบโครงสร้างใหม่ทำให้เหมาะสำหรับการเคลื่อนในแบบเชิงเส้น และทำให้เกิดข้อดีหลายประการ ในปัจจุบันมีการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมาใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น ในระบบขนส่งต่างๆ และระบบขับเคลื่อนของรถไฟฟ้ทั้งที่เป็นแบบความเร็วสูง (MAGLEV) และแบบความเร็วต่ำ [1] และในงานวิจัยนี้ทำการศึกษาการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในการขับเคลื่อนรถไฟฟ้แบบความเร็วต่ำ โดยทำการสร้างแบบจำลองรถไฟฟ้ขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบการทำงาน ซึ่งจะทำการออกแบบและสร้างระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟฟ้ดังกล่าว

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นหากพิจารณาจากสมการความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นดังสมการที่ 1

$$V_s = 2pf \tag{1}$$

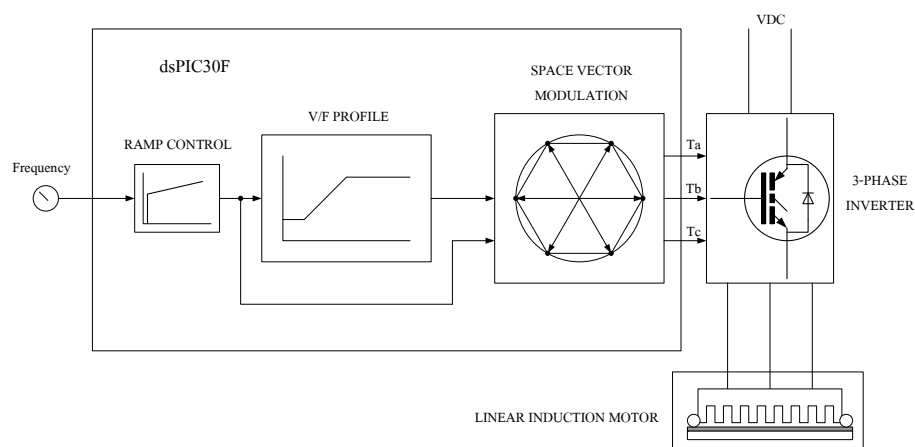
เมื่อ

V_s คือ ความเร็วเชิงโคโรนัสแบบเชิงเส้น [m/s]

p คือ ความกว้างของระยะ 1 โพล

f คือ ค่าความถี่ของระบบ

จะเห็นว่าการควบคุมนั้นจะใช้หลักการในการควบคุมเหมือนกับการควบคุมความเร็วอินดักชันมอเตอร์ [2] ในการควบคุมความเร็วนั้นจะใช้อินเวอร์เตอร์ในการควบคุมโดยในงานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแบบ V/F โดยมีไดอะแกรมในการควบคุมดังรูปที่ 1 จากรูปจะมีการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคแบบ Space Vector Modulation (SVM) โดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC30F เป็นตัวสร้างสัญญาณในการสวิทช์และเป็นตัวควบคุมทั้งระบบ และระบบการควบคุมที่สร้างขึ้น สามารถนำไปใช้ในการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้เช่นเดียวกัน

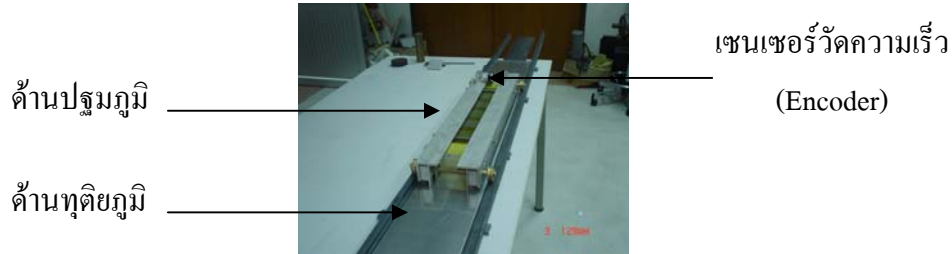


รูปที่ 1 ไดอะแกรมของระบบควบคุม

2. หลักการและส่วนประกอบของระบบ

2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น (Linear Induction Motor)

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการขับเคลื่อนแบบจำลองรถไฟฟ้าในงานวิจัยนี้เป็นแบบ Single-Side Linear Induction Motor ดังรูปที่ 2 [3-5]

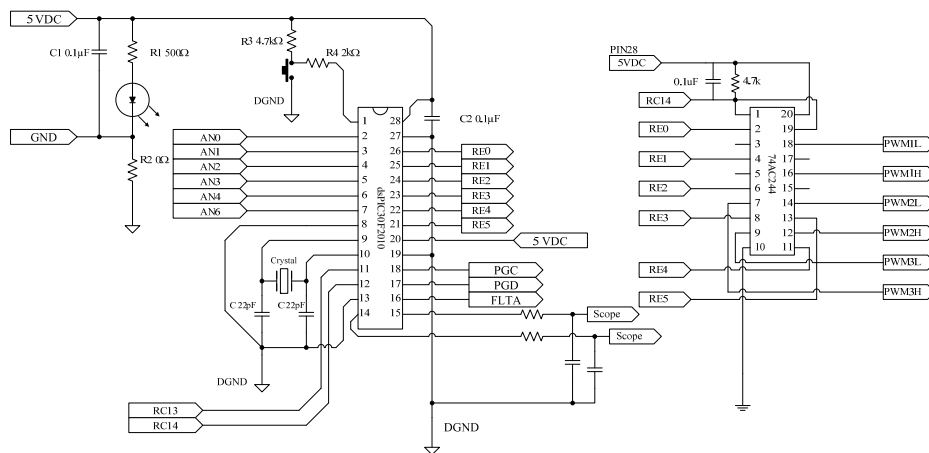


รูปที่ 2 แบบจำลองรถไฟฟ้าในการศึกษา

ค่าพารามิเตอร์ต่างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการทดลองมีดังนี้คือ กำลังเอาต์พุต (P_{out}) 250 วัตต์ พิกัดของกระแส (I_{rated}) 1.4 แอมแปร์ โพล 2 แรงดัน 230 โวลต์ ความเร็วเป็นรอบต่อนาที 3450 rpm

2.2 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC30F [6-8]

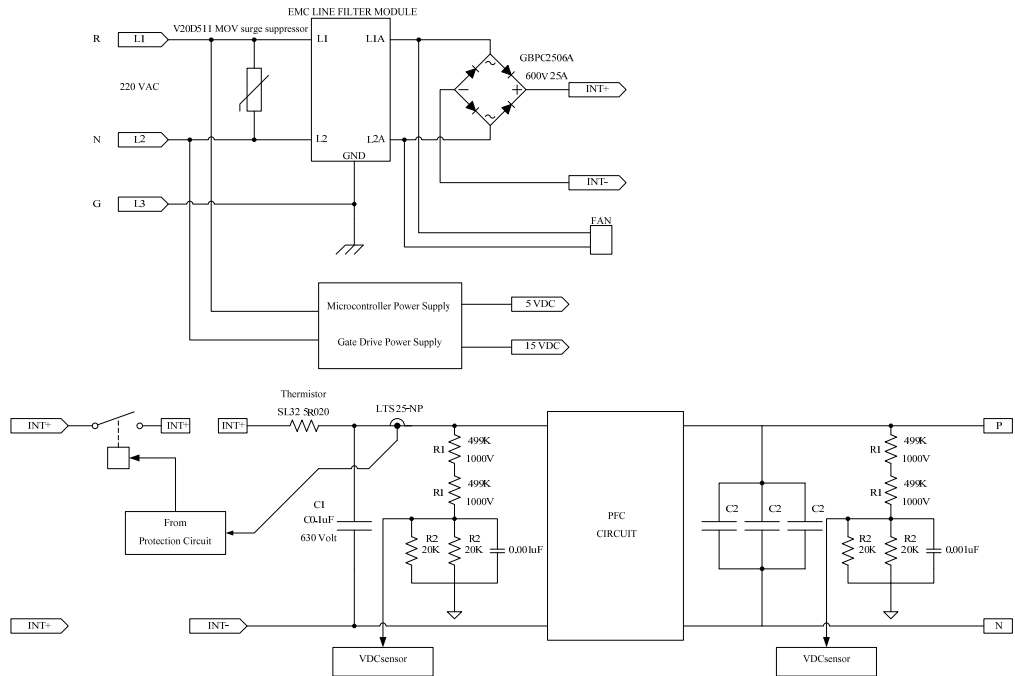
ในการออกแบบระบบในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ผลิตโดยบริษัท Microchip Inc. ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 16 บิต ที่รวบรวมความสามารถของไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) เข้ากับการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing, DSP) นอกจากนี้จะมีประสิทธิภาพในการควบคุมอุปกรณ์ภายนอกแล้ว ยังสามารถนำมาใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้เป็นอย่างดี การเขียนโปรแกรมการทำงานสามารถเขียนด้วยภาษาซี (MPLAB IDE&MPLAB C30) และได้มีการพัฒนาการเขียนโปรแกรมโดยใช้ MPLAB IDE ร่วมกับ MATLAB/Simulink Device Blocksets for dsPIC DSCs ทำให้การพัฒนาโปรแกรมทำได้สะดวกและง่ายขึ้น วงจรการทำงานพื้นฐานของ dsPIC30F2010 แสดงดังรูปที่ 3



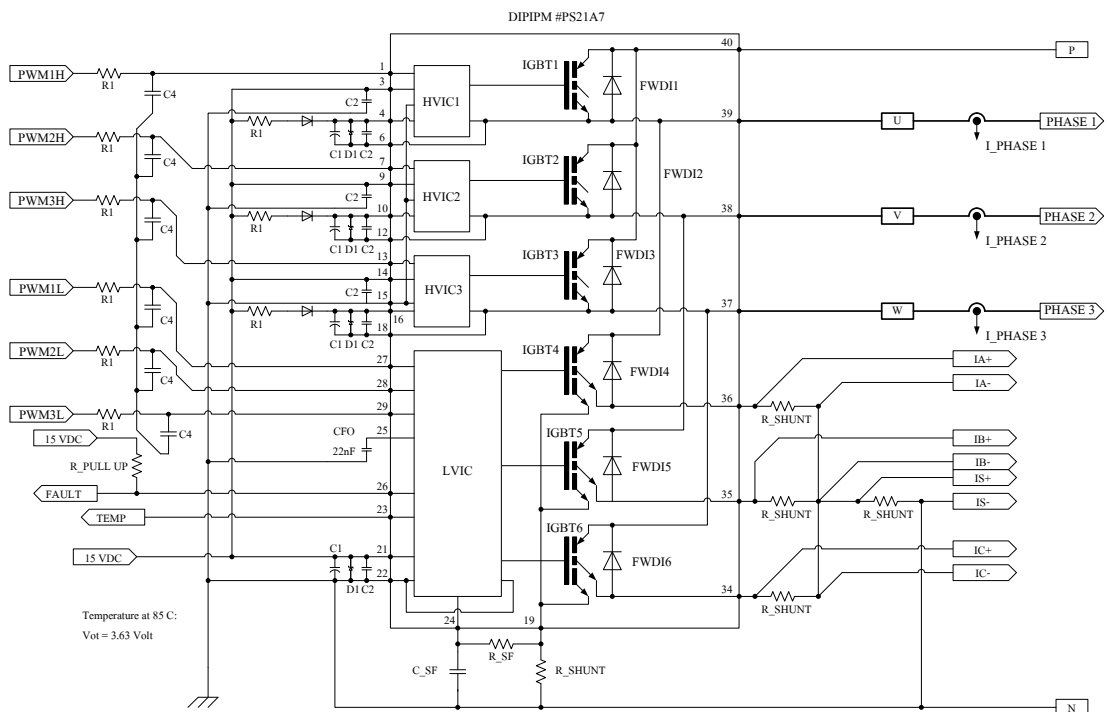
รูปที่ 3 วงจรการทำงานเบื้องต้นของ dsPIC30F2010

2.3 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

อินเวอร์เตอร์สามเฟสที่สร้างขึ้นใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในงานวิจัยนี้เป็นอินเวอร์เตอร์ขนาด 1500 วัตต์ โดยเลือกใช้ IGBT โมดูลของ POWEREX แบบ DIPIM เบอร์ PS21A7 ทำการออกแบบวงจรการทำงาน ซึ่งประกอบด้วยวงจร EMI Filter วงจรเรียงกระแส วงจรการทำงานของโมดูล IGBT และวงจรการทำงานของ dsPIC30F2010 ดังรูปที่ 4



(ก)

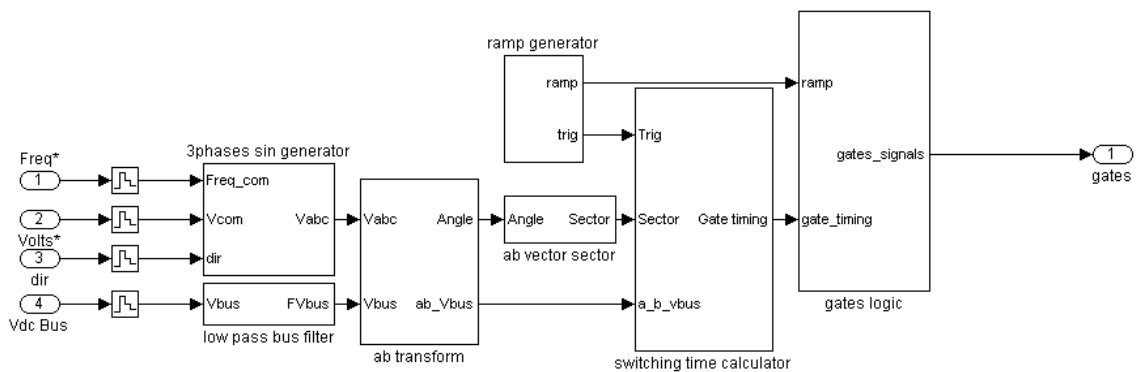


(ข)

รูปที่ 4 (ก) วงจร EMI Filter และวงจรเรียงกระแส (ข) วงจรการทำงานของโมดูล IGBT

3. การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิค Space Vector Modulation (SVM) โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010

หลักการในระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยทั่วไปคือการควบคุมความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ตามสมการ $n = 120f / p$ โดยการใช้อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ในการสลับเปลี่ยนการจ่ายพลังงานในแบบสามเฟส ซึ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นจะสั่งงานจากระบบประมวลผล MCU จากที่กล่าวมาในข้างต้นภายในอินเวอร์เตอร์มีสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมด 6 ตัว หลักการในการสวิทช์ให้สวิทช์ทั้ง 6 ตัวทำงานนั้นมีหลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบนั้นจะมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน ที่เป็นที่ยอมรับกันในการสวิทช์การทำงานของอินเวอร์เตอร์คือ การสวิทช์ด้วยหลักการ SVM โดยหลักการดังกล่าวเป็นการสวิทช์โดยการพิจารณาจากเวกเตอร์ของแรงดันในแกน α และ β ของตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป ทำให้ฟลักซ์ของมอเตอร์หมุนเป็นวงกลม ลดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิทช์ และลดการเกิดฮาร์โมนิกส์ในระบบ หลักการในการสร้างสัญญาณ SVPWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 นั้นทางผู้วิจัยได้ใช้หลักการจากการทำ Simulation ในโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ชื่อไฟล์ ac2_example ซึ่งมีไดอะแกรมดังรูปที่ 5

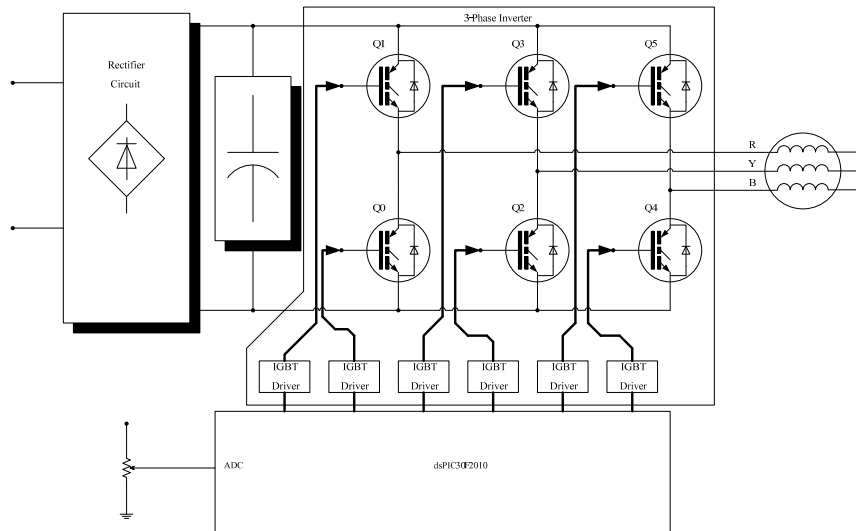


รูปที่ 5 บล็อกจากโปรแกรม MATLAB/SIMULINK การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิค SVM

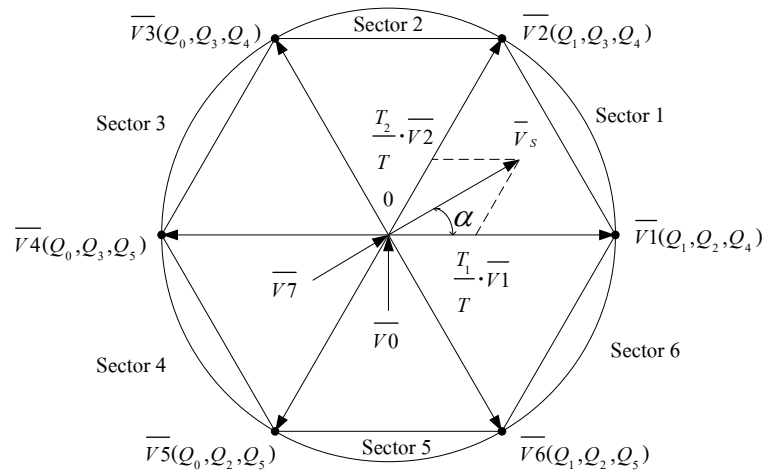
สัญญาณที่สร้างขึ้นจะนำไปควบคุมอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 6 โดยการสร้างสัญญาณนั้นจะทำการคำนวณเพื่อสั่งงานการเปิดและปิดสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์ (IGBT) ซึ่งสามารถแบ่งจังหวะการทำงานของสวิทช์ได้เป็น 8 จังหวะดังรูปที่ 7 แต่จะคิดเพียง 6 จังหวะเนื่องจากจังหวะที่ 0 และ 7 นั้นไม่มีแรงดันที่ออกไปยังเอาต์พุต

ในงานวิจัยนี้นำเสนอระบบควบคุมแบบ V/F ที่มีการควบคุมในส่วนของ Ramp Control ดังรูปที่ 1 ดังนั้นจากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5 สามารถอธิบายขั้นตอนการสร้างสัญญาณ SVPWM ได้ดังนี้ เมื่อได้ค่าของแรงดันจากบล็อก VF Control และค่าความถี่จากบล็อก Ramp Control นำค่าความถี่เข้าสมการที่ 2 เพื่อหามุม θ

$$\theta = \int \omega_s dt \quad (2)$$



รูปที่ 6 การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ควบคุม VSI



รูปที่ 7 เวกเตอร์ของแรงดันทั้ง 6 Sector

ทำการหามุม θ เพื่อสร้างสัญญาณ V_a , V_b และ V_c ดังสมการที่ 3-5

$$V_a = V_m \sin \omega t \quad (3)$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (4)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (5)$$

เมื่อทราบค่าของแรงดัน V_a , V_b และ V_c จากนั้นก็ทำการสร้างสัญญาณ V_d และ V_q เพื่อหาค่าของเวกเตอร์ \vec{V}_s และมุม α จากสมการที่ 6-8

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\vec{V}_s = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (7)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_d}{V_q}\right) \quad (8)$$

จากนั้นก็ทำการหาช่วงเวลาการสวิตช์ซึ่งที่ Sector ใดๆ โดยสมการที่ 9-11

$$T_1 = T \cdot m \cdot \frac{(\sin \pi/3 - \alpha)}{(\sin \pi/3)} \quad (9)$$

$$T_2 = T \cdot m \cdot \frac{(\sin \alpha)}{(\sin \pi/3)} \quad (10)$$

$$T_0 = T - (T_1 + T_2) \quad (11)$$

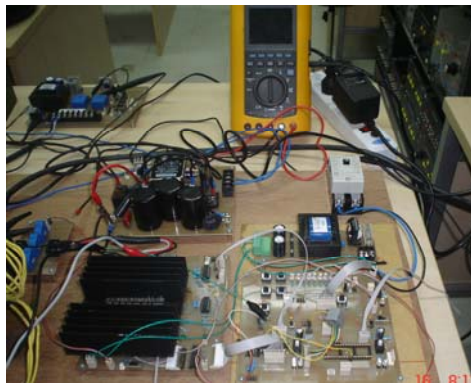
เมื่อ

m คือ Modulation index

T คือ Sampling time $\left(T = \frac{1}{f_s}\right)$

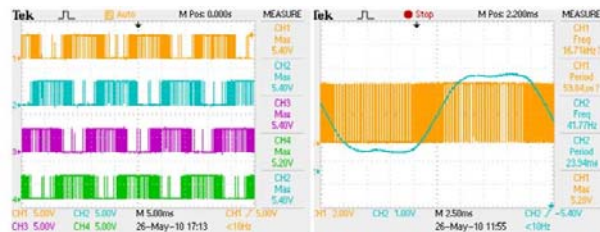
4. ผลการทดลอง

ชุดต้นแบบของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟฟ้ามีรูปแบบดังรูปที่ 9



รูปที่ 8 ชุดต้นแบบของระบบควบคุมที่ใช้ในการทดลอง

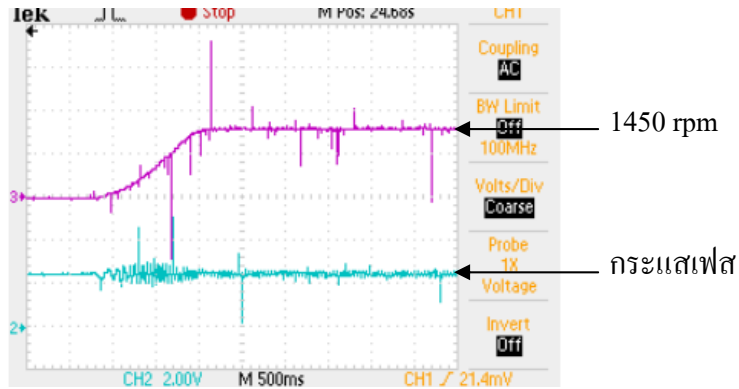
โดยการทดลองจะทำการวัดสัญญาณเพื่อดูประสิทธิภาพในการทำงานของชุดต้นแบบที่สร้างขึ้นดังนี้



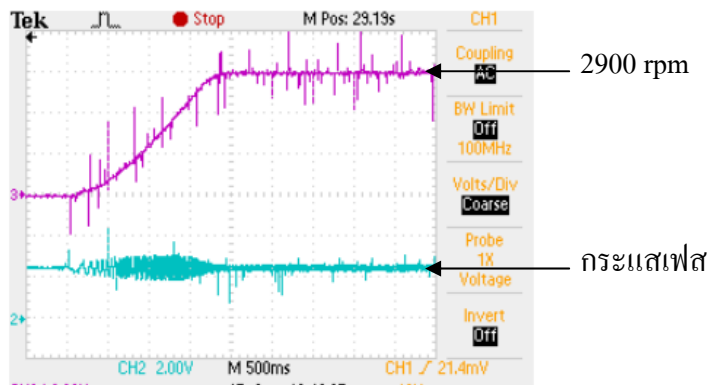
(a)

(b)

รูปที่ 9 (a) คือสัญญาณ PWMLx และ PWMHx (b) สัญญาณ SVPWM เทียบกับสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว



รูปที่ 10 ความเร็วและกระแสเฟสขณะเริ่มต้นทำงาน โดยทำการปรับความถี่ที่ 25 Hz



รูปที่ 11 ความเร็วและกระแสเฟสขณะเริ่มต้นทำงาน โดยทำการปรับความถี่ที่ 50 Hz

จากรูปที่ 9 แสดงสัญญาณ PWM แบบ SVPWM ที่สร้างจากอุปกรณ์สมองกลที่อยู่ในอินเวอร์เตอร์ (dsPIC30F2010) เพื่อนำไปใช้ในการจุดชนวนของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ (IGBT, MOSFET) สัญญาณที่ได้มีความสมบูรณ์ และสามารถใช้ในการจุดชนวนของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ได้ และรูปที่ 10 และ 11 แสดงการปรับเปลี่ยนความเร็วของแบบจำลองด้วยการปรับเปลี่ยนค่าของความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่ในการจ่ายพลังงาน จะเห็นว่าค่าความเร็วจะค่อยเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากระบบควบคุมมีการใช้ในส่วน Ramp control แสดงในรูปที่ 1 ซึ่งประโยชน์ของ Ramp control นั้นเพื่อลดในเรื่องของการกระชากในขณะเริ่มเดินของแบบจำลอง หากนึกถึงสภาพการใช้งานจริงนั้นการเริ่มเดินของรถไฟฟ้านั้นจะต้องเริ่มเดินอย่างราบเรียบ ไม่มีการกระชากนั่นเอง ในการทดลองนั้นมีการกำหนดค่าความเร็วไว้ล่วงหน้า เมื่อทำการ Start การปรับเปลี่ยนความเร็วนั้นตัว Controller จะทำหน้าที่ในการเพิ่มระดับความเร็วให้ได้ตามที่ต้องการ ซึ่งระบบควบคุมที่สร้างขึ้นก็สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบและการประยุกต์ใช้ dsPIC30F MCU ในระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ โดยทำการสร้างอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมการปรับเปลี่ยนความเร็ว (Speed controller) โดยภายในอินเวอร์เตอร์ได้ใช้ระบบสมองกล

อ้างอิง

- [1] Mclean, G. W. (1988) Review of recent progress in linear motors. *Electric Power Applications*, IEE Proceedings B, 135(6), 380-416.
- [2] Mi Ching, T. & Jeng Hu, C. (1999) A practical implementation of a linear induction motor drive using new generation dsp controller. *Control Applications*, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on.
- [3] Laithwaite, E. R. & Nasar, S. A. (1970) Linear-motion electrical machines. *Proceedings of the IEEE*, 58(4), 531-542.
- [4] Viet Nam Hong, “Design of Single-Side Linear Induction Motor”, Bachelor of Electrical Engineering Project, School of Information Technology and Electrical Engineering, University of Queensland, 2003
- [5] Sarveswara Prasad Bhamid, “ Design of a Single Sided Linear Induction Motor (SLIM) Using a User Interactive Computer Program” In partial fulfillment of the requirement for the degree master of science, A Thesis presented to the faculty of the Graduate School University of Missouri-Columbia, May 2005.
- [6] ทรงกลด ศรีปรารักษ์, วันชัย ทรัพย์สิงห์, “การออกแบบและการประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC3xF ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส” การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6, ENETT6-1191, 2553.
- [7] Microchip, “An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F / dsPIC33F DSC”, 2005.
- [8] Muangjai, W. & Premrudeepreechacharn, S. (2009) Implementation of a carrier-based three-dimensional space vector pwm technique for three-phase four-leg voltage source converter with microcontroller. *Industrial Electronics and Applications*, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายทรงกลด ศรีปรารงค์
วัน เดือน ปีเกิด	3 ธันวาคม 2524
ที่อยู่	77 หมู่ 1 ต.คลองชีล้อม อ.กันตัง จ.ตรัง 92110
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ เมื่อ พ.ศ.2550
ประวัติการทำงาน	
พ.ศ.2551 – ปัจจุบัน	ตำแหน่งอาจารย์จ้างสอน สาขาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้า คณะอุตสาหกรรมและเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์

ผลงานวิจัยที่ตีพิมพ์และเผยแพร่แล้ว

ทรงกลด ศรีปรารงค์, วันชัย ทรัพย์สิงห์, “การออกแบบและประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC30xF ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส” การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6, ENETT6-1191, 2553.

ทรงกลด ศรีปรารงค์, วันชัย ทรัพย์สิงห์, “การดำเนินการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยใช้ dsPIC30F2010” การประชุมวิชาการ “แม่ฟ้าหลวงวิชาการ” ประจำปี พ.ศ. 2553 : 12 ปี ตามรอยสมเด็จพระย่า วันที่ 19-20 พฤศจิกายน 2553

ผลงานวิจัยที่กำลังอยู่ในช่วงการพิจารณา

ทรงกลด ศรีปรารงค์, วันชัย ทรัพย์สิงห์, การออกแบบตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยใช้วิธีกลุ่มอนุภาค, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 9 วันที่ 2-3 พฤษภาคม 2554

ทรงกลด ศรีปรารงค์ และ วันชัย ทรัพย์สิงห์, “การปรับค่าเกนของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมในการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นโดยวิธีกลุ่มอนุภาค” วารสารวิศวกรรมศาสตร์ ราชมงคล รัษฎบุรี