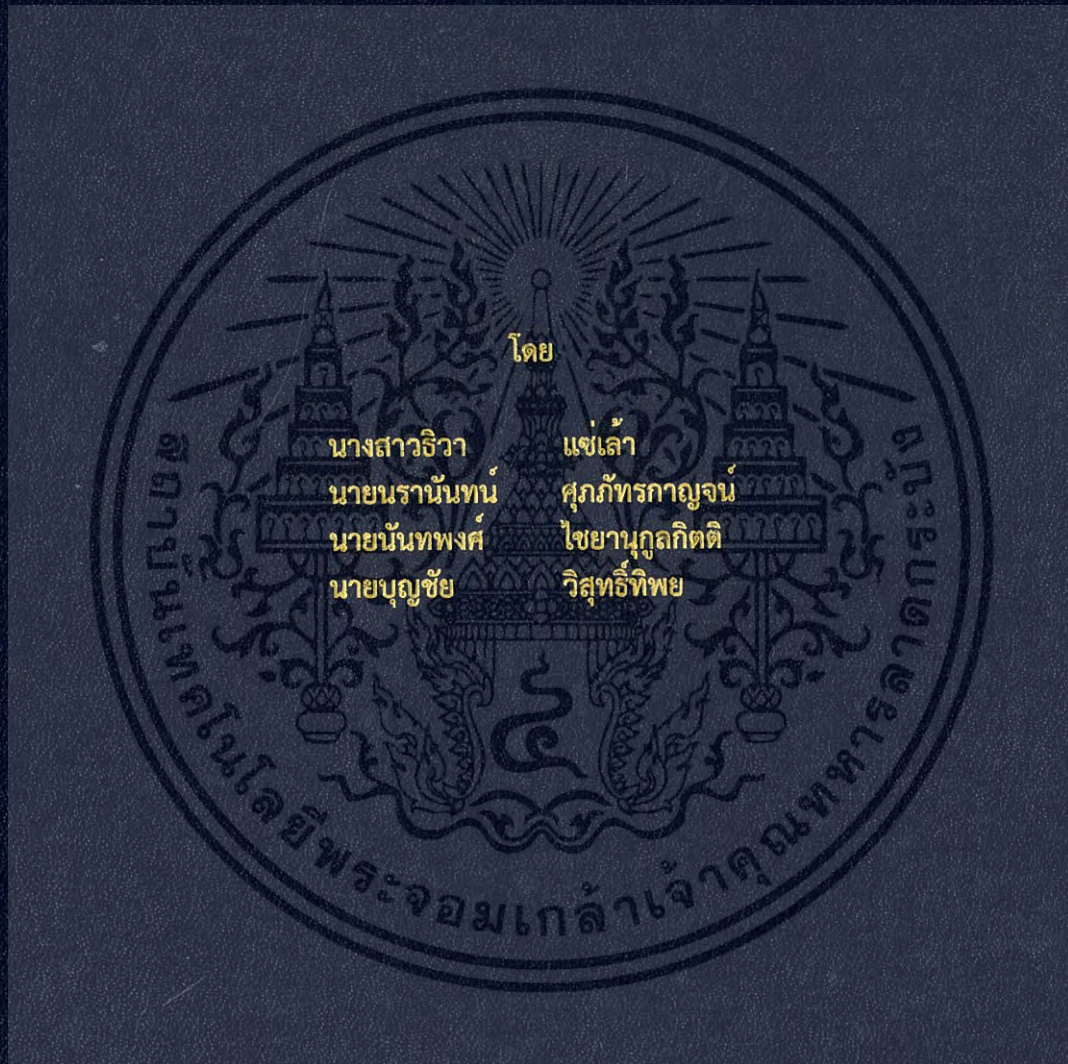


การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor

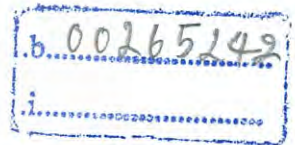


ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2560

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor



โดย
นางสาวธิดา แสงเล่า
นายนรนนท์ ศุภภัทรกาญจน์
นายนันทพงศ์ ไชยานุกุลกิตติ
นายบุญชัย วิสุทธิ์ทิพย์



TB00108

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT
FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2017

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2560

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร

กนิเรศ

รศ.ดร.เฉลิมชาติ

มานพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2560

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ผู้จัดทำ



1.นางสาวธิดา แซ่เล่า

2.นายนรนนท์ ศุภภัทรกาญจน์

3.นายนันทพงศ์ ไชยานุกุลกิตติ

4.นายบุญชัย วิสุทธิ์ทิพย์

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

(รศ.ดร.เนลิมาชาติ มานพ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

นางสาว ธิชา แซ่เล่า
นาย นรนนท์ ศุภภัทรกาญจน์
นาย นันทพงศ์ ไชยานุกุลกิตติ
นาย บุญชัย วิสุทธิ์ทิพย์
รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ.ดร. เฉลิมชาติ มานพ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม
ปีการศึกษา 2560

บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้นำเสนอการออกแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์สมรรถนะสูง โดยการใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้ ประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ 2 ส่วน โดยในส่วนแรกคือ วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Single-phase Front-End Converter) เป็นส่วนที่เชื่อมต่อกับกริดเพื่อใช้ในการเรียงกระแสโดยสามารถควบคุมแรงดัน DC-Link ได้ รวมทั้งสามารถแก้ปัญหาในเรื่องฮาร์มอนิกและสามารถ Regenerative braking ได้ และสำหรับส่วนที่สองคือ การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) เป็นวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสมรรถนะสูงอีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งสามารถควบคุมขนาดของฟลักซ์ และแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรงทำให้ได้การตอบสนองของแรงบิดที่รวดเร็ว โดยการใช้การประมาณค่าขนาดฟลักซ์ และแรงบิดจากการวัดกระแสของมอเตอร์เพียง 2 เฟส และแรงดัน DC-Link แล้วทำการควบคุมขนาดฟลักซ์และแรงบิดโดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม ซึ่งโครงการนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28377s ในการควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ส่วน และใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลองผลและเขียนอัลกอริทึมในการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor

MS.TIWA

SAILAO

MR.NARANAN

SUPPAPATARAKARN

MR.NANTAPONG

CHAIYANUKULKITTI

MR.BOONCHAI

WISUTTHIP

Assc.Prof. Vijit

Kinnares

Advisor

Assc.Prof.Chalermchat Manop

Co-Advisor

ABSTRACT

This project presents the design of high performance induction motor (IM) drive by using Direct Torque Control of three-phase induction motors. This project consists of two converters. First part is a single-phase front-end converter. It can control DC-Link voltage and bi-directional power flow. That improves a harmonic problem and this converter can operate in regenerative braking. Second part is Direct Torque Control (DTC). DTC is high performance AC Drive techniques. It can directly control flux and torque with very fast flux and torque responses. Estimation of flux and torque is based on 2 phase current sensors and DC-link voltage to control flux and torque by selection of optimal voltage space vector. This project uses C2000 TMS320F28377s Microcontroller to control converters and use Matlab/Simulink for simulation and writing algorithms.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้จะไม่สำเร็จได้ถ้าไม่ได้รับการสนับสนุนทางด้านต่างๆจากหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้มีความกรุณาให้ความรู้ คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆที่เป็นประโยชน์ในการทำโครงการจนการจัดทำปริญญาานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี

นอกจากนี้ผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ แสงศรี เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่คอยอำนวยความสะดวกเกี่ยวกับอุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่างๆและเจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงการ ตลอดจนขอขอบคุณที่ปริญญาโทและเพื่อนๆทุกคนที่อยู่ในห้องปฏิบัติการ Power Electronic and Machine Control ที่ให้คำปรึกษาในเรื่องของวงจรไฟฟ้าเมื่อเกิดปัญหาและช่วยกันแก้ปัญหาด้วยดีมาโดยตลอด

ท้ายที่สุดนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัวซึ่งให้การสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจ ในการทำปริญญาานิพนธ์ครั้งนี้จนสำเร็จได้ด้วยดี ต้องกราบขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างสูง

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	5
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	5
1.4 วิธีการดำเนินโครงการ	5
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	7
1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์	7
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ	8
2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	8
2.1.1 ส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	9
2.1.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	12
2.2 คอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดเชื่อมต้อกริด (Front-End Converter)	13
2.2.1 โครงสร้างของวงจร Front-End Converter หนึ่งเฟส	13
2.2.2 ข้อจำกัดของ Front-End Converter	14
2.2.3 โหมดการทำงานของ Front-End Converter	14
2.2.3.1 Rectification Mode	15
2.2.3.2 Inversion Mode	17
2.2.4 การควบคุมการทำงานของวงจร Front-End Converter	19
2.2.4.1 วงจรสมมูลของ Front-End Converter	19
2.2.4.2 การควบคุมแบบ Hysteresis Current Control	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

2.2.4.3 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบ Hysteresis Current Control	21
2.3 การแปลงแกนสำหรับการวิเคราะห์หม้อเตอร์เหนี่ยวนำ	23
2.3.1 Clark Transform	23
2.3.2 Inverse Clark Transform	24
2.3.3 Park Transform	25
2.3.4 Inverse Park Transform	25
2.4 อินเวอร์เตอร์ (Inverter)	26
2.4.1 การสวิตช์ของ Voltage Source Inverter	27
2.4.2 Space Vector แรงดันของอินเวอร์เตอร์	29
2.5 หลักการควบคุมแรงบิดโดยตรงของหม้อเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	30
2.5.1 การสร้างแรงบิดของหม้อเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	30
2.5.2 การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)	33
2.5.3 Flux & Torque Controller	34
2.5.3.1 Flux Controller	34
2.5.3.2 Torque Controller	35
2.5.4 การเลือก Space Vector ของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม	36
2.5.5 การประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด	38
2.5.5.1 การแปลงกรอบอ้างอิงของกระแสสเตเตอร์	38
2.5.5.2 การคำนวณค่าแรงดันสเตเตอร์	38
2.5.5.3 การประมาณค่าฟลักซ์ (Flux Estimator)	39
2.5.5.4 การประมาณค่าแรงบิด (Torque Estimator)	39
บทที่ 3 การออกแบบและประกอบสร้าง	40
3.1 แบบจำลอง Front-End Converter	40
3.2 ผลการจำลอง Front-End Converter	41
3.3 แบบจำลองการขับเคลื่อนหม้อเตอร์โดยใช้ Direct Torque Control	43
3.4 ผลการจำลองการขับเคลื่อนหม้อเตอร์โดยใช้ Direct Torque Control	47

สารบัญ(ต่อ)

บทที่ 4 ผลการทดลอง	49
4.1 ผลการตอบสนองของความเร็วมอเตอร์	49
4.2 ผลการทดลองการควบคุมแรงบิดโดยตรง ที่ความเร็ว 1400 rpm	50
4.3 ผลการทดลองการควบคุมแรงบิดโดยตรง ที่ความเร็ว 1400 rpm เมื่อมีการใส่โหลด	55
4.4 ผลการทดลองของการควบคุมแรงบิดโดยตรง และ Front-End Converter	56
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	58
5.1 สรุปผลการทดลอง	58
5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข	58
5.3 ข้อเสนอแนะ	59
เอกสารอ้างอิง	60
ภาคผนวก	61
ภาคผนวก ก บทความวิชาการ	62
ภาคผนวก ข ข้อมูลอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ	67
ภาคผนวก ค Poster นำเสนอ	82
ประวัติผู้เขียน	84

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
1.1	การขับเคลื่อนมอเตอร์รูปแบบต่างๆ สำหรับ AC Drives	2
1.2	วงจรการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้ไดโอดในการเรียงกระแส	3
2.1	โครงมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	9
2.2	แกนเหล็กสเตเตอร์และขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	9
2.3	โรเตอร์แบบกรงกระรอก	10
2.4	โรเตอร์แบบพันขดลวด	11
2.5	กราฟคุณลักษณะค่าแรงบิดและสลิปของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำ 3 เฟส	12
2.6	วงจร Front-End Converter สำหรับ 1 เฟส	13
2.7	เงื่อนไขของแรงดัน DC-Link	14
2.8	โหมดการทำงานของ Front-End Converter	14
2.9	โหมด Rectification ในช่วงครึ่งบวกขณะ on สวิตช์ S2,S3	15
2.10	โหมด Rectification ในช่วงครึ่งบวกขณะ off สวิตช์ S2,S3	15
2.11	โหมด Rectification ในช่วงครึ่งลบขณะ on สวิตช์ S1,S4	16
2.12	โหมด Rectification ในช่วงครึ่งลบขณะ off สวิตช์ S1,S4	16
2.13	โหมด Inversion ในช่วงครึ่งบวกขณะ on สวิตช์ S1,S4	17
2.14	โหมด Inversion ในช่วงครึ่งบวกขณะ off สวิตช์ S1,S4	17
2.15	โหมด Inversion ในช่วงครึ่งลบขณะ on สวิตช์ S2,S3	18
2.16	โหมด Inversion ในช่วงครึ่งลบขณะ off สวิตช์ S2,S3	18
2.17	วงจรสมมูลขณะสวิตช์หรือไดโอดที่ S1,S4 นำกระแส	19
2.18	วงจรสมมูลขณะสวิตช์หรือไดโอดที่ S2,S3 นำกระแส	20
2.19	การควบคุมแบบ Hysteresis Current Control	20
2.20	บล็อกไดอะแกรมการควบคุม Front-End Converter แบบ Hysteresis	21
2.21	การสวิตช์แบบ Hysteresis Current Control	22
2.22	กรอบอ้างอิงต่างๆที่ใช้ในการวิเคราะห์มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	23
2.23	การแปลง Clark Transform	23
2.24	การแปลง Inverse Clark Transform	24
2.25	การแปลง Park Transform	25
2.26	วงจร 3-phase Two-level Voltage Source Inverter	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

2.27	การใส่ Dead-Time ในการสวิตช์	26
2.28	รูปแบบต่างๆที่เป็นไปได้สำหรับการสวิตช์	27
2.29	เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	30
2.30	การเกิดแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	31
2.31	การเปลี่ยนแปลงของ Stator flux	32
2.32	Block diagram ของการควบคุมแรงบิดโดยตรง	33
2.33	Two-level hysteresis controller	34
2.34	Three-level hysteresis controller	35
2.35	การแบ่ง Sector สำหรับการเลือก Space Vector ที่เหมาะสม	36
2.36	การเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมใน Sector 1	37
3.1	แบบจำลอง Front-End Converter ในส่วนวงจรกำลัง	40
3.2	แบบจำลอง Front-End Converter ในส่วนของการควบคุม	40
3.3	รูปร่างกระแสทางด้านกริดขณะไม่ทำการควบคุมกระแส	41
3.4	รูปร่างกระแสทางด้านกริดโดยใช้ Front-End Converter	41
3.5	ผลการตอบสนองของแรงดัน DC-Link	42
3.6	แรงดัน DC-Link ในขณะ Steady-state	42
3.7	แบบจำลองวงจรกำลังสำหรับ Direct Torque Control	43
3.8	ภาพรวมของการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด	43
3.9	การคำนวณค่าแรงดันสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิง Stationary	44
3.10	การแปลงกระแสมอเตอร์ให้อยู่ในกรอบอ้างอิง Stationary	44
3.11	บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด	45
3.12	บล็อกไดอะแกรมของ Flux controller	45
3.13	บล็อกไดอะแกรมของ Torque controller	46
3.14	บล็อกไดอะแกรมของการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสม	46
3.15	ความเร็วของมอเตอร์จากการจำลอง	47
3.16	แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการจำลอง	47
3.17	แรงดัน DC-Link จากการจำลอง	48
3.18	กราฟกระแสทางด้านกริดในขณะ Regenerative braking	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

4.1	การเปลี่ยนแปลงความเร็วจาก -500 rpm เป็น 500 rpm	49
4.2	การเปลี่ยนแปลงความเร็วจาก -1000 rpm เป็น 1000 rpm	49
4.3	การตอบสนองของความเร็วมอเตอร์ขณะ start ที่ 1400 rpm	50
4.4	การตอบสนองของ Torque ขณะ start ที่ 1400 rpm	50
4.5	การตอบสนองของ Stator flux ขณะ start ที่ 1400 rpm	51
4.6	การตอบสนองของ Stator Flux ขณะ Start	51
4.7	Stator Flux ขณะ Steady State	52
4.8	Stator Flux ขณะกลับทิศทางการหมุน	52
4.9	XY Plot ของ Stator Flux	53
4.10	การตอบสนองของกระแส Stator ขณะ Start	53
4.11	กระแส Stator ขณะ Steady State	54
4.12	กระแส Stator ขณะกลับทิศทางการหมุน	54
4.13	การตอบสนองของแรงบิด เมื่อมีการใส่โหลด	55
4.14	การเปลี่ยนแปลงของความเร็ว เมื่อมีการใส่โหลด	55
4.15	กราฟกระแส Stator เมื่อมีการใส่โหลด	56
4.16	กราฟกระแสและแรงดันของ Front-End Converter ทางด้าน Grid	56
4.17	กราฟแรงดัน DC-Link ในขณะกลับทางหมุน	57

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า	
1.1	แผนการดำเนินโครงการ	6
2.1	รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และขนาดแรงดัน	28
2.2	ขนาดแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของอินเวอร์เตอร์	28
2.3	Space Vector แรงดันของอินเวอร์เตอร์	29
2.4	เวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสมในแต่ละ sector	37



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

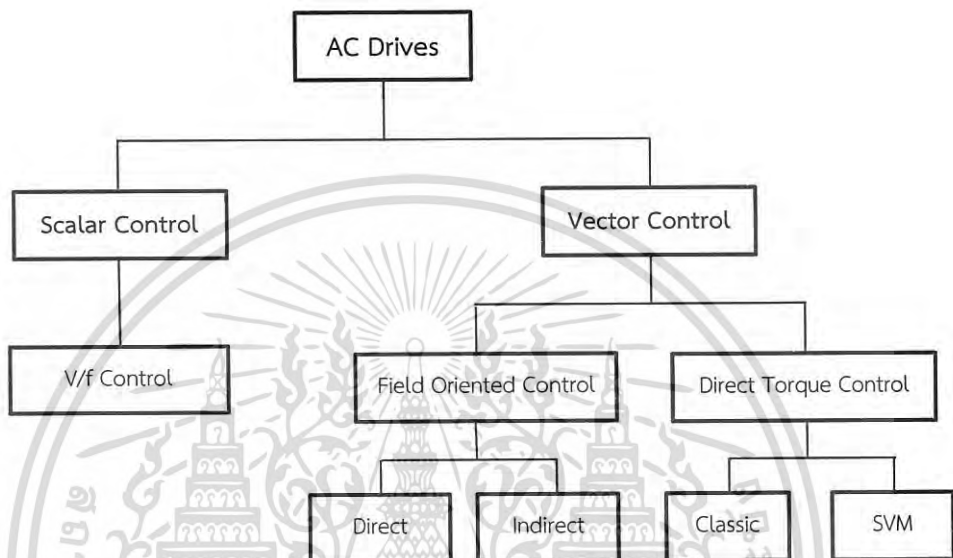
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมประเภทต่างๆอย่างมากมาย เนื่องจากข้อดีของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีอยู่หลายอย่าง เช่น มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นไม่ต้องมีการเชื่อมต่อทางไฟฟ้าระหว่างส่วนที่อยู่นิ่ง (Stator) กับ ส่วนที่หมุน (Rotor) ทำให้มอเตอร์ชนิดนี้ไม่ต้องใช้แปรงถ่านในการส่งพลังงานจาก Stator ไปสู่ Rotor มีผลทำให้การบำรุงรักษามอเตอร์ชนิดนี้ลดลง นอกจากนี้มอเตอร์ชนิดนี้ยังมีน้ำหนัก, โมเมนต์ความเฉื่อยที่น้อย รวมไปถึงมีประสิทธิภาพที่สูง และราคาไม่สูงมาก จึงเป็นที่นิยมในปัจจุบัน

ในอดีตมอเตอร์กระแสสลับจะถูกเลือกใช้งานที่ต้องการความเร็วคงที่ ในขณะที่มอเตอร์กระแสตรงจะถูกเลือกใช้งานที่ต้องการปรับความเร็วรอบ เนื่องจากมอเตอร์กระแสตรงนั้นสามารถควบคุมได้ง่าย และสามารถควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์กับกระแสฟิลด์ได้อย่างอิสระ รวมไปถึงมีการตอบสนองของแรงบิดที่รวดเร็ว ในทางกลับกันมอเตอร์กระแสตรงนี้มีข้อเสียตรงที่ราคาและโมเมนต์ความเฉื่อยสูงกว่าที่พิกัดกำลังมอเตอร์เท่ากัน รวมไปถึงปัญหาการบำรุงรักษา เนื่องจากการมีคอมมิวเตเตอร์ และแปรงถ่าน ภายหลังต่อมามอเตอร์กระแสสลับได้มีบทบาทในอุตสาหกรรมเพิ่มขึ้นอย่างมาก เป็นผลจากการพัฒนาของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำแบบต่างๆ (Semiconductor Devices) เช่น ไทริสเตอร์ (Thyristor), IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) และการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) ทำให้สามารถปรับเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟฟ้าและความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าได้ จึงทำให้การปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับไม่ใช่เรื่องยากอีกต่อไป เนื่องจากความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับประเภทต่างๆ เช่น มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกนั้นขึ้นอยู่กับความเร็วรอบของสนามแม่เหล็กหมุน ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ นอกจากนี้การพัฒนาของ Microprocessor, Microcontroller, Digital Signal Processor (DSP), FPGA (Field-Programmable Gate Array) ส่งผลให้สามารถที่จะควบคุมมอเตอร์ด้วยกระบวนการวิธีที่มีความซับซ้อนขึ้นได้อย่างมาก เช่น การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ เป็นต้น ทำให้ปัจจุบันการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ (AC Drives) ได้ถูกพัฒนาไปอย่างมากมาย

การขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ (AC Drive) ในปัจจุบันแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลักๆ คือ การขับเคลื่อนแบบ Scalar Control เช่น V/f Control และ การขับเคลื่อนแบบ Vector Control แบบต่างๆ ซึ่งเป็นการขับเคลื่อนมอเตอร์สมรรถนะสูง เช่น Field Orientation Control (FOC) และ Direct Torque Control (DTC)

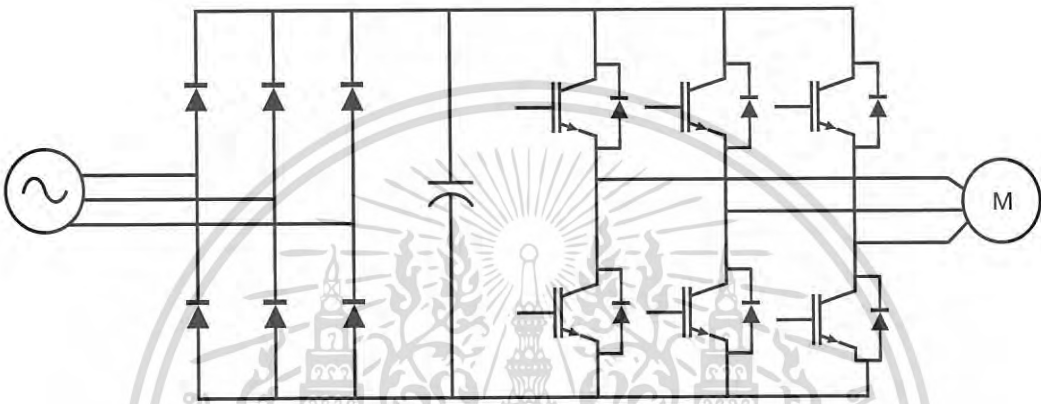


รูปที่ 1.1 การขับเคลื่อนมอเตอร์รูปแบบต่างๆ สำหรับ AC Drives

การควบคุมแบบ Scalar Control เป็นการขับเคลื่อนที่ง่าย และมีการตอบสนองในช่วง steady-state ที่ดี ซึ่งการควบคุมแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ก็เนื่องมาจากเพื่อที่จะรักษาฟลักซ์ให้คงที่ อย่างไรก็ตามไดนามิกส์นั้นจะช้า เนื่องจากไม่สามารถควบคุมในช่วง Transient หรือสถานะชั่วขณะใดๆได้ ดังนั้นเพื่อที่จะสามารถขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับด้วยสมรรถนะสูง จึงมีการพัฒนา Vector Control แบบต่างๆ ขึ้นมา ทำให้ได้การควบคุมที่มีความแม่นยำสูง และมีการตอบสนองทางไดนามิกส์ที่ดี

การควบคุมแบบ Vector Control นั้นต้องอาศัยความเข้าใจทางด้านไดนามิกส์ของมอเตอร์กระแสสลับ เพื่อที่จะสามารถควบคุมการตอบสนองในกรณีช่วง Transient ได้ เนื่องจากมอเตอร์กระแสสลับเช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำ นั้นมีความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น และมีความเกี่ยวข้องกันระหว่างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและฟลักซ์แม่เหล็ก ดังนั้นการที่จะควบคุมมอเตอร์กระแสสลับในช่วงไดนามิกส์ต่างๆ ได้ดีนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องมีการแยกกันระหว่างการควบคุมแรงบิดและการควบคุมเอกซาร์นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลักซ์แม่เหล็ก ตัวอย่างเช่นการควบคุมแบบ Field Orientation Control ที่มีการแปลงแกนโดยใช้การแปลงแบบ Clark Transform , Park Transform และมีการใช้ลู่วควบคุมกระแสในแต่ละแกน ซึ่งแกนหนึ่งเป็นกระแสสำหรับสร้างฟลักซ์ ในขณะที่อีกแกนหนึ่งเป็นกระแสสำหรับการสร้างแรงบิด ซึ่งวิธีนี้เป็นการควบคุมแรงบิดโดยทางอ้อม นอกจากนี้ยังมีการพัฒนาการควบคุมแบบ Direct Torque Control ขึ้นมาซึ่งทำให้สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าได้โดยตรง



รูปที่ 1.2 วงจรการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้ไดโอดในการเรียงกระแส

นอกจากนี้ปัญหาอีกประการหนึ่งสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ คือ ผลกระทบที่เกิดต่อระบบไฟฟ้าอันเป็นผลมาจากปัญหาฮาร์มอนิกซึ่งเกิดจากโหลดไม่เชิงเส้น (Non-linear load) เช่น ไดโอด (Diode) ซึ่งโดยปกติแล้วการขับเคลื่อนมอเตอร์นั้นจะใช้อุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ (Inverter) ในการควบคุมหรือปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งเป็นการแปลงพลังงานที่ทำหน้าที่เปลี่ยนจากพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับเปลี่ยนขนาดและความถี่ได้ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงต้องมีส่วนของวงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) ที่เชื่อมต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า เพื่อทำการแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจากกริด ให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงในส่วน DC-Link สำหรับใช้ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้ไดโอดในวงจรเรียงกระแส ดังรูปที่ 1.2 เนื่องจากเป็นวงจรที่มีความง่ายและไม่ซับซ้อนรวมถึงมีราคาที่ไม่สูง ซึ่งข้อเสียของวงจรนี้คือปัญหาทางด้านฮาร์มอนิกที่เกิดจากวงจรเรียงกระแส ทำให้กระแสไม่เป็นรูปคลื่นไซน์

การใช้วงจรเรียงกระแสแบบไดโอดนอกจากจะมีปัญหาเรื่องฮาร์มอนิก ดังที่ได้กล่าวแล้วนั้น ในการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับเช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ในสภาวะการเป็นมอเตอร์ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนจะมีค่ามากกว่าความเร็วของโรเตอร์ ซึ่งค่าสลิป (Slip) มีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่าศูนย์แต่น้อยกว่าหนึ่ง แต่เมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำมีความเร็วรอบของโรเตอร์มากกว่าความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนแล้ว จะทำให้ในกรณีนี้ค่าสลิป (Slip) จะมีค่าติดลบ ซึ่งทำให้มอเตอร์ทำงานใน Regenerative Mode ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเบรกมอเตอร์ หรือมีการลดความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนอย่างรวดเร็ว ทำให้ความเร็วของโรเตอร์นั้นไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้รวดเร็วเท่าความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน เนื่องจากผลของโมเมนต์ความเฉื่อย ทำให้จะมีช่วงที่โรเตอร์มีความเร็วรอบมากกว่าสนามแม่เหล็กหมุนเกิดขึ้น เป็นผลทำให้ขณะเป็น Regenerative Mode แรงดันที่ตัวเก็บประจุที่ DC-Link จะสูงขึ้นซึ่งอาจทำให้เกิดแรงดันเกินขึ้นที่ตัวเก็บประจุได้หากไม่มีการควบคุมแรงดัน จึงมีการเบรกที่เรียกว่า Dynamic Braking ซึ่งเป็นการเบรกโดยการให้ตัวต้านทานในการสลายพลังงานส่วนที่เกินทิ้ง โดยมีสวิตช์เป็นตัวควบคุมการสลายพลังงานที่เกิดขึ้น

ดังนั้นในโครงงานนี้จึงได้ออกแบบและทำการสร้างคอนเวอร์เตอร์ขึ้นมาสองส่วน ซึ่งประกอบด้วย วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Front-End Converter) ที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง ซึ่งนำมาใช้ในการเรียงกระแสโดยทำให้สามารถควบคุมแรงดันที่ตัวเก็บประจุในส่วนของ DC-Link ได้นอกจากนี้ ยังสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้อีกด้วย ซึ่งแก้ปัญหาในเรื่องของฮาร์มอนิกและการเบรกโดยการใช้คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว ซึ่งเรียกการเบรกแบบนี้ว่า Regenerative Braking และสำหรับส่วนที่สองคือ การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยการใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) ดังที่กล่าวมาข้างต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาและวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Front-End Converter) ซึ่งสามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง และสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้
2. เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยการใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)
3. เพื่อออกแบบและสร้างชุดทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Front-End Converter) ที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง และสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้
4. เพื่อออกแบบและสร้างชุดทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยการใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

1. สร้างแบบจำลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Front-End Converter) โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
2. สร้างแบบจำลองของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (Direct Torque Control) โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
3. ออกแบบและทำการสร้างชุดทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Front-End Converter) ให้สามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง และปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าเข้าใกล้ 1
4. ควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยการใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)

1.4 วิธีการดำเนินโครงการ

1. กำหนดหัวข้อ วัตถุประสงค์ และขอบเขตของการทำโครงการ
2. ค้นคว้าและศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ
3. ออกแบบและทำการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม MATLAB
4. ออกแบบและสร้างชิ้นงานจริงขึ้นมาเพื่อทำการทดสอบ
5. ทดสอบชิ้นงานและปรับปรุงแก้ไขเพื่อให้ผลเป็นไปตามเป้าหมาย
6. สรุปผลของการดำเนินโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 แผนการดำเนินงานโครงการ

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินงานโครงการ

หัวข้อการดำเนินการ	2560					2561				
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.
1. กำหนดหัวข้อ วัตถุประสงค์ และ ขอบเขตของการวิจัย	↔									
2. ศึกษาข้อมูลและทฤษฎี ที่เกี่ยวข้อง		↔								
3. ออกแบบและทำการ จำลองผลโดยใช้ โปรแกรม MATLAB			↔							
4. ออกแบบและสร้าง ชิ้นงานเพื่อทำการ ทดสอบ						↔				
5. ทดสอบชิ้นงาน และปรับปรุงแก้ไข							↔			
6. สรุปผลของการ ดำเนินโครงการ									↔	



แผนการดำเนินงานที่กำหนดไว้



แผนการดำเนินงานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (Front-End Converter) ซึ่งสามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง และปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าเข้าใกล้ 1 ได้
2. เข้าใจถึงหลักการและ Dynamic Model ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
3. เข้าใจถึงหลักการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบต่างๆ โดยเฉพาะการควบคุมแบบเวกเตอร์ ที่เป็นการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)
4. เข้าใจถึงหลักการออกแบบและการสร้างวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และสามารถนำไปต่อยอดได้

1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บท โดยมีรายละเอียดของเนื้อหาในแต่ละบทดังนี้

- | | |
|---------|---|
| บทที่ 1 | ความเป็นมาและความสำคัญ วัตถุประสงค์ ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ วิธีการดำเนินโครงการ และแผนการดำเนินงาน |
| บทที่ 2 | ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ |
| บทที่ 3 | การออกแบบและผลการจำลอง |
| บทที่ 4 | ผลการทดลอง |
| บทที่ 5 | สรุปและข้อเสนอแนะ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เป็นมอเตอร์ที่นิยมใช้งานกันทั่วไปในโรงงานอุตสาหกรรม โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ชนิดที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอก ซึ่งมีข้อดีคือไม่มีแปรงถ่าน ทำให้การสูญเสียเนื่องจากความฝืดหรือแรงเสียดทานมีค่าน้อย มีตัวประกอบกำลังสูง การบำรุงรักษาต่ำ การเริ่มเดินทำได้ไม่ยาก ความเร็วรอบค่อนข้างคงที่ สร้างง่าย ทนทาน ราคาถูก และมีประสิทธิภาพสูง แต่มีข้อเสีย ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ทำได้ยาก ปัจจุบันได้มีการพัฒนาชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ใช้สำหรับปรับความเร็วรอบของมอเตอร์และเป็นที่ยอมรับกันอย่างแพร่หลาย

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อาศัยหลักการสนามแม่เหล็กหมุนโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ โดยการหมุนตัดผ่านกับขดลวดตัวนำในโรเตอร์ที่วางอยู่ใกล้กัน จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดตัวนำในโรเตอร์ แล้วถ้าขดลวดตัวนำของโรเตอร์ถูกต่อให้ครบวงจรจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในตัวนำ และเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์กับเส้นแรงแม่เหล็กรอบตัวนำที่โรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้นกับตัวนำทำให้โรเตอร์หมุนไปตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งออกได้ 2 แบบ ได้แก่ แบบโรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel cage Rotor) และโรเตอร์แบบพันขดลวด (Wound Rotor) มอเตอร์ทั้งสองแบบนี้จะมีส่วนประกอบที่เหมือนกัน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) แต่จะแตกต่างกันเฉพาะส่วนที่เคลื่อนที่ (Rotor) เท่านั้น

2.1.1 ส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

1. โครงมอเตอร์ (Frame) ทำจากเหล็กหล่อเหนียว หรือเหล็กเหนียวเป็นรูปทรงกระบอก กลวงมีฐานเป็นขาตั้ง ด้านข้างตัวมอเตอร์จะมีกล่องสำหรับต่อสายไฟ (Terminal Box) โครงทำหน้าที่จับยึดแกนเหล็กที่พันขดลวดให้แน่นอยู่กับที่ และรองรับน้ำหนักทั้งหมดของมอเตอร์ที่ผิวด้านนอกของโครงจะออกแบบให้มีครีบกั้น เพื่อช่วยในการระบายความร้อนของมอเตอร์



รูปที่ 2.1 โครงมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

2. แกนเหล็กสเตเตอร์ (Stator core) ทำมาจากแผ่นเหล็กบางๆ อัดซ้อนกันและยึดติดเข้ากับโครงของมอเตอร์ มีลักษณะเป็นรูปทรงกระบอก และด้านในทำเป็น Slot ไว้สำหรับพันขดลวด นอกจากนี้แกนเหล็กยังทำหน้าที่เป็นทางเดินของวงจรแม่เหล็ก



รูปที่ 2.2 แกนเหล็กสเตเตอร์และขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ขดลวดสเตเตอร์ (Stator Winding) ซึ่งเป็นขดลวดทองแดงที่พันอยู่ใน Slot ของแกนเหล็กสเตเตอร์ และเป็นลวดทองแดงที่เคลือบด้วยฉนวนไฟฟ้าอย่างดี เมื่อพันเสร็จแล้วจะอาบด้วยน้ำมันวานิชและอบให้แห้งอีกครั้งหนึ่ง

4. ฝาปิดหัวท้าย (End Plate) ทำจากเหล็กหล่อเหนียวหรือเหล็กเหนียว ฝาปิดนี้จะถูกยึดติดอยู่กับโครงมอเตอร์ด้วยสลักเกลียว มีแบริ่งอยู่ตรงกลางสำหรับรองรับเพลลา เพื่อให้โรเตอร์ หมุนอยู่ในแนวศูนย์กลางพอดี

5. ส่วนที่เคลื่อนที่มีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ โรเตอร์แบบกรงกระรอก และ โรเตอร์แบบพันขดลวด ซึ่งโรเตอร์ทั้งสองแบบนี้ ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ คือ แกนเหล็กโรเตอร์ ขดลวดทองแดง ใบพัด และเพลลา

5.1 โรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel cage Rotor) ประกอบด้วยแกนเหล็กที่ทำมาจากแผ่นเหล็กบางๆ มีลักษณะกลมอัดซ้อนกันโดยมีเพลลาร้อยทะลุเพื่อยึดให้แน่น ที่ผิวของโรเตอร์นี้จะมี Slot ไปตามทางยาวและใน Slot จะมีแท่งตัวนำทองแดงหรืออะลูมิเนียมฝังอยู่โดยรอบ ที่ส่วนปลายของแท่งตัวนำจะเชื่อมติดกับวงแหวนโลหะ ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกรงกระรอก ดังนั้นจึงมีชื่อเรียกว่า โรเตอร์แบบกรงกระรอก ในปัจจุบันตัวนำที่ฝังอยู่ใน Slot ของโรเตอร์จะใช้วิธีหล่อตัวนำที่เป็นโลหะผสมหรืออะลูมิเนียมเข้าไป รวมทั้งหล่อวงแหวนตัวนำที่มีครีช่วยระบายความร้อนเชื่อมเข้ากับปลายตัวนำแต่ละด้านของโรเตอร์ด้วย



รูปที่ 2.3 โรเตอร์แบบกรงกระรอก

5.2 โรเตอร์พันขดลวด (Wound Rotor) เป็นโรเตอร์ที่มีส่วนประกอบคล้ายกับโรเตอร์กรงกระรอก แตกต่างกันตรงที่ตัวนำที่ใช้จะพันด้วยขดลวดทองแดงเคลือบด้วยฉนวนไฟฟ้าอย่างดีจำนวน 3 ชุด หรือ 3 เฟส พันอยู่ใน Slot แต่ละเฟสจะวางทำมุมห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า และต้องพันขดลวดให้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับจำนวนขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์ด้วย ขดลวดทั้ง 3 ชุดจะต่อกันแบบสตาร์ (Star) และปลายอีกด้านหนึ่งต่อเข้ากับ Slip ring 3 วงที่ติดอยู่บนเพลาด้านหนึ่งซึ่งจะมีแปรงถ่านสัมผัสอยู่ เพื่อต่อไปยังอุปกรณ์ควบคุมภายนอก

ดังนั้นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่มีโรเตอร์แบบนี้จึงนิยมเรียกว่า Slip ring Motor และการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการเพิ่มหรือลดค่าความต้านทานภายนอกที่ต่อผ่านทาง Slip ring โดยมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่มีโรเตอร์แบบพันขดลวดจะให้แรงบิดเริ่มต้นสูงเมื่อมอเตอร์หมุนเข้าสู่ความเร็วปกติ Slip ring จะถูกลัดวงจร ทำให้โรเตอร์ทำงานแบบกรงกระรอก

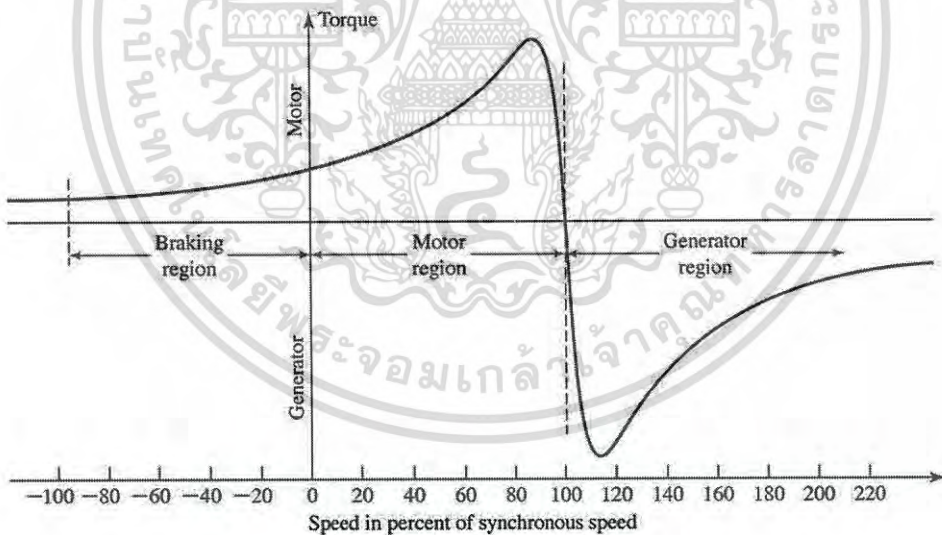


รูปที่ 2.4 โรเตอร์แบบพันขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขณะเริ่มหมุน (โรเตอร์อยู่กับที่ที่กำลังจะหมุน $n_r=0$) แท่งตัวนำจะตัดกับสนามแม่เหล็กหมุนเต็มที่ด้วยความเร็วซิงโครนัส n_s และเมื่อโรเตอร์เกิดการหมุนด้วยความเร็วของโรเตอร์ n_r แท่งตัวนำจะตัดกับสนามแม่เหล็กด้วยความเร็ว $n_s - n_r$ จะเห็นได้ว่าในขณะที่เริ่มหมุนโรเตอร์จะเกิดการเหนี่ยวนำมากที่สุด และต่อจากนั้นการเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าภาระทางกล เช่น เมื่อมีภาระทางกลน้อยๆ หรือสภาพไม่มีภาระทางกล (No-load) ความเร็วโรเตอร์จะมีค่าใกล้เคียงกันกับความเร็วซิงโครนัส โดยโรเตอร์จะเกิดค่ากระแสเหนี่ยวนำเล็กน้อยเนื่องจากภาระทางกลมีเพียงเล็กน้อย (ค่าแรงเสียดทานทางกลของโรเตอร์) และเมื่อภาระทางกลเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ความเร็วโรเตอร์ลดลงมีผลทำให้โรเตอร์เกิดการเหนี่ยวนำที่มากขึ้น และจะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำและแรงทางกลมากขึ้นได้ตามต้องการของภาระทางกล ซึ่งในการเพิ่มขึ้นของกระแสเหนี่ยวนำในลักษณะนี้เป็นสิ่งที่แสดงให้เห็นว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำต้องการกำลังไฟฟ้า(กระแส) ที่เพิ่มขึ้นจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าภายนอกตามความต้องการของภาระทางกลที่เปลี่ยนแปลงไป



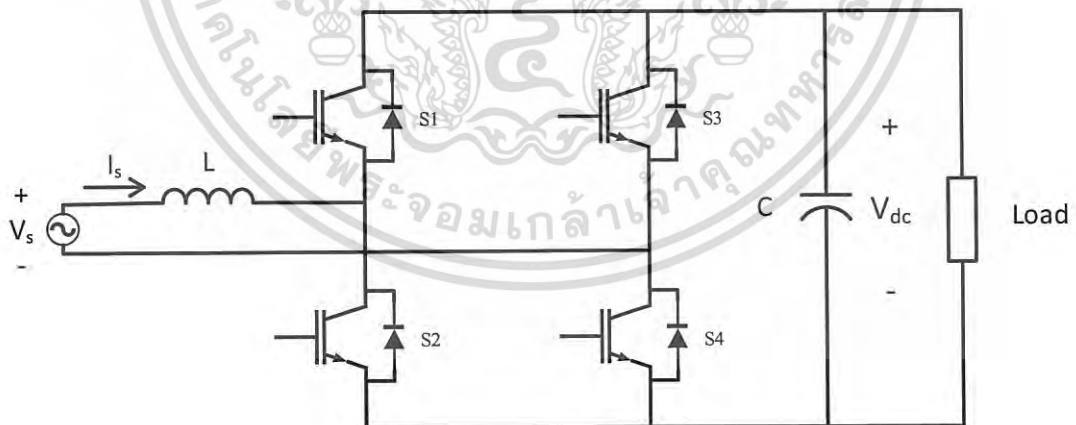
รูปที่ 2.5 กราฟคุณลักษณะค่าแรงบิดและสลิปของเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำ 3 เฟส

2.2 คอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดเชื่อมต่อกิต (Front-End Converter)

ในอุปกรณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ส่วนใหญ่ (AC Drives) หรือแม้แต่อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการ DC Supply จำเป็นต้องมีส่วนของวงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจากกริด ให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง โดยทั่วไปจะนิยมใช้ไดโอด (Diode) ในวงจรเรียงกระแสร่วมกับตัวเก็บประจุเพื่อทำการกรอง ให้ได้แรงดันไฟตรงที่ค่อนข้างเรียบใน DC-Link นำมาซึ่งผลเสียทางด้านตัวประกอบกำลังขาเข้า และมีฮาร์โมนิกสูงในกระแสอินพุตทางด้านกริด ทำให้มี %THD ที่ค่อนข้างสูง ซึ่งเป็นผลเสียต่อระบบไฟฟ้ากำลัง โดยในที่นี่จะกล่าวถึงการแก้ปัญหาข้างต้นในกรณีหนึ่งเฟสด้วย Front-End Converter

2.2.1 โครงสร้างของวงจร Front-End Converter หนึ่งเฟส

วงจร Front-End Converter หนึ่งเฟสนี้ มีโครงสร้างโดยปกติคล้ายกับวงจรการเรียงกระแสโดยใช้ไดโอดทั่วไป แต่จะแทนที่ไดโอดด้วยอุปกรณ์สวิตช์เช่น Mosfet, IGBT ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรเรียกที่เรียกว่า H-Bridge นอกจากนี้ยังมีการใช้ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นมาทางฝั่งกริดดังรูปที่ 2.6 ซึ่งทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถสวิตช์เพื่อควบคุมแรงดัน DC-Link และปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ รวมถึงสามารถควบคุมการส่งกำลังไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง (Bi-directional power flow)

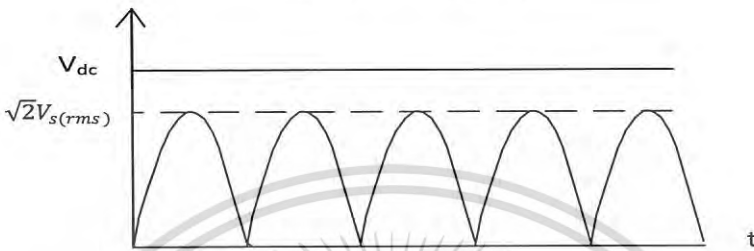


รูปที่ 2.6 วงจร Front-End Converter สำหรับ 1 เฟส

2.2.2 ข้อจำกัดของ Front-End Converter

การทำงานของ Front-End Converter ในโหมดปกตินี้มีข้อจำกัดพื้นฐานอยู่ อย่างหนึ่งคือแรงดันขาออก หรือแรงดันที่ตัวเก็บประจุใน DC-Link จะต้องมีความมากกว่า ค่ายอดของ แรงดันขาเข้า นั่นคือค่ายอดของแรงดันอินพุตทางด้านกริด สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{dc(\min)} > \sqrt{2}V_s(\text{rms}) \quad (2.1)$$

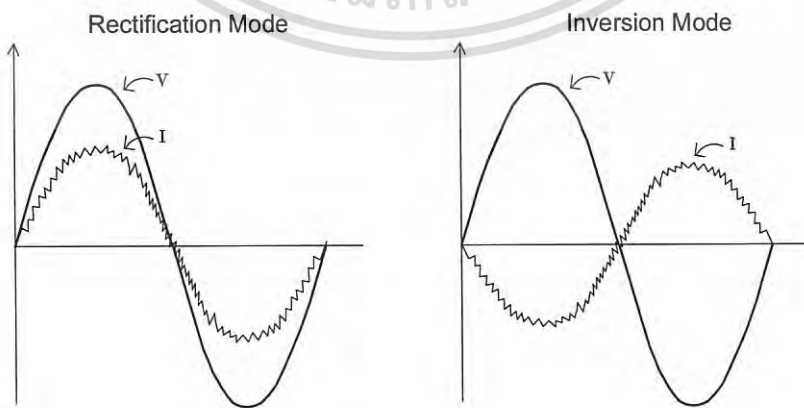


รูปที่ 2.7 เงามือของแรงดัน DC-Link

ดังนั้นในการออกแบบใช้งาน จึงต้องทำให้แรงดัน DC-Link มีค่าสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุตอยู่เสมอ เนื่องจากจะไม่สามารถทำการควบคุมกระแสได้อย่างสมบูรณ์หากแรงดันของ DC-Link มีค่าน้อยกว่าแรงดันทางด้านกริด ดังที่จะได้กล่าวถึงในส่วนต่อไป

2.2.3 โหมดการทำงานของ Front-End Converter

การทำงานของ Front-End Converter แบ่งได้เป็น 2 โหมดหลักๆ คือ โหมดการทำงานแบบ Rectification Mode ซึ่งเป็นการเรียงกระแส และโหมดการทำงานแบบ Inversion Mode ซึ่งเป็นการคืนพลังงานกลับสู่กริด



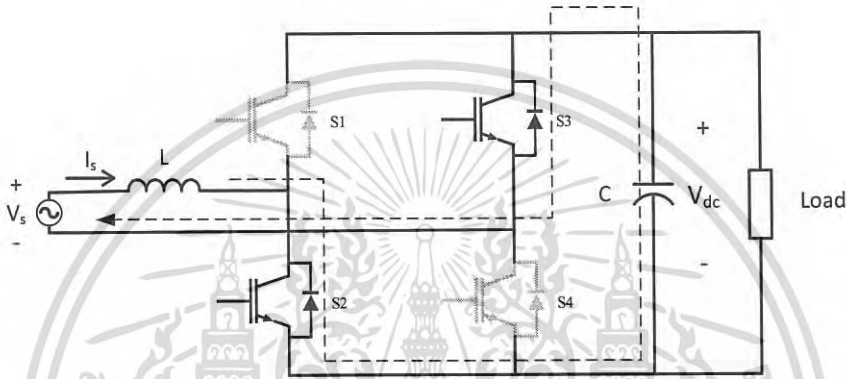
รูปที่ 2.8 โหมดการทำงานของ Front-End Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

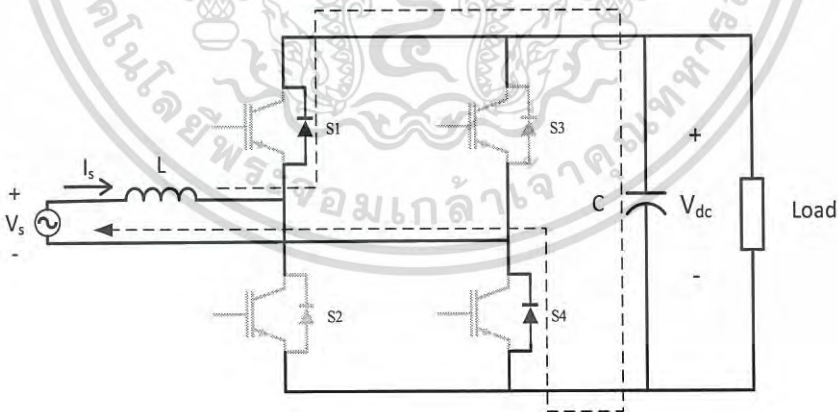
2.2.3.1 Rectification Mode

การทำงานในโหมดนี้จะอาศัยการสวิตช์ S1,S4 และ S2,S3 ในแต่ละครึ่งไซเคิล โดยในครึ่งไซเคิลบวก (ขณะที่แรงดันทางด้านกริด V_s มีค่าเป็นบวก) จะทำการสวิตช์ S2,S3 ในขณะที่ครึ่งไซเคิลลบ จะทำการสวิตช์ S1,S4 ด้วยการสวิตช์ on-off ซึ่งทำให้รูปคลื่นกระแสมีเฟสตรงกันกับรูปคลื่นแรงดัน โดยมีเส้นทางเดินของกระแสดังนี้

1. เส้นทางเดินของกระแสในครึ่งไซเคิลบวก ($V_s > 0$)



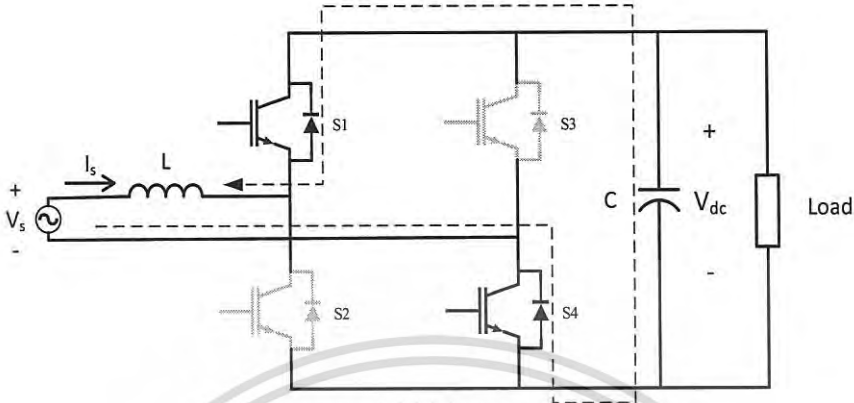
รูปที่ 2.9 โหมด Rectification ในช่วงครึ่งบวกขณะ on สวิตช์ S2,S3



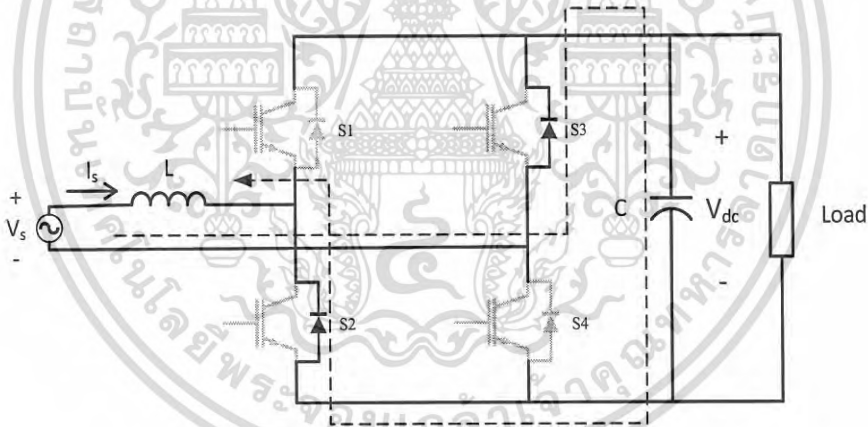
รูปที่ 2.10 โหมด Rectification ในช่วงครึ่งบวกขณะ off สวิตช์ S2,S3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เส้นทางเดินของกระแสในครึ่งไซเคิลลบ ($V_s < 0$)



รูปที่ 2.11 โหมด Rectification ในช่วงครึ่งลบนขณะ on สวิตช์ S1,S4



รูปที่ 2.12 โหมด Rectification ในช่วงครึ่งลบนขณะ off สวิตช์ S1,S4

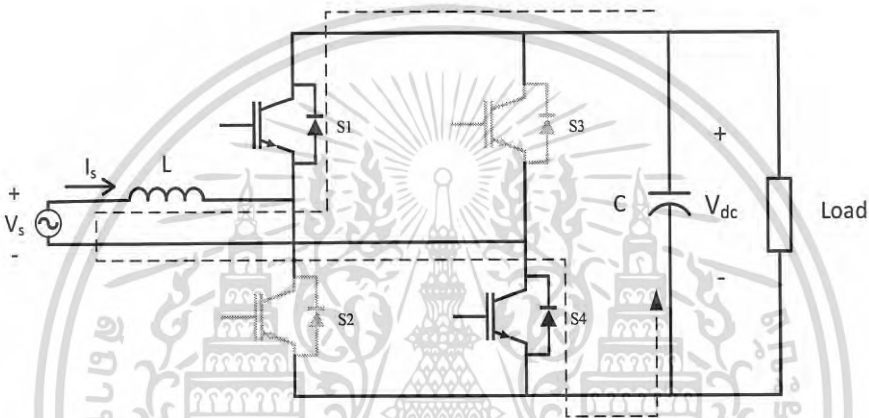
จากรูปที่ 2.9 - 2.12 จะเห็นได้ว่าการทำงานของ Front-End Converter ทั้งในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและช่วงครึ่งไซเคิลลบนั้น จะแบ่งการทำงานได้ออกเป็น 2 กรณีหลักๆ กรณีแรกคือ ช่วงที่มีการสวิตช์ให้ S1,S4 หรือ S2,S3 อยู่ในสถานะ on โดยในช่วงนี้จะเป็นช่วงที่สวิตช์เพื่อสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำให้ขนาดของกระแสมีค่าสูงขึ้น และอีกกรณีหนึ่งคือ ช่วงที่ตัวเหนี่ยวนำทำการคายพลังงานหลังจากสวิตช์อยู่ในสถานะ off ซึ่งคายพลังงานผ่านไดโอดไปชาร์จที่ตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

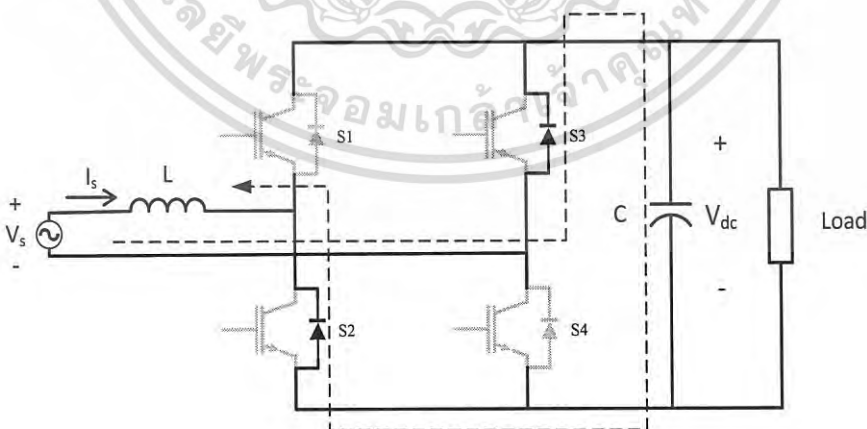
2.2.3.2 Inversion Mode

การทำงานในโหมดนี้จะอาศัยการสวิตช์ S_1, S_4 และ S_2, S_3 ในแต่ละครึ่งไซเคิล เช่นเดียวกับกับ Rectification Mode แต่การสวิตช์จะกลับกัน โดยในครึ่งไซเคิลบวก (ขณะที่แรงดันทางด้านกริด V_s มีค่าเป็นบวก) จะทำการสวิตช์ S_1, S_4 ในขณะที่ครึ่งไซเคิลลบ จะทำการสวิตช์ S_2, S_3 ด้วยการสวิตช์ on-off ซึ่งทำให้รูปคลื่นกระแสมีเฟสตรงกันข้ามกับรูปคลื่นแรงดัน หรือ เฟสต่างกัน 180 องศา โดยมีเส้นทางเดินของกระแสดังนี้

1. เส้นทางเดินของกระแสในครึ่งไซเคิลบวก ($V_s > 0$)



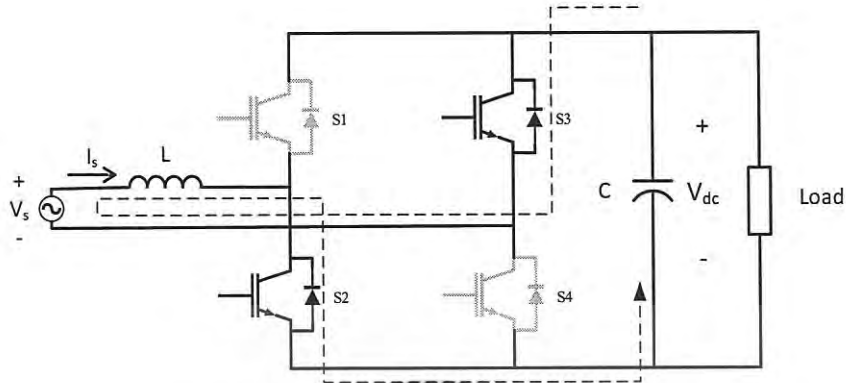
รูปที่ 2.13 โหมด Inversion ในช่วงครึ่งบวกขณะ on สวิตช์ S_1, S_4



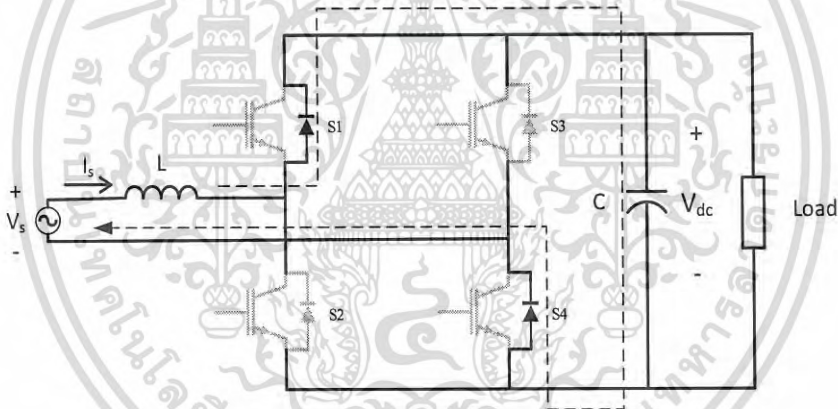
รูปที่ 2.14 โหมด Inversion ในช่วงครึ่งบวกขณะ off สวิตช์ S_1, S_4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เส้นทางเดินของกระแสในครึ่งไซเคิลลบ ($V_s < 0$)



รูปที่ 2.15 โหมด Inversion ในช่วงครึ่งลบบนขณะ on สวิตช์ S2,S3



รูปที่ 2.16 โหมด Inversion ในช่วงครึ่งลบบนขณะ off สวิตช์ S2,S3

จากรูปที่ 2.13 - 2.16 จะเห็นได้ว่าการทำงานของ Front-End Converter ทั้งในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและช่วงครึ่งไซเคิลลบนั้น จะแบ่งการทำงานได้ออกเป็น 2 กรณีหลักๆ เช่นเดียวกับกับในโหมด Rectification โดยกรณีแรกคือ ช่วงที่มีการสวิตช์ให้ S1,S4 หรือ S2,S3 อยู่ในสถานะ on โดยในช่วงนี้จะเป็นช่วงที่สวิตช์เพื่อสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งทำให้ขนาดของกระแสมีค่าสูงขึ้น และอีกกรณีหนึ่งคือ ช่วงที่ตัวเหนี่ยวนำทำการคายพลังงานหลังจากสวิตช์อยู่ในสถานะ off ซึ่งคายพลังงานผ่านไดโอดไปชาร์จที่ตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

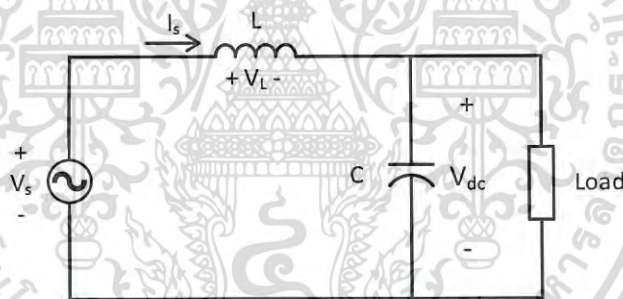
2.2.4 การควบคุมการทำงานของวงจร Front-End Converter

วงจร Front-End Converter จะประกอบไปด้วยโหมดการทำงานหลักๆ 2 โหมด คือ Rectification Mode และ Inversion Mode ตามที่ได้กล่าวไปข้างต้น สำหรับการควบคุมการทำงานของวงจร Front-End Converter นี้จะประกอบไปด้วยหลายรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นการควบคุมแบบ Scalar Control หรือแบบ Vector Control ซึ่งมีอยู่หลายเทคนิค ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะการเทคนิคการควบคุมแบบ Scalar Control โดยใช้ Hysteresis Controller ในการควบคุมซึ่งเป็นการควบคุมกระแส (Current control) ง่ายและไม่ซับซ้อน

2.2.4.1 วงจรสมมูลของ Front-End Converter

วงจรสมมูล Front-End Converter จะมีอยู่ 2 กรณีหลักๆ กรณีแรกคือในช่วงขณะที่สวิตช์หรือไดโอดที่ S1,S4 นำกระแส และอีกกรณีหนึ่งคือ ในช่วงที่สวิตช์หรือไดโอดที่ S2,S3 นำกระแส ดังนี้

1. กรณีสวิตช์หรือไดโอดที่ตำแหน่ง S1,S4 นำกระแส



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลขณะสวิตช์หรือไดโอดที่ S1,S4 นำกระแส

จากวงจรสมมูลในกรณีนี้เมื่อทำการวิเคราะห์โดยใช้กฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Voltage Law) จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$-V_s + V_L + V_{dc} = 0 \quad (2.2)$$

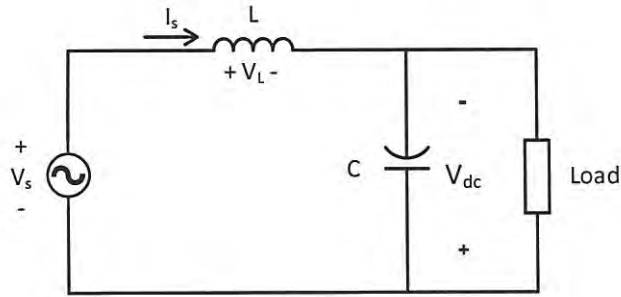
$$V_L = V_s - V_{dc} \quad (2.3)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s - V_{dc}}{L} \quad (2.4)$$

ซึ่งในสภาวะปกติ $V_{dc} > V_s$ เสมอ ดังนั้นในกรณีนี้จะทำให้ $\frac{di_s}{dt} < 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. กรณีสวิตช์หรือไดโอดที่ตำแหน่ง S2,S3 นำกระแส



รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลขณะสวิตช์หรือไดโอดที่ S2,S3 นำกระแส

จากวงจรสมมูลในกรณีนี้เมื่อทำการวิเคราะห์โดยใช้กฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Voltage Law) จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$-V_s + V_L - V_{dc} = 0 \quad (2.5)$$

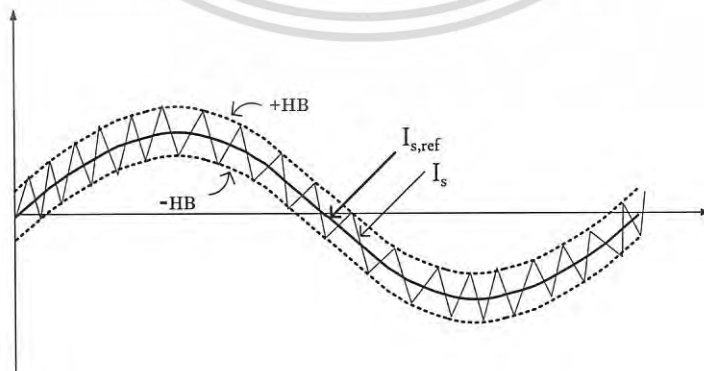
$$V_L = V_s + V_{dc} \quad (2.6)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s + V_{dc}}{L} \quad (2.7)$$

ซึ่งในสภาวะปกติ $V_{dc} > V_s$ เสมอ ดังนั้นในกรณีนี้จะทำให้ $\frac{di_s}{dt} > 0$

2.2.4.2 การควบคุมแบบ Hysteresis Current Control

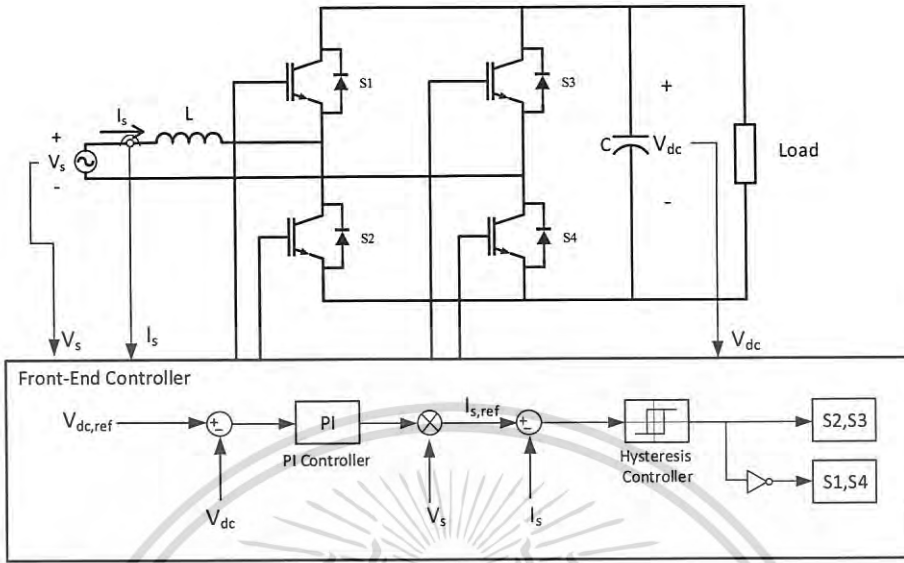
การควบคุมแบบ Hysteresis Current Control เป็นการควบคุมกระแสโดยทำให้กระแสอยู่ภายในขอบเขตที่จำกัดซึ่งเรียกว่า Hysteresis Band ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 การควบคุมแบบ Hysteresis Current Control

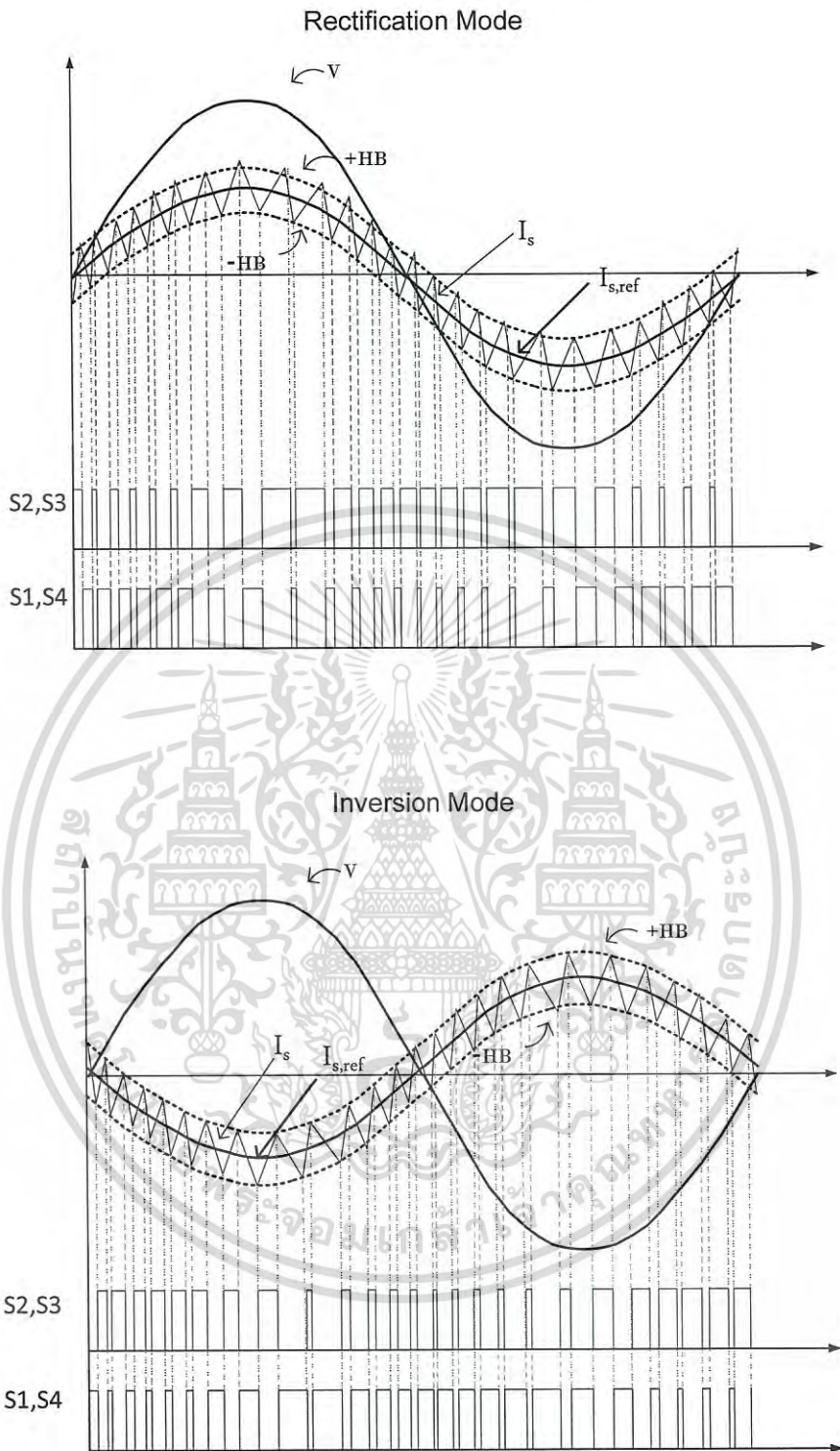
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4.3 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบ Hysteresis Current Control



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมการควบคุม Front-End Converter แบบ Hysteresis

การควบคุม Front-End Converter นี้จะประกอบไปด้วย ส่วนที่ทำการควบคุม แรงดัน V_{dc} ซึ่งนำค่า error ระหว่างแรงดันอ้างอิง กับแรงดัน V_{dc} ที่ได้มาจากการวัด มาทำการควบคุมโดยใช้ PI Controller เพื่อควบคุมแรงดันให้คงที่ แล้วนำ Output ของ PI Controller นี้ไปเป็นค่าขนาดกระแสอ้างอิงสำหรับส่วนที่ทำการควบคุมกระแส โดยที่กระแสอ้างอิงนี้จะได้มาจากผลคูณระหว่างขนาดกระแสอ้างอิง กับแรงดันอ้างอิงทางด้านกริดขนาดหนึ่งหน่วยซึ่งได้มาจากการวัดเพื่อทำให้กระแสอ้างอิงมีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านกริด เมื่อขนาดกระแสอ้างอิงเป็นบวก ซึ่งเป็นโหมดการทำงานแบบ Rectification Mode และทำให้กระแสอ้างอิงมีเฟสตรงกันข้ามกับแรงดันทางด้านกริด (เฟสต่างกัน 180 องศา) เมื่อขนาดกระแสอ้างอิงเป็นลบ ซึ่งเป็นโหมดการทำงานแบบ Inversion Mode โดยนำค่ากระแสอ้างอิงที่ได้ขึ้นไปเปรียบเทียบกับกระแสจริงทางด้านกริดที่ได้มาจากการวัดแล้ว เข้า Hysteresis Controller ซึ่งจะทำการนำค่า error ไปตรวจสอบว่าอยู่ในขอบเขต Hysteresis Band หรือไม่ หากกระแสจริงมีค่าต่ำกว่ากระแสอ้างอิงเกินขอบเขต เอ้าท์พุทจะออกมาเป็น 1 ซึ่งจะเห็นว่า ในกรณีนี้การสวิตซ์จึงควรสวิตซ์ S2,S3 เพื่อให้ $\frac{di_s}{dt} > 0$ เพื่อทำให้กระแสมีค่าเพิ่มขึ้นสูงกว่าขอบล่างของ Hysteresis Band และหากกระแสจริงมีค่าสูงกว่ากระแสอ้างอิงเกินขอบเขต เอ้าท์พุทจะออกมาเป็น 0 ซึ่งในกรณีนี้การสวิตซ์จะกลับกันกับกรณีที่แล้วโดยการสวิตซ์ S1,S4 เพื่อให้ $\frac{di_s}{dt} < 0$ เพื่อทำให้กระแสมีค่าลดลงต่ำกว่าขอบบนของ Hysteresis Band ซึ่งจะทำให้เกิดการสวิตซ์สลับไปมาระหว่าง S1,S4 กับ S2,S3 เพื่อให้ขนาดกระแสถูกควบคุมให้ยังคงอยู่ใน Hysteresis Band

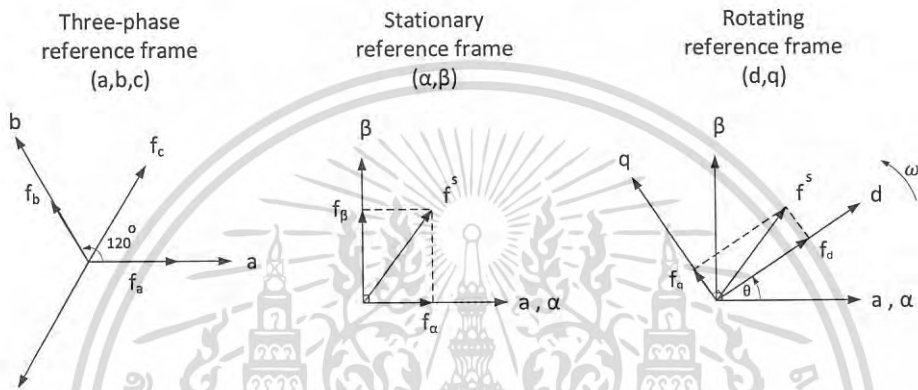


รูปที่ 2.21 การสวิตช์แบบ Hysteresis Current Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การแปลงแกนสำหรับการวิเคราะห์มอเตอร์เหนี่ยวนำ

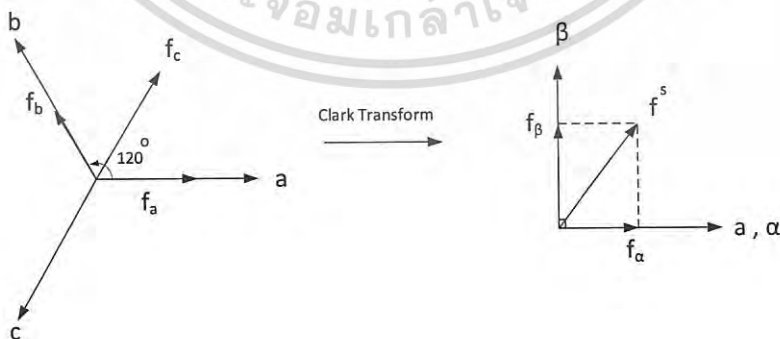
ในการวิเคราะห์มอเตอร์เหนี่ยวนำ การวิเคราะห์จากปริมาณในกรอบอ้างอิง 3 เฟส นั้นค่อนข้างมีความซับซ้อน โดยทั่วไปจึงวิเคราะห์ปริมาณต่างๆในแบบ 2 เฟสซึ่งตั้งฉากกัน ในกรอบอ้างอิงต่างๆ เช่น กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (Stationary reference frame) หรือ กรอบอ้างอิงแกนหมุน (Rotating reference frame) โดยในที่นี่จะกล่าวถึงการแปลงแบบ Clark Transform, Park Transform, Inverse Clark Transform และ Inverse Park Transform ซึ่งเป็นการแปลงแกนที่สำคัญต่อการศึกษาและวิเคราะห์รวมถึงการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยมีรายละเอียดดังนี้



รูป 2.22 กรอบอ้างอิงต่างๆที่ใช้ในการวิเคราะห์มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

2.3.1 Clark Transform

การแปลง Clark Transform เป็นการแปลงปริมาณต่างๆ เช่น กระแส , แรงดัน และฟลักซ์แม่เหล็กในรูปปริมาณ 3 เฟส (a,b,c) ให้อยู่ในรูปปริมาณ 2 เฟส (α, β) ซึ่งตั้งฉากกัน



รูปที่ 2.23 การแปลง Clark Transform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยสมการการแปลง Clark Transform ดังนี้

$$f_\alpha = \frac{2}{3}f_a - \frac{1}{3}f_b - \frac{1}{3}f_c \quad (2.8)$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}f_b - \frac{1}{\sqrt{3}}f_c \quad (2.9)$$

$$f_\gamma = \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) \quad (2.10)$$

โดยที่

f_a, f_b, f_c คือ ปริมาณ 3 เฟสใดๆ เช่น กระแส, แรงดัน หรือ ฟลักซ์แม่เหล็ก

$f_\alpha, f_\beta, f_\gamma$ คือ ปริมาณในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (Stationary reference frame)

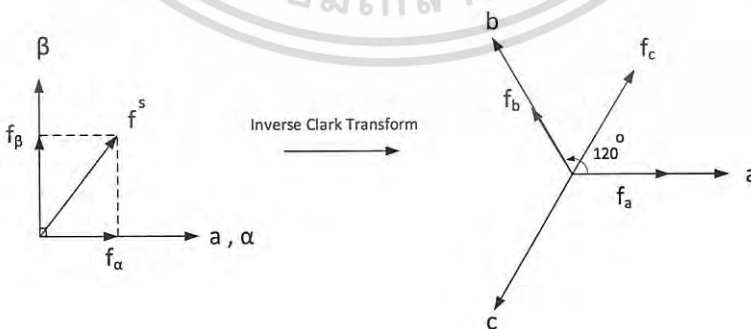
และเมื่อ $f_a + f_b + f_c = 0$ ทำให้สามารถแปลง Clark Transform ได้โดยใช้ปริมาณสองเฟส f_a, f_b เพื่อทำการแปลงให้อยู่ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (α, β) ได้ดังนี้

$$f_\alpha = f_a \quad (2.11)$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_a + 2f_b) \quad (2.12)$$

2.3.2 Inverse Clark Transform

การแปลง Inverse Clark Transform เป็นการแปลงปริมาณต่างๆ เช่น กระแส , แรงดัน และฟลักซ์แม่เหล็กในที่อยู่กรอบอ้างอิงแกนนิ่ง Stationary reference frame (α, β) ให้อยู่ในรูปปริมาณ 3 เฟส (a, b, c) ซึ่งเป็นการแปลงย้อนกลับของ Clark Transform



รูปที่ 2.24 การแปลง Inverse Clark Transform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยสมการการแปลง Inverse Clark Transform ดังนี้

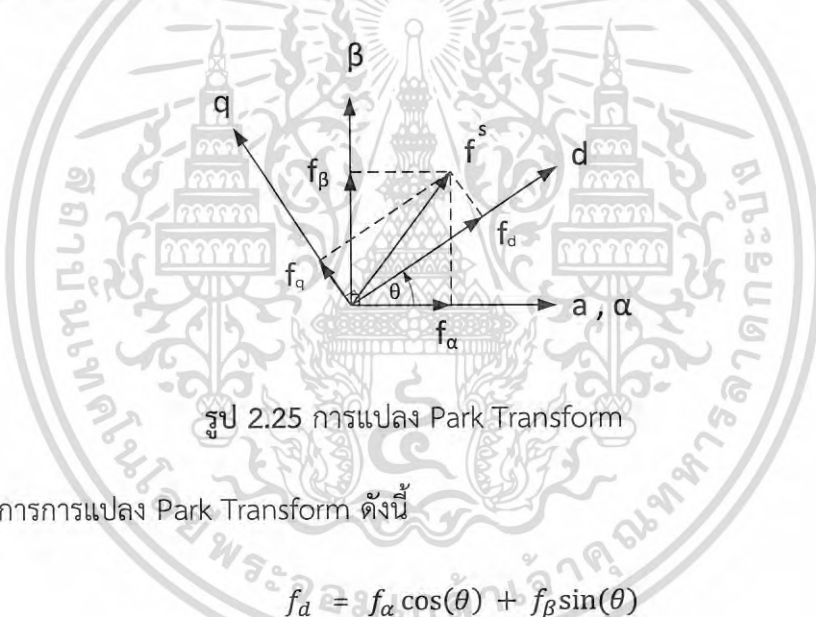
$$f_a = f_\alpha \quad (2.13)$$

$$f_b = \frac{-f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta}{2} \quad (2.14)$$

$$f_c = \frac{-f_\alpha - \sqrt{3}f_\beta}{2} \quad (2.15)$$

2.3.3 Park Transform

การแปลง Park Transform เป็นการแปลงปริมาณต่างๆ ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง Stationary reference frame (α, β) ให้อยู่ในกรอบอ้างอิงแกนหมุน Rotating reference frame (d, q) ซึ่งหมุนไปด้วยความเร็วหนึ่ง โดยมีมุม θ เมื่อเทียบกับกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง



รูป 2.25 การแปลง Park Transform

โดยอาศัยสมการการแปลง Park Transform ดังนี้

$$f_d = f_\alpha \cos(\theta) + f_\beta \sin(\theta) \quad (2.16)$$

$$f_q = f_\beta \cos(\theta) - f_\alpha \sin(\theta) \quad (2.17)$$

2.3.4 Inverse Park Transform

การแปลง Inverse Park Transform เป็นการแปลงปริมาณต่างๆ ในกรอบอ้างอิงแกนหมุน (d, q) ให้กลับมายู่ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (α, β) โดยอาศัยสมการการแปลง Inverse Park Transform ดังนี้

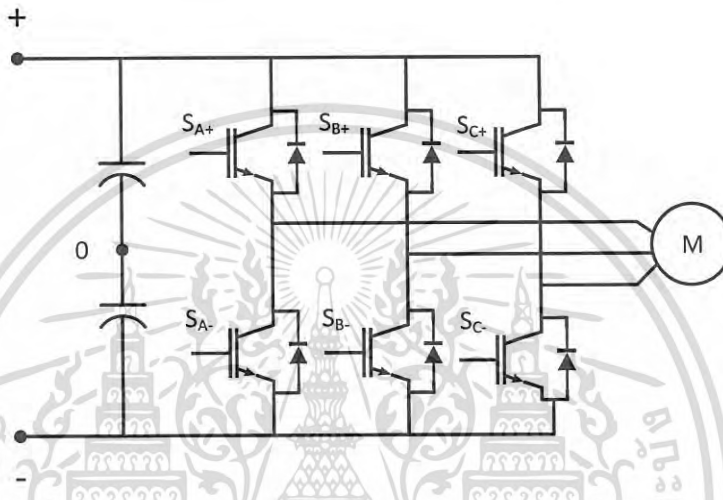
$$f_\alpha = f_d \cos(\theta) - f_q \sin(\theta) \quad (2.18)$$

$$f_\beta = f_q \cos(\theta) + f_d \sin(\theta) \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

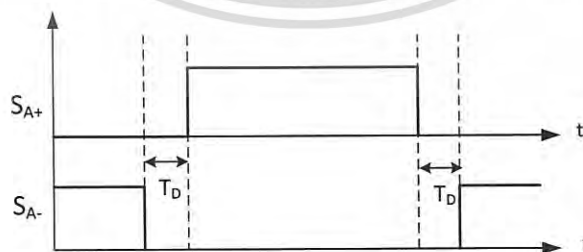
2.4 อินเวอร์เตอร์ (Inverter)

อินเวอร์เตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญสำหรับใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยใช้ไฟฟ้ากระแสตรงมาทำการสวิตช์โดยเทคนิคต่างๆ เช่น SPWM , SV-PWM เป็นต้น ซึ่งสามารถทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส หรือ 3 เฟสที่สามารถปรับขนาดและความถี่ได้ โดยในส่วนนี้จะกล่าวถึงเฉพาะ 3-phase Two-level Voltage Source Inverter เท่านั้น ซึ่งโครงสร้างประกอบไปด้วยอุปกรณ์ในการสวิตช์ เช่น IGBT และ free-wheeling diode จำนวน 6 ตัว ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจร 3-phase Two-level Voltage Source Inverter

โดยปกติแล้วในแต่ละกิ่งของ Two-level VSI จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สวิตช์ เช่น IGBT 2 ตัว คือส่วนที่อยู่ด้าน High-side และ Low-side ซึ่งทั้งสองตัวนี้จะไม่ถูกสั่งให้ทำงาน พร้อมกันเนื่องจากเป็นเหมือนการ short-circuit ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายได้ ดังนั้นแล้วโดยปกติในการสั่งให้สวิตช์ on-off นี้จะมีการใส่ Dead-Time เข้าไปด้วยดังรูปที่ 2.27

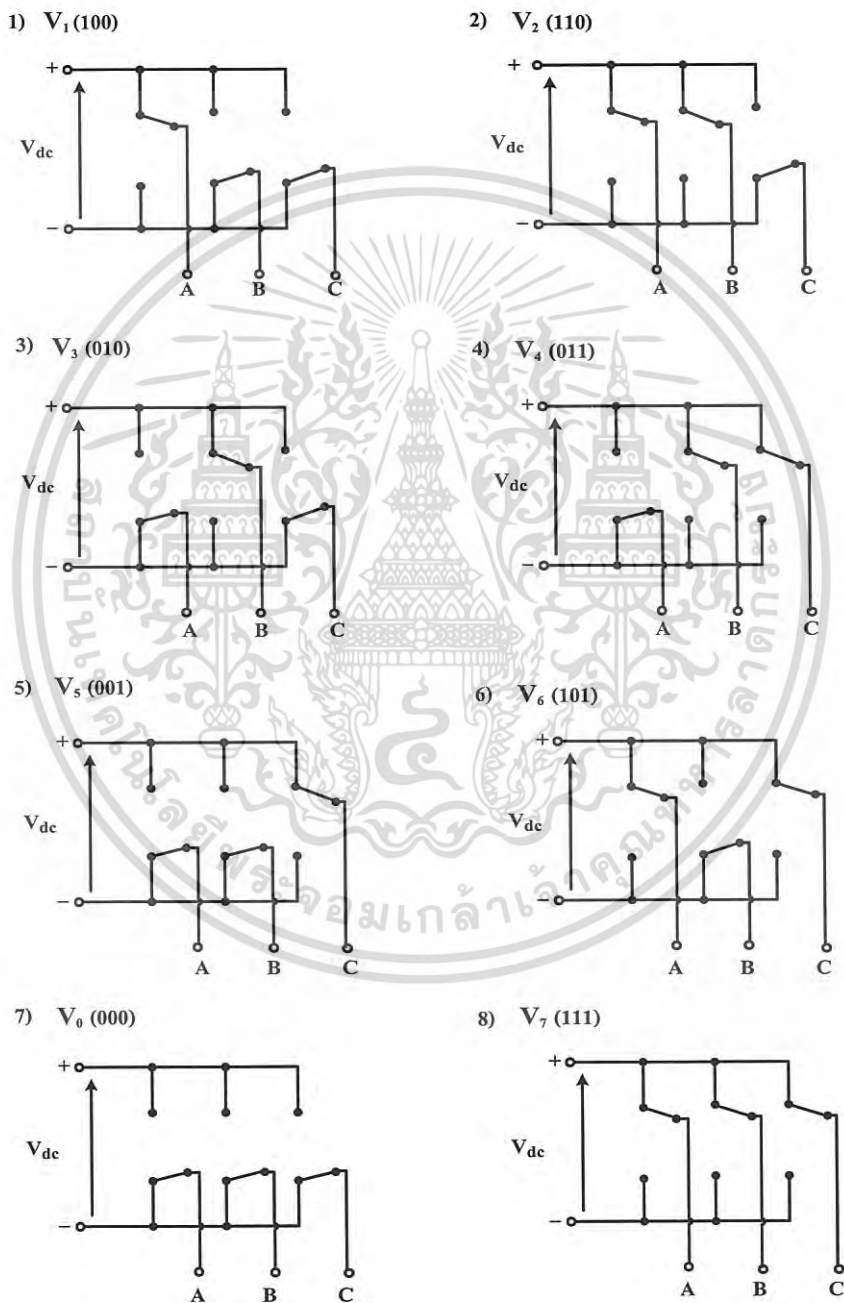


รูปที่ 2.27 การใส่ Dead-Time ในการสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 การสวิตช์ของ Voltage Source Inverter

เนื่องจากในแต่ละกิ่งจะเป็นได้แค่ 2 กรณี ซึ่งในที่นี้จะนิยามค่าของการสวิตช์ในแต่ละกิ่ง (S_A, S_B, S_C) ให้มีค่าเป็น 1 หรือ 0 เท่านั้น โดยจะมีค่าของการสวิตช์เป็น 1 เมื่อ สวิตช์ด้าน High-side ทำงาน และมีค่าของการสวิตช์เป็น 0 ในกรณีที่สวิตช์ด้าน Low-side ทำงาน ดังนั้นจึงเกิดรูปแบบที่เป็นไปได้สำหรับการสวิตช์ทั้งหมดอยู่ 8 กรณี ดังนี้



รูปที่ 2.28 รูปแบบต่างๆ ที่เป็นไปได้สำหรับการสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และขนาดแรงดัน

	S_A	S_B	S_C	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}
V_0	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V_1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V_4	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_7	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$

ตารางที่ 2.2 ขนาดแรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของอินเวอร์เตอร์

	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
V_0 (000)	0	0	0	0	0	0
V_1 (100)	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
V_2 (110)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
V_3 (010)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
V_4 (011)	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
V_5 (001)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
V_6 (101)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
V_7 (111)	0	0	0	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 Space Vector แรงดันของอินเวอร์เตอร์

Space Vector ของแรงดันอินเวอร์เตอร์นี้มีความสำคัญสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เช่น การสร้างสัญญาณ PWM โดยการใช้ Space Vector Modulation (SVM) รวมไปถึงการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยเทคนิค Vector Control ต่างๆ เช่น การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) ซึ่งจะได้กล่าวถึงในส่วนต่อไป

โดยทั่วไปความสัมพันธ์ของแรงดันในระบบสามเฟสสมดุลคือ

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad (2.20)$$

ซึ่งสามารถเขียนได้ในรูป Space Vector ดังนี้

$$\vec{V}(t) = V_\alpha(t) + jV_\beta(t) \quad (2.21)$$

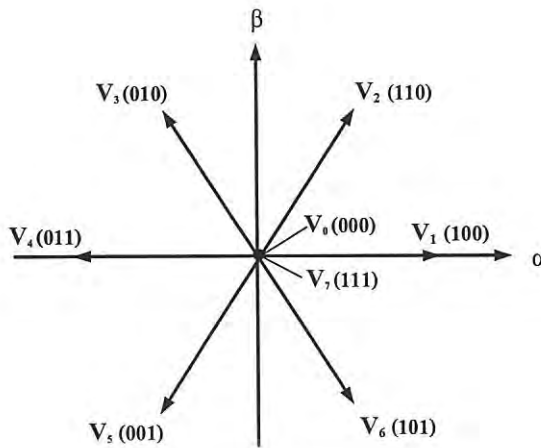
$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} [v_{an}(t)e^{j0} + v_{bn}(t)e^{j2\pi/3} + v_{cn}(t)e^{j4\pi/3}] \quad (2.22)$$

โดยเมื่อทำการแทนค่าจะได้ว่า Space Vector ของอินเวอร์เตอร์นี้จะประกอบไปด้วย เวกเตอร์ศูนย์ (Zero Vector) จำนวน 2 เวกเตอร์ และ เวกเตอร์แรงดันที่ไม่ใช่เวกเตอร์ศูนย์ (Active Vector) จำนวน 6 เวกเตอร์ ตามตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 Space Vector แรงดันของอินเวอร์เตอร์

Space vector		V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_s
Zero vector	V_0	0	0	0	0
	V_7	0	0	0	0
Active vector	V_1	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j0}$
	V_2	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi/3}$
	V_3	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3}$
	V_4	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j3\pi/3}$
	V_5	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j4\pi/3}$
	V_6	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j5\pi/3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

2.5 หลักการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสมรรถนะสูงรูปแบบหนึ่ง ซึ่งสามารถควบคุมได้ทั้งฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดโดยตรง โดยใช้หลักการในการควบคุมอย่างง่าย และอาศัยโมเดลทางไดนามิกส์ในกรอบอ้างอิง Stationary ของมอเตอร์ในการควบคุม ซึ่งใช้การประมาณค่า Torque และ Flux ของมอเตอร์ในการทำ closed loop flux and torque control จากเซนเซอร์กระแสและแรงดัน ทำให้การขับเคลื่อนนี้มีการตอบสนองของแรงบิดที่เร็ว

2.5.1 การสร้างแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

สมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสนั้นสามารถเขียนได้ในรูปความสัมพันธ์ระหว่างสเตเตอร์ฟลักซ์กับโรเตอร์ฟลักซ์ดังสมการที่ 2.23 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของแรงบิดนั้นมีค่าแปรผันตรงกับค่าไซน์ของมุมระหว่าง Stator flux และ Rotor flux เนื่องจากปกติแล้วขนาดของ Stator flux จะถูกรักษาไว้ให้คงที่ ซึ่งทำให้ทั้งสองเวกเตอร์มีขนาดคงที่

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\Psi_s \times \Psi_r) \quad (2.23)$$

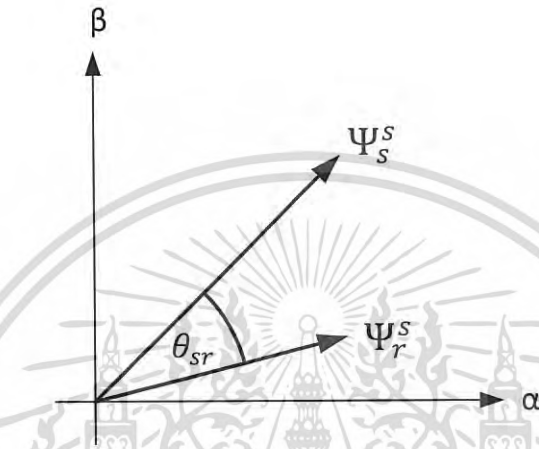
$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \theta_{sr} \quad (2.24)$$

โดยที่ P คือ จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์

Ψ_s คือ Space Vector ของ สเตเตอร์ฟลักซ์

Ψ_r คือ Space Vector ของ โรเตอร์ฟลักซ์

θ_{sr} คือ มุมระหว่าง Space Vector ของ สเตเตอร์ฟลักซ์ กับ โรเตอร์ฟลักซ์



รูปที่ 2.30 การเกิดแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

สมการแรงบิดตามสมการที่ 2.3 ค่าของแรงบิดนั้นเกิดจากการ Cross เวกเตอร์ระหว่าง เวกเตอร์ของ Stator flux กับ Rotor flux ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ Stator flux ในกรอบอ้างอิง Stationary นี้ขึ้นอยู่กับ Stator emf โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

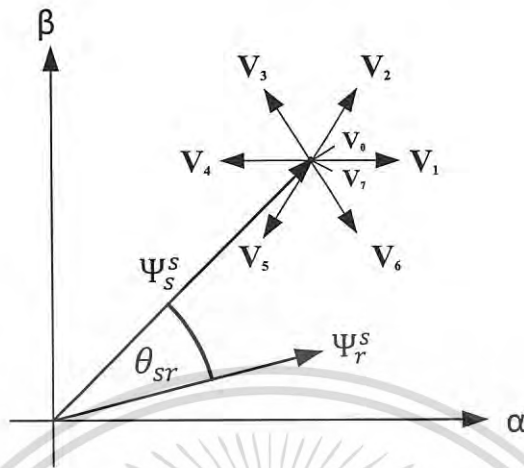
$$\frac{d}{dt}(\Psi_s^s) = v_s^s - R_s i_s^s \quad (2.25)$$

โดยปกติแล้วการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ Stator flux จะขึ้นอยู่กับเวกเตอร์ของแรงดันที่สเตเตอร์มากกว่า ดังนั้นถ้าไม่คิดผลของแรงดันที่ตกคร่อม R_s จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของ Stator flux เป็นผลมาจากเวกเตอร์แรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์

$$\Delta\Psi_s^s = (v_s^s)\Delta t \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สามารถเปลี่ยนเวกเตอร์แรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ได้โดยการใช้การปรับเปลี่ยนสถานะของการสวิตช์จาก Space Vector ของอินเวอร์เตอร์แรงดัน (Voltage Source Inverter)

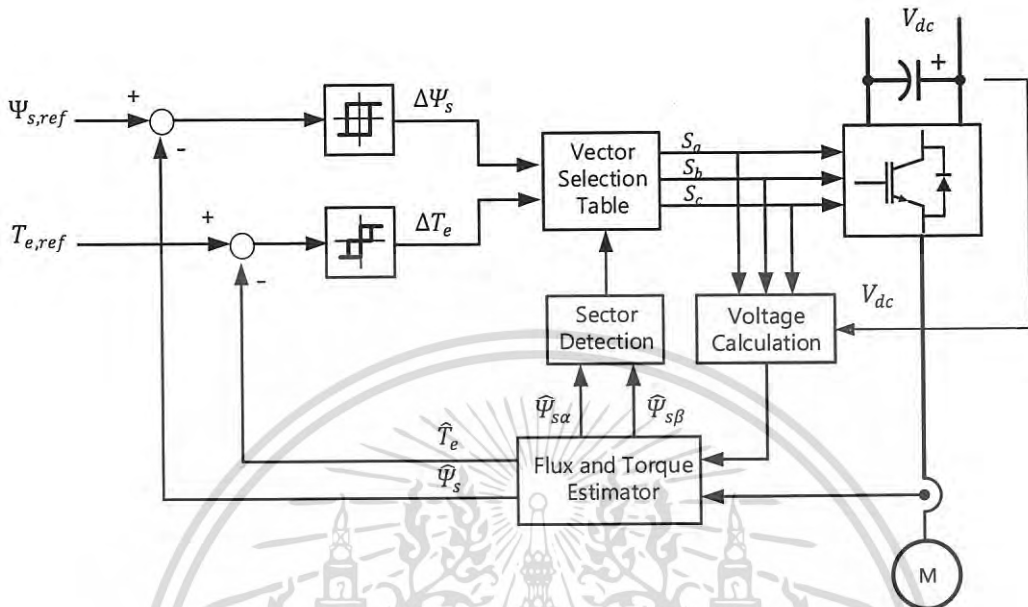


รูปที่ 2.31 การเปลี่ยนแปลงของ Stator flux

โดยทั่วไปแล้วการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ Rotor flux นั้นจะช้ากว่าการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ Stator flux อันเนื่องมาจากผลของ rotor time-constant โดยปกติจะมีค่ามาก ดังนั้นเราจึงสามารถสมมติให้เวกเตอร์ Rotor flux คงที่ในช่วงระยะเวลาสั้นๆ Δt ซึ่ง Stator flux มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวกเตอร์แรงดันของสเตเตอร์ได้

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าในขณะที่ป้อนเวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์ให้เป็น forward active vector จะทำให้เวกเตอร์ของ Stator flux เคลื่อนที่ไปข้างหน้าออกจากเวกเตอร์ของ Rotor flux ซึ่งส่งผลให้แรงบิดของมอเตอร์เพิ่มขึ้น เนื่องจากมุมของ torque angle เพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อป้อนเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์ให้เป็น zero vector หรือ backward active vector จะทำให้มุมของ torque angle ลดลง ซึ่งทำให้แรงบิดลดลงตามไปด้วยเช่นกัน ดังนั้นเราสามารถควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ในชั่วขณะใดๆ ได้ด้วยการควบคุมมุม torque angle (θ_{sr}) โดยการเคลื่อน Stator flux จากการควบคุมแรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ ซึ่งทำให้สามารถควบคุมขนาดของ Stator flux กับ แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าได้โดยตรง ด้วยการเลือก Space vector ของอินเวอร์เตอร์แรงดันที่เหมาะสม

2.5.2 การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)



รูปที่ 2.32 Block Diagram ของการควบคุมแรงบิดโดยตรง

ภาพรวมของการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) นั้นจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้คือ Flux Controller , Torque Controller , การประมาณค่าฟลักซ์และการประมาณค่าแรงบิด และสุดท้ายคือการเลือก Space vector ที่เหมาะสมของอินเวอร์เตอร์แรงดัน หรือก็คือส่วนของ Vector Selection Table

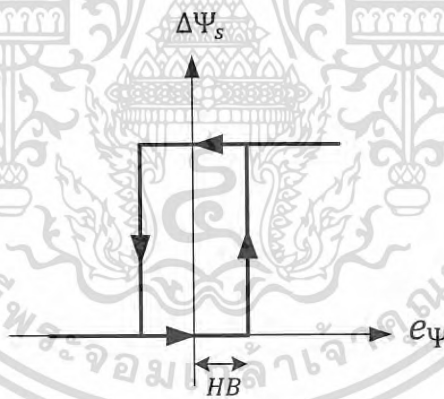
การขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดนี้จะสามารถควบคุมให้มีค่าขนาดฟลักซ์และแรงบิดอยู่ในขอบเขตที่จำกัดได้โดยตรง โดยใช้ส่วนของการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิดซึ่งได้ข้อมูลมาจากการวัดกระแสและแรงดัน เพื่อทำการคำนวณหาค่าขนาดฟลักซ์และแรงบิดแล้วนำไปเข้า Flux Controller และ Torque Controller แล้วจึงนำ output ที่ได้ไปทำการเลือก Space Vector ของอินเวอร์เตอร์แรงดันที่เหมาะสมจากการเปิดตาราง (Look-up Table) ดังที่จะได้กล่าวถึงต่อไป

2.5.3 Flux & Torque Controller

การควบคุมแรงบิดและฟลักซ์แม่เหล็กของการขับเคลื่อนโดยใช้ Direct Torque Control นี้สามารถควบคุมได้ง่ายโดยใช้การควบคุมแบบ Hysteresis Controller ซึ่งเป็นการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนรวมถึงสามารถควบคุมได้ทั้งฟลักซ์และแรงบิด โดยจะสามารถควบคุมให้ขนาดของฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ในขอบเขตของขนาดฟลักซ์ และควบคุมขนาดแรงบิดให้มีค่าอยู่ในขอบเขตของขนาดแรงบิด ซึ่งเรียกว่าขอบเขตของ Hysteresis Band ได้ โดยจะมีการนำ output ของ Flux Hysteresis Controller และ Torque Hysteresis Controller ไปทำการเลือก Space Vector แรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมต่อไป

2.5.3.1 Flux Controller

Hysteresis Controller สำหรับการควบคุมฟลักซ์ โดยทั่วไปจะเป็นการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส 2 ระดับ (two-level hysteresis controller) เพื่อให้ค่าขนาดของฟลักซ์มีค่าอยู่ในขอบเขตที่กำหนด Hysteresis Band ดังนี้



รูปที่ 2.33 Two-level hysteresis controller

โดยที่สัญญาณ output ของ ฮิสเตอร์รีซิส 2 ระดับ (two-level hysteresis controller) มีค่าดังนี้

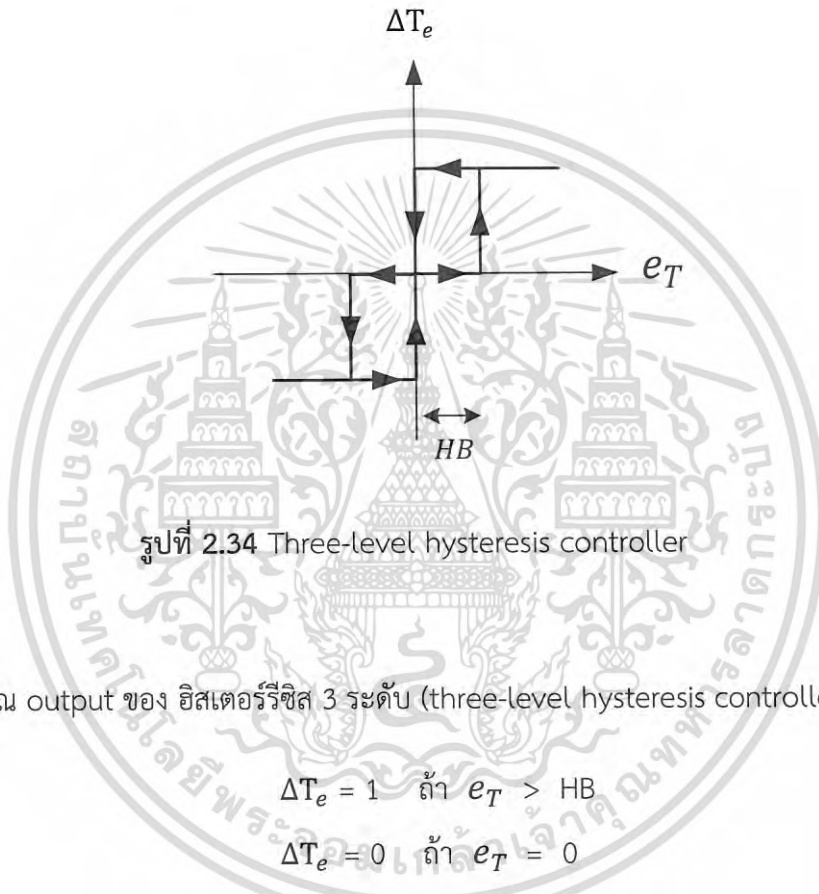
$$\Delta\Psi_s = 1 \quad \text{ถ้า } e_\psi > HB$$

$$\Delta\Psi_s = 0 \quad \text{ถ้า } e_\psi < -HB$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3.2 Torque Controller

Hysteresis Controller สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยทั่วไปจะเป็นการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (three-level hysteresis controller) เพื่อให้ขนาดของแรงบิดมีค่าอยู่ภายในขอบเขตที่จำกัด Hysteresis Band ซึ่งจะต่างกับ Flux Controller ที่เป็นการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส 2 ระดับ ตรงที่ว่า output ของฮิสเตอร์รีซิสแบบ 3 ระดับนี้ จะมีค่าเป็น +1 , 0 และ -1 เนื่องจากเวกเตอร์ของ Stator flux สามารถหมุนได้ทั้งตามเข็มนาฬิกา, ทวนเข็มนาฬิกาและหยุดหมุน



โดยที่สัญญาณ output ของ ฮิสเตอร์รีซิส 3 ระดับ (three-level hysteresis controller) มีค่าดังนี้

$$\Delta T_e = 1 \quad \text{ถ้า } e_T > HB$$

$$\Delta T_e = 0 \quad \text{ถ้า } e_T = 0$$

$$\Delta T_e = -1 \quad \text{ถ้า } e_T < -HB$$

2.5.4 การเลือก Space Vector ของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม

ในเนื้อหาส่วนที่แล้วจะเห็นได้ว่าแรงบิดสามารถควบคุมได้โดยตรงด้วยการควบคุมเวกเตอร์ของ Stator flux จากเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ ถ้าเวกเตอร์ของ Stator flux ถูกเร่งไปข้างหน้า แรงบิดก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ในทางกลับกันหากเวกเตอร์ของ Stator flux หยุดนิ่งหรือถูกเร่งให้ไปในทิศตรงกันข้าม แรงบิดนั้นก็ลดลงเช่นกัน การควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบนี้จึงต้องทำการเลือกเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

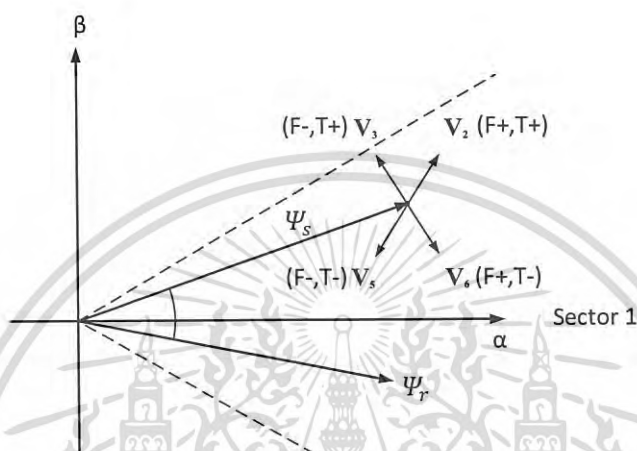
การควบคุมแรงบิดโดยตรงนี้เป็นการ decoupling control ระหว่าง Stator flux และ Torque ของมอเตอร์ ซึ่งสามารถแยกการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดออกจากกัน โดยการใช้ระบบควบคุมแบบ Hysteresis Controller ในการควบคุม ซึ่งจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบในแนวรัศมีของ Stator flux แปรผันโดยตรงกับขนาดฟลักซ์ และอีกองค์ประกอบหนึ่งในแนวตั้งฉากกับ Stator flux แปรผันโดยตรงกับขนาดแรงบิด สำหรับวิธีการเลือกเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมนั้นมีอยู่หลายวิธี โดยในที่นี้จะกล่าวถึงวิธีการแบบทั่วไปเท่านั้น



รูปที่ 2.35 การแบ่ง Sector สำหรับการเลือก Space Vector ที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วจะมีการแบ่งจำนวน sector เป็น 6 sector ซึ่งแต่ละ sector นี้จะมีขนาด 60 องศา โดยที่ sector ที่ 1 จะอยู่ในช่วง -30 องศา ถึง 30 องศา ดังรูปที่ 2.36 ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าฟลักซ์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ในกรณีนี้หากป้อนเวกเตอร์ V_2 จะทำให้ทั้งฟลักซ์และแรงบิดมีขนาดเพิ่มขึ้น หากป้อน V_3 จะทำให้ฟลักซ์มีขนาดลดลงแต่แรงบิดมีขนาดเพิ่มขึ้น หากป้อน V_5 จะทำให้ทั้งฟลักซ์และแรงบิดมีขนาดลดลง และหากป้อน V_6 จะทำให้ฟลักซ์มีขนาดเพิ่มขึ้น แต่แรงบิดมีขนาดลดลง



รูปที่ 2.36 การเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมใน Sector 1

สำหรับ Sector อื่นนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน โดยทั่วไปแล้วจะสามารถเลือกเวกเตอร์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมได้ดังนี้

ตารางที่ 2.4 เวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสมในแต่ละ sector

$\Delta\Psi_s$	ΔT_e	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.5 การประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด

การประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด (Flux and Torque Estimator) สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงนี้จะใช้การวัดกระแสของสเตเตอร์ในแต่ละเฟส รวมถึงการวัดแรงดันของไฟตรง (Vdc) เพื่อมาทำการคำนวณหาค่าแรงดันของสเตเตอร์โดยการใช้แรงดันไฟตรง และสถานะของการสวิตช์ โดยการประมาณค่าขนาดของฟลักซ์และแรงบิดนี้จะทำการประมาณค่าในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง Stationary frame (α, β) ซึ่งจะต้องมีการแปลง Clark Transform ดังนี้

2.5.5.1 การแปลงกรอบอ้างอิงของกระแสสเตเตอร์

โดยปกติแล้วปริมาณกระแส 3 เฟสในมอเตอร์นั้นสมดุล นั่นคือ $I_a + I_b + I_c = 0$ จึงทำให้สามารถใช้อุปกรณ์เซนเซอร์กระแสในการวัดเพียงแค่ 2 เฟสเท่านั้น แล้วสามารถทำการคำนวณกระแสอีกเฟสได้จากความสัมพันธ์ดังกล่าว ซึ่งทำให้สามารถลดจำนวนการใช้ของเซนเซอร์ลง นอกจากนี้ยังเป็นการลดต้นทุนในการสร้างชิ้นงานอีกด้วย โดยการใช้ Clark Transform จะได้กระแสในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (α, β) ดังนี้

$$I_{s\alpha} = I_a \quad (2.27)$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_a + 2I_b) \quad (2.28)$$

2.5.5.2 การคำนวณค่าแรงดันสเตเตอร์

การแปลงกรอบอ้างอิงของแรงดันสเตเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้เซนเซอร์ในการวัดแรงดันที่สเตเตอร์ซึ่งต้องใช้อย่างน้อย 2 ตัวในการวัดแรงดัน ซึ่งนอกจากจะทำให้เกิดความยุ่งยากในการวัดแล้วนั้นยังทำให้ทั้งวงจรโดยรวมมีความซับซ้อน เทคนิคหนึ่งที่ทำให้สามารถลดจำนวนเซนเซอร์นี้ลงได้และง่ายต่อการวัด คือการคำนวณค่าแรงดันสเตเตอร์จากแรงดันไฟตรง DC Link และสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ดังนี้

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3}V_{dc}(S_a - \frac{1}{2}S_b - \frac{1}{2}S_c) \quad (2.29)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(S_b - S_c) \quad (2.30)$$

2.5.5.3 การประมาณค่าฟลักซ์ (Flux Estimator)

การประมาณค่าฟลักซ์สเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง (α, β) สามารถทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ฟลักซ์สเตเตอร์ตามสมการที่ 2.31 ซึ่งจะต้องใช้ค่าของแรงดันสเตเตอร์, กระแสสเตเตอร์ และค่าความต้านทานสเตเตอร์ R_s โดยได้มาจากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

$$\frac{d}{dt}(\Psi_s^s) = v_s^s - R_s i_s^s \quad (2.31)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตจะได้ฟลักซ์ในแต่ละแนวแกนดังนี้

$$\Psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (2.32)$$

$$\Psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (2.33)$$

ดังนั้นจะได้ขนาดและมุมของฟลักซ์สเตเตอร์ จากการประมาณโดยใช้สมการที่ 2.32 และ 2.33 เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมแรงบิดโดยตรงในส่วนของการควบคุมขนาดฟลักซ์ ดังนี้

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2} \quad (2.34)$$

$$\angle \Psi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}} \right) \quad (2.35)$$

2.5.5.4 การประมาณค่าแรงบิด (Torque Estimator)

การประมาณค่าแรงบิดสำหรับการควบคุมแบบ Direct Torque Control นี้จะใช้ปริมาณทางด้านสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนนิ่งสำหรับการคำนวณหาค่าแรงบิด โดยใช้ค่าของฟลักซ์สเตเตอร์และกระแสสเตเตอร์ในการคำนวณค่าแรงบิดดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} P (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.36)$$

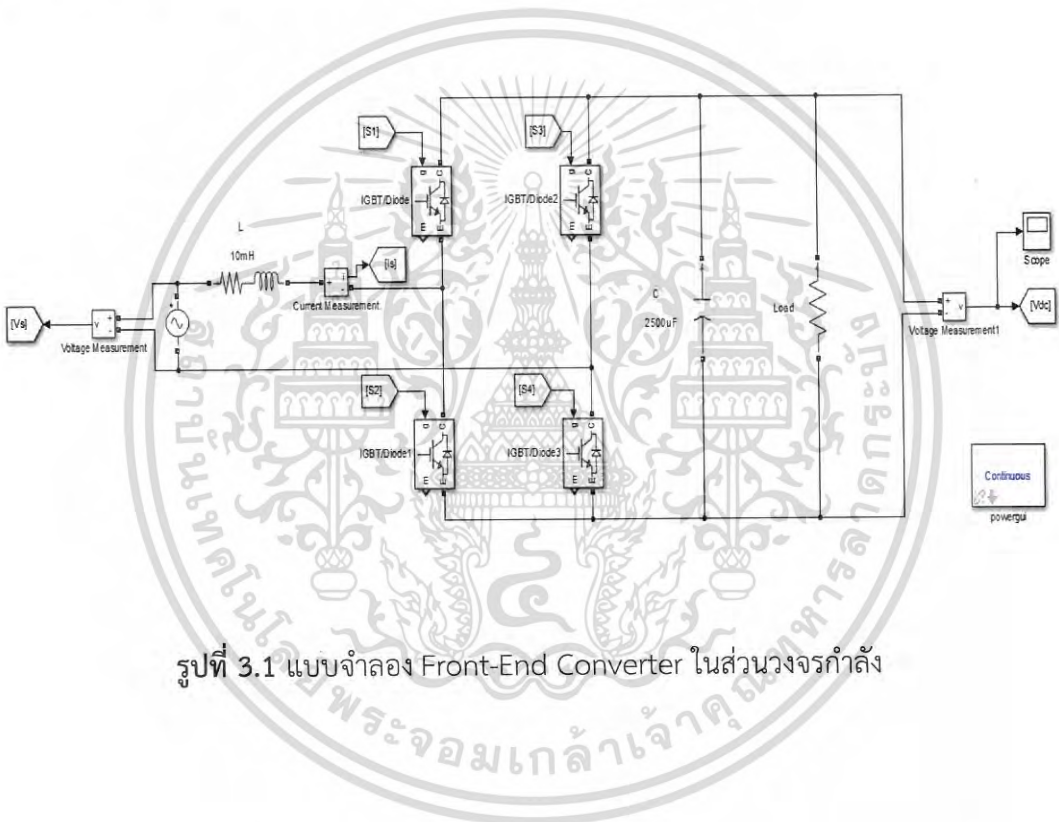
โดยที่ P คือจำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์

บทที่ 3

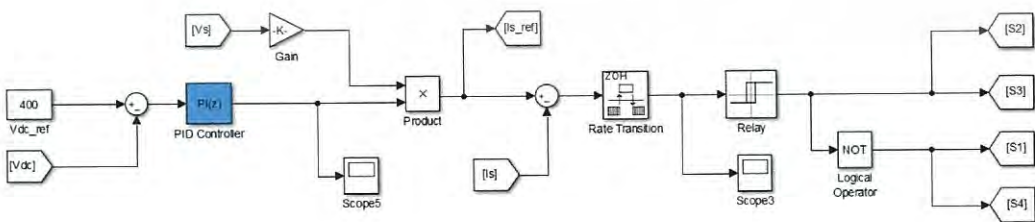
การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 แบบจำลอง Front-End Converter

แบบจำลองวงจร Front-End Converter นี้ประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลัก คือ ส่วนของวงจรกำลัง และส่วนของการควบคุมวงจรกำลัง ซึ่งจะใช้เทคนิคการควบคุมแบบ Hysteresis current control ดังนี้



รูปที่ 3.1 แบบจำลอง Front-End Converter ในส่วนวงจรกำลัง



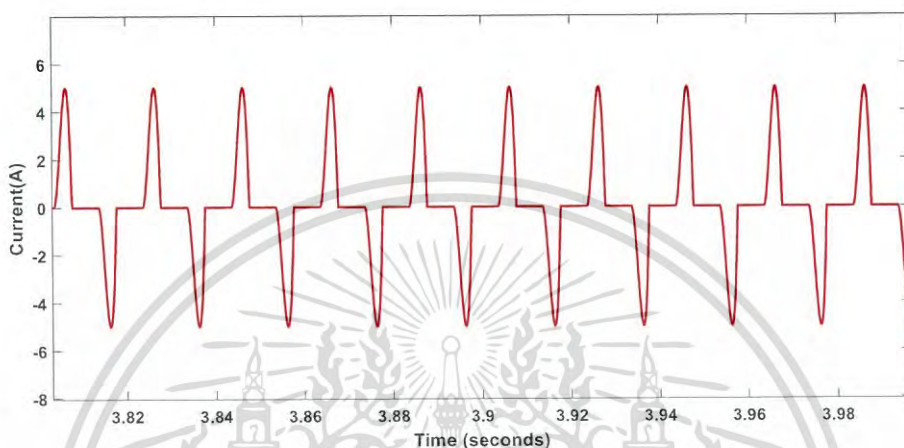
รูปที่ 3.2 แบบจำลอง Front-End Converter ในส่วนของการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ผลการจำลอง Front-End Converter

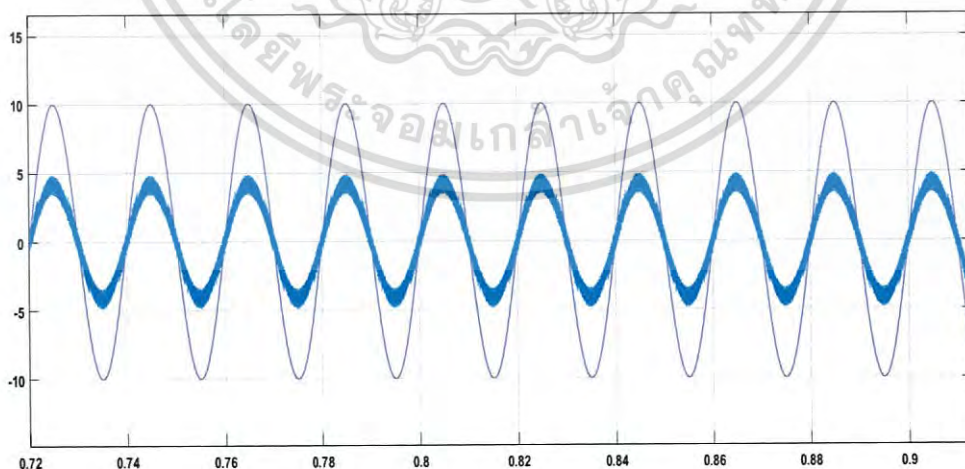
3.2.1 การจำลองผลขณะไม่ทำการควบคุมกระแส

จากผลการจำลอง ในกรณีนี้จะเห็นได้ชัดเลยว่ารูปร่างของกระแสไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เนื่องจากไดโอดและตัวเก็บประจุ ซึ่งทำให้กระแสมีฮาร์มอนิกส์รวมอยู่ซึ่งส่งผลเสียต่อระบบไฟฟ้า



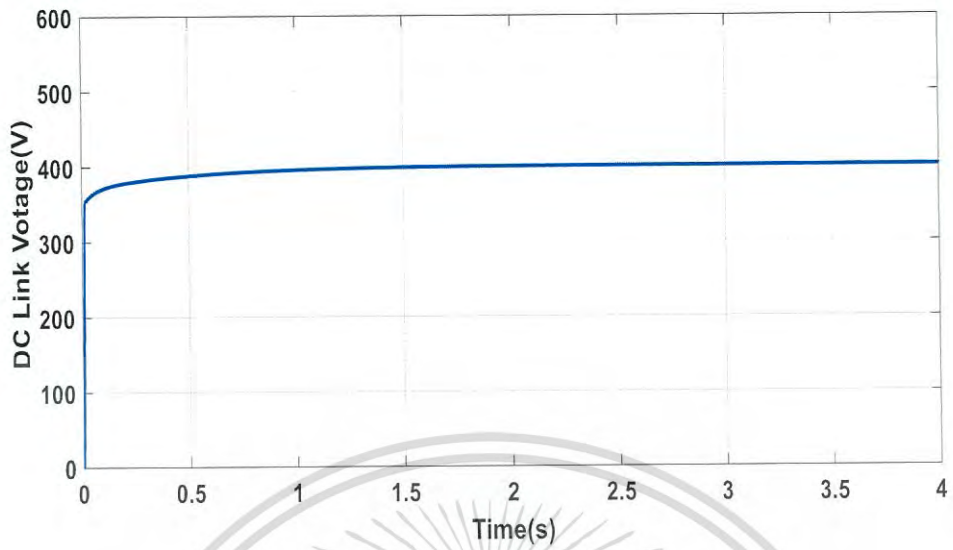
รูปที่ 3.3 รูปร่างกระแสทางด้านกริดขณะไม่ทำการควบคุมกระแส

3.2.2 การจำลองผลขณะทำการควบคุมด้วย Hysteresis Current Control

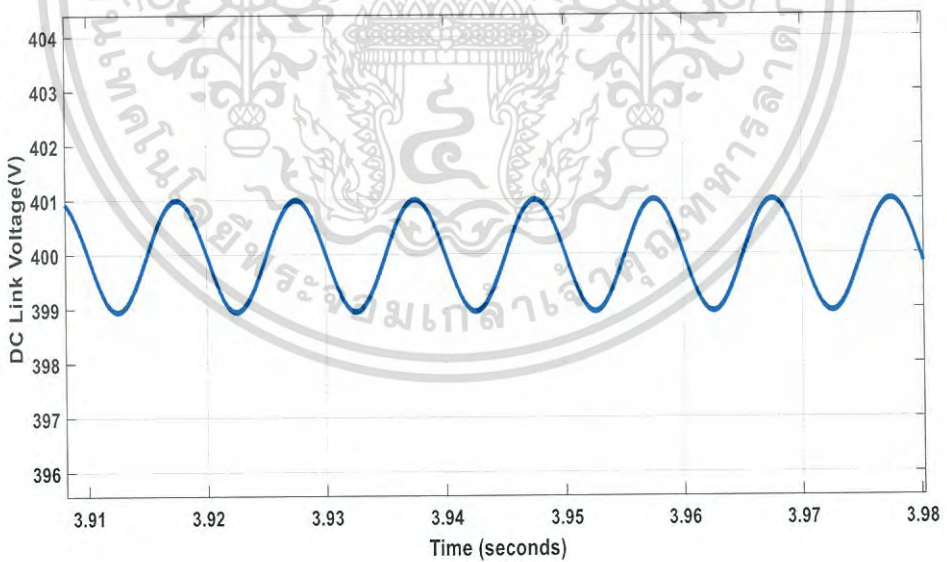


รูปที่ 3.4 รูปร่างกระแสทางด้านกริดโดยใช้ Front-End Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 ผลการตอบสนองของแรงดัน DC-Link

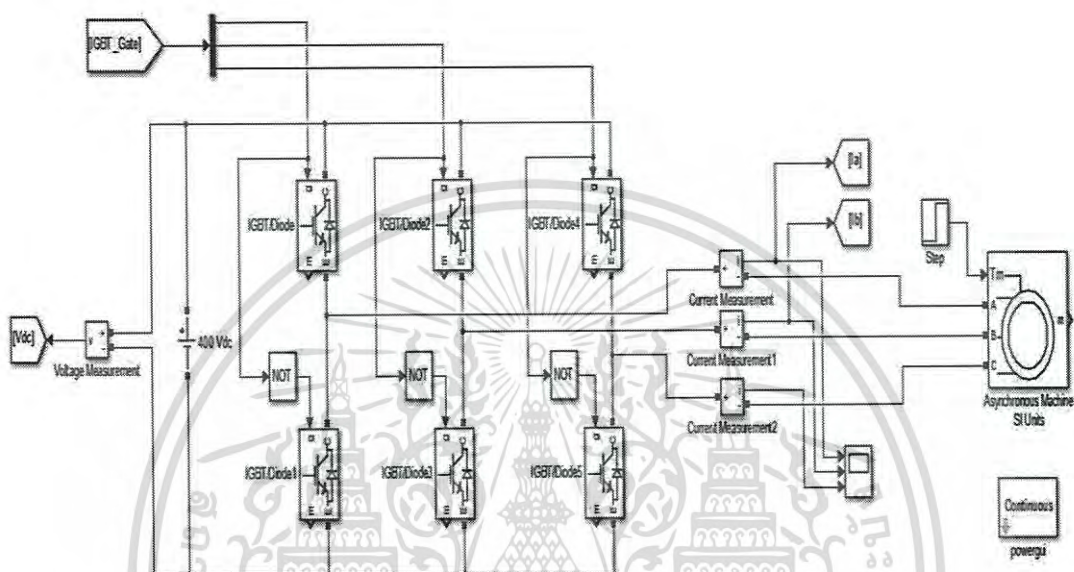


รูปที่ 3.6 แรงดัน DC-Link ในขณะ Steady-state

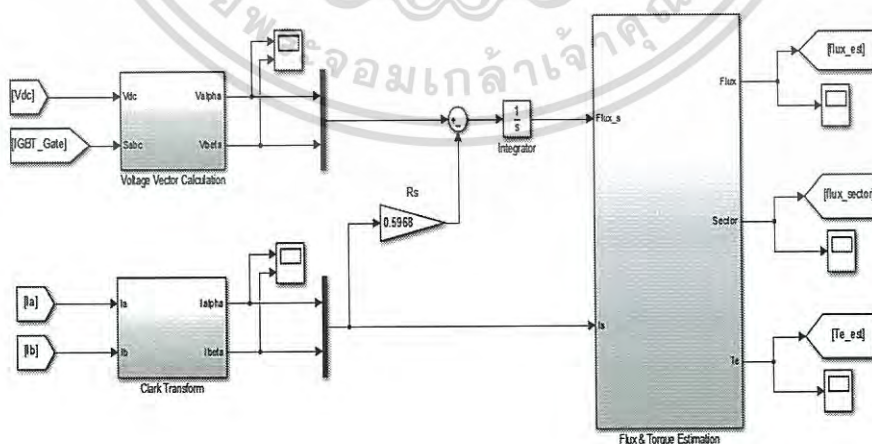
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 แบบจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้ Direct Torque Control

แบบจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้ Direct Torque Control นี้ประกอบไปด้วยส่วนของอินเวอร์เตอร์, การประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด และส่วนของการควบคุมแรงบิดโดยตรง ซึ่งจะใช้เทคนิคการควบคุมแบบ Hysteresis controller ดังนี้



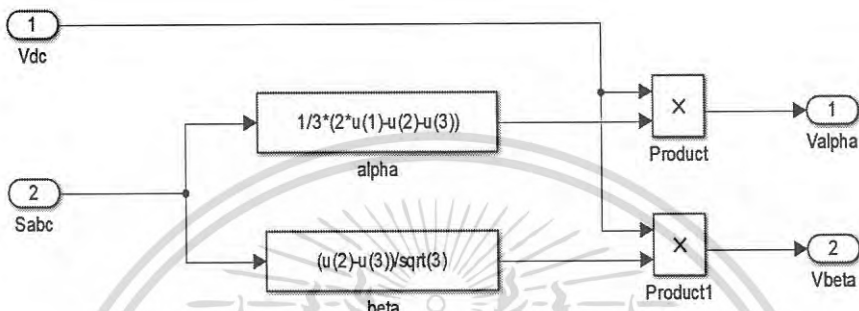
รูปที่ 3.7 แบบจำลองวงจรกำลังสำหรับ Direct Torque Control



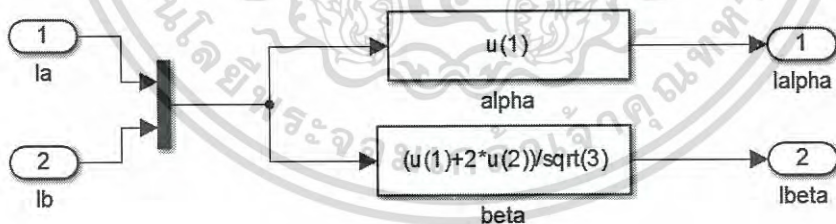
รูปที่ 3.8 ภาพรวมของการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับภาพรวมการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิดนั้นจะประกอบไปด้วยการคำนวณค่าแรงต้นสเตเตอร์จากการใช้แรงดันไฟตรงและสถานะการสวิตช์ , การแปลงกระแสมอเตอร์ที่ทำการวัดมาทั้งสองเฟสให้อยู่ในกรอบอ้างอิง Stationary และการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด โดยมีส่วนต่างๆ ดังรูป

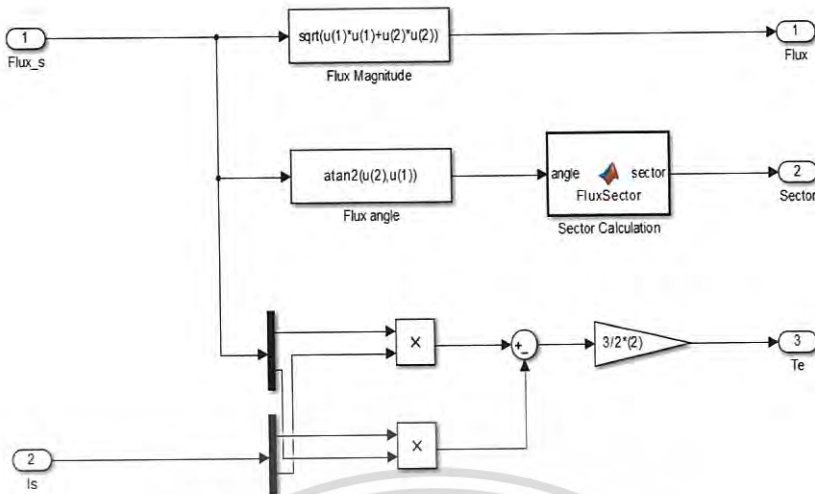


รูปที่ 3.9 การคำนวณค่าแรงต้นสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิง Stationary



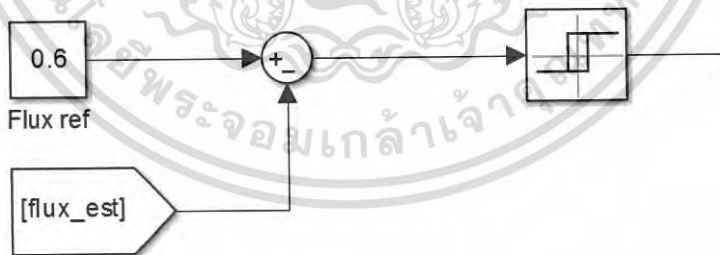
รูปที่ 3.10 การแปลงกระแสมอเตอร์ให้อยู่ในกรอบอ้างอิง Stationary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



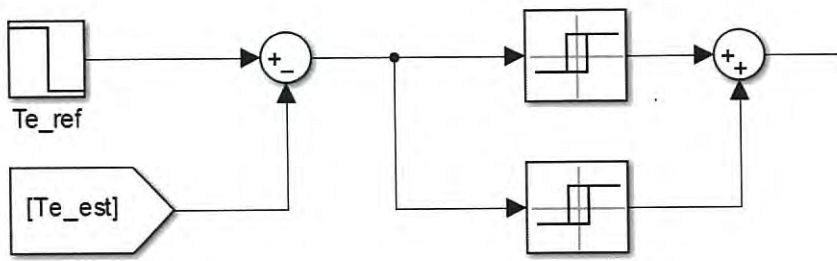
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด

เมื่อทำการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิดแล้วจึงนำค่าฟลักซ์และแรงบิดที่ได้จากการประมาณนี้ไปทำการควบคุมขนาดฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์โดยตรงด้วยการใช้ Flux hysteresis controller ซึ่งเป็น Two-level hysteresis controller และ Torque hysteresis controller ซึ่งเป็น Three-level hysteresis controller ดังนี้



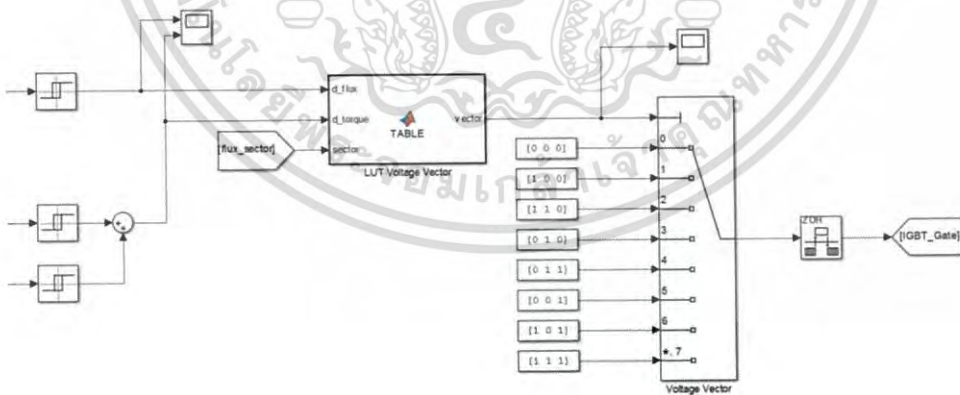
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมของ Flux controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมของ Torque controller

เมื่อทำการประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิด แล้วนำ error ของ Flux และ Torque มาเข้า Flux controller และ Torque controller แล้ว output ที่ได้นี้จะนำไปทำการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดโดยตรงโดยใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมจากรายการดังนี้

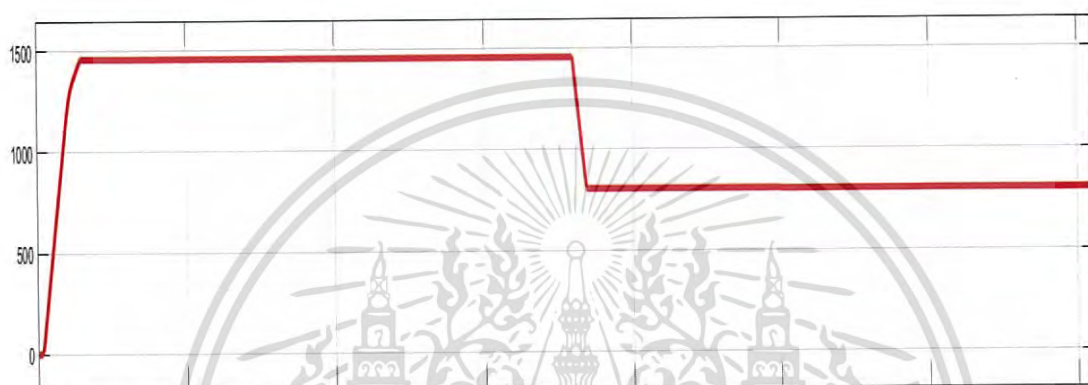


รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมของการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสม

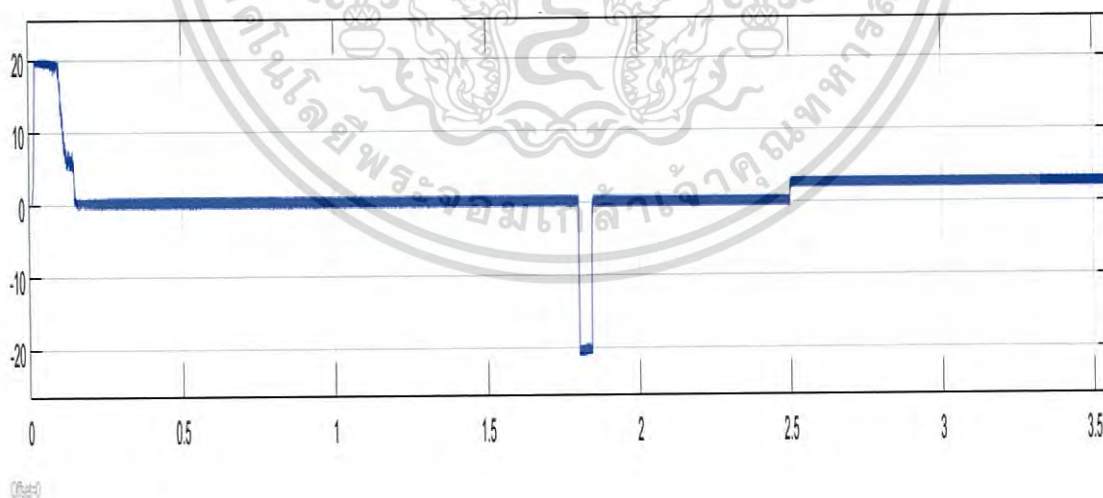
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ผลการจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้ Direct Torque Control

ในการ Simulation การขับเคลื่อนมอเตอร์แบบ Direct Torque Control นี้จะประกอบไปด้วย 3 ช่วง ในช่วงแรกคือการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้อยู่ที่ 1450 rpm หลังจากนั้นจึงปรับความเร็วอ้างอิงเป็น 800 rpm ซึ่งในช่วงนี้จะเป็นการจำลองการ Regenerative braking และช่วงสุดท้ายจะมีการเพิ่มโหลดทางกลให้กับมอเตอร์

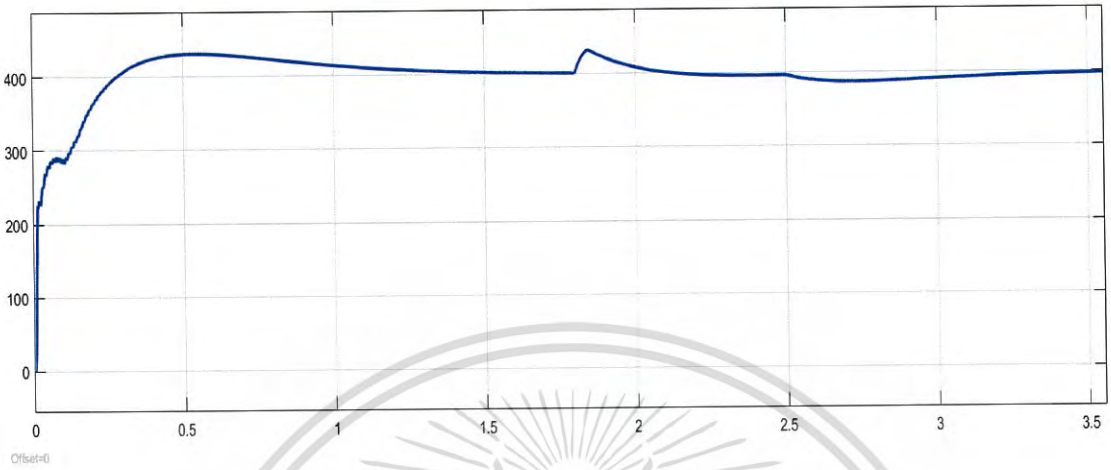


รูปที่ 3.15 ความเร็วของมอเตอร์จากการจำลอง

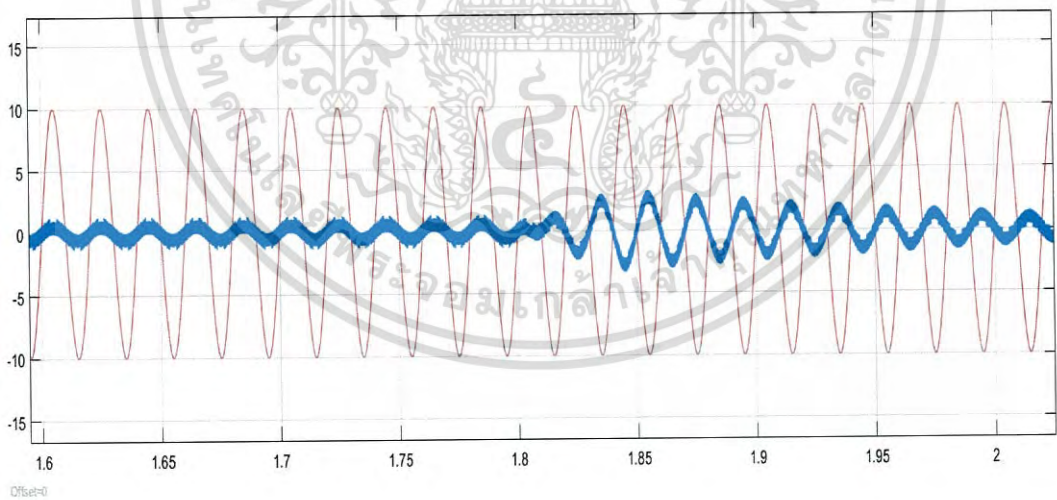


รูปที่ 3.16 แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 แรงดัน DC-Link จากการจำลอง



รูปที่ 3.18 กราฟกระแสทางด้านกริดในขณะ Regenerative braking

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

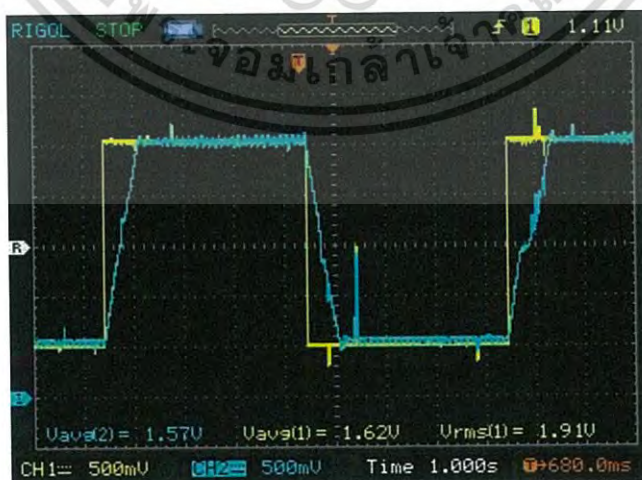
ผลการทดลองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยที่เส้นสีเหลืองคือ รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง และเส้นสีฟ้าคือ รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต

4.1 ผลการตอบสนองของความเร็วมอเตอร์

โดยที่แรงดัน DC-Link = 300 โวลต์, Stator flux = 0.3 Wb, Flux Hysteresis Band = 0.025 Wb, Torque Limit = 2 N·m และ Torque Hysteresis Band = 0.2 N·m



รูปที่ 4.1 การเปลี่ยนแปลงความเร็วจาก -500 rpm เป็น 500 rpm



รูปที่ 4.2 การเปลี่ยนแปลงความเร็วจาก -1000 rpm เป็น 1000 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองการควบคุมแรงบิดโดยตรง ที่ความเร็ว 1400 rpm

โดยที่แรงดัน DC-Link = 300 โวลต์, Stator flux = 0.3 Wb, Flux Hysteresis Band = 0.025 Wb, Torque Limit = 2 N·m และ Torque Hysteresis Band = 0.2 N·m จากกราฟผลการทดลองแสดงการตอบสนองของความเร็วจาก 0 rpm ถึง 1400 rpm โดยใช้เวลา 0.25 วินาที และเปลี่ยนแปลงเป็น -1400 rpm ในเวลา 0.5 วินาที



รูปที่ 4.3 การตอบสนองของความเร็วมอเตอร์ขณะ start ที่ 1400 rpm



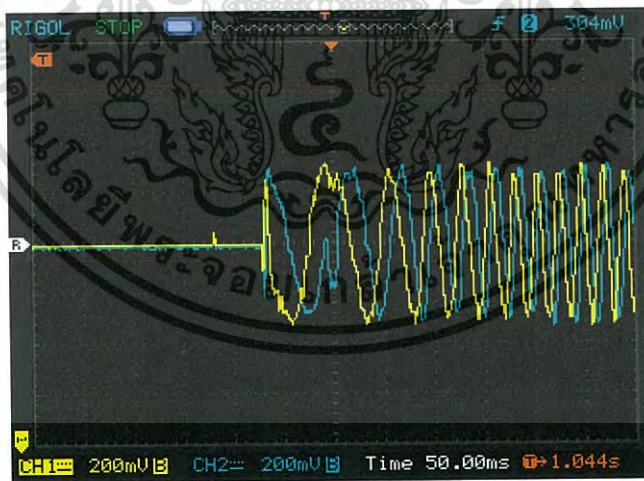
รูปที่ 4.4 การตอบสนองของ Torque ขณะ start ที่ 1400 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 การตอบสนองของ Stator flux ขณะ start ที่ 1400 rpm

จากผลการทดลอง การตอบสนองของขนาด Stator Flux ขณะ Start เมื่อกำหนด Reference ไว้ที่ 0.3 Wb ขนาด Stator Flux เข้าสู่ Steady State ใช้เวลาเพียง 10 ms และเมื่อมีการกลับทิศการหมุน สามารถควบคุม Stator Flux คงที่ได้



รูป 4.6 การตอบสนองของ Stator Flux ขณะ Start

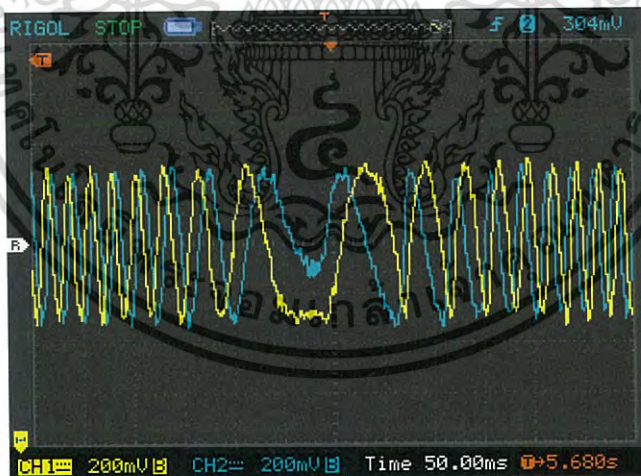
กราฟแสดงการตอบสนองของ Stator Flux ขณะ Start โดยที่เส้นสีเหลืองคือ $\Psi_{S\alpha}$ และเส้นสีฟ้าคือ $\Psi_{S\beta}$ ซึ่งถูกควบคุมให้มีขนาดที่ 0.3 Wb

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.7 Stator Flux ขณะ Steady State

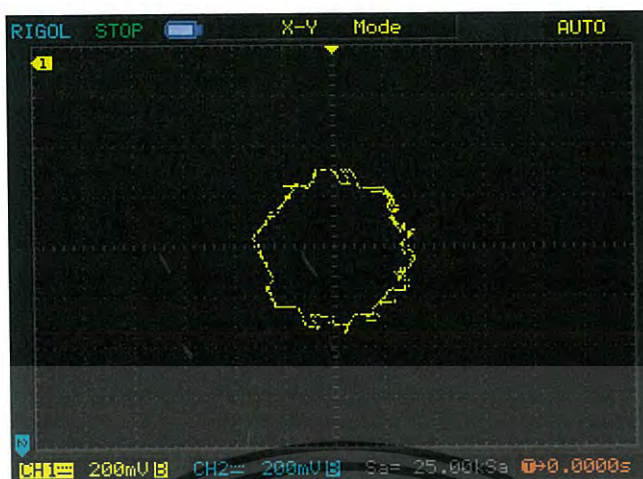
จากรูปแสดงถึง Stator Flux ขณะ Steady State ที่ความเร็ว 1400 rpm โดยที่
เส้นสีเหลืองคือ $\Psi_{s\alpha}$ และเส้นสีฟ้าคือ $\Psi_{s\beta}$



รูป 4.8 Stator Flux ขณะกลับทิศทางการหมุน

จากรูปแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของ Stator Flux ในขณะกลับทิศทางการ
หมุนความเร็ว โดยที่เส้นสีเหลืองคือ $\Psi_{s\alpha}$ และเส้นสีฟ้าคือ $\Psi_{s\beta}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 XY Plot ของ Stator Flux

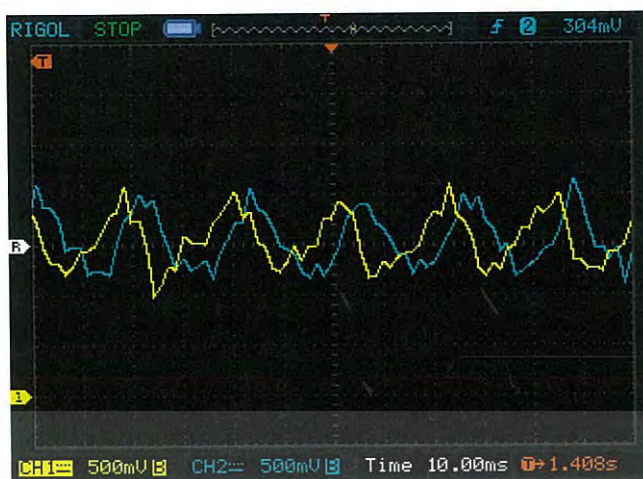
XY Plot ของ Stator flux จากการควบคุมด้วย Direct Torque Control โดยใช้ตาราง (Look-up table) ในการเลือก Voltage Space Vector ที่เหมาะสม



รูปที่ 4.10 การตอบสนองของกระแส Stator ขณะ Start

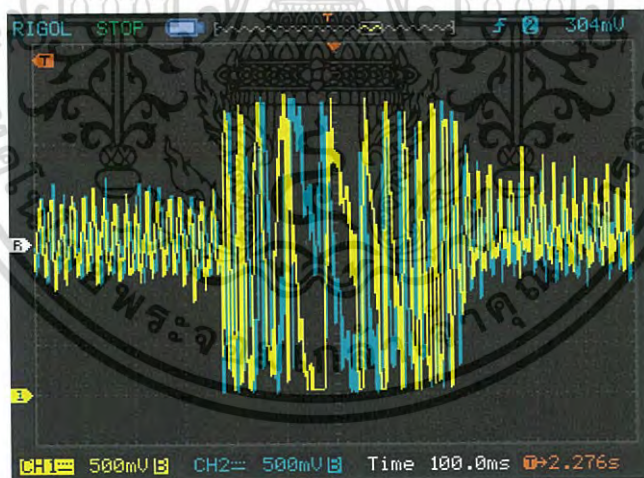
จากรูปเป็นการตอบสนองของกระแส Stator ขณะ Start โดยที่เส้นสีเหลืองคือ $I_{s\alpha}$ และเส้นสีฟ้าคือ $I_{s\beta}$ (1 Amp/Div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.11 กระแส Stator ขณะ Steady State

จากรูปแสดงถึงกระแส Stator ขณะ Steady State ที่ความเร็ว 1400 rpm โดยที่
เส้นสีเหลืองคือ $I_{S\alpha}$ และเส้นสีฟ้าคือ $I_{S\beta}$ (1 Amp/Div)



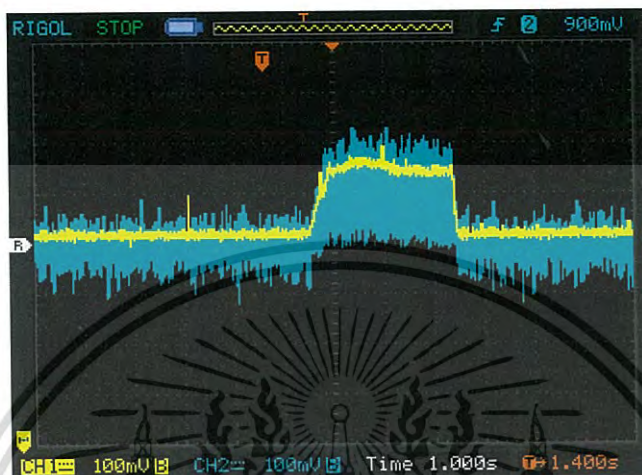
รูป 4.12 กระแส Stator ขณะกลับทิศทางการหมุน

จากรูปแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงกระแส Stator ในขณะกลับทิศทางการหมุน
โดยที่เส้นสีเหลืองคือ $I_{S\alpha}$ และเส้นสีฟ้าคือ $I_{S\beta}$ (1 Amp/Div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงที่ความเร็ว 1400 rpm เมื่อมีการใส่โหลด

โดยที่แรงดัน DC-Link = 300 โวลต์, Stator flux = 0.3 Wb, Flux Hysteresis Band = 0.025 Wb, Torque Limit = 2 N·m และ Torque Hysteresis Band = 0.2 N·m



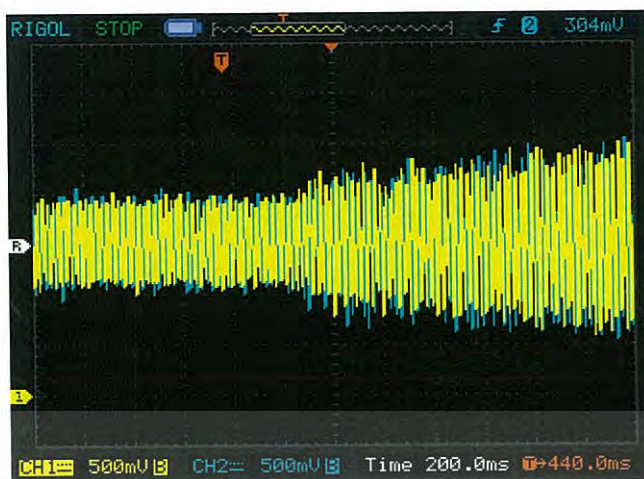
รูป 4.13 การตอบสนองของแรงบิด เมื่อมีการใส่โหลด

จากรูปการควบคุมแบบ Direct Torque Control จะตอบสนองต่อแรงบิดได้อย่างรวดเร็วเมื่อมีการใส่โหลด (0.5 N·m /Div)



รูป 4.14 การเปลี่ยนแปลงของความเร็ว เมื่อมีการใส่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.15 กราฟกระแส Stator เมื่อมีการใส่โหลด

4.4 ผลการทดลองของการควบคุมแรงบิดโดยตรง และ Front-End Converter

โดยที่แรงดัน DC-Link = 100 โวลต์, Stator flux = 0.3 Wb, Flux Hysteresis Band = 0.025 Wb, Torque Limit = 2 N·m, Torque Hysteresis Band = 0.2 N·m ซึ่งทำการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ 1400 rpm และกลับทางหมุนทุกๆ 1.5 วินาที



รูปที่ 4.16 กราฟกระแสและแรงดันของ Front-End Converter ทางด้าน Grid

จากรูปแสดงถึงกระแสและแรงดันทางด้าน Grid โดยที่ เส้นสีเหลืองคือ แรงดันทางด้าน Grid และสีฟ้าคือกระแสทางด้าน Grid ช่วงแรกเป็นช่วงที่กระแสมีเฟสตรงกันกับแรงดันของ Grid ซึ่งเป็นการทำงานในโหมด Rectification

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงที่สองเป็นช่วงที่กระแสมีเฟสตรงกันข้ามกับแรงดันทางด้าน Grid ซึ่งเป็นช่วงที่มอเตอร์มีการกลับทางหมุน ทำให้แรงดัน DC-Link สูงขึ้น จึงเป็นการทำงานในโหมด Regenerative Braking และช่วงสุดท้ายเป็นช่วงที่กระแสกลับมามีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้าน Grid อีกครั้ง เนื่องจากแรงดัน DC-Link ลดลงหลังจากการ Regenerative Braking และมีการดึงกระแสเพื่อทำให้ความเร็วมอเตอร์ไปถึง 1400 rpm



รูป 4.17 กราฟแรงดัน DC-Link ในขณะกลับทางหมุน

จากรูปกราฟแรงดันมีการเพิ่มขึ้นในขณะที่ความเร็วโรเตอร์มากกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน ทำให้แรงดัน DC-Link เพิ่มขึ้น แล้วจึงลดลงเนื่องจาก ผลของการ Regenerative Braking กับ การดึงไหลดของมอเตอร์

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งประกอบไปด้วยวงจร Front-End Converter และวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมมอเตอร์โดยใช้ Direct torque control แบบใช้การเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมในการสวิตช์ สามารถควบคุมแรงบิดและขนาด Stator Flux ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ได้ด้วยการใช้การควบคุมแบบ Hysteresis ทั้งขนาด Stator Flux และ Torque ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสนี้ให้อยู่ภายในขอบเขต Hysteresis Band โดยในการทดลองนี้ใช้ Flux Hysteresis Band 0.025 Wb และ Torque Hysteresis Band 0.2 N·m ซึ่งทำการกำหนดขนาด Torque สูงสุดไว้ที่ 2 N·m การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสนั้น ให้การตอบสนองของแรงบิดและฟลักซ์ที่รวดเร็ว เพราะว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสนี้ใช้การเลือก Space Vector ที่เหมาะสมในการควบคุม Inverter โดยในการทดลองนี้ใช้ Sampling Time 25 μ s ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา , ทวนเข็มนาฬิกา รวมทั้งการกลับทางหมุนได้อย่างดี อีกทั้งยังสามารถควบคุมแรงดันของ DC-link ให้คงที่โดยใช้ Front-End Converter ซึ่งทำให้สามารถ Regenerative Braking โดยการจ่ายพลังงานกลับคืนสู่กริดได้เมื่อมีแรงดันเกินที่กำหนดใน DC-link การทดลองนี้แสดงให้เห็นว่าแนวคิดของ Direct Torque Control นี้ถูกต้องทั้งทางทฤษฎี การจำลองใน MATLAB และในการทดสอบจริง

5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

5.2.1 การทดลอง Direct Torque Control นี้ใช้แรงดัน DC-Link 300 V แต่ในการทดลอง Direct Torque Control กับ Front-End Converter นี้ใช้แรงดัน DC-Link 100V เนื่องจากปัญหาของวงจร Front-End Converter ไม่สามารถเพิ่มแรงดันได้สูงตามที่กำหนดไว้ เพราะตัวเหนี่ยวนำไม่ได้ถูกออกแบบมาอย่างเหมาะสม

5.2.2 ตัวเหนี่ยวนำในวงจร Front-End Converter เกิดเสียงดังมากขึ้นในขณะที่ทำการควบคุม เมื่อแรงดันสูงขึ้น ควรแก้ไขโดยการออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้เหมาะสม

5.2.3 การกลับทางหมุนมีปัญหาเล็กน้อยเนื่องจากตัวประมาณค่า Flux Estimator ไม่สามารถประมาณค่าได้ถูกต้องเท่าที่ควรในทุกย่านความเร็ว โดยเฉพาะกรณีความเร็วต่ำๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ข้อเสนอแนะ

5.3.1 การควบคุมของวงจร Front-End Converter แบบ Hysteresis Controller ทำให้ยากต่อการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ ควรใช้การควบคุมแบบ Vector ซึ่งทำให้สามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำได้ง่ายกว่า เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์คงที่ และเสียงที่เกิดขึ้นจากตัวเหนี่ยวนำจะลดลง

5.3.2 ควรมีอุปกรณ์ในการวัดและการทดสอบมากกว่านี้ เช่น อุปกรณ์สำหรับการเพิ่มภาระทางกล อุปกรณ์สำหรับใช้ในการวัดแรงบิด และเครื่องมือการวัดอื่นๆที่เหมาะสม

5.3.3 ควรมีการศึกษาและเปรียบเทียบผลของการควบคุม DTC กับแบบ DTC-SVM



เอกสารอ้างอิง

- [1] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drive. Prentice – Hall, 2002.
- [2] Arpit Bohra, Chintan Patel, Divya Sajeesh and Michael Saldanha. Modulation Techniques in Single Phase PWM Rectifier, 2015.
- [3] Marcin Zelechowski. Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled Inverter – Fed Induction Motor Drive, 2005.
- [4] Mohamad Koteich. Flux estimation algorithms for electric drive, 2016.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก

บทความวิชาการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor

จิรา แซ่เล่า นรนนันท์ ศุภภัทรกาญจน์ นันทพงศ์ ไชยานุกุลกิตติ และบุญชัย วิสุทธิทิพย์
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร./โทรสาร 027392478

บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้นำเสนอการออกแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์สมรรถนะสูง โดยใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้ ประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ 2 ส่วน โดยใน ส่วนแรกคือวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกับกริด (Single-phase Front-End Converter) เป็นส่วนที่เชื่อมต่อกับกริดเพื่อใช้ในการเรียงกระแสโดยสามารถควบคุมแรงดัน DC-Link ได้ รวมทั้งสามารถแก้ปัญหาในเรื่องฮาร์มอนิกและสามารถ Regenerative braking สำหรับส่วนที่สองคือการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) เป็นวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสมรรถนะสูงอีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งสามารถควบคุมขนาดของฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรงทำให้ได้การตอบสนองของแรงบิดที่รวดเร็ว โดยไม่มีการประมาณค่าขนาดฟลักซ์และแรงบิดจากการวัดกระแสของมอเตอร์เพียง 2 เฟส และแรงดัน DC-Link แล้วทำการควบคุมขนาดฟลักซ์และแรงบิดโดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม ซึ่งโครงการนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28377s ในการควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทั้ง 2 ส่วน และใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลองผลและเขียนอัลกอริทึมในการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำ, การควบคุมแรงบิดโดยตรง, วงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด, การเบรกแบบคืนพลังงานย้อนกลับ

Abstract

This project presents the design of high performance induction motor (IM) drive by using Direct Torque Control of three-phase induction motors. In this project consists of two converters. First part is a single-phase front-end converter. It can control DC-Link voltage and bi-directional

power flow. That improves a harmonic problem and this converter can operate in regenerative braking. Second part is Direct Torque Control (DTC). DTC is high performance AC Drive techniques. It can directly control torque and flux for very fast torque and flux response. Estimation of flux and torque in based on 2 phase current sensors and DC-link voltage to control flux and torque by selection of optimal voltage space vector. This project uses C2000 TMS320F28377s Microcontroller to control converters and use Matlab/Simulink for simulation and writing algorithms.

Keyword: Induction motor, Direct Torque Control, Front-End Converter, Regenerative Braking

1. บทนำ

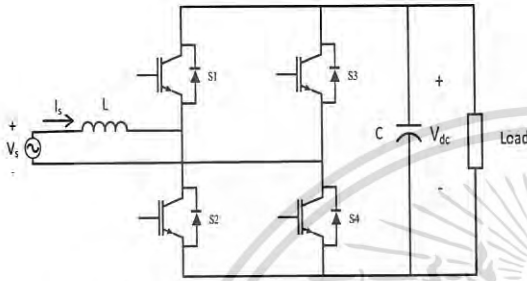
ปัจจุบันมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมประเภทต่างๆอย่างมากมาย เนื่องจากข้อดีต่างๆของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ซึ่งการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในปัจจุบันนั้นแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลักๆ คือ การขับเคลื่อนแบบ Scalar Control และ Vector Control การขับเคลื่อนแบบ Scalar Control นี้เป็นการขับเคลื่อนที่ง่าย และมีการตอบสนองในช่วง steady-state ที่ดี เช่น V/f Control อย่างไรก็ตามโดนามิกส์ของการควบคุมชนิดนี้นั้นจะช้าเนื่องจากมอเตอร์กระแสสลับ เช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำ นั้นมีความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น และมีความเกี่ยวข้องกันระหว่างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและฟลักซ์แม่เหล็ก จึงได้มีการพัฒนา การขับเคลื่อนชนิด Vector Control แบบต่างๆ ขึ้นมา เช่น Field Orientation Control (FOC) และ Direct Torque Control (DTC) ซึ่งการขับเคลื่อนชนิดนี้เป็นการขับเคลื่อนมอเตอร์สมรรถนะสูง และสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ทำให้ได้ การตอบสนองของการควบคุมที่ดีและรวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง

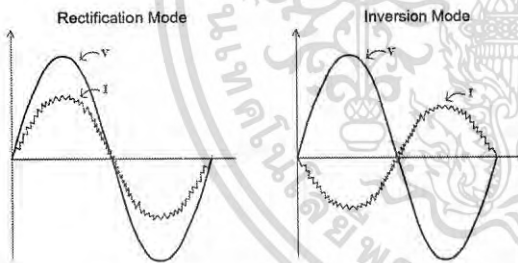
2.1 Single-phase Front-End Converter

Front-End Converter คือคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการเชื่อมต่อกับกริดซึ่งทำให้สามารถที่จะแก้ปัญหาฮาร์มอนิก รวมไปถึงสามารถควบคุมแรงดัน DC-Link ได้ ซึ่งหากใช้ร่วมกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ก็จะทำให้สามารถทำงานในโหมด Regenerative braking ได้



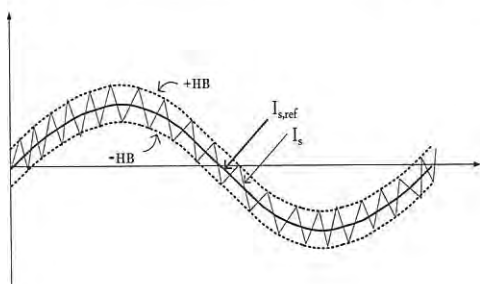
รูปที่ 1 วงจร Front-End Converter

การทำงานของ Front-End Converter แบ่งได้เป็น 2 โหมดหลักๆ คือ โหมดการทำงานแบบ Rectification Mode ซึ่งเป็นการเรียงกระแสและโหมดการทำงานแบบ Inversion Mode ซึ่งเป็นการคืนพลังงานกลับสู่กริด



รูปที่ 2 โหมดการทำงานของ Front-End Converter

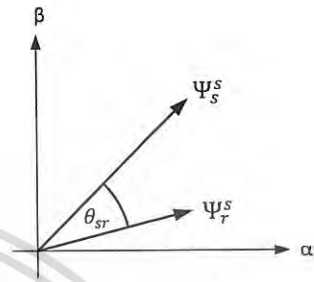
การควบคุมการทำงานของวงจรที่ใช้โครงงานนี้จะใช้การควบคุมกระแสด้วย Hysteresis Current Control ซึ่งเป็นการควบคุมด้วยการสวิตช์ on-off เพื่อให้กระแสทางด้านทางด้านกริดอยู่ในภายในขอบเขตของ Hysteresis Band



รูปที่ 3 การควบคุมแบบ Hysteresis Current Control

2.2 การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control)

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยการใช้อการควบคุมแบบ Direct Torque Control เป็นการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีสมรรถนะสูง ทำให้ได้การตอบสนองของการควบคุมที่ดีและรวดเร็ว เนื่องจากสามารถควบคุมขนาดของฟลักซ์ และแรงบิดได้โดยตรง โดยใช้หลักการดังนี้



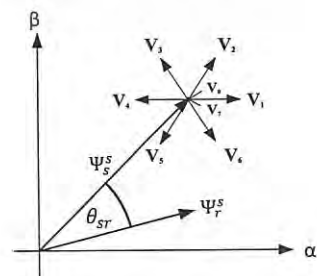
รูปที่ 4 การเกิดแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\Psi_s \times \Psi_r) \tag{1}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \theta_{sr} \tag{2}$$

โดยที่ P คือ จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์
 Ψ_s คือ Space Vector ของ สเตเตอร์ฟลักซ์
 Ψ_r คือ Space Vector ของ โรเตอร์ฟลักซ์
 θ_{sr} คือ มุมระหว่าง Space Vector ของ สเตเตอร์ฟลักซ์ กับ โรเตอร์ฟลักซ์

แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_e) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสนั้นสามารถเขียนได้ในรูปความสัมพันธ์ระหว่าง Stator flux กับ Rotor flux ดังสมการที่ 1,2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดของแรงบิดนั้นแปรผันตรงกับค่า sine ของมุมระหว่าง Stator flux และ Rotor flux เนื่องจากปกติแล้วขนาดของ Stator flux จะถูกควบคุมไว้ให้คงที่



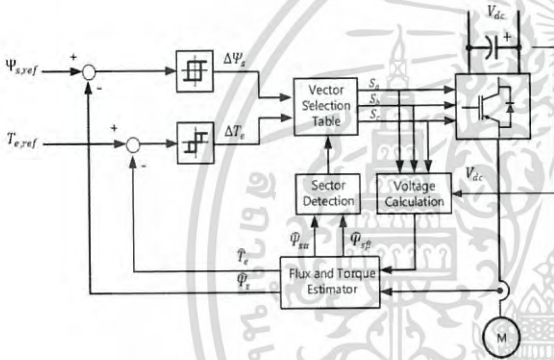
รูปที่ 5 การเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ Stator flux

$$\frac{d}{dt} (\Psi_s^s) = v_s^s - R_s i_s^s \tag{3}$$

เอกสารอ้างอิง: เอกสารที่ส่งมอบไปยังผู้เรียนใช้สำหรับการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้มีการนำเนื้อหาไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต (4) ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ Stator flux ในกรอบอ้างอิง Stationary (α, β) จะขึ้นอยู่กับ Stator emf ดังสมการที่ 3 ซึ่งหากไม่คิดผลของแรงดันที่ตกคร่อม R_s จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของ Stator flux เป็นผลมาจากเวกเตอร์แรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ดังสมการที่ 4

โดยทั่วไปแล้วเวกเตอร์ Rotor flux นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงช้ากว่าการเปลี่ยนแปลงเวกเตอร์ Stator flux อันเนื่องมาจากผลของ Rotor time-constant ดังนั้นเราจึงสามารถสมมติให้เวกเตอร์ Rotor flux คงที่ในช่วงระยะเวลาสั้นๆ Δt ซึ่ง Stator flux มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวกเตอร์แรงดันของสเตเตอร์ได้ ทำให้สามารถควบคุมแรงบิด (T_e) ได้ โดยการเคลื่อน Stator flux จากการควบคุมเวกเตอร์แรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ ด้วยการเลือก Voltage Space vector ของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม



รูปที่ 6 Block diagram ของการควบคุม DTC

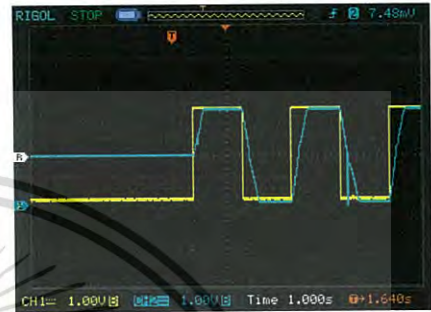
การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) นั้นจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้คือ Flux Controller, Torque Controller, การประมาณค่าฟลักซ์และแรงบิดจากกระแส 2 เฟส กับแรงดัน DC-Link และสุดท้ายคือการเลือก Optimal Voltage Space vector ของอินเวอร์เตอร์ การขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดนี้จะสามารถควบคุมให้มีค่าขนาดฟลักซ์และแรงบิดอยู่ในขอบเขตที่จำกัดได้โดยตรง จากการใช้ Hysteresis Controller ของฟลักซ์และแรงบิด เพื่อนำไปเลือกเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมจากตารางดังนี้

$\Delta \Psi_s$	ΔT_e	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

3. ผลการทดลอง

3.1 Direct Torque Control

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการ Step ความเร็วขณะ Start ที่ความเร็ว 1400 rpm และทำการกลับทางการหมุนไปที่ความเร็ว -1400 rpm ทุกๆ 1.5 วินาที โดยที่แรงดัน DC-Link 300 โวลต์, ขนาด Stator flux 0.3 Wb และ Torque Limit 2 N·m



รูปที่ 7 กราฟความเร็วของมอเตอร์



รูปที่ 8 กราฟแรงบิดของมอเตอร์



รูปที่ 9 กราฟขนาด Stator flux



รูปที่ 10 XY-Plot ของ Stator flux

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 Front-End Converter

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย DTC โดยใช้ร่วมกับ Front-End Converter ซึ่งเชื่อมกันผ่าน DC-Link โดยทำการกำหนดแรงดันอ้างอิงที่ 100V และทำการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เช่นเดียวกับหัวข้อ 3.1



รูปที่ 11 กราฟแรงดันและกระแสทางด้านกริด



รูปที่ 12 กราฟแรงดันของ DC-Link

จากการทดลองรูปคลื่นของกระแสทางด้านกริดมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งมีเฟสที่ตรงกันกับแรงดันในขณะที่ทำงานในโหมด Rectification และมีเฟสตรงกันข้ามในช่วงที่ทำการ Regenerative Braking หรือโหมดการทำงานแบบ Inversion เพื่อทำการควบคุมให้แรงดันที่ DC-Link คงที่ตามค่าแรงดันอ้างอิงที่ได้กำหนดไว้

4. สรุป

การทดลองเรื่องการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้โดยตรง โดยการเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมจากเอาต์พุตของ Flux Hysteresis Controller และ Torque Hysteresis Controller ทำให้ขนาดฟลักซ์และแรงบิดอยู่ภายในขอบเขตที่จำกัด (Hysteresis Band) ซึ่งทำให้มีการตอบสนองของการควบคุมที่ดีและรวดเร็ว นอกจากนี้แรงดันที่ DC-Link ยังสามารถถูกควบคุมให้คงที่ได้โดยใช้ Front-End Converter ซึ่งทำให้สามารถ Regenerative Braking ได้ในขณะที่แรงดันเกิน รวมทั้งกระแสทางด้านกริดนี้ถูกควบคุมโดยใช้ Hysteresis Current Controller ทำให้มีลักษณะกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ และตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

เข้าใกล้ 1

5. กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลงไปได้ด้วยดี โดยความช่วยเหลือและการสนับสนุนทางด้านต่างๆ จากหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้มีความกรุณาให้ความรู้ คำแนะนำ และข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ในการทำโครงการ ตลอดจนขอขอบคุณพี่ๆ และเพื่อนๆ ทุกคนที่อยู่ในห้องปฏิบัติการ Power Electronic and Machine Control (PMC) ที่ให้คำปรึกษาในเรื่องต่างๆ เมื่อเกิดปัญหาและช่วยกันแก้ไขปัญหาวัยด้วยดีมาโดยตลอด

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drive. Prentice – Hall, 2002.
- [2] Arpit Bohra, Chintan Patel, Divya Sajeesh and Michael Saldanha. Modulation Techniques in Single Phase PWM Rectifier, 2015.
- [3] Marcin Zelechowski. Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled Inverter – Fed Induction Motor Drive, 2005.
- [4] Mohamad Kotelch. Flux estimation algorithms for electric drive, 2016.



นางสาวชิวา แซ่เล้า
ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายรณนันทน์ สุกภัทรกาญจน์
ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายนันทพงษ์ โขยานุกุลกิติ
ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายบุญชัย วิสุทธิทิพย์
ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

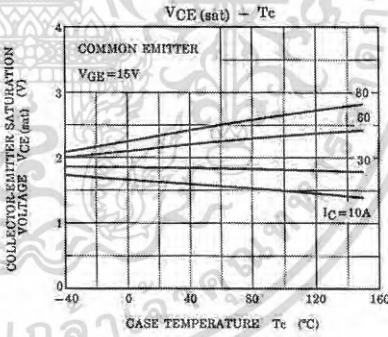
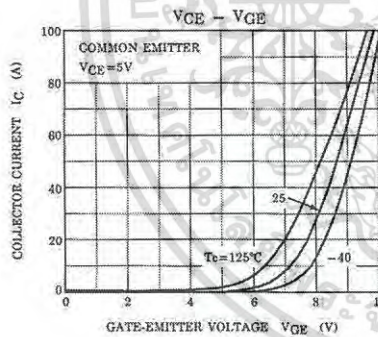
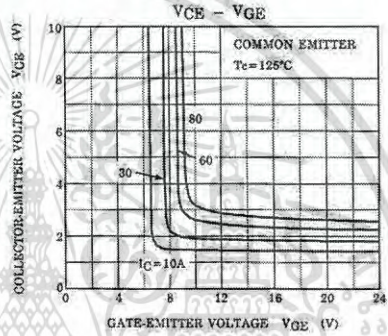
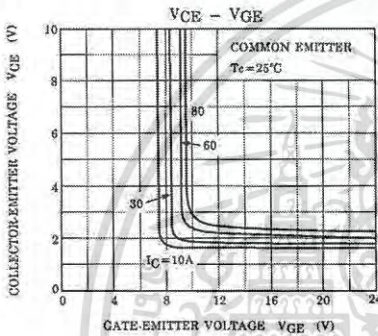
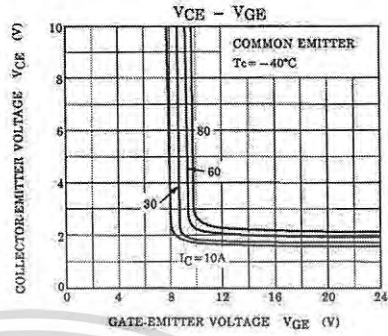
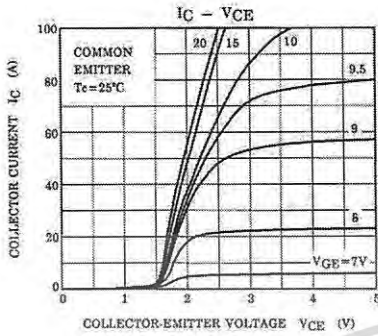
ข้อมูลอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

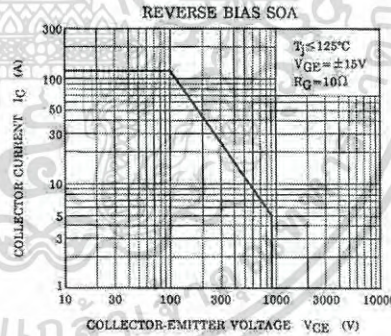
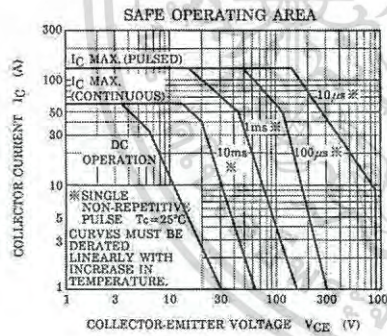
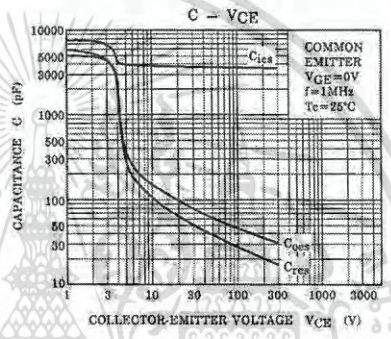
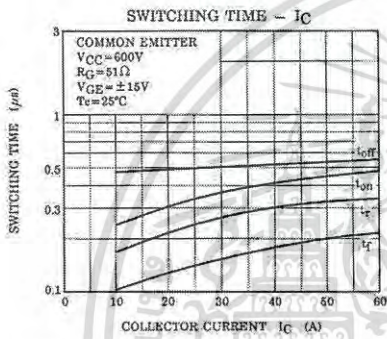
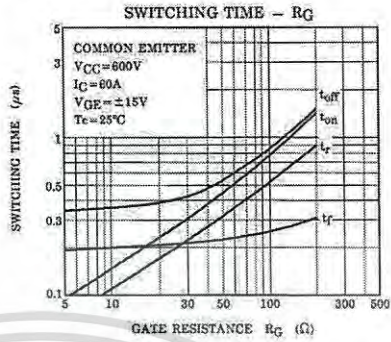
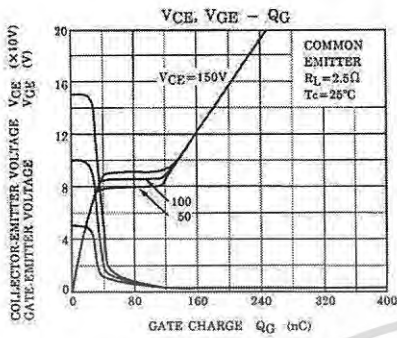
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Gate Leakage Current		I _{GES}	V _{GE} = ±25V, V _{CE} = 0	—	—	±500	nA
Collector Cut-off Current		I _{CES}	V _{CE} = 900V, V _{GE} = 0	—	—	1.0	mA
Gate-Emmitter Cut-off Voltage		V _{GE (OFF)}	I _C = 60mA, V _{CE} = 5V	3.0	—	6.0	V
Collector-Emmitter Saturation Voltage		V _{CE (sat) (1)}	I _C = 10A, V _{GE} = 15V	—	1.6	2.2	V
Collector-Emmitter Saturation Voltage		V _{CE (sat) (2)}	I _C = 60A, V _{GE} = 15V	—	2.1	2.7	V
Input Capacitance		C _{ies}	V _{CE} = 10V, V _{GE} = 0, f = 1MHz	—	3800	—	pF
Switching Time	Rise Time	t _r		—	0.35	0.60	μs
	Turn-On Time	t _{on}		—	0.46	0.75	
	Fall Time	t _f		—	0.25	0.40	
	Turn-Off Time	t _{off}		—	0.60	0.70	
Emmitter-Collector Forward Voltage		V _{ECF}	I _{EC} = 15A, V _{GE} = 0	—	1.5	2.0	V
Reverse Recovery Time		t _{rr}	I _F = 15A, V _{GE} = 0 di / dt = -20A / μs	—	0.7	2.5	μs
Thermal Resistance		R _{th (j-c)}	IGBT	—	—	0.74	°C / W
Thermal Resistance		R _{th (j-e)}	Diode	—	—	4.0	°C / W

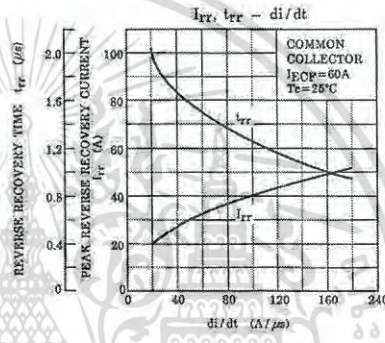
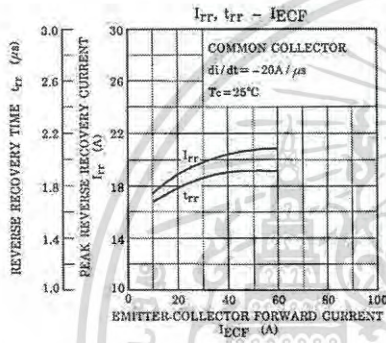
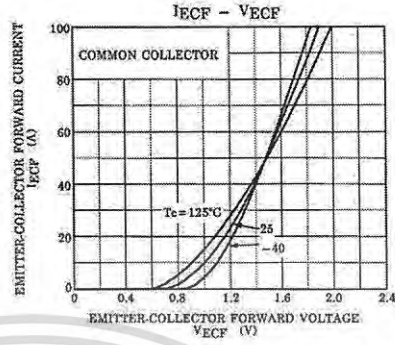
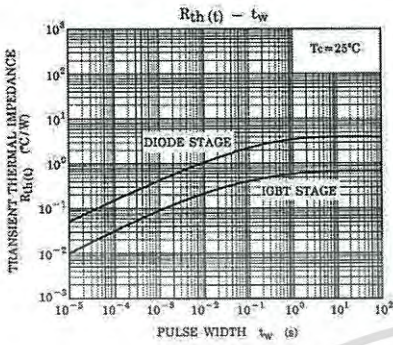
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

20070701-EN

- The information contained herein is subject to change without notice.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc.
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document shall not be used or embedded to any downstream products of which manufacture, use and/or sale are prohibited under any applicable laws and regulations.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patents or other rights of TOSHIBA or the third parties.
- Please contact your sales representative for product-by-product details in this document regarding RoHS compatibility. Please use these products in this document in compliance with all applicable laws and regulations that regulate the inclusion or use of controlled substances. Toshiba assumes no liability for damage or losses occurring as a result of noncompliance with applicable laws and regulations.

LM1575/LM2575/LM2575HV SIMPLE SWITCHER® 1A Step-Down Voltage Regulator

Check for Samples: LM1575, LM2575-N, LM2575HV

FEATURES

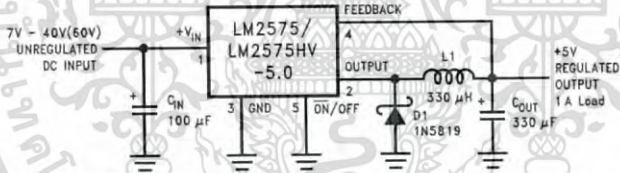
- 3.3V, 5V, 12V, 15V, and Adjustable Output Versions
- Adjustable Version Output Voltage Range,
 - 1.23V to 37V (57V for HV Version) ±4% Max Over
 - Line and Load Conditions
- Specified 1A Output Current
- Wide Input Voltage Range, 40V up to 60V for HV Version
- Requires Only 4 External Components
- 52 kHz Fixed Frequency Internal Oscillator
- TTL Shutdown Capability, Low Power Standby Mode
- High Efficiency
- Uses Readily Available Standard Inductors
- Thermal Shutdown and Current Limit Protection
- P* Product Enhancement Tested

APPLICATIONS

- Simple High-Efficiency Step-Down (Buck) Regulator
- Efficient Pre-Regulator for Linear Regulators
- On-Card Switching Regulators
- Positive to Negative Converter (Buck-Boost)

Typical Application

(Fixed Output Voltage Versions)



Pin numbers are for the TO-220 package.

DESCRIPTION

The LM2575 series of regulators are monolithic integrated circuits that provide all the active functions for a step-down (buck) switching regulator, capable of driving a 1A load with excellent line and load regulation. These devices are available in fixed output voltages of 3.3V, 5V, 12V, 15V, and an adjustable output version.

Requiring a minimum number of external components, these regulators are simple to use and include internal frequency compensation and a fixed-frequency oscillator.

The LM2575 series offers a high-efficiency replacement for popular three-terminal linear regulators. It substantially reduces the size of the heat sink, and in many cases no heat sink is required.

A standard series of inductors optimized for use with the LM2575 are available from several different manufacturers. This feature greatly simplifies the design of switch-mode power supplies.

Other features include a specified ±4% tolerance on output voltage within specified input voltages and output load conditions, and ±10% on the oscillator frequency. External shutdown is included, featuring 50 µA (typical) standby current. The output switch includes cycle-by-cycle current limiting, as well as thermal shutdown for full protection under fault conditions.

⚠ Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. SIMPLE SWITCHER is a registered trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1999–2013, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISO124 Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier

1 Features

- 100% Tested for High-Voltage Breakdown
- Rated 1500 Vrms
- High IMR: 140 dB at 60 Hz
- 0.010% Maximum Nonlinearity
- Bipolar Operation: $V_O = \pm 10$ V
- DIP-16 and SO-28
- Ease of Use: Fixed Unity Gain Configuration
- ± 4.5 -V to ± 18 -V Supply Range

2 Applications

- Industrial Process Control:
 - Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4-mA to 20-mA Loop Isolation
- Ground Loop Elimination
- Motor and SCR Control
- Power Monitoring
- PC-Based Data Acquisition
- Test Equipment

3 Description

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2-pF differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, thus resulting in excellent reliability and good high-frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% maximum nonlinearity, 50-kHz signal bandwidth, and $200\text{-}\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ V_{OS} drift. A power supply range of ± 4.5 V to ± 18 V and quiescent currents of ± 5 mA on V_{S1} and ± 5.5 mA on V_{S2} make the ISO124 device ideal for a wide range of applications.

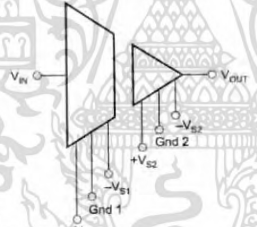
The ISO124 is available in SOIC-16 and SOIC-28 plastic surface-mount packages.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
ISO124	SOIC (16)	17.90 mm × 7.50 mm
	SOIC (28)	20.01 mm × 6.61 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Simplified Schematic



Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ At}$

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	25	At
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 36	At
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
	with ± 15 V	100	320
	@ ± 25 At	100	190
	@ ± 36 At		
I_{SN}	Secondary nominal current rms	25	mA
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 15	V
I_C	Current consumption	10 + I_S	mA

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Linearity error	< 0.2	%
I_O	Offset current ¹⁾ @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
I_{OM}	Magnetic offset current ²⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15
I_{OT}	Temperature variation of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35
		- 25°C .. + 85°C	± 0.5
		- 40°C .. + 85°C	± 1.2
t_r	Response time ³⁾ to 90 % of I_{PN} step	< 1	µs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/µs
BW	Frequency bandwidth (- 1 dB)	DC .. 150	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 45 .. + 90	°C
R_p	Primary coil resistance per turn	@ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25
R_S	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	115
			Ω
R_{IS}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	MΩ
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Notes: ¹⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning
²⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit
³⁾ With a di/dt of 100 A/µs.

Current Transducer LA 25-NP

Isolation characteristics

V_s	Rms voltage for AC insulation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV
\hat{V}_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	9	kV
		Min	
dCp	Creepage distance	10.63	mm
dCl	Clearance	10.63	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
dCp, dCl, \hat{V}_w	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Basic insulation	1700 V	1700 V
Reinforced insulation	600 V	600 V

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

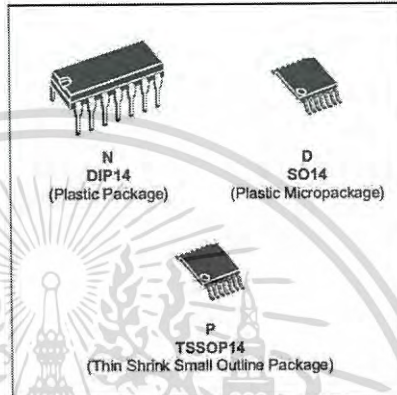
Main supply must be able to be disconnected.



TL084 TL084A - TL084B

GENERAL PURPOSE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)



DESCRIPTION

The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

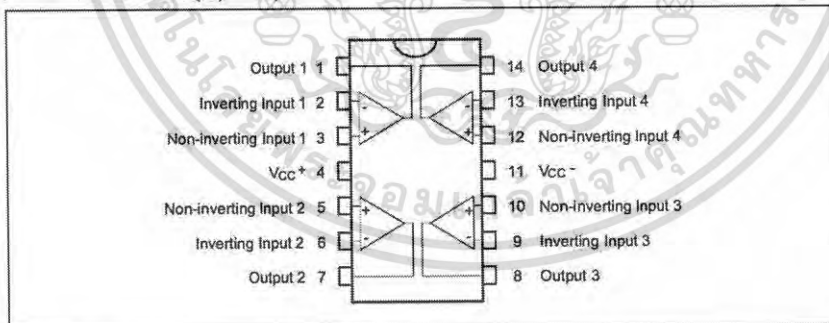
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL084M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL084I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL084C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

Examples : TL084CN, TL084CD

PIN CONNECTIONS (top view)



January 1999

1/11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250

Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditionor
 IGBT Gate Drive
 Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

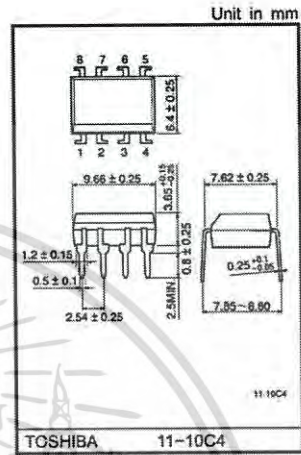
- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option(D4)

VDE Approved : DIN EN60747-5-2
 Maximum Operating Insulation Voltage : $890V_{\text{PK}}$
 Highest Permissible Over Voltage : $4000V_{\text{PK}}$

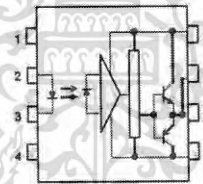
(Note):When a EN60747-5-2 approved type is needed,
 Please designate "Option(D4)"

Truth Table

Input LED	On	Tr1	Tr2
	Off	Off	On

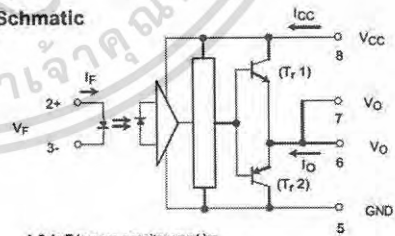


Pin Configuration (top view)



- 1: N.C.
- 2: Anode
- 3: Cathode
- 4: N.C.
- 5: GND
- 6: V_O (Output)
- 7: V_O
- 8: V_{CC}

Schmatic



A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

1 Watt IA Series



- Dual Output
- SIP or DIP Package
- Industry Standard Pinout
- 1000 VDC Isolation
- -40 °C to +85 °C Operation
- MTBF >1.1 Mhrs
- 3 Year Warranty

Specification

Input

- Input Voltage Range • Nominal $\pm 10\%$
- Input Reflected Ripple Current • 20 mA pk-pk (through 12 μ H inductor 5 Hz to 20 MHz)
- Input Reverse Voltage Protection • None

Output

- Output Voltage • See table
- Minimum Load • None
- Line Regulation • 1.2%/1% Δ Vin
- Load Regulation • 10% 20-100% load change (3.3 V models $\pm 20\%$)
- Setpoint Accuracy • $\pm 3\%$
- Ripple & Noise • 75 mV pk-pk max, 20 MHz bandwidth
- Temperature Coefficient • 0.02%/°C
- Maximum Capacitive Load • $\pm 100 \mu$ F

General

- Efficiency • See table
- Isolation Voltage • 1000 VDC minimum
- Isolation Resistance • $10^9 \Omega$
- Isolation Capacitance • 60 pF typical
- Switching Frequency • Variable, 80 KHz typical
- MTBF • >1.12 Mhrs to MIL-HDBK-217F at 25 °C, GB

Environmental

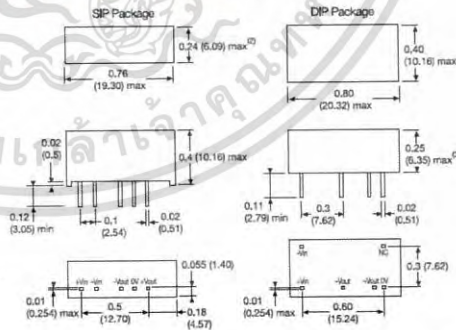
- Operating Temperature • -40 °C to +85 °C
- Storage Temperature • -40 °C to +125 °C
- Case Temperature • 100 °C max
- Cooling • Convection-cooled

Notes

1. Replace 'S' in model number with 'D' for DIP package.
2. SIP 48 Vin models, dimension is 0.28 (7.20) max.
3. DIP 48 Vin models, dimension is 0.27 (6.88) max.
4. Outputs power-trade.
5. For 48 V models a 10 μ F capacitor is required between +Vin and -Vin pins.
6. Operation at no load will not damage unit but it may not meet all specifications.
7. All dimensions in inches (mm).
8. Pin pitch tolerance: ± 0.014 (± 0.35)
9. Case tolerance ± 0.02 (± 0.5)
10. Weight: SIP 0.006 lbs (2.6 g), DIP 0.005 lbs (2.3 g)

Input Voltage	Output Voltage	Output Current ⁽¹⁾	Efficiency	Model Number ⁽²⁾
3.3 VDC	± 5.0 V	± 100 mA	66%	IA0305S
	± 3.3 V	± 151 mA	65%	IA0503S
	± 5.0 V	± 100 mA	74%	IA0505S
5 VDC	± 9.0 V	± 55 mA	78%	IA0508S
	± 12.0 V	± 42 mA	78%	IA0512S
	± 15.0 V	± 33 mA	80%	IA0515S
	± 24.0 V	± 21 mA	80%	IA0524S
	± 3.3 V	± 151 mA	66%	IA1203S
12 VDC	± 5.0 V	± 100 mA	75%	IA1205S
	± 9.0 V	± 55 mA	76%	IA1209S
	± 12.0 V	± 42 mA	78%	IA1212S
	± 15.0 V	± 33 mA	80%	IA1215S
	± 24.0 V	± 21 mA	78%	IA1224S
24 VDC	± 3.3 V	± 151 mA	63%	IA2403S
	± 5.0 V	± 100 mA	74%	IA2405S
	± 9.0 V	± 55 mA	76%	IA2409S
	± 12.0 V	± 42 mA	78%	IA2412S
	± 15.0 V	± 33 mA	78%	IA2415S
48 VDC ⁽³⁾	± 24.0 V	± 21 mA	78%	IA2424S
	± 3.3 V	± 151 mA	80%	IA4803S
	± 5.0 V	± 100 mA	70%	IA4805S
	± 9.0 V	± 55 mA	72%	IA4809S
	± 12.0 V	± 42 mA	74%	IA4812S
	± 15.0 V	± 33 mA	74%	IA4815S
	± 24.0 V	± 21 mA	70%	IA4824S

Mechanical Details



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค
Poster นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor

Tiwa Sailao, Naranan Suppatarakran, Nantapong Chaiyanukulkiti, Boonchai Wisutthip, Vijit Kinnares and Chalermchat Manop

Abstract

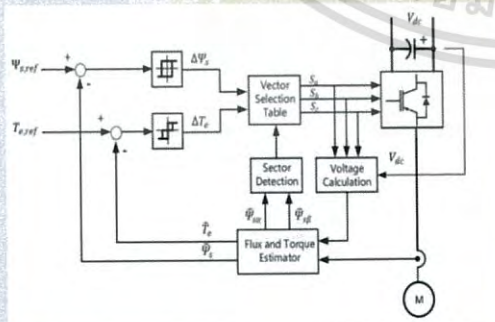
This project presents the design of high performance induction motor (IM) drive by using Direct Torque Control of three-phase induction motors. In this project consists of two converters. First part is a single-phase front-end converter. It can control DC-Link voltage and bi-directional power flow. That improves a harmonic problem and this converter can operate in regenerative braking. Second part is Direct Torque Control (DTC). DTC is high performance AC Drive techniques. It can directly control flux and torque for very fast flux and torque response. Estimation of flux and torque is based on 2 phase current sensors and DC-link voltage to control flux and torque by selection of optimal voltage space vector. This project uses the microcontroller C2000 TMS320F28377s to control converters and use Matlab/Simulink for simulation and writing algorithms.

Introduction

Nowadays, Induction motors have been applied in many industrial applications. Because of the advantages of induction motors, AC Drives are currently divided into two main categories: Scalar Control (V/F Control) and Vector Control. Vector Control is a high performance ac motor drives such as Field Orientation Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC). It can directly control flux and torque for very fast flux and torque response.

Methodology

An overview of direct torque control consists of the following part : Flux Controller, Torque Controller, Flux Estimation and Torque Estimation. Finally, select the optimal voltage space vector



Results

The results when DC-Link voltage is 300V and control 3-phase Induction Motor with Direct Torque Control.
(yellow line is reference waveform, blue line is output waveform)



Fig 1. Speed Response when step speed reference from -1000 rpm to 1000 rpm

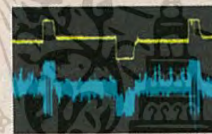


Fig 2. Torque Controller waveform when limit torque output at 1 N-m



Fig 3. Flux Controller waveform Reference flux is 0.3 T

Conclusion

Direct Torque Control (DTC) can control torque and flux of the induction motor with hysteresis controller to keep flux and torque of the motor in hysteresis band. Direct Torque Control gives very fast Torque and Flux response. Because of DTC choosing the optimal voltage Space vector to control inverter. In this project, we use sampling time 25 us. It can control the speed of the motor well in case of constant speed until the reverse rotation of the motor.

References

- [1] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drive. Prentice – Hall, 2002.
- [2] Arpit Bohra, Chintan Patel, Divya Sajesh and Michael Saldanha. Modulation Techniques in Single Phase PWM Rectifier, 2015.
- [3] Marcin Zelechowski. Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled Inverter – Fed Induction Motor Drive, 2005.
- [4] Mohamad Koteich. Flux estimation algorithms for electric drive, 2016.



ประวัติผู้เขียน



นางสาวธิดา แซ่เล่า

เกิดวันที่ 1 ธันวาคม 2538 ภูมิลำเนา จังหวัดอ่างทอง

ศึกษาในระดับมัธยมศึกษา โรงเรียนวิเศษไชยชาญตันติวิทยาภูมิ

ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายรณันท์ ศุภภัทรกาญจน์

เกิดวันที่ 24 มิถุนายน 2538 ภูมิลำเนา จังหวัดกาญจนบุรี

ศึกษาในระดับมัธยมศึกษา โรงเรียนลาดปลาเค้าพิทยาคม

ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายณัฏพงษ์ ไชยานุกุลทิตติ

เกิดวันที่ 25 มีนาคม 2539 ภูมิลำเนา จังหวัดนครสวรรค์

ศึกษาในระดับมัธยมศึกษา โรงเรียนนครสวรรค์

ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายบุญชัย วิสุทธิทิพย์

เกิดวันที่ 24 กันยายน 2539 ภูมิลำเนา กรุงเทพมหานคร

ศึกษาในระดับมัธยมศึกษา โรงเรียนศรีอยุธยา ในพระอุปถัมภ์ฯ

ศึกษาในระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้