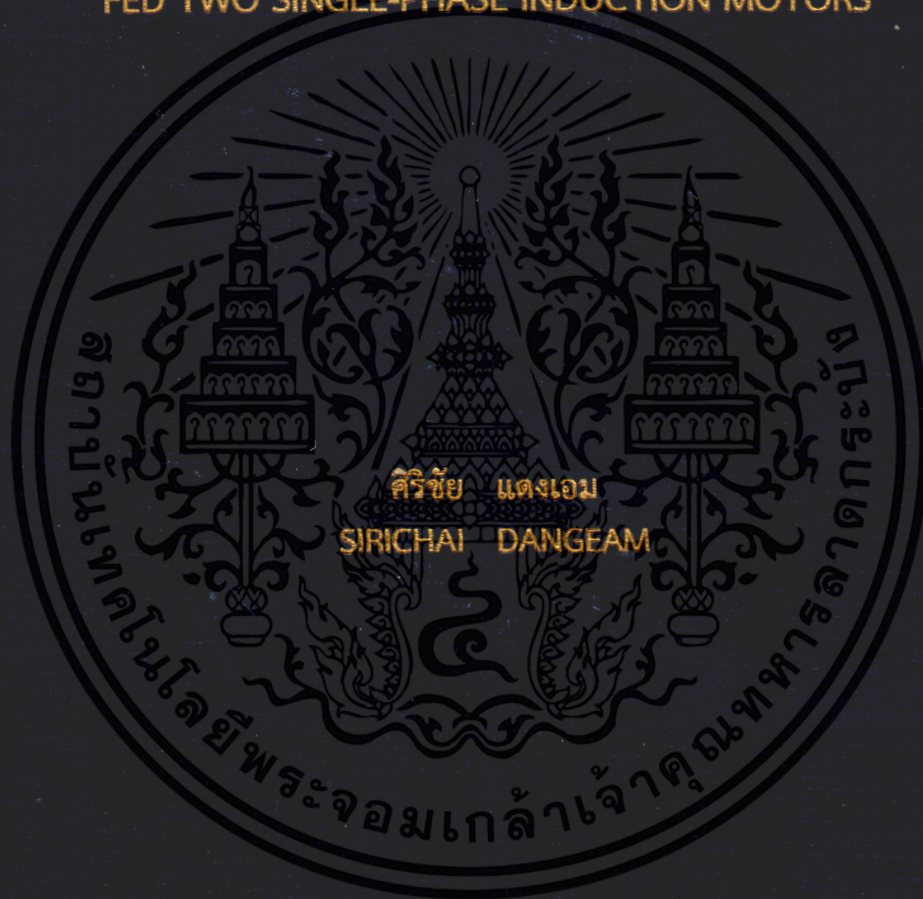


ฟังก์ชันการมอดูเลตสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน
ที่มีเซกเตอร์ถูกตัดแปลงสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง
ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสองตัว

MODULATING FUNCTIONS OF SPACE VECTOR PWM
WITH MODIFIED SECTORS FOR FIVE-LEG VOLTAGE SOURCE INVERTER
FED TWO SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-008

ฟังก์ชันการมอดูเลตสัญญาณสเปซเวคเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน
ที่มีเซคเตอร์ถูกดัดแปลงสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง
ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสองตัว

MODULATING FUNCTIONS OF SPACE VECTOR PWM
WITH MODIFIED SECTORS FOR FIVE-LEG VOLTAGE SOURCE INVERTER
FED TWO SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2563

KMITL-2020-EN-D-018-008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MODULATING FUNCTIONS OF SPACE VECTOR PWM
WITH MODIFIED SECTORS FOR FIVE-LEG VOLTAGE SOURCE INVERTER
FED TWO SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2020
KMITL-2020-EN-D-018-008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2020

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

ฟังก์ชันการมอดูเลตสัญญาณสเปซเวคเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น
ที่มีเซคเตอร์ถูกตัดแปลงสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน
แบบห้ากึ่งซับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสองตัว

นักศึกษา

นายศิริชัย แดงเอม

รหัสประจำตัว

56601470

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2563

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอหลักการใหม่ของการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์แบบสเปซเวคเตอร์ที่มีการตัดแปลงเซคเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่งซับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจำนวน 2 ตัว หลักการใหม่ที่นำเสนอนี้ได้ตัดแปลงมาจากการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์แบบสเปซเวคเตอร์เดิมของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่งซับที่จ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสสมมูลจากเดิมที่มี 6 เซคเตอร์ด้วยการตัดแปลงเซคเตอร์ขึ้นใหม่เป็น 8 เซคเตอร์ เซคเตอร์ที่ตัดแปลงใหม่จะทำให้ง่ายต่อการสร้างฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่งซับที่อยู่ในรูปฟอร์มทั่วไป ในส่วนของฟังก์ชันการมอดูเลตที่นำเสนอนี้ได้ถูกอธิบายถึงหลักการโดยละเอียด และทำการสร้างฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวคเตอร์ของแต่ละกึ่งซับของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่งซับ ด้วยวิธีการดังกล่าวขนาดแรงดันสมมูลและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองตัวถูกควบคุมได้อย่างอิสระที่มีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ มีการจำลองการทำงานของระบบซับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัว ที่นำเสนอด้วยซอร์ฟแวร์ ความถูกต้องและการใช้งานได้ของหลักการนี้ได้ถูกตรวจสอบและยืนยันด้วยการจำลองและทดลองโดยอาศัยการกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นและสัญญาณแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวคเตอร์ของแต่ละกึ่งซับเฟสด้วยตัวควบคุมประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรุ่น DS1104 dSPACE จากการทดสอบการซับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวทั้งการปรับความเร็วแบบวงรอบเปิดและวงรอบปิด ผลจากการทดลองได้แสดงให้เห็นถึงรูปคลื่นของสัญญาณแรงดันและกระแสขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์ที่ทำงานที่ความถี่แตกต่างกันในหลายๆ ความถี่และได้ผลเป็นที่น่าพอใจ นอกจากนี้ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่งซับคือ จะใช้คาปาซิเตอร์และบัสไฟตรงร่วมกัน และยังลดต้นทุนอันเนื่องมาจากการลดจำนวนอุปกรณ์สวิตช์กำลังพร้อมวงจรซับลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Modulating Functions of Space Vector PWM with Modified Sectors for Five-Leg Voltage Source Inverter Fed Two Single-Phase Induction Motors
Student	Mr. Sirichai Dangeam
Student ID.	56601470
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2020
Thesis Advisor	Professor Dr.Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes a new space vector pulse width modulation (SVPWM) technique with modified sectors for five-leg voltage source inverter fed two single-phase induction motors. The proposed principle is adapted from a conventional SVPWM method of three-leg voltage source inverter for providing balanced two-phase outputs with 6 sectors to new modified 8 sectors. The new modified sectors are used in order to simplify modulating functions in a general form. The proposed modulating functions of space vector equivalent phase leg reference voltage are fully described and derived mathematically. With this strategy, the balanced voltage magnitudes and frequencies for two single-phase motors are independently controlled with constant ratio of voltage to frequency. Software simulation of the proposed two single-phase induction motor drive system is given. The correctness and validity of the proposed method are confirmed by simulation and experimental results. The DS1104 dSPACE digital signal processing board is used for generating PWM signals and space vector equivalent phase leg reference signals. The testing of driving two single-phase induction motors under open loop and closed loop of variable speed control is given. The experimental results show that the voltage and current waveforms of main and auxiliary windings at different operating frequencies can be performed and found satisfactory. In addition, the advantages of the five-leg inverter can share the capacitor and dc bus together, resulting in a cost reduction by decreasing the numbers of power switch and driver circuit.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยดี ด้วยความกรุณาเป็นอย่างสูงจากอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ และให้คำปรึกษาชี้แนะในด้านวิชาการและการแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกี่ยวกับการทำวิจัย ตลอดจนความเอาใจใส่ และการให้ความห่วงใยในทุกๆ ด้าน อีกทั้งยังให้การสนับสนุนและส่งเสริมให้ศิษย์มีความเจริญก้าวหน้าอยู่เสมอตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา ข้าพเจ้ามีความซาบซึ้งใจเป็นอย่างสูงยิ่ง จึงขอแสดงความเคารพและขอกราบขอบคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูงยิ่ง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านสำหรับความกรุณาและคำชี้แนะต่าง ๆ ในระหว่างที่ศึกษา

ขอขอบคุณทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือต่างๆ อันเป็นประโยชน์อย่างมากในช่วงระหว่างศึกษา และการทำวิจัยจากพี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย PMC Lab.

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้โอกาส เวลา และการสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัยตลอดระยะเวลาศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกนี้

ท้ายสุดนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบคุณ บิดา มารดา และครอบครัว ตลอดจนครู อาจารย์ที่อบรมสั่งสอน และผู้มีพระคุณทุกท่าน รวมถึงมิตรสหายทุกคน

คุณค่า และคุณประโยชน์อันพึงได้รับจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศิริชัย แดงเอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	5
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา	5
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	7
1.5 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม	8
1.6 ขอบเขตของการวิจัย	9
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา	1
บทที่ 2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส	11
2.1 บทนำ	11
2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส	11
2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส	14
บทที่ 3 สเปซเวกเตอร์ฟลด์สวิตมอดูเลชั่นและการดัดแปลงเซคเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่ง สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส	20
3.1 บทนำ	20
3.2 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์ต	21
3.3 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบ 6 เซคเตอร์ สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟส	24
3.4 สเปซเวกเตอร์ฟลด์สวิตมอดูเลชั่นแบบดัดแปลงใหม่เป็น 8 เซคเตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่งจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟส	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ฟังก์ชันการมอดูเลตความกว้างพัลส์ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส	43
4.1 บทนำ	43
4.2 เทคนิคการลดจำนวนสัญญาณพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์จาก 6 กึ่งเหลือ 5 กึ่ง	45
4.3 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่ง	47
4.4 ฟังก์ชันการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่ง ..	51
บทที่ 5 การจำลองและการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว	60
ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง	
5.1 บทนำ	60
5.2 หลักการควบคุมแบบสเกลลาร์	60
5.3 การจำลองการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งควบคุม มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว	63
5.4 การควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยวิธีควบคุมปริมาณขนาดของอัตราส่วน V/f	66
5.5 การจำลองการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งควบคุม มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว	70
5.6 การจำลองการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งควบคุม มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว	70
บทที่ 6 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 2 ตัว	75
ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง	
6.1 บทนำ	75
6.2 ระบบที่ใช้ในการทดสอบ	75
6.3 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์	76
6.4 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์	83
6.5 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่อVอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	93
7.1 สรุปผลการวิจัย	93
7.2 ข้อเสนอแนะ	94
บรรณานุกรม	95
ภาคผนวก	100
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	101



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัดVIอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ d-q	21
3.2 การกำหนดเวกเตอร์ \overline{U}_1 และ \overline{U}_2 สำหรับ SVPWM ในแบบ 6 เซกเตอร์	27
3.3 ลำดับการสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ สำหรับ SVPWM ในแบบ 6 เซกเตอร์	27
3.4 เวลาในการสวิตช์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละกึ่งเฟส แบบ 6 เซกเตอร์	31
3.5 การคำนวณหาค่าวัฏจักรงานของการสวิตช์ แบบ 6 เซกเตอร์	32
3.6 การกำหนดเวกเตอร์ \overline{U}_1 และ \overline{U}_2 สำหรับ SVPWM แบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์	35
3.7 ลำดับการสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ สำหรับ SVPWM ในแบบดัดแปลงใหม่เป็น 8 เซกเตอร์	36
3.8 เวลาในการสวิตช์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละกึ่งเฟส แบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์	39
3.10 การคำนวณหาค่าวัฏจักรงานของการสวิตช์ แบบ 8 เซกเตอร์	42
4.1 รูปแบบเซกเตอร์ของมอเตอร์แต่ละชุดที่เคลื่อนที่ไปด้วยความถี่ที่ต่างกันเป็น 2 เท่า	53
4.2 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นของ แรงดันเอาต์พุตแบบสมดุสำหรับทั้งหมด 8 เซกเตอร์	54
5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบไม่สมมาตรที่ใช้ในการจำลอง	62
6.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบไม่สมมาตรที่ใช้ในการจำลอง	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัด VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3
1.2	โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่ง 6
1.3	ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ในระนาบ d-q 8
1.4	รูปแบบของสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง 9
2.1	ส่วนสเตเตอร์ของมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน 12
2.2	ส่วนโรเตอร์ของมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน 13
2.3	วงจรการต่อมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน 13
2.4	มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟส 14
2.5	วงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร 16
2.6	โครงสร้างของ UB-TPIM ในแนวแกนดีและแกนคิวบนกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง 18
3.1	อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้มอเตอร์สองเฟส 20
3.2	ตัวมอดูเลเตอร์สร้างสัญญาณ SVPWM เชงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง 22
3.3	เวกเตอร์แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟส 23
3.4	รูปแบบของสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง 24
3.5	ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟแบบ 6 เซกเตอร์ ในระนาบ d-q 25
3.6	รูปแบบการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_o^* ด้วยวิธีการ SVPWM 25
3.7	รูปแบบสัญญาณพัลส์จากการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์แบบ 6 เซกเตอร์ .. 28
3.8	สัญญาณช่วงเวลาต่อหน่วย แบบ 6 เซกเตอร์ 29
3.9	แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยแบบ 6 เซกเตอร์ 30
3.10	สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงเอาต์พุตต่อหน่วย สำหรับ 6 เซกเตอร์ ที่ $M = \sqrt{2}$ 30
3.11	เวกเตอร์แรงดันเฉลี่ย V_{46} และ V_{31} ที่ตัดแปลงเพิ่มเวกเตอร์แรงดันขึ้นใหม่บทคัดย่อภาษาอังกฤษ 33
3.12	ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟแบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์ ในระนาบ d-q 34
3.13	รูปแบบสัญญาณพัลส์จากการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์แบบ 8 เซกเตอร์ 37
3.14	สัญญาณช่วงเวลาต่อหน่วย แบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์ 40
3.15	แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยแบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์ 41
3.16	สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงเอาต์พุตต่อหน่วย สำหรับ 8 เซกเตอร์ ที่ $M = \sqrt{2}$ 41
4.1	อินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งจ่ายแรงดันให้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 5 เฟส 43
4.2	การลดวงจรจากอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่งจำนวน 2 ชุด (หรืออินเวอร์เตอร์แบบ 6 กึ่ง) 44 เป็นอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง สำหรับจ่ายแรงดันให้มอเตอร์จำนวน 2 ตัว
4.3	ตัวมอดูเลเตอร์สร้างสัญญาณ SVPWM เชงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง 49
4.4	รูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ใช้เทคนิคเชงคลื่นพาร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง 49
4.5	การคำนวณสัญญาณกึ่งเฟสอ้างอิงและสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟสอ้างอิง 50
4.6	แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยแบบ 8 เซกเตอร์ สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 2 ตัว 53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัด VIII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 รูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ใช้เทคนิคเชิงสเปซเวกเตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	58
4.8 การคำนวณสัญญาณกึ่งเฟสอ้างอิงและสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟสอ้างอิง	59
5.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร	60
5.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร	61
5.3 ระบบควบคุมแบบสเกลลาร์ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่สำหรับ..... อินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัวด้วยเทคนิคการมอดูเลต ความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์ (CBPWM)	63
5.4 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1	64
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM	
5.5 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2	64
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM	
5.6 สัญญาณกระแสทั้ง 5 กิ่ง ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	65
ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM	
5.7 สัญญาณแรงดันกึ่งเฟสที่ขั้ว ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	65
ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM	
5.8 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 และ M2	66
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM	
5.9 ตัวควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิดด้วยวิธี V/f สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	66
5.10 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด	67
5.11 ผลการตอบสนองต่อความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบเปิด.....	69
5.12 ทางเดินรากของระบบควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด.....	69
5.13 ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ในการทดสอบการขับเคลื่อนแบบวงรอบปิดด้วยเทคนิค CBPWM	70
5.14 ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ในการทดสอบการขับเคลื่อนแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิค SVPWM	71
5.15 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1	71
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM	
5.16 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2	72
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM	
5.17 สัญญาณกระแสทั้ง 5 กิ่ง ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	72
ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM	
5.18 สัญญาณแรงดันกึ่งเฟสที่ขั้ว ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	73
ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM	
5.19 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 และ M2	73
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.1 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กิ่งที่สร้างขึ้น	75
6.2 หน้าจอคอมพิวเตอร์ของส่วน Control Desk สำหรับติดต่อกับแผงควบคุม dSPACE..... และระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กิ่งที่สร้างขึ้น	76
6.3 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวแบบวงรอบเปิดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	77
6.4 สัญญาณวัฏจักรงานทั้ง 5 สัญญาณ ที่จัดเป็นกลุ่มแยกกัน	77
6.5 เปรียบเทียบสัญญาณวัฏจักรงาน, สัญญาณสวิทช์ สัญญาณสวิทช์ที่กรองสัญญาณแล้ว	78
และสัญญาณขับเคลื่อนของสัญญาณทั้ง 5 สัญญาณ	
6.6 เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันที่ขั้วของแต่ละกิ่งเฟสกับสัญญาณแรงดันที่ขดลวด	79
ของมอเตอร์แต่ละตัว	
6.7 กระแสกิ่งเฟส A, B, C และ D	80
6.8 กระแสกิ่งเฟส A, C, D และ E	80
6.9 สัญญาณความเร็วที่เพลลาของมอเตอร์ M1 และ M2 ขณะควบคุมแบบวงรอบเปิด	81
6.10 สัญญาณของแรงดันและกระแสในขดลวดของมอเตอร์ M1 ขณะควบคุมแบบวงรอบเปิด	81
6.11 สัญญาณของแรงดันและกระแสในขดลวดของมอเตอร์ M2 ขณะควบคุมแบบวงรอบเปิด	82
6.12 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวแบบวงรอบเปิดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	83
6.13 ผลการตอบสนองต่อความเร็วแบบขั้นของมอเตอร์แต่ละตัวด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน.....	84
6.14 ผลการตอบสนองต่อความเร็วต่าง ๆ ของมอเตอร์แต่ละตัวด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน	84
6.15 ผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดทันทีทันใดของมอเตอร์ M1	85
ด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน	
6.16 ผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดทันทีทันใดของมอเตอร์ M2	85
ด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน	
6.17 ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวแบบวงรอบเปิด.....	87
ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง	
6.18 สัญญาณอ้างอิงทั้ง 5 สัญญาณ ที่จัดเป็นกลุ่มแยกกัน	87
6.19 กระแสกิ่งเฟส A, B, C, D และ E ขณะมีโหลด	88
6.20 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด	89
6.21 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด	90
6.22 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด	91
6.23 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด	91
6.24 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด.....	91

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันความนิยมในการนำมอเตอร์ไฟฟ้ามาใช้งานด้านระบบขับเคลื่อนต่างๆ ทดแทนเครื่องยนต์ที่ใช้เชื้อเพลิงจากฟอสซิลสูงขึ้น อันเนื่องจากปัญหาเรื่องการขาดแคลนและการก่อกมลพิษให้สิ่งแวดล้อม เช่น สารตะกั่วจากท่อไอเสียรถยนต์ ปัญหาฝุ่นละอองขนาดเล็กระดับ 2.5 ไมครอน (Particular Matters 2.5 or PM 2.5) ลงไป ที่มีผลต่อสุขภาพ เป็นต้น นอกจากนี้เครื่องจักรที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้าในการขับเคลื่อนจะมีการสูญเสียต่ำ เพราะมอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงมากถึง 80-90% เมื่อเทียบกับเครื่องยนต์ที่ใช้เชื้อเพลิงฟอสซิลที่มีประสิทธิภาพสูงเพียง 30-50% เท่านั้น

ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้าส่วนใหญ่จะแบ่งตามประเภทของแหล่งจ่ายแรงดันที่มีใช้ เช่น ระบบไฟฟ้ากระแสตรง ระบบไฟฟ้ากระแสสลับ โดยเฉพาะระบบไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งแยกย่อยลงไปเป็นระบบแบบ 1 เฟส และ 3 เฟส ซึ่งปัจจุบันในระบบอุตสาหกรรมต่างๆ ก็เลือกใช้ระบบส่งกำลังไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 3 เฟส ดังนั้นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จึงมีความนิยมใช้การเลือกใช้งานมากกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ แบบ 1 เฟส ไม่ว่าจะเป็นเรื่องการหมุนที่เรียบ ขนาดมิติของตัวมอเตอร์สามเฟสมีขนาดเล็กกว่ามอเตอร์หนึ่งเฟส เมื่อเทียบที่พิกัดกำลังขับขาออกขนาดเดียวกัน เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตาม มอเตอร์สามเฟสก็มีข้อเสียเปรียบอยู่บ้างในบางลักษณะการใช้งานที่ยังสามารถใช้งานได้ แต่ก็มีคามยุ่งยากในเทคนิคของการนำไปใช้งานอยู่บ้าง เช่น พิกัดกำลังของมอเตอร์สามเฟสที่มีขนาดต่ำกว่า 1 แรงม้าลงไปจนถึงไม่กี่สิ่วัตต์ มอเตอร์สามเฟสก็จะมีขนาดให้เลือกใช้งานน้อยลงไม่หลากหลายมากนัก หรือในอุตสาหกรรมขนาดเล็ก หรือกลุ่มวิสาหกิจขนาดกลางและขนาดย่อม (Small and Medium Enterprises: SME) ที่ใช้ระบบไฟฟ้าแบบ 1 เฟส การเลือกใช้งานมอเตอร์สามเฟสก็ไม่เหมาะสมกับระบบไฟที่มี หรืออาจจะต้องเลือกใช้อินเวอร์เตอร์ที่รับไฟแบบ 1 เฟส แล้วแปลงเป็นแบบ 3 เฟสสำหรับจ่ายมอเตอร์ก็ได้ แต่ก็ต้องคำนึงขนาดพิกัดแรงดันระหว่างสายของมอเตอร์สามเฟสที่ใช้ด้วย เพราะแรงดันในบัสไฟตรง (DC Bus Voltage) ที่สร้างจากระบบไฟ 1 เฟส จะได้น้อยกว่าระบบไฟ 3 เฟส ดังนั้นมอเตอร์อาจจะได้รับแรงดันไม่เต็มที่

เนื่องจากมอเตอร์จะใช้หลักการสร้างสนามแม่เหล็กจากส่วนขดลวดสเตเตอร์และส่วนขดลวดโรเตอร์ แล้วนำมาจัดวางให้เกิดแรงปฏิกิริยาต่อกันระหว่างสนามแม่เหล็กทั้งสองนั้น เป็นผลให้เกิดการบิดตัวทำให้มอเตอร์เกิดแรงบิดหมุนสร้างความเร็วขึ้นมาได้ ดังนั้น การแบ่งประเภทของมอเตอร์เอง จึงสามารถแบ่งตามชนิดของการสร้างสนามแม่เหล็กในส่วนขดลวดโรเตอร์ได้อีก 2 แบบ นั่นคือ แบบขดลวดกระตุ้น (Exciting Field Coil) ซึ่งแบบนี้ใช้การป้อนกระแสไฟให้ขดลวดโรเตอร์เพื่อกระตุ้นให้สร้างสนามแม่เหล็กในส่วนโรเตอร์ ขึ้นมา ข้อดีคือ มีอิสระในการควบคุมความเข้มของสนามแม่เหล็กได้มากตามความต้องการ แต่ข้อเสียคือต้องจัดหาแหล่งจ่ายมาจ่ายกระแสให้ขดลวดนี้ และขดลวดโรเตอร์นี้ก็มีส่วนทำให้มอเตอร์มีน้ำหนักมาก เพราะมีส่วนผสมของทองแดง (ซึ่งต่อมามีการนำไปพัฒนาต่อโดยการเปลี่ยนจากการใช้ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก มาเป็นการใช้แม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet) มาติดตั้งแทนขดลวดโรเตอร์ ข้อดีคือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีแรงบิดสูงมาก แต่ข้อเสียคือ ราคาสูงมาก และมีโอกาสที่แม่เหล็กถาวรหลุดได้เมื่อใช้ไปนานๆ) ส่วนอีกแบบคือแบบขดลวดเหนี่ยวนำ (Induction Coil)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแบบนี้จะต้องอาศัยสนามแม่เหล็กจากขดลวดสเตเตอร์ส่งผ่านช่องว่างอากาศมาเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดโรเตอร์เสียก่อน จากนั้นจึงอาศัยกระแสที่ไหลในขดลวดมาสร้างเป็นสนามแม่เหล็กโรเตอร์อีกครั้งหนึ่ง ข้อดีคือราคาถูก ไม่ต้องจัดหาแหล่งจ่ายสำหรับขดลวดโรเตอร์ น้ำหนักเบา เพราะส่วนใหญ่ใช้เป็นแท่งตัวนำจำพวกอะลูมิเนียมซึ่งรับกระแสสูงๆ ได้ดี ข้อเสียคืออิสระในการควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กทำได้ลำบาก เพราะต้องใช้สนามแม่เหล็กจากสเตเตอร์มาเหนี่ยวนำ แต่พอจะควบคุมได้โดยอาศัยทฤษฎีในส่วนของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Model) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเข้ามาช่วยในการวิเคราะห์หาตัวแปรควบคุมต่อไป

ด้วยพัฒนาการของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ใช้ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันที่ค่อย ๆ เติบโตขึ้นทั้งในด้านของสมรรถนะที่สูงและเทคโนโลยีที่สูงขึ้นเรื่อย ๆ ดังนั้นอุปกรณ์ไฟฟ้าทั้งในอุตสาหกรรมและภายในบ้านต่าง ๆ จึงเริ่มนำอินเวอร์เตอร์เข้ามาประยุกต์ใช้ในระบบหรืออุปกรณ์ไฟฟ้าต่าง ๆ กันมากขึ้น ตัวอย่างเช่น สายพานลำเลียง บิมน้ำ เครื่องซักผ้า เครื่องปรับอากาศ ตู้เย็น [9]-[10] เป็นต้น ซึ่งพบว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้งาน จะมีทั้งอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) ซึ่งใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวกรองและรักษาระดับแรงดันในบัสไฟตรงให้เรียบและคงที่ และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter: CSI) ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวกรองและรักษาระดับกระแสในบัสไฟตรงให้เรียบและคงที่ ซึ่งแบบ CSI นี้ จะนิยมใช้ในการควบคุมมอเตอร์ขนาดใหญ่ๆ แต่ถ้ามองในการแง่ของความนิยมในการใช้งานโดยเฉพาะกับมอเตอร์ขนาดเล็กและขนาดกลาง ก็จะเป็นแบบ VSI เพราะควบคุมง่ายกว่า ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นการวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์แบบ VSI เป็นหลัก

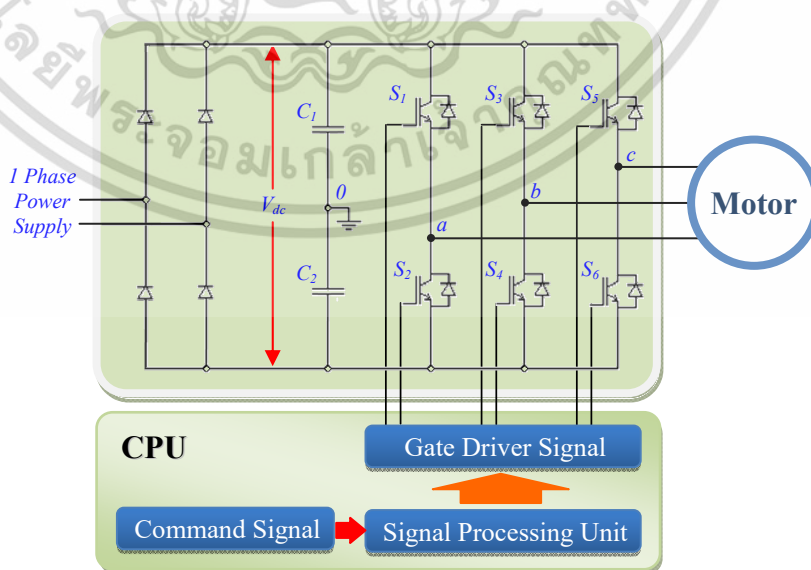
ในแง่ของรูปแบบวงจรของอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ควบคุมมอเตอร์ 1 ตัวนั้น จะมีแบบ 2 กิ่ง, 3 กิ่ง และ 4 กิ่ง ที่นำมาใช้ในการควบคุมมอเตอร์แบบต่างๆ โดยเฉพาะมอเตอร์แบบ 1 เฟส นั้น จะพบว่าแบบ 2 กิ่งมีข้อดีคือ ใช้จำนวนสวิตช์น้อยที่สุดเพียง 4 ตัว แต่ข้อเสียคือมีรูปแบบการสวิตช์มีเพียง 4 รูปแบบที่ใช้สร้างเวกเตอร์แรงดันได้ 4 เวกเตอร์เท่านั้น แบบ 3 กิ่ง มีจำนวนสวิตช์เพียง 6 ตัว แต่มีรูปแบบการสวิตช์ถึง 8 แบบ ที่น่าสนใจแบบ 3 กิ่งนี้ คือมีเวกเตอร์แรงดัน 6 เวกเตอร์และเวกเตอร์ศูนย์ 2 แบบ ซึ่งเอาไว้ใช้ควบคุมขนาดแรงบิดได้ ส่วนแบบ 4 กิ่ง จะมีข้อเสียคือ ใช้จำนวนสวิตช์มากที่สุดถึง 8 ตัว แต่ก็จะมีข้อดีคือจะมีรูปแบบในการสวิตช์ถึง 16 รูปแบบ ซึ่งทำให้มีค่าความเพี้ยนของสัญญาณ (Total Harmonics Distortion: THD) ต่ำ แต่อย่างไรก็ตาม วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง จะเป็นแบบมีความนิยมใช้งานกันมากที่สุด

สำหรับการใช้งานโดยทั่วไปนั้น ก็พบว่าในการใช้อินเวอร์เตอร์แต่ละตัวนั้น มักจะออกแบบให้ใช้ในการควบคุมมอเตอร์ 1 ตัวต่ออินเวอร์เตอร์ 1 ตัวเท่านั้น แต่การใช้งานในบางประเภท อาจจะมีการใช้งานมอเตอร์มากกว่า 2 ตัวตัวอย่างเช่น เครื่องปรับอากาศที่จะมีส่วนคอมเพรสเซอร์ (Compressor) ที่ทำหน้าที่อัดน้ำยาในเครื่องปรับอากาศด้วยการใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบคาปาซิเตอร์รัน (Capacitor-Run Motor) หรือแบบคาปาซิเตอร์สตาร์ท (Capacitor-Start Motor) และในส่วนพัดลมระบายอากาศของคอลล์ร้อนหรือคอลล์เย็นในเครื่องปรับอากาศโดยเฉพาะพัดลมคอลล์เย็นที่จะต้องมีส่วนควบคุมการปรับความเร็วลมได้ซึ่งก็ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบคาปาซิเตอร์รันเช่นกัน หรือตัวอย่างงานระบบสายพานลำเลียงที่ลำเลียงชิ้นงานที่มีขนาดเล็กๆ ใช้มอเตอร์หลายตัว แต่ใช้กำลังขับมอเตอร์ไม่สูงมากนัก การนำมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสมาใช้เป็นมอเตอร์ขับสายพานในระบบขับเคลื่อนสายพานก็เป็นอีก 1 ตัวเลือกเช่นกัน หรือในงานระบบระบายอากาศในโรงงานหรือฟาร์มปศุสัตว์ ที่มีการนำพัดลมระบายอากาศจำนวนหลายๆ ตัวมาใช้ในการระบายอากาศที่มีการควบคุมอุณหภูมิหรือความชื้นในพื้นที่ๆ ควบคุม เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ามอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รันจะเป็นที่นิยมใช้กันมากในพวกพัดลม เครื่องซักผ้า จักรเย็บผ้า อุตสาหกรรม ตู้เย็น ซึ่งจากข้อมูลจำนวน และร้อยละของครัวเรือนส่วนบุคคล จำแนกตามประเภทของที่อยู่อาศัยและเขตการปกครองของสำนักงานสถิติแห่งชาติ [43] ในปี 2553 พบว่า เฉพาะจำนวนบ้านพักอาศัยทุกประเภทของประเทศไทย มีจำนวนรวมทั้งหมด 20,282,743 หลังคาเรือน ดังนั้น หากคิดเฉพาะบ้านพักอาศัยที่มีพัดลม และจากข้อมูลสรุปผลที่สำคัญ การใช้พลังงานของครัวเรือน พ.ศ. 2561 ในหัวข้ออุปกรณ์ที่ต้องใช้พลังงานและครัวเรือนส่วนใหญ่เป็นเจ้าของเฉพาะในส่วนของการพัดลมก็จะมีถึงร้อยละ 98.6 หรือประมาณ 19,998,785 หลังคาเรือน ดังนั้นหากสมมติว่า ทุกบ้านมีการใช้พัดลมพร้อมกันทั้งประเทศ และกำหนดให้พัดลมแต่ละเครื่องมีการใช้กำลังไฟฟ้าโดยเฉลี่ยประมาณ 50 วัตต์/เครื่อง ก็เท่ากับว่า จะใช้กำลังไฟฟ้าทั้งประเทศโดยรวม 999,939,229.9 วัตต์ หรือประมาณ 1,000MW ซึ่งหากพิจารณาในความเป็นจริงลงไปอีก ก็คงพบว่า บ้านหลายหลังก็อาจจะมีพัดลมมากกว่า 2 ตัวขึ้นไป หรือมีขนาดพัดลมที่มีขนาดกำลังไฟฟ้ามากกว่าค่าเฉลี่ย หรือมีการใช้มอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รันในเครื่องใช้ไฟฟ้าอื่น ก็จะมีกำลังไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้นไปอีก จึงเห็นได้ว่า มอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน มีบทบาทในการใช้งานมาก

ดังนั้นการใช้งานอินเวอร์เตอร์หลายชุดที่ควบคุมโหลดคล้ายๆ กัน ในแง่ของการอนุรักษ์พลังงานนั้น อาจจะมีส่วนทำให้เกิดการสิ้นเปลืองได้มากกว่า เมื่อเทียบกับการนำอินเวอร์เตอร์ 2 ชุดมารวมเข้าด้วยกัน เพื่อให้เกิดการใช้งานอุปกรณ์บางอย่างร่วมกัน จากในรูปที่ 1.1 จะแสดงโครงสร้างของระบบขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส โดยทุกๆ เฟสประกอบด้วยภาคเรียงกระแส (Rectifier) และภาคอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งในภาคอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีวงจรควบคุมส่วนต่างๆ ย่อยลงไปอีก 3 ส่วน ประกอบด้วยส่วนสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics Switch) วงจรขับเคลื่อน (Gate Driver) และส่วนประมวลผลกลาง (Central Processing Unit: CPU) จึงจะเห็นได้ว่าในระบบอินเวอร์เตอร์ 1 ชุด จะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังที่กล่าวมา และหากมีอินเวอร์เตอร์เป็น 2 ชุด ก็จะมีจำนวนชุดของอุปกรณ์ต่างๆ เพิ่มขึ้นเป็น 2 ชุดเช่นกัน ดังนั้นจะเห็นถึงแนวทางการนำอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด มาใช้งานร่วมกัน จะทำให้ใช้อุปกรณ์บางส่วนร่วมกันได้ และลดจำนวนอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์บางส่วนลงได้ [2]-[8]



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการศึกษา และค้นคว้าเกี่ยวกับการออกแบบระบบอินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมมอเตอร์ ทั้งแบบ 1 ตัว และ 2 ตัว ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่ามีงานวิจัยหลายเรื่องที่มีความพยายามในการพัฒนาการใช้อุปกรณ์ในการสร้างระบบอินเวอร์เตอร์ในหลากหลายวิธี โดยสรุปผลงานวิจัยที่น่าสนใจพอสังเขปได้ดังต่อไปนี้

F. Blaabjerg, S. Freysson, H. Hansen และ S. Hansen (ค.ศ.1997) [1] วิจัยการใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีสวิตช์เพียงสี่ตัว (หรือ 2 กิ่ง) ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยนำหนึ่งเฟสของมอเตอร์ต่อเข้ากับจุดกึ่งกลางจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ และได้ออกแบบหลักการทำให้สเปซเวกเตอร์แบบใหม่สำหรับใช้ขับอินเวอร์เตอร์ในแบบที่นำเสนอนี้ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อลดจำนวนของวงจรขับและจำนวนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

E. Ledezma, B. McGrath, A. Munuz และ T. A. Lipo (ค.ศ.2001) [2] ได้วิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว ด้วยการใช้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 8 ตัว และนำเฟสหนึ่งของมอเตอร์แต่ละตัวมาต่อร่วมกันที่จุดกึ่งกลางระหว่างตัวเก็บประจุ ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อลดจำนวนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและลดจำนวนบัสไฟตรงลง

Ph. Delarue, A. Bouscayrol และ B. Francois (ค.ศ. 2003) [3] ได้นำเสนอหลักการมอดูเลชันแบบใหม่สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่ง สี่กึ่ง ห้ากึ่ง หรือมากกว่า โดยทำการทดลองกับโหลด R-L และยังได้ทำการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 2 ตัว ด้วยการใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง

A. Bouscayrol, B. Francois, Ph. Delarue และ J. Niiranen (ค.ศ. 2005) [4] นำเสนอระบบอินเวอร์เตอร์แบบ AC-AC Converter โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่ง โดยมีกิ่งหนึ่งทำงานร่วมกันระหว่างภาคเรียงกระแส (Rectifier) และภาคอินเวอร์เตอร์ ด้วยวิธีการดังกล่าวจะทำให้ระบบสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่ด้านเอาต์พุต และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ทางด้านอินพุตได้ด้วย นอกจากนี้ ยังส่งผลต่อการลดจำนวนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังลงได้ถึง 2 ตัว

G.J.Su, L. Tang และ X. Huang (ค.ศ. 2006) [5] ได้ทำการศึกษาการใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่งเพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบสองเฟสและสามเฟส โดยมอเตอร์สามเฟสจะเป็นมอเตอร์ที่ใช้เป็นมอเตอร์ขับเคลื่อนล้อรถไฟฟ้า ส่วนมอเตอร์สองเฟสจะใช้เป็นมอเตอร์คอมเพรสเซอร์เพื่ออัดน้ำยาของระบบปรับอากาศ ระบบดังกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้า หรือรถระบบไฮบริด (Hybrid Car)

R. Omata, K. Oka, A. Furuya, S. Matsumoto, Y. Nazawa และ K. Matsuse (ค.ศ. 2006) [6] ได้ทำการศึกษาการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสองตัว ให้หมุนด้วยความเร็วที่แตกต่างกันได้ โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง เพื่อต้องการลดจำนวนการสวิตช์ในระบบอินเวอร์เตอร์

T. Kominami และ Y. Fujimoto (ค.ศ.2007) [7] นำเสนอการใช้ระบบอินเวอร์เตอร์ที่มีสวิตช์ 9 ตัว สามารถจ่ายโหลดสามเฟส 2 ตัวได้ โดยมีการควบคุมแรงดันและความถี่ที่แยกอิสระจากกันได้ ซึ่งวิธีการที่นำเสนอสามารถลดจำนวนสวิตช์ลงได้มากถึง 3 ตัว

M. Jones, S. N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi และ P.Wright (ค.ศ.2008) [8] นำเสนอหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่สามารถนำไปใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งใช้ในการควบคุมความตึงในระบบม้วนกระดาษให้คงที่ได้พร้อมกันถึง 2 ตัว และเป็นผลทำให้สามารถลดจำนวนสวิตช์และบัสไฟตรงลงได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากการที่ได้ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้กล่าวมาแล้ว สามารถสรุปได้ว่าการนำอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่งเข้ามาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์จำนวน 2 ตัว แทนการใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งจำนวน 2 ชุดนั้น จะพบข้อดีและปัญหาต่างๆ เมื่อนำไปใช้ขับเคลื่อนกับมอเตอร์สามเฟสจำนวน 2 ตัวที่มีขนาดพิกัดและพารามิเตอร์ที่สมมาตรกัน หรือใช้ขับเคลื่อนกับมอเตอร์สามเฟสกับมอเตอร์สองเฟสชนิดละตัวก็ตาม ก็ตามสิ่งหนึ่งที่น่าพบก็คือ ข้อดีของการลดจำนวนสวิทช์ และวงจรขับลง รวมถึงมีการใช้งานคาปาซิเตอร์และบัลไฟตรงร่วมกัน ทำให้ลดต้นทุนของระบบลงได้ แต่ผลดังกล่าวอาจจะมีผลต่อการทำงานในกึ่งร่วมที่ใช้จ่ายโหลดมอเตอร์ร่วมกัน ซึ่งอาจจะทำให้มีปัญหาของกระแสที่สูงเกินกว่าปกติ จึงทำให้ต้องคำนึงความเหมาะสมของการออกแบบขนาดพิกัดของสวิทช์ที่ใช้ในกึ่งร่วมนี้ที่อาจจะสูงกว่าสวิทช์ในกึ่งอื่น

มีหลายงานวิจัยที่มีการพัฒนาสมรรถนะและประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสให้สามารถนำมาใช้งานได้ดีขึ้น แม้ว่าจะมีข้อเสียเปรียบหลายด้านเมื่อเทียบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่พิกัดกำลังเดียวกันก็ตาม แต่เมื่อพิจารณาในเชิงของการใช้งานในระบบไฟฟ้าตามบ้านพักอาศัย หรือในกลุ่มอุตสาหกรรมขนาดเล็ก ที่ใช้ระบบไฟฟ้าแบบเฟสเดียว มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจึงมีความเป็นไปได้ที่จะมีข้อได้เปรียบมากกว่าในด้านของขนาดพิกัดแรงดันที่ไม่สูงและพิกัดกำลังขั้วที่ขนาดต่างๆ จะมีขนาดให้เลือกใช้งานได้มากกว่า

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นการสร้างชุดอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง สำหรับจ่ายแรงดันแบบสมดุลเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัวให้มีความเร็วเป็นอิสระจากกัน โดยจะนำเสนอการพัฒนาเทคนิคของการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

ในการปรับปรุงอุปกรณ์ของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งให้ขับโหลดมอเตอร์ได้ 2 ตัวนี้มีหลายวิธีด้วยกัน โดย [2] ได้อธิบายถึงการลดการสูญเสียจากการสวิทช์ด้วยการลดจำนวนอุปกรณ์สวิทช์กำลังลง ส่วน [8] ได้นำเสนอการปรับปรุงอินเวอร์เตอร์จากเดิมที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่งจำนวน 2 ตัวสำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจำนวน 2 ตัว โดยได้เปลี่ยนมาเป็นการใช้อินเวอร์เตอร์ 5 กึ่ง ซึ่งยังคงควบคุมความเร็วมอเตอร์ทั้งสองได้อิสระจากกัน เมื่อจำนวนสวิทช์กำลังได้ลดจำนวนลงจาก 12 ตัวมาเป็น 10 ตัว ทำให้ระบบนี้มีข้อดีหลายอย่าง เช่น ลดการสูญเสียจากการสวิทช์ การลดต้นทุนผลิตภัณฑ์ลงเพราะมีการลดจำนวนสวิทช์ลง การลดจำนวนวงจรขับและคาปาซิเตอร์ลงเพราะใช้บัลไฟตรงร่วมกันได้ และยังช่วยลดจำนวนตัวประมวลผล (CPU) ลงเหลือเพียงตัวเดียวสำหรับควบคุมกระบวนการทำงานทั้งหมด ดังแสดงในรูปที่ 1.2 มีงานวิจัยไม่กี่เรื่องที่ได้แสดงการนำไปใช้งานขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัว แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบคาปาซิเตอร์รัน ซึ่งเป็นมอเตอร์ที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลายมาดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร ด้วยการถอดคาปาซิเตอร์ออกเท่านั้น

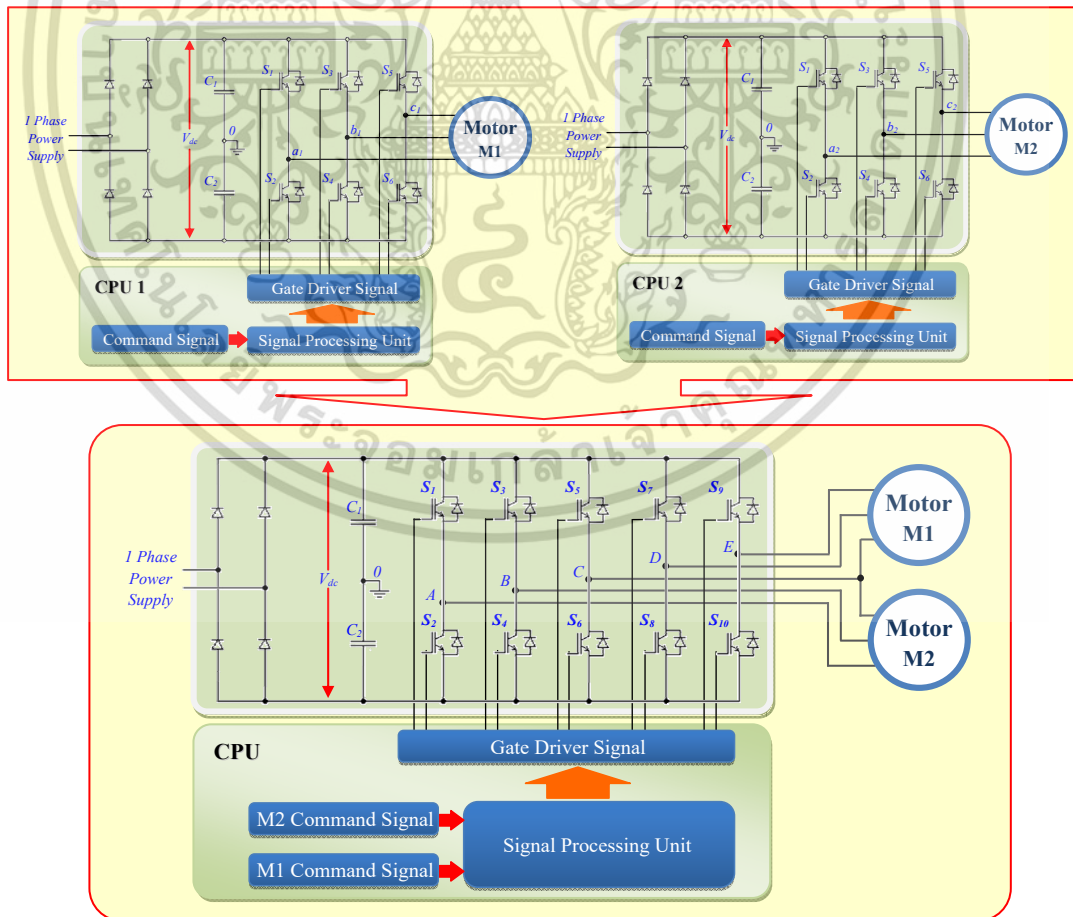
ปัญหาของงานวิจัยที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งเรื่องหนึ่งคือเรื่องการเลือกจุดต่อขดลวดสำหรับกึ่งร่วมซึ่งในกรณีที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหรือมอเตอร์ซิงโครนัสสามเฟสจำนวน 2 ตัว ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสเตเตอร์เท่ากันทั้ง 3 ขดเหมือนกันทั้ง 2 ตัว แม้ว่าจะสามารถเลือกขดลวดใดเป็นจุดร่วมที่กึ่งร่วมได้ก็ตาม แต่ก็ทำให้ต้องพิจารณาในการเลือกขนาดพิกัดของสวิทช์ข้อเล็กทรอนิกส์กำลังที่ต้องเผื่อขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ขึ้นด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่าปกติ แต่ในกรณีการเลือกจุดต่อสำหรับกิ่งร่วมของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่ดัดแปลงเป็นมอเตอร์แบบสองเฟสมาแล้ว จะมีข้อดีที่กว่ามอเตอร์แบบสามเฟส เพราะข้อดีของค่าพารามิเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่มีค่าไม่เท่ากัน จึงทำให้ขนาดกระแสของขดลวดช่วยมีขนาดน้อยกว่ากระแสขดลวดหลักมาก จึงเหมาะสมที่จะพิจารณาเลือกใช้ขดลวดช่วยเป็นกิ่งร่วม เพราะจะทำให้สามารถใช้ขนาดพิกัดของสวิตซ์ในกิ่งร่วมเหมือนกับสวิตซ์ตัวอื่นที่เหลือนอกกิ่งปกติได้ แต่อย่างไรก็ตาม หากในกรณีที่พิจารณาเลือกใช้ขดลวดหลักเป็นกิ่งร่วมก็จะทำให้ต้องเลือกใช้พิกัดของสวิตซ์ที่มากกว่าปกติอย่างน้อย 2 เท่าของสวิตซ์ที่ทำงานในกิ่งปกติ เช่นเดียวกัน หรือในกรณีที่พิจารณาเลือกกิ่งร่วมด้วยการใช้จุดต่อร่วม(Common) ระหว่างปลายสายขดลวดหลักและขดลวดช่วย ก็จะต้องพิจารณาในหลายด้าน เช่น ในด้านการออกแบบพิกัดสวิตซ์ให้ใหญ่กว่าปกติ เพราะปกติจุด Common นี้จะเป็นจุดต่อที่รับกระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์เพียงตัวเดียวที่มีมากอยู่แล้ว นอกจากนี้ กระแสที่จุด Common จะเกิดจากการรวมกระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่มีมุมต่างเฟสกัน 90° ดังนั้นก็จะทำให้กระแสที่จุด common มีลักษณะของรูปคลื่นไซน์ที่ไม่สมบูรณ์มากนัก ดังนั้นการเลือกใช้จุด Common เป็นกิ่งร่วมจึงยังไม่เหมาะสมเช่นเดียวกัน

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเน้นถึงหลักการการออกแบบรูปแบบการจัดสัญญาณการมอดูเลทความกว้างของสัญญาณพัลส์ด้วยหลักการคลื่นพาห์ (Carrier-Based Pulse Width Modulation, CBPWM) และหลักการของสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) และการนำไปใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กิ่ง ซึ่งพัฒนามาจากรูปแบบเดิมที่ควบคุมด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่งจำนวน 2 ชุด



รูปที่ 1.2 โครงสร้างของระบบอินเวอร์เตอร์แบบห้ากิ่ง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

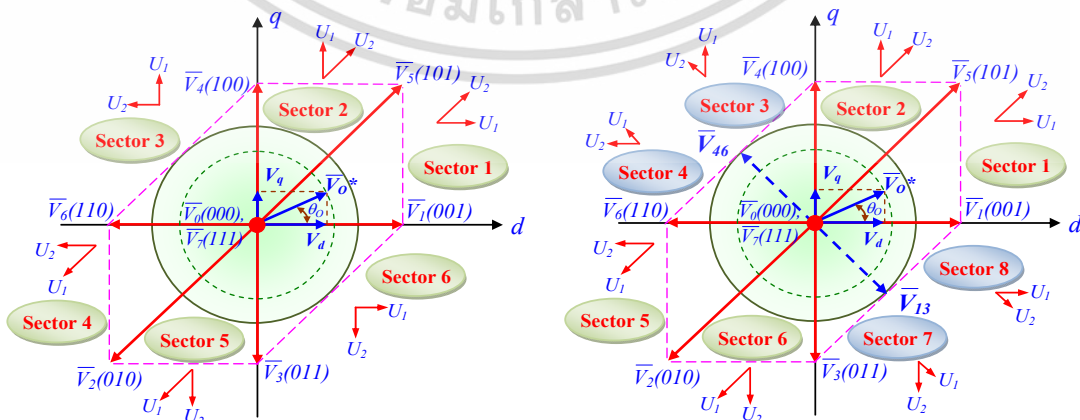
มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมักใช้ในงานอุตสาหกรรมและที่อยู่อาศัยสำหรับการใช้งานที่ใช้พลังงานต่ำเช่นตู้เย็น, สายพาน, เครื่องปรับอากาศ, ปัด, เครื่องซักผ้าไฟฟ้าและอื่น ๆ เนื่องจากความทนทานและการบำรุงรักษาต่ำ [9] - [10] . สำหรับการทำงานด้วยความเร็วเดียวมอเตอร์เฟสเดียวเหล่านี้ จะได้รับแรงดันไฟสลับแบบเฟสเดียวโดยไม่ต้องมีชุดควบคุมใด ๆ การหาประสิทธิภาพสูงสุดของมอเตอร์เฟสเดียวสำหรับการควบคุมประสิทธิภาพและสมรรถนะแรงบิดภายใต้การควบคุมที่ดีที่สุด โดยใช้อุปกรณ์ควบคุมเฟส (Phase Control) สามารถพบได้ใน [11]-[12] ด้วยวิธีนี้จะทำให้สามารถปรับแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์เป็นผลให้ทำงานด้วยความเร็วเดียวและโหลดต่ำ อย่างไรก็ตามเพื่อให้มอเตอร์มีสมรรถนะสูงในสภาพการใช้งานที่หลากหลาย จึงจำเป็นต้องใช้ระบบขับเคลื่อนที่ปรับความถี่ด้วยอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นผลให้สามารถประหยัดพลังงานได้ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบสองกึ่ง สามกึ่ง และสี่กึ่ง จะมีรูปแบบการควบคุมที่แตกต่างกันรวมถึงเทคนิคสเปซเวกเตอร์ PWM สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวและสองเฟสได้รับการตรวจสอบแล้ว [13] - [14] ซึ่งพบว่าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งเหมาะสมในการเลือกใช้งานมากที่สุด เนื่องจากมีข้อดีในแง่ของการควบคุมสัญญาณ SVPWM ที่ง่ายตาย ต้นทุนค่าใช้จ่ายและค่าการใช้ประโยชน์จากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Voltage Utilization) อยู่ในระดับปานกลาง แม้ว่าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งเพียง 1 ตัว จะสามารถใช้กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำได้หลายตัวพร้อมกันก็ตาม แต่ก็ไม่สามารถทำการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แต่ละตัวให้เป็นอิสระจากกันได้ โดยทั่วไปมอเตอร์เหนี่ยวนำสองตัวสามารถควบคุมได้อย่างอิสระด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งจำนวน 2 ชุด โดยใช้แรงดันจากบัสไฟตรงร่วมกัน [15] หรือใช้แรงดันจากบัสไฟตรงแยกกันก็ตาม ซึ่งจะเป็นผลให้ต้นทุนระบบสูงเกินไปและจำเป็นต้องมีพื้นที่การติดตั้งเพิ่มเติม เพื่อรับมือกับปัญหาดังกล่าวมีการใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสี่กึ่ง และห้ากึ่ง เพื่อควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสองตัวเนื่องจากมีการลดจำนวนอุปกรณ์สวิตช์และคอนโทรลเลอร์ [2], [5], [8], [16] - [17] ซึ่งทำให้สามารถลดขนาดระบบให้เล็กลง และมีต้นทุนที่ต่ำลงได้ อย่างไรก็ตามการสูญเสียอินเวอร์เตอร์ของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งนั้นจะยังเท่ากับ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่ง 2 ชุด หรืออินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันหกกึ่ง เนื่องจากกึ่งร่วมของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งนั้น ต้องรับขนาดกระแสถึงสองเท่า ดังนั้นจึงมีงานวิจัยที่นำเสนอวิธีการลดการสูญเสียอินเวอร์เตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง [21], [22] มีนักวิจัยหลายคนวิเคราะห์ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองตัวโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง [8], [17], [18] มีการใช้เทคนิคการสร้าง SVPWM เชิงคลื่นพาห์ (Carrier-based PWM technique) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งเพื่อการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสองตัวที่ได้ถูกนำเสนอใน [8], [17] การออกแบบตัวควบคุมความเร็วแบบ PI สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งที่ป้อนให้กับระบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 2 ตัวที่ถูกเสนอใน [17] แม้ว่าโดยปกติจะใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองตัวในแอปพลิเคชันพลังงานขนาดใหญ่ เช่น โรงงานกระดาษ, การผลิตสิ่งทอ, อุตสาหกรรมปูนซีเมนต์, ระบบลากจูงรถไฟ และเครื่องยนต์ขับเคลื่อนเรือไฟฟ้า [17] แต่ก็ยังไม่มีงานนำเสนออินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งมาใช้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้พลังงานต่ำ แม้ว่าจะมีการเสนอเทคนิคการสร้างสัญญาณ SVPWM ใหม่ ซึ่งมีการดัดแปลงเซกเตอร์ใช้งานใหม่สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งที่ป้อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดย [19] แต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งที่ป้อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวก็ยังไม่เคยมีการนำเสนอ ในส่วนของฟังก์ชันการมอดูเลตสัญญาณ SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งจ่ายมอเตอร์สองเฟสที่นำเสนอใน [10] แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งก็ยังไม่เคยมีการนำเสนอเช่นกัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งเน้นไปที่การสร้างฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณ SVPWM พร้อมทั้งนำฟังก์ชันการมอดูเลตดังกล่าวไปใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัวต่อไป

1.5 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม [10] นั้น จะเริ่มจากเทคนิคการสร้างสัญญาณ SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งเดิมที่มีตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ในระนาบ d-q จำนวน 6 เซกเตอร์ ดังรูปที่ 1.3 (ก) โดยจะมี 2 เซกเตอร์เดิมที่มีมุมเป็น 90° ในขณะที่อีก 4 เซกเตอร์จะมีระยะมุมน้อยกว่าเพียง 45° ซึ่งจะเกิดปัญหาเมื่อนำไปใช้ประยุกต์ในการสร้างฟังก์ชันการมอดูเลตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งได้ จึงได้ทำการดัดแปลงเซกเตอร์เพิ่มขึ้นมาใหม่เป็น 8 เซกเตอร์ มีตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ในระนาบ d-q ดังรูปที่ 1.3 (ข) ทำให้ได้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟเพิ่มขึ้นอีก 2 เวกเตอร์

หลังจากการดัดแปลงจำนวนเซกเตอร์ขึ้นใหม่แล้ว จึงทำการพัฒนาเทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวต่อไป จึงได้ทำการพัฒนาเทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM ทั้งแบบใช้เทคนิคเชิงคลื่นพาร์ (CBPWM) [13] ที่ใช้สัญญาณรูปคลื่นไซน์หลักมูลมารวมกับสัญญาณแรงดันศูนย์ โดยมีรูปแบบของสัญญาณแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปกเตอร์ของแต่ละกึ่งเฟสดังรูปที่ 1.4 (ก) ซึ่งข้อดีของวิธีการนี้คือ ง่ายต่อการสร้างสัญญาณ SVPWM แต่จะไม่สามารถแยกแยะถึงฟังก์ชันในแต่ละเซกเตอร์ที่มอเตอร์ได้ ส่วนเทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM แบบเทคนิคเชิงสเปกเตอร์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันการมอดูเลตที่พัฒนาขึ้นมาใหม่ โดยมีรูปแบบของสัญญาณแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปกเตอร์ของแต่ละกึ่งเฟสดังรูปที่ 1.4 (ข) ซึ่งแม้ว่าสัญญาณแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปกเตอร์ของแต่ละกึ่งเฟสจะมีรูปแบบต่างกันบ้าง แต่ผลของสัญญาณแรงดันสองเฟสเอาต์พุตที่ได้ พบว่ามีขนาดเท่ากันและควบคุมที่ความถี่ต่างกันได้ ดังนั้นหลักการใหม่ที่น่าสนใจ จึงเป็นเทคนิคที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัวต่อไปได้

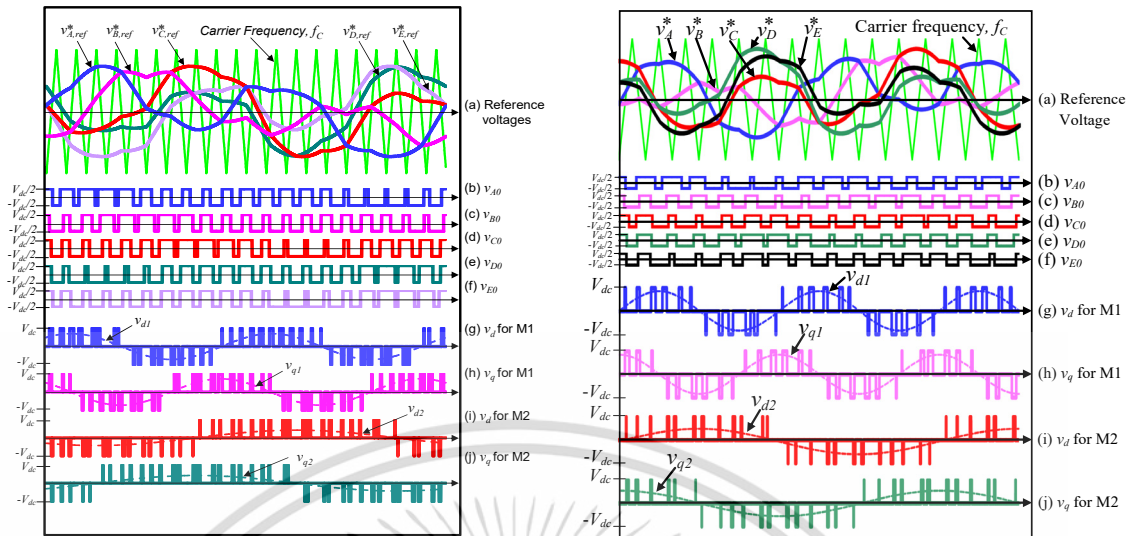


(ก) แบบ 6 เซกเตอร์เดิม

(ข) แบบ 8 เซกเตอร์ใหม่

รูปที่ 1.3 ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ในระนาบ d-q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ได้ หากมีการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต เจ้าของลิขสิทธิ์ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏ และไม่รับผิดชอบต่อความเสียหายใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เทคนิคเชิงคลื่นพาร์ (CBPWM)

(ข) เทคนิคเชิงสเปซเวกเตอร์ (SVPWM)

รูปที่ 1.4 รูปแบบของสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง

1.6 ขอบเขตของการวิจัย

จากวัตถุประสงค์ จุดมุ่งหมายและแนวคิดในการทำวิจัย จึงนำมาสู่การพัฒนาและปรับปรุงหลักการสร้างสเปซเวกเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งสำหรับปรับความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัว จึงได้กำหนดขอบเขตของการวิจัยบนแนวทางดังต่อไปนี้

- วิเคราะห์ฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณ SVPWM สำหรับควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง โดยที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตได้ตามความต้องการ
- ออกแบบวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบคาปาซิเตอร์รีนเดิม จำนวน 2 ตัวที่มีขนาดพิกัดเท่ากัน คือ 370 วัตต์ 220 โวลต์ 50 Hz 4 ขั้ว โดยนำมาดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟส
- ควบคุมการสร้างสัญญาณสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล รุ่น DS1104 dSPACE ร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink
- ทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัว ด้วยวิธีการควบคุมแบบสเกลลาร์ (Constant V/f) ที่ความเร็วรอบแตกต่างกันและเป็นอิสระจากกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

สำหรับงานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เริ่มต้นด้วยการศึกษาข้อมูลที่รวบรวมจากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งทึ่งในอดีตที่ผ่านมาจนถึงปัจจุบัน จากนั้นได้สรุปข้อดี ข้อด้อย ของระบบเดิมเพื่อใช้เป็นข้อมูลในการตั้งโจทย์วิจัยรวมถึงการปรับปรุงและพัฒนาระบบควบคุมแบบใหม่ที่สามารถสร้างและนำไปพัฒนาต่อยอดในเชิงพาณิชย์ และด้วยเหตุผลดังที่ได้กล่าวมาจึงได้แบ่งเนื้อหาของการวิจัยออกเป็น 7 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของปัญหา วัตถุประสงค์และสมมุติฐานในการวิจัย แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ตลอดจนเปรียบเทียบหลักการแบบเดิมกับหลักการที่นำเสนอและขอบเขตในการวิจัย

บทที่ 2 วิจารณ์สมมูลและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยอธิบายสมการทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและวงจรสมมูลในแกน d และ q เมื่อพิจารณาที่กรอบอ้างอิงแกนหมุนและกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง นอกจากนี้ยังทำการพิสูจน์สมการแรงบิดแม่เหล็กที่ใช้ในการคำนวณหาแรงบิดแม่เหล็กจากทั้งสองกรอบอ้างอิง

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (SVPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งโดยเน้นที่การนำไปใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่ดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยมีการพิสูจน์และการวิเคราะห์ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ หรือที่เรียกว่าฟังก์ชันการมอดูเลตของ SVPWM ในแบบดั้งเดิม และในตอนท้ายของบทจะมีการนำเสนอการดัดแปลงเซกเตอร์ใหม่ เพื่อนำไปพัฒนาเป็นฟังก์ชันการมอดูเลตในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งต่อไป

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการลดสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่งเดิม 2 ชุด ที่ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวแยกอิสระกัน และในตอนท้ายจะมีการนำเสนอหลักการใหม่ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันสมดุลที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง โดยสามารถควบคุมขนาดแรงดันเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์ได้ตามต้องการ ซึ่งหลักการใหม่ที่นำเสนอจะแสดงการคำนวณหาช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ ทำการพิสูจน์และทำการสร้างฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ กับหลักการเดิม

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองการนำฟังก์ชันการมอดูเลตที่สร้างขึ้นนำไปใช้ในการปรับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัว ที่ความถี่ต่างกันด้วยการควบคุมแบบวงรอบเปิดและแบบวงรอบปิด โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลองการทำงานจากระบบ

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดสอบหลักการทำงานของสเปซเวกเตอร์ที่สร้างขึ้นจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งสำหรับจ่ายแรงดันแบบสมดุล เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวที่ความเร็วแตกต่างกัน ทั้งนี้สัญญาณสเปซเวกเตอร์ที่สร้างขึ้นจะเกิดจากการใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณทางดิจิทัลรุ่น DS1104 dSPACE ในการสร้างสัญญาณ PWM

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ได้อธิบายสรุปรายละเอียดของงานวิจัยทั้งหมด รวมถึงข้อเสนอแนะงานวิจัยที่น่าสนใจ

บทที่ 2

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และวงจรสมมูลของ

มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

2.1 บทนำ

ในการควบคุมความเร็วที่เพลลาของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสในปัจจุบัน นิยมดัดแปลงวงจรให้เป็นมอเตอร์แบบสองเฟส [9], [10], [22], [23], [29], [30] เนื่องจากเป็นที่ทราบดีว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสจะมีสนามแม่เหล็กหมุนเช่นเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่ในการดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทั่วไปให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสนั้น จะทำให้ขนาดของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นทั้งสองขดลวดมีขนาดที่ไม่สมมาตรกัน ทั้งนี้เป็นผลมาจากการสร้างขดลวดหลักและขดลวดช่วยทั้งสองขดให้มีความรอบของขดลวดและมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน ดังนั้นในบทที่ 2 นี้ จึงกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสและสองเฟสแบบสมมาตร พร้อมทั้งการดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ รวมถึงการพิสูจน์ถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสทั้งสองขดลวดและแรงดันทั้งสองขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ให้มีสมรรถนะเท่ากับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรทางอิมพีแดนซ์

2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส (Single-Phase Induction Motor: SPIM)

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายในอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าในบ้านพักอาศัย โรงงานอุตสาหกรรม และภาคเกษตรกรรม เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจากโครงสร้างมีความแข็งแรง บำรุงรักษาง่าย ราคาถูก และโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในเขตบ้านพักอาศัย หรือชนบท หรือกลุ่มวิสาหกิจขนาดกลางและขนาดย่อม (Small and Medium Enterprises: SME) ที่ใช้ระบบไฟฟ้า 1 เฟส ทั้งของการไฟฟ้านครหลวง หรือการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคก็ตาม ด้วยเหตุนี้จึงทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสยังเป็นที่นิยมใช้มาจนถึงปัจจุบันนี้ ในด้านการแบ่งประเภทของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส สามารถแบ่งออกได้ตามชนิดของมอเตอร์ที่นิยมใช้งาน ได้ 4 แบบดังนี้

1. มอเตอร์แบบแยกเฟส (Split Phase Motor)
2. มอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ท (Capacitor-start Motor)
3. มอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน (Capacitor-run Motor)

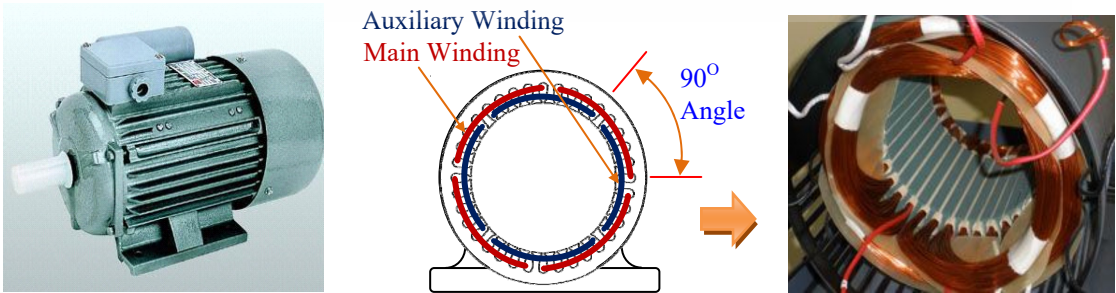
สำหรับมอเตอร์แบบแยกเฟสนั้น มีความนิยมในการใช้งานในระบบไฟฟ้า 1 เฟส ในช่วงแรกๆ แต่ด้วยความที่มีประสิทธิภาพ และค่าตัวประกอบกำลังที่ต่ำ พอมีการพัฒนามอเตอร์เป็นแบบคาปาซิเตอร์แบบต่างๆ ขึ้นมา โดยเฉพาะเรื่องค่าตัวประกอบกำลัง และมีข้อเด่นในเรื่องการประหยัดพลังงานมากกว่า จึงทำให้มอเตอร์แบบแยกเฟสค่อยๆ ลดความนิยมลงไป

ในส่วนของมอเตอร์คาปาซิเตอร์แบบสตาร์ทจะพบในเครื่องใช้ไฟฟ้าประเภทปั้มน้ำ ส่วนมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ท-คาปาซิเตอร์รันจะใช้ในพวกคอมเพรสเซอร์เครื่องปรับอากาศเป็นส่วนใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ใดเห็นใจเอกสารนี้ กรุณา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รันจะเป็นที่นิยมใช้กันมากในพวกพัดลม เครื่องซักผ้า จักรเย็บผ้า อุตสาหกรรม ตู้เย็น ซึ่งจากข้อมูลจำนวน และร้อยละของครัวเรือนส่วนบุคคล จำแนกตามประเภทของที่อยู่อาศัยและเขตการปกครองของสำนักงานสถิติแห่งชาติ [43] ในปี 2553 พบว่า เฉพาะจำนวนบ้านพักอาศัยทุกประเภทของประเทศไทยมีทั้งหมด 20.28 ล้านหลังคาเรือน ดังนั้น หากคิดเฉพาะบ้านพักอาศัยที่มีพัดลม และจากข้อมูลสรุปผลที่สำคัญ การใช้พลังงานของครัวเรือน พ.ศ. 2561 ในหัวข้ออุปกรณ์ที่ต้องใช้พลังงานและครัวเรือนส่วนใหญ่เป็นเจ้าของเฉพาะในส่วนของพัดลมก็จะมีถึงร้อยละ 98.6 หรือประมาณ 19,998,785 หลังคาเรือน ดังนั้นหากสมมุติว่า ทุกบ้านมีการใช้พัดลมพร้อมกันทั้งประเทศ และกำหนดให้กำลังไฟฟ้าโดยเฉลี่ยของพัดลมแต่ละเครื่องประมาณ 50 วัตต์/เครื่อง ก็เท่ากับว่า จะใช้กำลังไฟฟ้าทั้งประเทศโดยรวม 999,939,229.9 วัตต์ หรือประมาณ 1,000MW ซึ่งหากพิจารณาไปอีก ก็พบว่า บ้านหลายหลังก็อาจจะมียอดพัดลมมากกว่า 2 ตัวขึ้นไป หรือมีขนาดพัดลมที่มีขนาดกำลังไฟฟ้ามากกว่าค่าเฉลี่ย หรือมีการใช้มอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รันในเครื่องใช้ไฟฟ้าอื่นที่มีกำลังไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้นไปอีก จึงเห็นได้ว่า มอเตอร์ชนิดนี้มีบทบาทในการใช้งานมาก และหากมีการควบคุมการใช้พลังงานได้ด้วยวิธีการที่เหมาะสมก็จะมีประโยชน์ในการควบคุมการใช้พลังงานไฟฟ้าให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น แม้ว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจะมีข้อด้อยในเรื่องของขนาดมอเตอร์ที่ใหญ่กว่า เมื่อเทียบกับที่พิกัดกำลังเท่าๆ กันกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแล้ว แต่ก็ยังข้อดีในหลายๆ ด้าน เช่น ในด้านพิกัดแรงดัน ซึ่งมอเตอร์หนึ่งเฟสจะใช้พิกัดแรงดันไม่สูงมาก ตัวอย่าง เช่น 220V ทำให้เมื่อใช้อินเวอร์เตอร์มาควบคุมจึงใช้แรงดันบัสไฟตรงที่สูงเพียง 311V ก็เพียงพอแล้ว ในขณะที่มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสซึ่งมีพิกัดแรงดัน 380V ซึ่งต้องใช้แรงดันบัสไฟตรงสูงถึง 537V เพื่อให้จ่ายมอเตอร์ได้อย่างเพียงพอ และยังทำให้การเลือกพิกัดอุปกรณ์ เช่น วงจรหรือสวิตช์กำลังต่างๆ ต้องมีพิกัดการทนแรงดันที่สูงตามไปด้วย หรือพิจารณาในด้านของโครงสร้างของมอเตอร์หนึ่งเฟสที่ใหญ่กว่ามอเตอร์สามเฟส โดยเฉพาะในส่วนของโรเตอร์ ซึ่งจะสามารถนำประโยชน์ของโมเมนต์ความเฉื่อย (Moment of Inertia) ที่มากกว่ามอเตอร์สามเฟส ที่มีส่วนช่วยในการสร้างแรงบิดขับเสริมกับแรงบิดที่สร้างจากพลังงานไฟฟ้าของมอเตอร์เอง เป็นผลให้ช่วยลดการจ่ายพลังงานไฟฟ้าขณะโหลดเปลี่ยนแปลง กระทั่งเห็นได้ส่วนหนึ่ง เป็นต้น ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ชนิดนี้เป็นหลัก ในด้านโครงสร้างของมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

1. ส่วนสเตเตอร์ (Stator) เป็นส่วนที่อยู่กับที่ประกอบด้วย โครงมอเตอร์ แกนเหล็ก และขดลวด โดยที่โครงมอเตอร์ทำด้วยเหล็กหล่อรูปทางกระบอกกลวง ฐานส่วนล่างมีลักษณะเป็นขาตั้ง โดยมีโครงสร้างทำหน้าที่จับยึดแกนเหล็กให้อยู่กับที่ สำหรับแกนเหล็กทำด้วยแผ่นเหล็กเหนี่ยวนา มิเนท แผ่นบาง แล้วนำไปป้อนเป็นร่องสลีท เคลือบฉนวน แล้วนำมาอัดเข้าด้วยกัน ส่วนขดลวดจะมี 2 ส่วนจะพันอยู่ในร่องสลีทของแกนเหล็ก คือขดลวดหลัก (Main Winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding) โดยวางห่างกันเป็นมุม 90° ทางไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.1

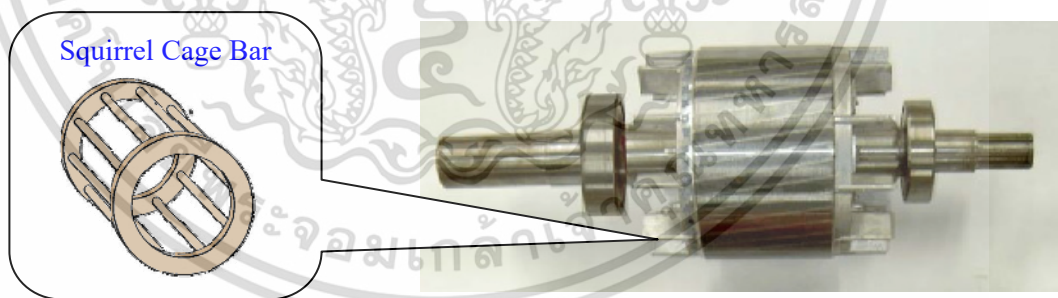


รูปที่ 2.1 ส่วนสเตเตอร์ของมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน

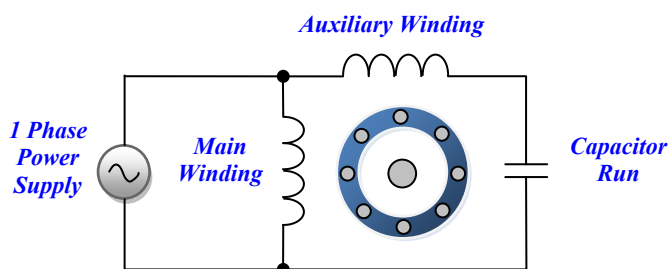
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ส่วนโรเตอร์ (Rotor) นิยมใช้เป็นโรเตอร์แบบกรงกระรอก เพราะสร้างง่ายมีความทนทาน และราคาถูก โดยแกนโรเตอร์ทำจากแผ่นเหล็กลามิเนต ลักษณะกลมอัดติดกันทำเป็นร่องสลีทตรงกลางเจาะรูสำหรับสอดเพลลา สำหรับแท่งตัวนำจะเป็นแท่งอลูมิเนียมอัดอยู่ในร่องสลีทแล้วเชื่อมติดกันด้วยวงแหวนที่ปลายแท่งอลูมิเนียมให้ลัดวงจรถึงกันในแต่ละด้าน เพื่อให้ต่อกันครบวงจร ดังแสดงในรูปที่ 2.2

สำหรับวงจรการต่อขดลวดหลักและขดลวดช่วยนั้น เนื่องจากรับแรงดันไฟสลับจากแหล่งจ่ายแบบ 1 เฟส เดียวกัน ดังนั้นการจัดวงจรจึงเป็นแบบขนานดังแสดงในรูปที่ 2.3 แต่เนื่องจากแม้ว่าจะวางขดลวดทั้งสองขดห่างกัน 90° ทางไฟฟ้าแล้วก็ตาม แต่สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นยังสร้างแรงบิดเริ่มหมุนได้ดีไม่เท่าที่ควร เพราะเมื่อเทียบกับสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่วางห่างกัน 120° ทางไฟฟ้าเช่นกัน แต่ที่สนามแม่เหล็กทำมุมห่างกันได้ 120° ทางไฟฟ้าด้วยนั้นก็เป็นการจ่ายกระแสที่ไหลผ่านขดลวดที่มีมุมห่างกัน 120° ทางไฟฟ้าด้วย ซึ่งทำได้ด้วยการใช้แหล่งจ่ายแรงดันที่เป็นแบบ 3 เฟสนั่นเอง จึงจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนห่างกัน 120° ทางไฟฟ้าได้ แต่สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ซึ่งรับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟสลับเพียงเฟสเดียว จึงไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ทำมุมห่างกัน 90° ทางไฟฟ้าได้ ดังนั้นจึงมีการดัดแปลงให้ขดลวดทั้งสองขดให้มีค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน โดยขดลวดชุดหนึ่งมีคุณสมบัติเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นผลทำให้กระแสล้าหลังแรงดันไป 90° ทางไฟฟ้า ส่วนขดลวดอีกชุดจะทำให้มีคุณสมบัติเป็นตัวต้านทาน ซึ่งเป็นผลให้กระแสมีมุมอินเฟสกับแรงดัน หรือเป็น 0° ทางไฟฟ้า ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านขดลวดทั้งสองขดก็จะสร้างสนามแม่เหล็กให้มีมุมห่างกัน 90° ทางไฟฟ้าได้ตามที่ต้องการ เมื่อพิจารณาการวางขดลวดหลักที่ถูกวางในชั้นล่างของร่องสลีทที่ล้อมรอบด้วยแกนเหล็กมากกว่า จึงเน้นการสร้างขดลวดหลักให้มีจำนวนรอบมากเพื่อเน้นให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำสูงและใช้ขดลวดที่มีพื้นที่หน้าตัดใหญ่เพื่อให้ความต้านทานในขดลวดต่ำ ส่วนขดลวดช่วยที่ถูกวางที่ชั้นบนของร่องสลีทที่ล้อมรอบด้วยอากาศมากกว่า จึงเน้นการสร้างขดลวดช่วยให้ความเหนี่ยวนำน้อย โดยการพันจำนวนรอบขดลวดน้อย แต่ใช้ขดลวดที่มีพื้นที่หน้าตัดน้อยเพื่อให้เกิดความต้านทานสูงนั่นเอง

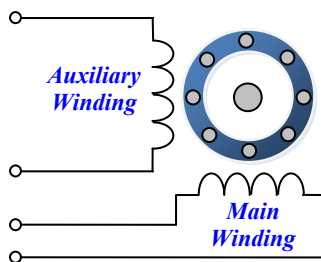


รูปที่ 2.2 ส่วนโรเตอร์ของมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน



รูปที่ 2.3 วงจรการต่อมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์รัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟส

2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (Two-Phase Induction Motor: TPIM)

มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟสได้จากการตัดแปลงนำมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวคาปาซิเตอร์รัน ซึ่งมีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดช่วย (Auxiliary winding) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 จากนั้น ทำการถอดตัวเก็บประจุออก ก็จะได้มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟส ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งโดยทั่วไปค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส จะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน จึงทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสดังกล่าวมีลักษณะเป็นแบบไม่สมดุล (Unbalanced Two-Phase Induction Motor: UB-TPIM) หรือเรียกว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Parameter type Two-Phase Induction Motor) โดยมีวงจรการต่อขดลวดดังรูปที่ 2.4 ดังนี้

2.3.1 โครงสร้างและหลักการทำงาน

ในการศึกษาการทำงานของ UB-TPIM ตามโครงสร้างดังรูปที่ 2.4 เมื่อแยกพิจารณาจากกระแสที่ไหลผ่านในขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนซึ่งมีขนาดต่างกันและมุมเฟสห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า สามารถกำหนดได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$i_m = I_{m,max} \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i_a = I_{a,max} \cos(\omega t + (\pi / 2)) = I_{a,max} \cos(\omega t + \theta_a) \quad (2.2)$$

โดยแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแต่ละขดลวดจะมีองค์ประกอบทั้งสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง ซึ่งการเกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็กในขดลวดหลักนั้นกำหนดได้เช่นเดียวกับสมการที่ (2.2) สำหรับแรงเคลื่อนแม่เหล็กในขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนอาศัยสมการที่ (2.1) เมื่อกำหนดให้จำนวนรอบของขดลวดหลัก และขดลวดช่วย คือ N_m และ N_a ตามลำดับ สามารถแสดงได้สมการต่อไปนี้ [9] คือ

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(\theta, t) &= \mathcal{F}_m(\theta, t) + \mathcal{F}_a(\theta, t) \\ &= N_m i_m \cos(\theta) + N_a i_a \cos(\theta + (\pi / 2)) \\ &= N_m I_{m,max} \cos(\omega t) \cos(\theta) + N_a I_{a,max} \cos(\omega t + \theta_a) \cos(\theta + (\pi / 2)) \\ &= N_m I_{m,max} \cos(\omega t) \cos(\theta) - N_a I_{a,max} \cos(\omega t + \theta_a) \sin(\theta) \\ &= N_m I_{m,max} \cos(\omega t) \cos(\theta) - N_a I_{a,max} \sin(\theta) [\cos(\omega t) \cos(\theta_a) - \sin(\omega t) \sin(\theta_a)] \\ &= N_m I_{m,max} \cos(\omega t) \cos(\theta) - N_a I_{a,max} \cos(\theta_a) \cos(\omega t) \sin(\theta) \\ &\quad + N_a I_{a,max} \sin(\theta_a) \sin(\omega t) \sin(\theta) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} N_m I_{m,max} [\cos(\omega t + \theta) + \cos(\omega t - \theta)] \\
&\quad - \frac{1}{2} N_a I_{a,max} \cos(\theta_a) [\sin(\omega t + \theta) - \sin(\omega t - \theta)] \\
&\quad + \frac{1}{2} N_a I_{a,max} \sin(\theta_a) [\cos(\omega t - \theta) - \cos(\omega t + \theta)] \\
&= \frac{1}{2} N_m I_{m,max} \cos(\omega t + \theta) + \frac{1}{2} N_m I_{m,max} \cos(\omega t - \theta) \\
&\quad - \frac{1}{2} N_a I_{a,max} \cos(\theta_a) \sin(\omega t + \theta) + \frac{1}{2} N_a I_{a,max} \cos(\theta_a) \sin(\omega t - \theta) \\
&\quad + \frac{1}{2} N_a I_{a,max} \sin(\theta_a) \cos(\omega t - \theta) - \frac{1}{2} N_a I_{a,max} \sin(\theta_a) \cos(\omega t + \theta) \\
\mathcal{F}(\theta, t) &= \frac{1}{2} \{ [N_m I_{m,max} - N_a I_{a,max} \sin(\theta_a)] \cos(\omega t + \theta) - [N_a I_{a,max} \cos(\theta_a)] \sin(\omega t + \theta) \} \\
&\quad + \frac{1}{2} \{ [N_m I_{m,max} + N_a I_{a,max} \sin(\theta_a)] \cos(\omega t - \theta) + [N_a I_{a,max} \cos(\theta_a)] \sin(\omega t - \theta) \}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

ดังนั้นผลรวมของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน UB-TPIM เขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$\mathcal{F}(\theta, t)_{UB-TPIM} = \mathcal{F}_{f,UB-TPIM} + \mathcal{F}_{b,UB-TPIM} \tag{2.4}$$

เมื่อกำหนดให้

$\mathcal{F}_{b,UB-TPIM}$ คือ แรงเคลื่อนแม่เหล็กเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าของ UB-TPIM

$\mathcal{F}_{f,UB-TPIM}$ คือ แรงเคลื่อนแม่เหล็กเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังของ UB-TPIM

2.3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานภายใต้สภาวะคงตัวของ UB-TPIM จะอาศัยวงจรสมมูลในรูปที่ 2.5 โดยมีเป้าหมายเพื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันในส่วนต่างๆ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศการเกิดแรงบิดทางแม่เหล็ก และการสั้นหรือการกระเพื่อมของแรงบิด [38, 40, 41]

จากรูปที่ 2.5 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$V_m = I_m (Z_{sm} + Z_f + Z_b) - j \frac{E_{fa}}{a} + j \frac{E_{ba}}{a} \tag{2.5}$$

$$V_a = I_a (Z_{sa} + a^2 Z_f + a^2 Z_b) + ja E_{fm} - ja E_{bm} \tag{2.6}$$

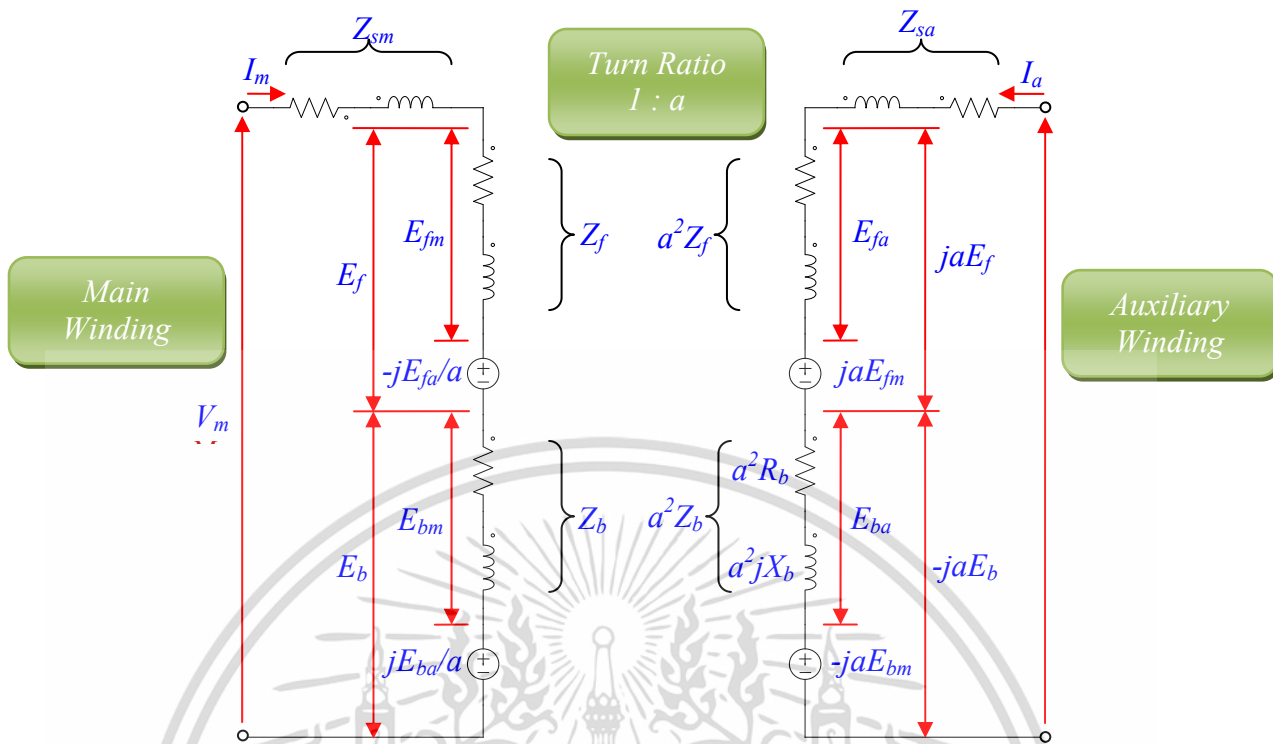
โดยที่

$a = N_a / N_m$ คือ อัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดลวดช่วยกับขดลวดหลัก

$Z_{sm} = R_{sm} + jX_{sm}$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์รั่วไหลของขดลวดหลัก

$Z_{sa} = R_{sa} + jX_{sa}$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์รั่วไหลของขดลวดช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร [42]

และแรงดันในส่วนของการทำแม่เหล็กของขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน เนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง แสดงได้ตามสมการที่ (2.7) ถึง (2.10)

$$E_{fa} = a^2 I_a (R_f + jX_f) \tag{2.7}$$

$$E_{ba} = a^2 I_a (R_b + jX_b) \tag{2.8}$$

$$E_{fm} = I_m (R_f + jX_f) \tag{2.9}$$

$$E_{bm} = I_m (R_b + jX_b) \tag{2.10}$$

สำหรับแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าของ UP-TPIM คำนวณได้ดังนี้คือ

$$T_{eUB-TPIM} = T_f - T_b = \frac{P_{gUB-TPIM}}{\omega_s} = \frac{P_{gf} - P_{gb}}{\omega_s} \tag{2.11}$$

โดยที่กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังแสดงได้ตามสมการที่ (2.12) และ (2.13)

$$P_{gf} = P_{gfm} - P_{gfa} \tag{2.12}$$

$$P_{gb} = P_{gbm} - P_{gba} \tag{2.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (2.12) และ (2.13) ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าในช่องอากาศ เนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังของขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน กำหนดได้ดังนี้ คือ

$$P_{gfm} = I_m^2 R_f - j \frac{E_{fa}}{a} I_m^* \quad (2.14)$$

$$P_{gbm} = I_m^2 R_b + j \frac{E_{ba}}{a} I_m^* \quad (2.15)$$

$$P_{gfa} = I_a^2 a^2 R_f + ja E_{fm} I_a^* \quad (2.16)$$

$$P_{gba} = I_a^2 a^2 R_b - ja E_{bm} I_a^* \quad (2.17)$$

โดยที่ P_{gfm} คือ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าของขดลวดหลัก
 P_{gbm} คือ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังของขดลวดหลัก
 P_{gfa} คือ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าของขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน
 P_{gba} คือ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังของขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน
 ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (2.14) ถึง (2.17) ลงในสมการที่ (2.12) และ (2.13) จะได้สมการกำลังไฟฟ้าในช่องอากาศสำหรับ UB-TPIM ดังนี้ คือ

$$P_{gUB-TPIM} = \left\{ \begin{aligned} & (R_f - R_b) (I_m^2 + (aI_a)^2) + (R_f + R_b) 2aI_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \\ & + j(X_f - X_b) 2aI_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

และจากสมการที่ (2.11) แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าของ UB-TPIM เขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$T_{eUB-TPIM} = \frac{1}{\omega_s} \left[(R_f - R_b) (I_m^2 + (aI_a)^2) + (R_f + R_b) 2aI_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right] \quad (2.19)$$

โดยที่แรงบิดกระเพื่อมจะมีขนาดสูงสุดเป็นไปดังสมการที่ (2.20)

$$T_{eUB-TPIM} = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\left[\begin{aligned} & [I_m^4 + (aI_a)^4 + 2(aI_a I_m)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m)] \\ & [(R_f + R_b)^2 + (X_f - X_b)^2] \end{aligned} \right]} \quad (2.20)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.20) นั้น การกระเพื่อมของแรงบิดจะมีค่าเป็นศูนย์ ที่สลิปใด ๆ เกิดขึ้นเมื่อกำหนดให้

$$\cos 2(\theta_a - \theta_m) = -\frac{I_m^4 + (aI_a)^4}{2(aI_m I_a)^2} = -1 \quad (2.21)$$

เมื่อกำหนดให้ $\theta_a - \theta_m = \pi/2$

$$\left(\frac{I_m}{aI_a} \right)^2 + \left(\frac{aI_a}{I_m} \right)^2 = 2 \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอัตราส่วนระหว่างขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุน และขดลวดหลักทั้งของกระแสและแรงดัน เขียนได้ดังนี้คือ

$$I_m = aI_a \quad (2.23)$$

$$V_a = aV_m \quad (2.24)$$

จากสมการที่ (2.24) จะเห็นได้ว่ากรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตร ถ้าสามารถควบคุมการจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์ตามสัดส่วนจำนวนรอบขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก (a) จะส่งผลทำให้การกระเพื่อมของแรงบิดเป็นศูนย์ โดยแนวทางดังกล่าวนี้สามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุลเพื่อจ่ายให้กับ UB-TPIM

2.3.3 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

โครงสร้างของ UB-TPIM สามารถวิเคราะห์พฤติกรรมทางพลวัตที่อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ SPIM และกำหนดให้ความสัมพันธ์ในส่วนต่าง ๆ ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยในเทอมของแบบจำลองตามแกนตรงและแกนขวาง (Direct-axis and quadrature-axis model or d-q Model) ดังรูปที่ 2.6 ดังนั้นเมื่อพิจารณาบนแกนอ้างอิงนิ่ง (Stationary Reference Frame) แล้วนั้น สมการแรงดันที่ส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ สมการเส้นแรงแม่เหล็กเชื่อมโยง (Linkage flux) ที่ส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromechanical Torque) สามารถแสดงสมการได้ดังต่อไปนี้ [42]

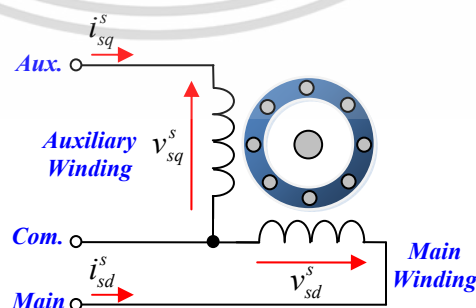
สมการแรงดันที่ส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ กำหนดเป็นสมการความสัมพันธ์ได้ตามสมการที่ (2.25) ถึง (2.28) คือ

$$v_{sd}^s = R_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \quad (2.25)$$

$$v_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \quad (2.26)$$

$$0 = R_r i_{rd}^s + \frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{rq}^s \quad (2.27)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{rd}^s \quad (2.28)$$



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของ UB-TPIM ในแนวแกนดีและแกนควมบนกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสมการเส้นแรงแม่เหล็กเชื่อมโยงที่ส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ แสดงได้ตามสมการที่ (2.29) ถึง (2.32) คือ

$$\lambda_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + M_{srd} i_{rd}^s \quad (2.29)$$

$$\lambda_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + M_{srq} i_{rq}^s \quad (2.30)$$

$$\lambda_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{srd} i_{sd}^s \quad (2.31)$$

$$\lambda_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{srq} i_{sq}^s \quad (2.32)$$

สำหรับแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้ากำหนดเป็นสมการความสัมพันธ์ในเทอมปริมาณทางไฟฟ้าและทางกลได้ตามสมการที่ (2.33) ถึง (2.34) คือ [9]

$$T_e = p(i_{sq}^s i_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s M_{srd}) \quad (2.33)$$

$$T_e = \left(\frac{J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r}{P} \right) + T_L \quad (2.34)$$

โดยที่

v_{sd}^s, v_{sq}^s	คือ แรงดันสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
i_{sd}^s, i_{sq}^s	คือ กระแสสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
$\lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s$	คือ เส้นแรงสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
$\lambda_{rd}^s, \lambda_{rq}^s$	คือ เส้นแรงโรเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
R_{sd}, R_{sq}	คือ ความต้านทานสเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
R_r	คือ ความต้านทานโรเตอร์
L_{sd}, L_{sq}	คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองที่สเตเตอร์บนแกนตรงและแกนขวาง
L_r	คือ ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองที่โรเตอร์
M_{srd}, M_{srq}	คือค่าความเหนี่ยวนำร่วมบนแกนตรงและแกนขวาง
ω_r, T_e, T_L	คือ ความเร็วมอเตอร์ แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้า และแรงบิดโหลด
p, J, B	คือ จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก, โมเมนต์ความเฉื่อย และสัมประสิทธิ์ของความหนืด

และสัญลักษณ์ด้วยยก s บนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ หมายถึง กรอบอ้างอิงบนแกนหนึ่ง

สมการทางพลวัตข้างต้นนั้นเรียกว่าเป็นสมการทั่วไปสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ในกรณีของ B-TPIM ถูกออกแบบให้มีขนาดและจำนวนรอบทั้งขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนเท่ากัน นั่นคือ $L_{sd} = L_{sq}, M_{srd} = M_{srq}$ และ $R_{sd} = R_{sq}$ โดยที่ขดลวดทั้งสองขุดมีมุมต่างเฟสกัน 90° ทางไฟฟ้า แต่ในกรณีของ UB-TPIM ดังกล่าวในหัวข้อนี้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ $L_{sd} \neq L_{sq}, M_{srd} \neq M_{srq}$ และ $R_{sd} \neq R_{sq}$ จะส่งผลทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดถ้าจ่ายกระแสสมดุล $i_{sd}^s = i_{sq}^s$ ให้กับขดลวดทั้งสอง ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ [42] ซึ่งสังเกตเห็นได้จากสมการที่ (2.33)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

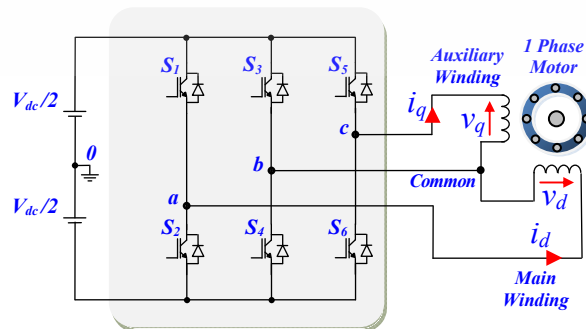
สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันและการดัดแปลงเซคเตอร์ ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่ง สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

3.1 บทนำ

อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่ง (Three-leg Voltage Source Inverter, 3-leg VSI) เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดที่มีความนิยมนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ทั้งในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส เช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำ มอเตอร์ซิงโครนัส เป็นต้น และระบบผลิตไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดพลังงานทดแทนแบบต่างๆ นอกจากนี้ ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมโหลดแบบ 2 เฟสได้เช่นกัน โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งเน้นเรื่องการนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำสองเฟสเป็นหลัก

สำหรับโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง (Three-Legs Inverter) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นวงจรที่นิยมใช้ในการควบคุมโหลด โดยมีเวกเตอร์แรงดันที่ได้จากการสับสวิตช์สัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ โดยเฉพาะในกรณีที่จ่ายโหลดแบบสองเฟส ที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสนี้ จะสามารถสร้างได้ถึง $2^{legs} = 2^3 = 8$ รูปแบบ และมีแรงดันในระนาบ d และ q ดังแสดงในตารางที่ 3.1 โดยความหมายของลอจิก “0” จะหมายถึง สวิตช์ตัวล่างในกึ่ง a , b หรือ c (ซึ่งก็คือ สวิตช์ S_2, S_4, S_6) จะทำงาน ส่วนความหมายของลอจิก “1” จะหมายถึง สวิตช์ตัวบนในกึ่ง a , b หรือ c (ซึ่งก็คือ สวิตช์ S_1, S_3, S_5) จะทำงาน โดยเทคนิคการสร้างสัญญาณขับนำหรือสัญญาณขับเคลื่อน (Gating Signal) นั้น นอกจากจะใช้เพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 6 ตัวแล้ว ยังสามารถใช้ควบคุมการทำงานทั้งในด้านแรงดันหรือความถี่ได้อีกด้วย ซึ่งเทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์ที่นิยมใช้ มี 2 แบบ คือ

- เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์ (Carrier-Based PWM Technique: CBPWM)
- เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Pulse Width Modulation Technique: SVPWM)



รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้มอเตอร์สองเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ d-q

ชื่อ	a	b	c	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_g	V_d
V_0	0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0
V_1	0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}$	0
V_2	0	1	0	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
V_3	0	1	1	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}$
V_4	1	0	0	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$+V_{dc}$
V_5	1	0	1	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}$	$+V_{dc}$
V_6	1	1	0	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	0
V_7	1	1	1	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	0	0

โดยในบทนี้ได้นำเสนอหลักการพื้นฐานของทั้งแบบ CBPWM และแบบ SVPWM แบบ 6 เซกเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ให้ผลแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสที่มีขนาดแรงดันเท่ากันและทำมุมห่างกัน 90° ทางไฟฟ้า เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมดุด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบ 3 กิ่ง (Three-leg Voltage Source Inverter: 3-leg VSI) และจากนั้นจะนำเสนอหลักการของ SVPWM แบบ 8 เซกเตอร์ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้การจัดสัญญาณสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งในบทต่อไป

3.2 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์

เป็นเทคนิคที่เป็นที่นิยมในการใช้งานอย่างแพร่หลาย [13], [17], [26], [35] โดยขั้นตอนจะเริ่มจากการสร้างสัญญาณการมอดูเลต (Modulating Signal) ทั้ง 3 เฟส แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier Signal) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้มักเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangle Waveform) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้หลังการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณพาห์แล้ว ก็จะได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณพาห์ และมีความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ปรับตามผลการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณทั้งสองต่อไป สำหรับขั้นตอนการสร้างสัญญาณ CBPWM นั้น จะเริ่มจากการสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์หลักมูลอ้างอิง (Fundamental Sinusoidal Voltage Signal) ที่มีขนาดเท่ากันทั้ง 3 เฟส แต่จะมีมุมเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณห่างกัน 90° ทางไฟฟ้า ตามสมการที่ (3.1) ถึง (3.3) ดังนี้

$$v_a = M_a \sin(\omega_s t) \quad (3.1)$$

$$v_b = M_a \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.2)$$

$$v_c = M_a \sin(\omega_s t - \pi) \quad (3.3)$$

โดยที่

v_a, v_b, v_c คือ สัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์หลักมูลของกิ่ง a, b และ c ตามลำดับ

M_a คือ ค่าดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index) ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง $0 \leq M_a \leq 1$

สำหรับในย่านที่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธี CBPWM นี้จะเหมือนกับการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นไซน์ (Sinusoidal PWM Technique: SPWM) แต่ต่างกันตรงที่สัญญาณหลักมูลทั้ง 3 สัญญาณ จะถูกนำมาบวกกับค่าแรงดันลำดับศูนย์ (Zero sequence voltage v_{zero}^*) ก่อนเพื่อลดค่าฮาร์โมนิกส์ของกระแสและเพิ่มค่าตัวดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index, M_a) ที่เหมาะสมให้สูงขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค SPWM [25] โดยค่าแรงดันลำดับศูนย์ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{zero}^* = -\frac{\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)}{2} \quad (3.4)$$

เมื่อนำแรงดันลำดับศูนย์ในสมการที่ (3.4) บวกเข้าไปในสมการที่ (3.1) ถึง (3.3) ทำให้ได้สัญญาณแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage Signal, $v_{a,ref}^*, v_{b,ref}^*, v_{c,ref}^*$) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

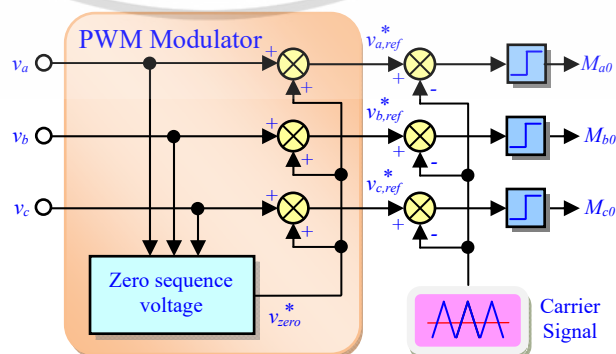
$$v_{a,ref}^* = M_a \sin(\omega_s t) + v_{zero}^* \quad (3.5)$$

$$v_{b,ref}^* = M_a \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) + v_{zero}^* \quad (3.6)$$

$$v_{c,ref}^* = M_a \sin(\omega_s t - \pi) + v_{zero}^* \quad (3.7)$$

หลังจากได้สัญญาณแรงดันอ้างอิงแล้ว เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาร์กก็จะได้สัญญาณที่นำไปใช้ ในการขับนำสัญญาณให้กับสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 6 ตัว ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบ 3 กิ่ง ต่อไป เทคนิคการสร้างสัญญาณ SVPWM บนฐานคลื่นพาหะ (The carrier-based SVPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง ทั้งหมดนั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 เมื่อ M_{a0} , M_{b0} , M_{c0} คือ ฟังก์ชันสวิตซ์ (Switching function) สำหรับอุปกรณ์สวิตซ์ของเฟสที่กึ่ง (Phase leg) a, b, c ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้ จะทำให้รูปแบบการสร้างสัญญาณ PWM บนฐานคลื่นพาหะ (The carrier-based PWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง ทั้งหมดนั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 โดยสัญญาณแรงดันอ้างอิง $v_{a,ref}^*, v_{b,ref}^*, v_{c,ref}^*$ จะมีลักษณะสัญญาณเมื่อเทียบกับสัญญาณพาร์กดังรูปที่ 3.4 (ก) [10]

และเมื่อวัดสัญญาณแรงดันที่ขั้วด้วยการวัดเทียบระหว่างจุดกึ่งกลางของแต่ละกึ่งเฟส a (หรือ b หรือ c) เทียบกับจุด 0 ที่เป็นจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรม 2 ตัวดังตำแหน่งในรูปที่ 3.1 จะเขียนเป็นสมการแรงดันที่ขั้วดังนี้



รูปที่ 3.2 ตัวมอดูเลตอร์สร้างสัญญาณ SVPWM เชิงคลื่นพาหะสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} [M_a \sin(\omega_s t) + v_{zero}^*] \quad (3.8)$$

$$v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2} [M_a \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{2}) + v_{zero}^*] \quad (3.9)$$

$$v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2} [M_a \sin(\omega_s t - \pi) + v_{zero}^*] \quad (3.10)$$

และเมื่อนำอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบ 3 กิ่งไปจ่ายโหลดสองเฟส (ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ โหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส) ก็จะเขียนเป็นสมการแรงดันระหว่างสาย (Line to Line Voltage) หรือแรงดันเอาต์พุตแบบสองเฟส (Two-Phase Output Voltage) ดังนี้

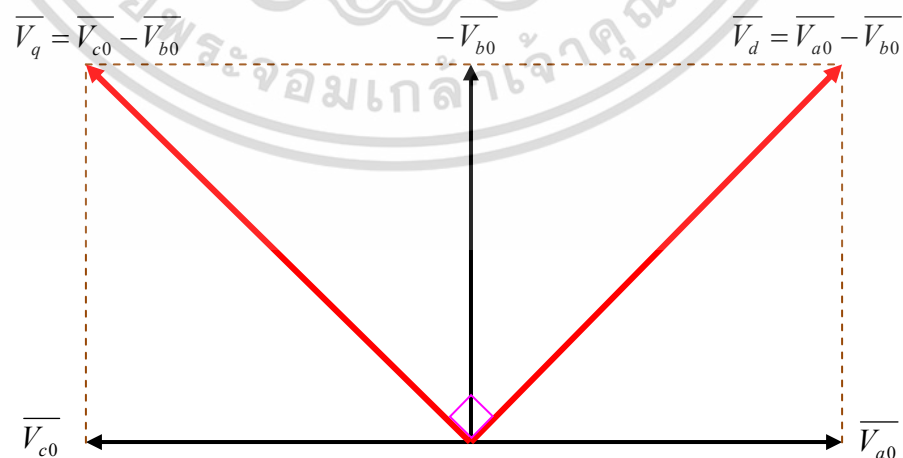
$$v_d = v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t) - \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{2})] = \sqrt{2} M_a \frac{V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t + \frac{\pi}{4})] \quad (3.11)$$

$$v_q = v_{cb} = v_{c0} - v_{b0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t - \pi) - \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{2})] = \sqrt{2} M_a \frac{V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t + \frac{3\pi}{4})] \quad (3.12)$$

โดยที่ v_d และ v_q คือแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดในแกน d และแกน q ตามลำดับ

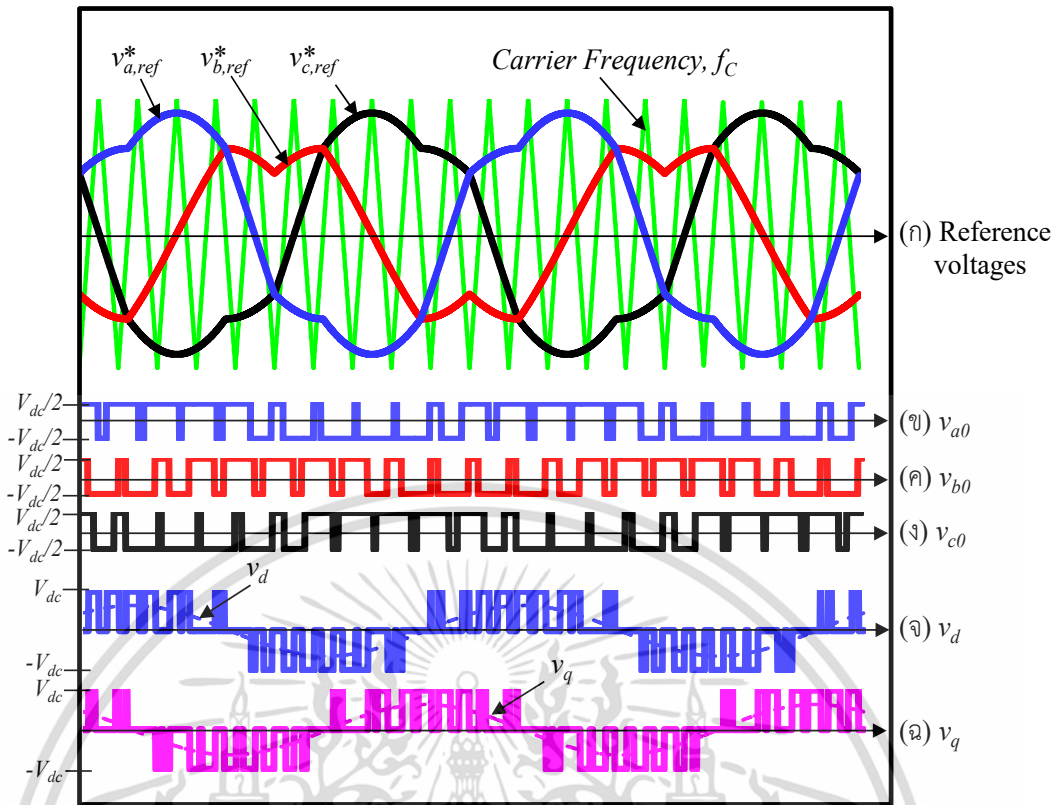
เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.11) และ (3.12) จะพบว่า ขนาดสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตสองเฟสนั้น จะมีขนาดมากกว่าเป็น $\sqrt{2}$ เท่าของขนาดแรงดันที่ขั้วในสมการที่ (3.8) ถึง (3.10) และเมื่อพิจารณามุม เลื่อนเฟสของสมการแรงดันที่ขั้วในสมการที่ (3.8) ถึง (3.10) และแรงดันเอาต์พุตสองเฟสในสมการที่ (3.11) และ (3.12) นั้น จะสามารถแสดงการวางตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันดังกล่าว [10] ได้ดังรูปที่ 3.3

ทั้งนี้ในส่วนรูปแบบของสัญญาณแรงดันที่ขั้ว v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} ที่ได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 3.4 (ข) - (ง) และสัญญาณแรงดัน เอาต์พุตที่ขั้วแบบสองเฟสที่นำไปจ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสต่อไปนั้น จะมีลักษณะดังรูปที่ 3.4 (จ) - (ฉ)



รูปที่ 3.3 เวกเตอร์แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

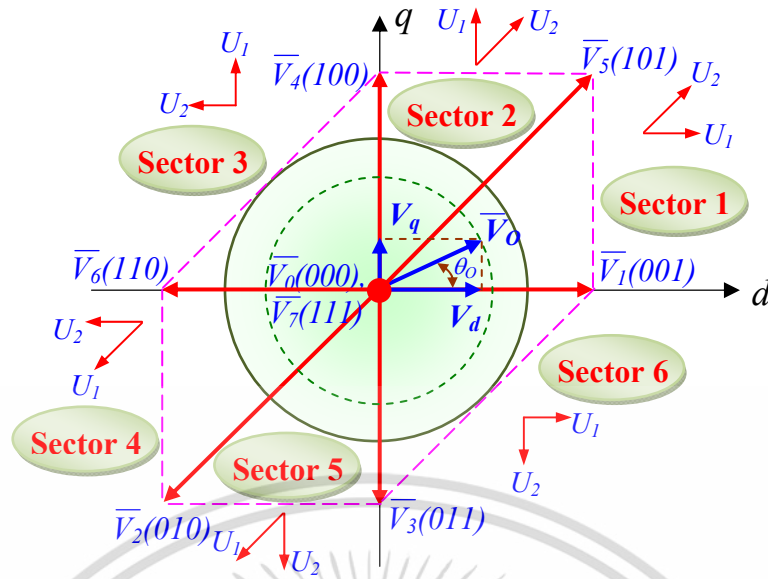


รูปที่ 3.4 รูปแบบของสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง

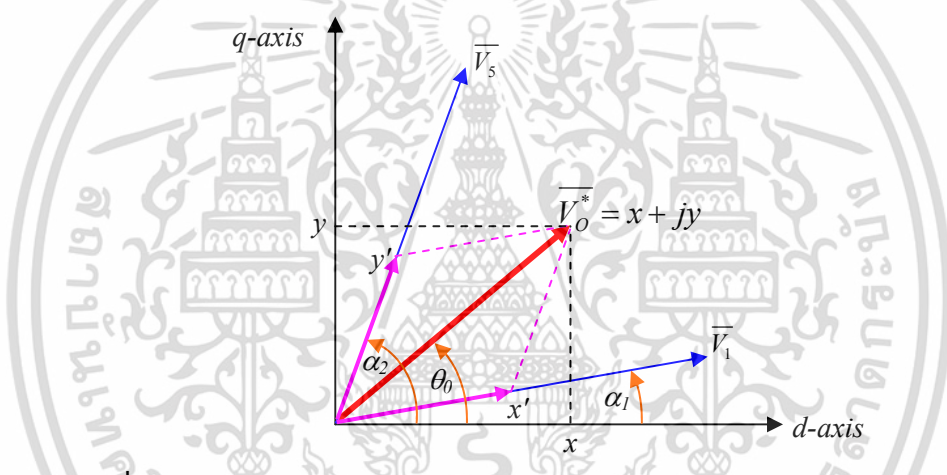
3.3 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบ 6 เซกเตอร์สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกิ่งจ่ายแรงดันสองเฟส

เป็นเทคนิคการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์อีกวิธีหนึ่งที่นิยมใช้กัน [10], [26] - [30], [44] ในด้านระบบขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับโดยเฉพาะในเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control) ซึ่งโดยหลักการแล้ว จะเป็นการควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (Output Reference Voltage, \vec{V}_o^*) ให้มีขนาดเวกเตอร์ตามที่ต้องการและหมุนไปรอบๆ จุดหมุนเป็นวงกลมด้วยการสับสัญญาณสวิตช์ตามจำนวนสวิตช์ที่มีในวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่เนื่องด้วยจำนวนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งในกรณีที่จ่ายโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีจำนวนสวิตช์อยู่ 6 ตัว และจากค่าแรงดันที่ได้จากการสับสวิตช์ในลักษณะต่างๆ ได้เป็นจำนวน $2^{legs} = 2^3 = 8$ รูปแบบ ดังตารางที่ 3.1 นั้น เมื่อนำมาเขียนเป็นเวกเตอร์แบบมีแรงดัน (Voltage Vector) และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero Vector) ให้อยู่ในแกนจริงและแกนจินตภาพในระนาบเชิงซ้อน ก็จะทำให้เกิดเวกเตอร์แรงดันได้ถึง 8 เวกเตอร์สำหรับในกรณีที่จ่ายโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีลักษณะการวางตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งจะพบว่า ตำแหน่งของเวกเตอร์ดังกล่าวจะมีรูปร่างเป็นหกเหลี่ยมแบบไม่สมมาตร (Asymmetry Hexagon) ดังนั้นการควบคุมแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง \vec{V}_o^* ให้หมุนเป็นวงกลมนั้น จึงต้องให้เทคนิค SVPWM ซึ่งใช้การคำนวณหาระยะเวลาที่ใช้ในการสับสวิตช์ด้วยเวกเตอร์แรงดันแบบต่างๆ ที่เหมาะสมตามตำแหน่งที่ต้องการ ให้เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง \vec{V}_o^* เคลื่อนที่ไปนั่นเอง โดยจากรูปที่ 3.5 จะแบ่งเป็นเวกเตอร์แบบมีแรงดัน (Voltage Vector) จำนวน 6 เวกเตอร์ และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero Vector) จำนวน 2 เวกเตอร์ แต่อย่างไรก็ตาม ยังพบว่าในแต่ละสถานะของการสวิตช์จะให้ขนาดของเวกเตอร์แบบมีแรงดันที่ไม่เท่ากัน โดยมีเวกเตอร์แบบมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟแบบ 6 เซกเตอร์ ในระนาบ d-q



รูปที่ 3.6 รูปแบบการคำนวณค่าแรงดันแอกทีฟคู่อย่างอิง \bar{V}_O^* ด้วยวิธีการ SVPWM

แรงดันอยู่ 4 เวกเตอร์ที่ให้ค่าแรงดันมีขนาดเท่ากับ V_{dc} คือเวกเตอร์ V_1, V_3, V_4, V_6 และเวกเตอร์แบบมีแรงดันอีก 2 เวกเตอร์ คือเวกเตอร์ V_2, V_5 ที่ให้ค่าแรงดันที่มีขนาดเท่ากับ $\sqrt{2} V_{dc}$ ซึ่งตำแหน่งของเวกเตอร์ แบบมีแรงดันในแต่ละเซกเตอร์ จะแบ่งแต่ละช่วงเวลาออกได้เป็น 6 เซกเตอร์ และถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าแรงดันแอกทีฟคู่อย่างอิง \bar{V}_O^* ที่ต้องการ

สำหรับหลักการคำนวณแรงดันแอกทีฟคู่อย่างอิง \bar{V}_O^* นั้นจะนำเวกเตอร์แบบมีแรงดัน 2 เวกเตอร์ที่ประจำอยู่ในแต่ละเซกเตอร์และมีค่าที่เหมาะสมกับมุมที่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟคู่อย่างอิง \bar{V}_O^* เคลื่อนที่ไปเป็นมุม θ_0 โดยค่าแรงดันแอกทีฟคู่อย่างอิง \bar{V}_O^* ในรูปที่ 3.6 จะสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\bar{V}_O^* = V_O \angle \theta_0 = x + jy = \frac{T_1}{\Delta T / 2} \bar{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T / 2} \bar{U}_2 \quad (3.13)$$

กำหนดให้

$$\bar{V}_1 = \bar{U}_1 = V_1 e^{j\alpha_1} \quad \text{และ} \quad \bar{V}_2 = \bar{U}_2 = V_2 e^{j\alpha_2}$$

พิจารณาในแนวแกน x (d-axis) และแนวแกน y (q-axis) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับโรงเรียนเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ท่านนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \cos \alpha_2 \\ \sin \alpha_1 & \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \cos \theta_0 \\ V_0 \sin \theta_0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{V_0}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

ตัวอย่างในการคำนวณค่าแรงดันแอมป์พุตอ้างอิง $\overline{V_0^*}$ ซึ่งอยู่ในช่วงเซกเตอร์ที่ 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.6 โดยจะใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติหาค่าของ x' และ y'

$$x' = V_1 \left(\frac{T_{V1}}{\Delta T / 2} \right) \quad (3.17)$$

$$y' = V_5 \left(\frac{T_{V5}}{\Delta T / 2} \right) \quad (3.18)$$

นำสมการที่ (3.17) และ (3.18) แทนลงในสมการที่ (3.16) ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} V_1 \left(\frac{T_{V1}}{\Delta T / 2} \right) \\ V_5 \left(\frac{T_{V5}}{\Delta T / 2} \right) \end{bmatrix} = \frac{V_0}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

โดยที่ $V_0 = MV_{dc} / 2$ และ M คือ ค่าดัชนีการมอดูเลต (กรณีวิเคราะห์แบบหลักการ SVPWM) $\Delta T / 2 = T_1 + T_2 + T_0$ โดยที่ $T_0 = T_{V0} + T_{V7}$; ($T_{V0} = T_{V7}$) การกำหนดตัวแปรต่าง ๆ ในการคำนวณแรงดันแอมป์พุตอ้างอิง $\overline{V_0^*}$ ในแต่ละเซกเตอร์ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 3.2 โดยที่ V_1 และ V_2 แทนขนาดของเวกเตอร์ ส่วน T_1 และ T_2 คือ ช่วงเวลาทำงานของเวกเตอร์แบบมีแรงดัน

เมื่อพิจารณาในการคำนวณแรงดันแอมป์พุตอ้างอิง ในเซกเตอร์ที่ 1 ที่อยู่ในช่วง $0 \leq \theta_0 \leq \pi / 4$ โดยที่ $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = \pi / 4$ และขนาดของเวกเตอร์คือ $\overline{V_1} = V_{dc}$ และ $\overline{V_5} = \sqrt{2}V_{dc}$ คำนวณหาช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันในส่วนเซกเตอร์ที่ 1 ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{V1}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) \quad (3.20)$$

$$\frac{T_{V5}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (3.21)$$

เมื่อรวมช่วงเวลาของที่เวกเตอร์แบบมีแรงดันใช้ไปทั้ง 2 ช่วงในแต่ละเซกเตอร์นั้น จะมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของสัญญาณพาหะ เมื่อแทนค่า $M = 2 \times V_0 / V_{dc}$ ลงในสมการที่ (3.20) และ (3.21) จะหาความสัมพันธ์ของแรงดันเฟสแอมป์พุตได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{V1} + T_{V5}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{2} \cos(\theta_0) \leq 1 \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 การกำหนดเวกเตอร์ \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับ SVPWM ในแบบ 6 เซกเตอร์

Sector	\bar{U}_1	\bar{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\bar{V}_1	\bar{V}_5	T_{V1}	T_{V5}	V_{dc}	$\sqrt{2} V_{dc}$	0	$\pi/4$
2	\bar{V}_4	\bar{V}_5	T_{V4}	T_{V5}	V_{dc}	$\sqrt{2} V_{dc}$	$\pi/2$	$\pi/4$
3	\bar{V}_4	\bar{V}_6	T_{V4}	T_{V6}	V_{dc}	V_{dc}	$\pi/2$	π
4	\bar{V}_2	\bar{V}_6	T_{V2}	T_{V6}	$\sqrt{2} V_{dc}$	V_{dc}	$5\pi/4$	π
5	\bar{V}_2	\bar{V}_3	T_{V2}	T_{V3}	$\sqrt{2} V_{dc}$	V_{dc}	$5\pi/4$	$3\pi/2$
6	\bar{V}_1	\bar{V}_3	T_{V1}	T_{V3}	V_{dc}	V_{dc}	2π	$3\pi/2$

ตารางที่ 3.3 ลำดับการสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ สำหรับ SVPWM ในแบบ 6 เซกเตอร์

Sector 1	$V_0 \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_0$
Sector 2	$V_0 \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_5 \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_0$
Sector 3	$V_0 \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_4 \Rightarrow V_0$
Sector 4	$V_0 \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_6 \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_0$
Sector 5	$V_0 \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_2 \Rightarrow V_0$
Sector 6	$V_0 \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_7 \Rightarrow V_3 \Rightarrow V_1 \Rightarrow V_0$

ดังนั้นเงื่อนไขของขนาดแรงดันสูงสุดที่เป็นไปได้ของแรงดันเอาต์พุต \bar{V}_0^* ในแต่ละเฟส จะเกิดขึ้น เมื่อ $\theta_0 = \pi/4$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.22) จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $V_0 = V_{dc} / \sqrt{2}$ ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (M) ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น คือ $0 \leq M \leq \sqrt{2}$

สำหรับหลักการของ SVPWM นั้น จะต้องทราบแรงดันอ้างอิง เพื่อที่จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาหะ ดังนั้นเมื่อทราบช่วงเวลา T_1 และ T_2 ในแต่ละเซกเตอร์ จึงนำไปคูณกับค่าแรงดัน V_{dc} ก็จะได้ค่าแรงดันเฉลี่ยในแต่ละเฟสอ้างอิง โดยที่ลำดับการสวิตช์ในเซกเตอร์ที่ 1 จะถูกแบ่งออกเป็นเวกเตอร์แรงดันศูนย์และเวกเตอร์แบบมีแรงดันซึ่งสัญญาณพาหะนั้น (Half Carrier Period) และมีรูปแบบของสัญญาณพัลส์เป็นแบบสมมาตร ตัวอย่างเช่น ในส่วนของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ \bar{V}_0 และ \bar{V}_7 นั้น จะมีช่วงระยะเวลาเท่า ๆ กันอยู่ภายในช่วงเวลาครึ่งคาบของสัญญาณพาหะนั้น (Half Carrier Period) และมีรูปแบบของสัญญาณพัลส์เป็นแบบสมมาตร ตัวอย่างเช่น ในเซกเตอร์ที่ 1 ในรูปที่ 3.7 นั้น จะมีรูปแบบของสัญญาณพัลส์ที่ถูกสร้างขึ้น โดยจัดเรียงลำดับของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ และเวกเตอร์แบบมีแรงดันในอยู่ภายในครึ่งคาบเวลาของสัญญาณพาหะคือ $\bar{V}_0 \Rightarrow \bar{V}_1 \Rightarrow \bar{V}_5 \Rightarrow \bar{V}_7$ และสำหรับเซกเตอร์ที่ 2 คือ $\bar{V}_0 \Rightarrow \bar{V}_4 \Rightarrow \bar{V}_5 \Rightarrow \bar{V}_7$ โดยคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยเทียบกับแรงดันที่จุดกึ่งกลางของบัสไฟตรง (DC Bus) ตามสมการที่ (3.23) ถึง (3.25) และสามารถสรุปลำดับการสวิตช์ทั้ง 6 เซกเตอร์ได้ดังตารางที่ 3.3

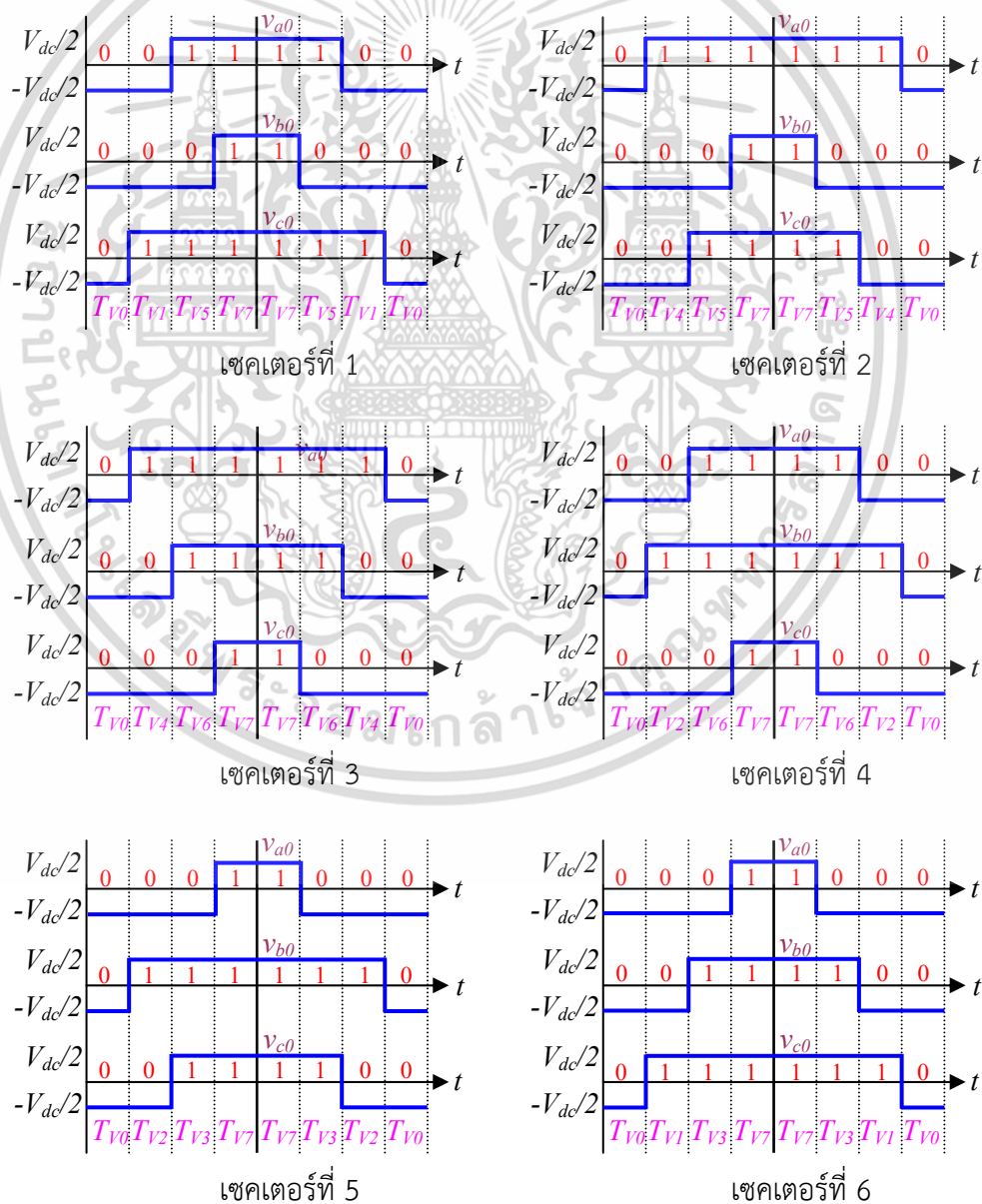
$$v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[-\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{V5}}{\Delta T/2} \right] \tag{3.23}$$

$$v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[-\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{V5}}{\Delta T/2} \right] \tag{3.24}$$

$$v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[+\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{V5}}{\Delta T/2} \right] \tag{3.25}$$

จากนั้น แทนช่วงค่าเวลาสเปซเวกเตอร์ที่ได้จากสมการที่ (3.20) และ (3.21) ลงในสมการที่ (3.23) ถึง (3.25) จะได้ฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันอ้างอิง หรือฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating Function) เทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ตามสมการที่ (3.26) ถึง (3.28)

$$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \tag{3.26}$$



เอกสารนี้ รูปที่ 3.7 รูปแบบสัญญาณพัลส์จากการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์แบบ 6 เซกเตอร์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin(\theta_0) \right] \quad (3.27)$$

$$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.28)$$

สำหรับสมการช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันหรือช่วงเวลาในการสวิตช์ และสมการสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงในแต่ละกึ่งเฟส (Phase Leg Reference Voltage Signal) สำหรับในเซกเตอร์อื่นที่เหลือนั้น ได้สรุปไว้ในตารางที่ 3.4 และได้นำมาเขียนเป็นกราฟช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันได้ดังรูปที่ 3.8 ส่วนรูปที่ 3.9 จะเป็นรูปสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วย (p.u.) ในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลต ซึ่งแรงดันนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมหนึ่งหน่วย เพื่อให้เกิดสัญญาณ PWM ดังรูปที่ 3.8 และ รูปที่ 3.9 ต่อไป ซึ่งสัญญาณดังกล่าวเป็นการปรับค่าดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ค่าเท่ากับ $\sqrt{2}$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดก่อนที่จะเกิดช่วงแรงดันมอดูเลชันเกิน (Over Modulation Voltage)

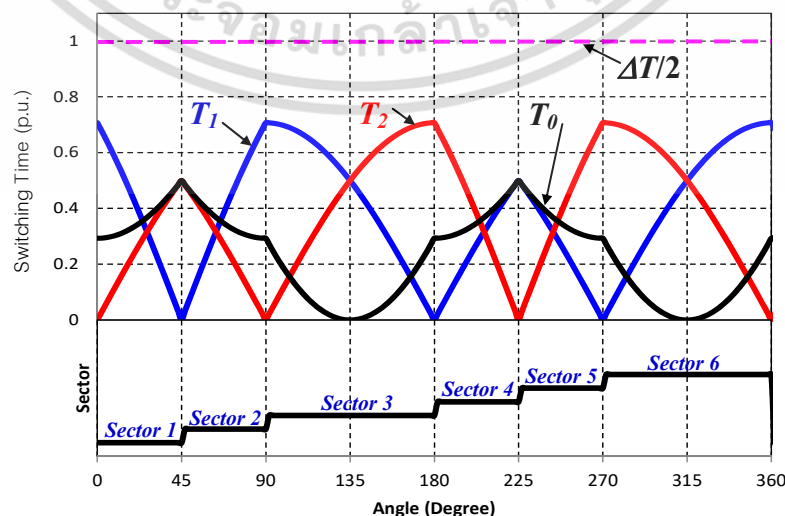
สำหรับการแปลงสัญญาณฟังก์ชันช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันของ T_1, T_2 และ T_0 ทั้ง 6 เซกเตอร์ ในรูปที่ 3.8 ไปเป็นสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วย (p.u.) ตามรูปที่ 3.9 สัญญาณอ้างอิงทั้ง 3 เฟส นี้ จะมีรูปร่างของสัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เนื่องจากหลักการของสเปซเวกเตอร์ได้รวมผลขององค์ประกอบเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage component) เข้าไปด้วย แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาผลของแรงดันระหว่างสายของแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิง v_{ab} หรือ v_d และ v_{cb} หรือ v_q นั้น จะพบว่ารูปคลื่นมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีขนาดเท่ากันและมุมต่างเฟสกัน 90° ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ซึ่งเป็นไปตามหลักทฤษฎีของการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์

ส่วนสมการในการคำนวณหาตัวจัจกรงาน (Duty Cycle) ในการสั่งสวิตช์ไปยังอินเวอร์เตอร์ โดยตัวอย่างการคำนวณหาตัวจัจกรงาน D_A, D_B, D_C ของกึ่ง a, b และ c ในเซกเตอร์ที่ 1 คำนวณได้ดังนี้

$$v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot D_A = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{T_2 + T_0/2}{\Delta T/2} \Rightarrow D_A = \frac{T_2 + T_0/2}{\Delta T/2} \quad (3.29)$$

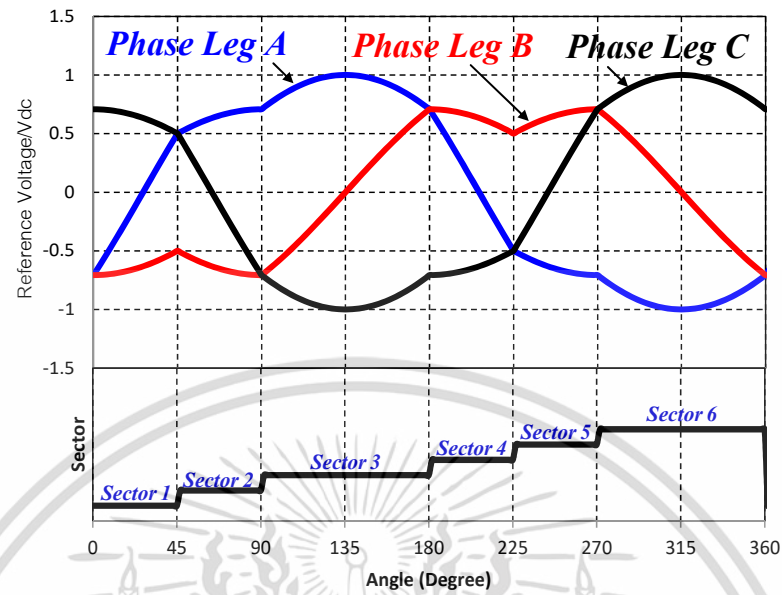
$$v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot D_B = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{T_0/2}{\Delta T/2} \Rightarrow D_B = \frac{T_0/2}{\Delta T/2} \quad (3.30)$$

$$v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot D_C = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{T_1 + T_2 + T_0/2}{\Delta T/2} \Rightarrow D_C = \frac{T_1 + T_2 + T_0/2}{\Delta T/2} \quad (3.31)$$

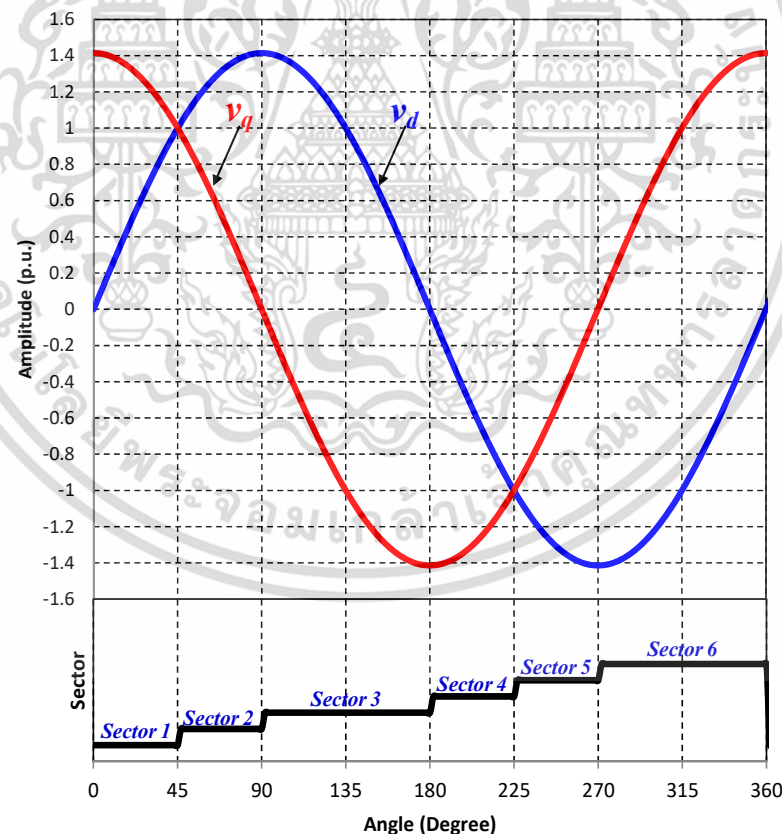


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.8 สัญญาณช่วงเวลาต่อหน่วย แบบ 6 เซกเตอร์ ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณมากกว่าการนำไปใช้ ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนค่าวัฏจักรงาน D_A, D_B, D_C ที่เหลือ ในเซกเตอร์ที่ 2 ถึง 6 ที่เหลือ ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 3.5



รูปที่ 3.9 แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยแบบ 6 เซกเตอร์



รูปที่ 3.10 สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงเอาต์พุตต่อหน่วย สำหรับ 6 เซกเตอร์ ที่ $M = \sqrt{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.4 เวลาในการสวิตช์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละกึ่งเฟส แบบ 6 เซกเตอร์

Sector	Switching Time	Phase leg reference voltage
Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}$	$\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} = +\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V5}}{\Delta T/2} = +\frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V5}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} = +\frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{V6}}{\Delta T/2} = +\frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sin(\pi - \theta_0) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) - \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
Sector 4 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{4}$	$\frac{T_{V2}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{V6}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
Sector 5 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{T_{V2}}{\Delta T/2} = +\frac{M}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V3}}{\Delta T/2} = +\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
Sector 6 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V3}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{2} \sin(\theta_0 - 2\pi)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) - \sin(\theta_0 - 2\pi) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0 - 2\pi) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0 - 2\pi) \right]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 การคำนวณหาตัวคูณจักรงานของการสวิตช์ แบบ 6 เซกเตอร์

	Duty Cycle
Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \pi$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$
Sector 4 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{4}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$
Sector 5 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$
Sector 6 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูละชั้นแบบดัดแปลงใหม่เป็น 8 เซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสามกึ่งจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟส

เนื่องด้วยช่วงเวลาที่ถูกรับแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ดังรูปที่ 3.5 นั้น มีระยะมุมที่ไม่เท่ากัน โดยเฉพาะในเซกเตอร์ที่ 3 และเซกเตอร์ที่ 6 ซึ่งมีระยะมุมเป็นมุม 90° ในขณะที่อีก 4 เซกเตอร์ที่เหลือคือ เซกเตอร์ที่ 1, 2, 4 และ 5 ซึ่งจะมีระยะมุมเพียง 45° จึงทำให้การเปรียบเทียบตำแหน่งเซกเตอร์ที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในการจัดรูปแบบการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งที่ใช้ควบคุมมอเตอร์ 2 ตัว ที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไปนั้น มีความยุ่งยากในการเปรียบเทียบตำแหน่ง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอเทคนิคการดัดแปลงการจัดเซกเตอร์จากเดิม 6 เซกเตอร์เป็นแบบใหม่ 8 เซกเตอร์ โดยทำการแบ่งทุกเซกเตอร์ให้มีมุมเท่าๆ กัน คือ เซกเตอร์ละ 45° นอกจากนี้ ยังได้ทำการดัดแปลงจำนวนเวกเตอร์แบบมีแรงดันให้มีจำนวนเพิ่มขึ้นอีก 2 เวกเตอร์ ด้วยวิธีการเฉลี่ยค่าเวกเตอร์แบบมีแรงดันดัง [19] ซึ่งจะนำเวกเตอร์แบบมีแรงดันเดิม 2 เวกเตอร์ที่อยู่ใกล้กัน (Adjacent Voltage Vector) มาหาค่าเฉลี่ยเวกเตอร์ดังสมการ [19]

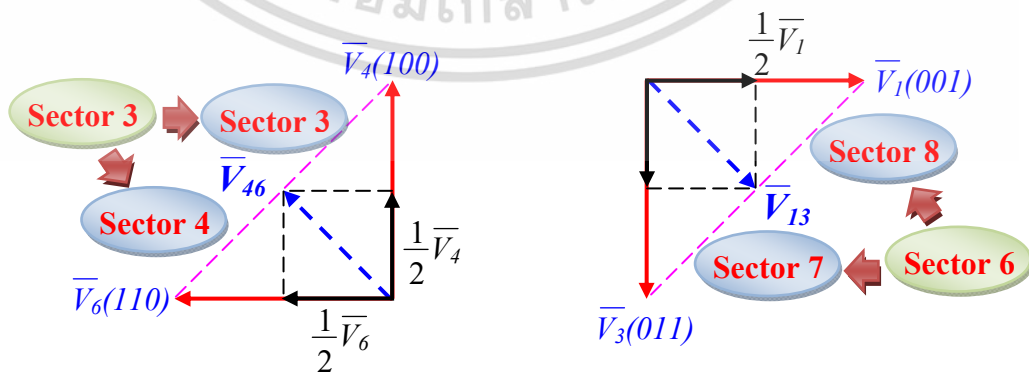
$$\bar{V}_{ij} = \frac{1}{2}\bar{V}_i + \frac{1}{2}\bar{V}_j \tag{3.32}$$

โดยที่

\bar{V}_i คือ เวกเตอร์แรงดันที่จ่ายเข้ามาในช่วงเวลาสุ่มในช่วงครึ่งแรก

\bar{V}_j คือ เวกเตอร์แรงดันที่จ่ายเข้ามาในช่วงเวลาสุ่มในช่วงครึ่งหลัง

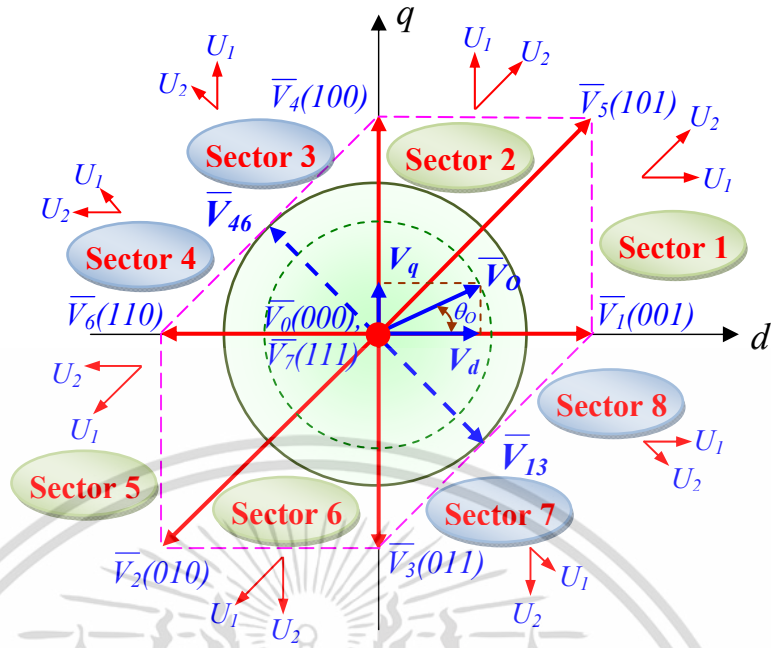
เซกเตอร์ที่ดัดแปลงใหม่สำหรับจ่ายแรงดันเอาต์พุตแบบสองเฟสสมดุลที่ใช้วิธีการแบ่งตามรูปที่ 3.12 นั้น เริ่มจากเซกเตอร์ที่ 3 เดิมตามรูปที่ 3.5 นั้น ซึ่งเดิมใช้เวกเตอร์แรงดัน \bar{V}_4 และ \bar{V}_6 เป็นเวกเตอร์หลักในการเฉลี่ยสร้างสัญญาณ SVPWM ก็จะถูกนำมาแบ่งออกเป็นเซกเตอร์ใหม่ที่ 3 และ 4 ดังรูปที่ 3.12 โดยเวกเตอร์แรงดัน \bar{V}_4 เป็นเวกเตอร์ที่ทำงานในช่วงเวลาสุ่มครึ่งแรก และเวกเตอร์แรงดัน \bar{V}_6 เป็นเวกเตอร์ที่ทำงานในช่วงเวลาสุ่มครึ่งหลัง จากนั้นนำมาหาค่าเฉลี่ยของเวกเตอร์แรงดันใหม่ได้เป็นเวกเตอร์ $\bar{V}_{46} = \frac{1}{2}\bar{V}_4 + \frac{1}{2}\bar{V}_6$ และเช่นเดียวกับเซกเตอร์ที่ 6 เดิมตามรูปที่ 3.5 นั้น ก็จะถูกแบ่งออกเป็นเซกเตอร์ใหม่ที่ 7 และ 8 ดังรูปที่ 3.12 เช่นเดียวกัน จากนั้นนำมาหาค่าเฉลี่ยของเวกเตอร์แรงดันใหม่ได้เป็นเวกเตอร์ $\bar{V}_{31} = \frac{1}{2}\bar{V}_3 + \frac{1}{2}\bar{V}_1$



ก) เวกเตอร์แรงดัน \bar{V}_{46} สำหรับใช้กับเซกเตอร์ 3, 4 แบบใหม่ ข) เวกเตอร์แรงดัน \bar{V}_{31} สำหรับใช้กับเซกเตอร์ 7, 8 แบบใหม่

รูปที่ 3.11 เวกเตอร์แรงดันเฉลี่ย \bar{V}_{46} และ \bar{V}_{31} ที่ดัดแปลงเพิ่มเวกเตอร์แรงดันขึ้นใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอคทีฟแบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์ ในระนาบ d-q

สำหรับการกำหนดตัวแปรต่าง ๆ ในการคำนวณแรงดัน \bar{V}_O^* ในแต่ละเซกเตอร์ทั้ง 8 เซกเตอร์แบบใหม่นั้น ได้แสดงไว้ในตารางที่ 3.6 โดยที่ V_1 และ V_2 แทนขนาดของเวกเตอร์ ส่วน T_1 และ T_2 คือช่วงเวลาทำงานของเวกเตอร์แบบมีแรงดัน

เมื่อพิจารณาในการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตในเซกเตอร์ที่ 3 ที่ดัดแปลงเป็น 8 เซกเตอร์ใหม่ที่อยู่ในช่วง $\pi/2 \leq \theta_0 \leq 3\pi/4$ โดยที่ $\alpha_1 = \pi/2$, $\alpha_2 = 3\pi/4$ และขนาดของเวกเตอร์คือ $\bar{V}_4 = V_{dc}$ และ $\bar{V}_{46} = V_{dc} / \sqrt{2}$ คำนวณหาช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันในส่วนของเซกเตอร์ที่ 3 แบบใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{V_4}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \quad (3.33)$$

$$\frac{T_{V_{46}}}{\Delta T / 2} = M \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.34)$$

เมื่อรวมช่วงเวลาของที่เวกเตอร์แบบมีแรงดันใช้ไปทั้ง 2 ช่วงในแต่ละเซกเตอร์นั้น จะมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของสัญญาณพาหะ เมื่อแทนค่า $M = 2 \times V_O / V_{dc}$ ลงในสมการที่ (3.33) และ (3.34) จะหาความสัมพันธ์ของแรงดันเฟสเอาต์พุตที่เซกเตอร์ที่ 3 ในแบบ 8 เซกเตอร์ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{V_4} + T_{V_{46}}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{2} (-\cos \theta_0 + \sin \theta_0) \leq 1 \quad (3.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.6 การกำหนดเวกเตอร์ \overline{U}_1 และ \overline{U}_2 สำหรับ SVPWM แบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์

Sector	\overline{U}_1	\overline{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\overline{V}_1	\overline{V}_5	T_{V1}	T_{V5}	V_{dc}	$\sqrt{2}V_{dc}$	0	$\pi/4$
2	\overline{V}_4	\overline{V}_5	T_{V4}	T_{V5}	V_{dc}	$\sqrt{2}V_{dc}$	$\pi/2$	$\pi/4$
3	\overline{V}_4	\overline{V}_{46}	T_{V4}	T_{V46}	V_{dc}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	$\pi/2$	$3\pi/4$
4	\overline{V}_{46}	\overline{V}_6	T_{V46}	T_{V6}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	V_{dc}	$3\pi/4$	π
5	\overline{V}_2	\overline{V}_6	T_{V2}	T_{V6}	$\sqrt{2}V_{dc}$	V_{dc}	$5\pi/4$	π
6	\overline{V}_2	\overline{V}_3	T_{V2}	T_{V3}	$\sqrt{2}V_{dc}$	V_{dc}	$5\pi/4$	$3\pi/2$
7	\overline{V}_{13}	\overline{V}_3	T_{V13}	T_{V3}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	V_{dc}	$7\pi/4$	$3\pi/2$
8	\overline{V}_1	\overline{V}_{13}	T_{V1}	T_{V13}	V_{dc}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	2π	$7\pi/4$

ดังนั้นเงื่อนไขของขนาดแรงดันสูงสุดที่เป็นไปได้ของแรงดันเอาต์พุต \overline{V}_0^* ในแต่ละเฟส จะเกิดขึ้น เมื่อ $\theta_0 = 3\pi/4$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.35) จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $V_O = V_{dc}/\sqrt{2}$ ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (M) ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น คือ $0 \leq M \leq \sqrt{2}$

เพื่อตรวจสอบว่าการดัดแปลงเซกเตอร์ใหม่แบบ 8 เซกเตอร์นี้ให้ผลลัพธ์ต่างจากแบบเดิม 6 เซกเตอร์หรือไม่ จึงได้วิเคราะห์ค่าแรงดันเฟสเอาต์พุตที่เซกเตอร์ที่ 3 ที่ตำแหน่งเดียวกันนี้ในแบบ 6 เซกเตอร์เดิม ซึ่งจะได้สมการแรงดันเฟสเอาต์พุตที่เซกเตอร์ที่ 3 ในแบบ 6 เซกเตอร์เดิมได้ดังนี้

$$\frac{T_{V4} + T_{V6}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{2} (-\cos \theta_0 + \sin \theta_0) \leq 1 \quad (3.36)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.36) ไปเทียบกับสมการที่ (3.35) แล้ว พบว่า สมการที่ได้มีฟังก์ชันเดียวกัน แสดงให้เห็นว่า การปรับเซกเตอร์แบบใหม่นี้ ไม่มีผลกระทบหรือการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใด

หรือในกรณีที่พิจารณาการคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตในเซกเตอร์ที่ 6 ในแบบที่แบ่งเป็น 6 เซกเตอร์เดิม แล้วดัดแปลงเป็นแบบ 8 เซกเตอร์ใหม่ เป็นเซกเตอร์ที่ 7 และ 8 นั้น หากพิจารณาที่เซกเตอร์ที่ 7 ที่อยู่ในช่วง $3\pi/2 \leq \theta_0 \leq 7\pi/4$ ดังนั้นจากตารางที่ 3.6 ที่ $\alpha_1 = 7\pi/4$, $\alpha_2 = 3\pi/2$ และขนาดของเวกเตอร์คือ $\overline{V}_{13} = V_{dc}/\sqrt{2}$ และ $\overline{V}_3 = V_{dc}$ จะสามารถคำนวณหาช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันในส่วนของเซกเตอร์ที่ 7 แบบใหม่ ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{V13}}{\Delta T / 2} = -M \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (3.37)$$

$$\frac{T_{V3}}{\Delta T / 2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \quad (3.38)$$

เมื่อรวมช่วงเวลาของที่เวกเตอร์แบบมีแรงดันใช้ไปทั้ง 2 ช่วงในแต่ละเซกเตอร์นั้น จะมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของสัญญาณพาหะ เมื่อแทนค่า $M = 2 \times V_o / V_{dc}$ ลงในสมการที่ (3.37) และ (3.38) จะหาความสัมพันธ์ของแรงดันเฟสเอาต์พุตของเซกเตอร์ที่ 7 ในแบบ 8 เซกเตอร์ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{V_{13}} + T_{V_3}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{2} (\cos \theta_0 - \sin \theta_0) \leq 1 \quad (3.39)$$

และเช่นเดียวกัน เพื่อตรวจสอบว่าการจัดเซกเตอร์ใหม่แบบ 8 เซกเตอร์นี้ให้ผลลัพธ์ต่างจากแบบเดิม 6 เซกเตอร์หรือไม่ จึงได้วิเคราะห์ค่าแรงดันเฟสเอาต์พุตที่เซกเตอร์ที่ 7 ในแบบ 8 เซกเตอร์ใหม่นี้กับเซกเตอร์ที่ 6 ในแบบ 6 เซกเตอร์เดิม ก็สามารถพิสูจน์เป็นสมการแรงดันเฟสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\frac{T_{V_1} + T_{V_3}}{\Delta T / 2} = \frac{M}{2} (\cos \theta_0 - \sin \theta_0) \leq 1 \quad (3.40)$$

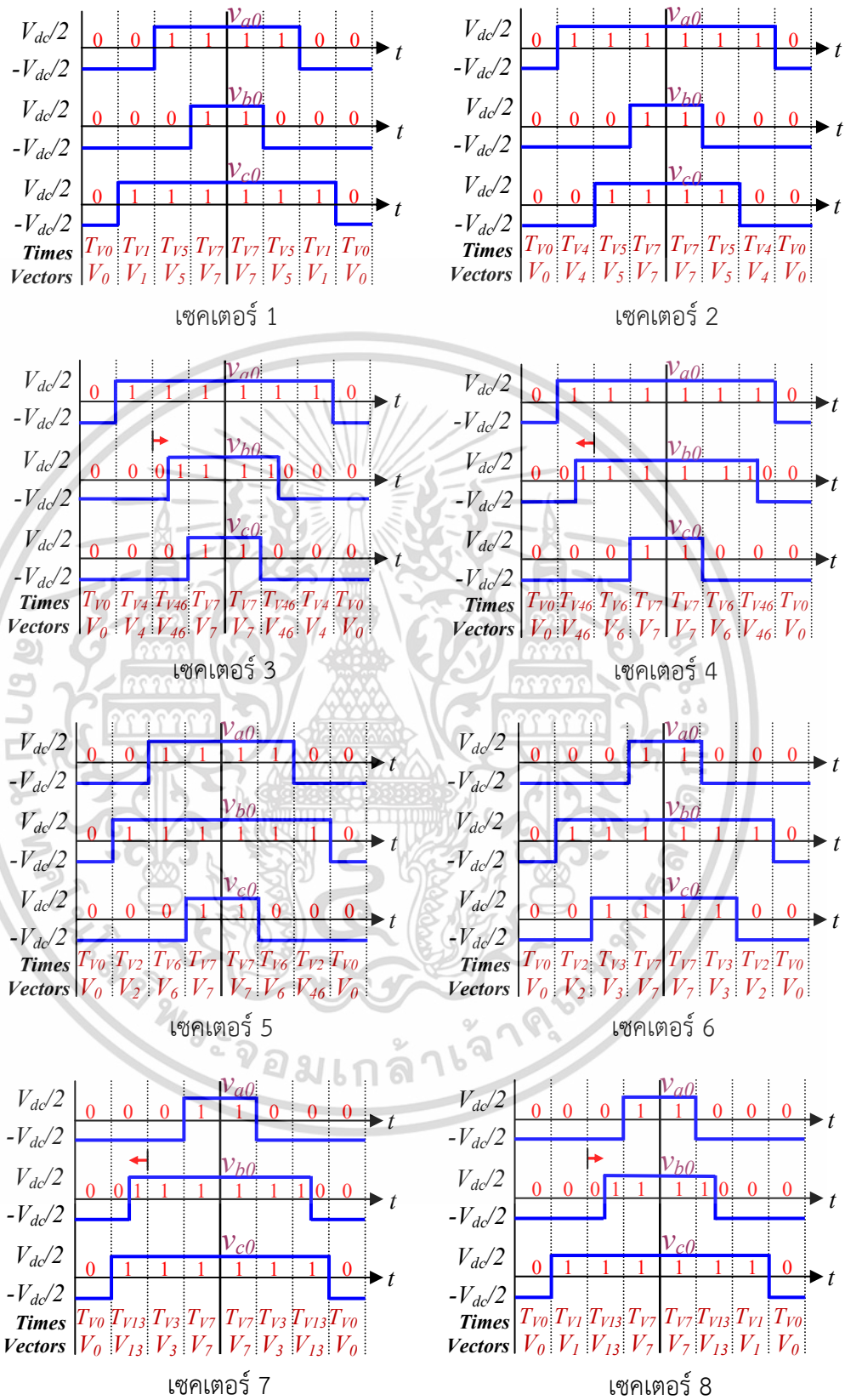
จากสมการที่ (3.39) เมื่อเทียบกับสมการที่ (3.40) แล้ว พบว่า สมการที่ได้มีฟังก์ชันเดียวกัน แสดงให้เห็นว่า การปรับเซกเตอร์ใหม่นี้ ไม่มีผลกระทบต่อหรือการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใดเช่นเดียวกัน

สำหรับหลักการของ SVPWM ในแบบ 8 เซกเตอร์นั้น แรงดันอ้างอิงเพื่อที่จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาหะ จะคำนวณจากช่วงเวลา T_1 และ T_2 ในแต่ละเซกเตอร์ จึงนำไปคูณกับค่าแรงดัน V_{dc} ก็จะได้ค่าแรงดันเฉลี่ยในแต่ละเฟสอ้างอิง โดยที่ลำดับการสวิตซ์ในเซกเตอร์ที่ 3 ในรูปที่ 3.13 นั้น จะมีรูปแบบของสัญญาณพัลส์ที่ถูกสร้างขึ้น โดยจัดเรียงลำดับของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ และเวกเตอร์แบบมีแรงดันในอยู่ภายในครึ่งคาบเวลาของสัญญาณพาหะคือ $\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_4} \Rightarrow \overline{V_{46}} \Rightarrow \overline{V_7}$ ในช่วงเวลาที่สับสวิตซ์เวกเตอร์แรงดัน $\overline{V_{46}}$ จะเป็นช่วงเวลา $T_{V_{46}}$ ที่เกิดจากการสับสวิตซ์โดยเริ่มจากเวกเตอร์แรงดัน $\overline{V_4} (1,0,0)$ ในช่วงครึ่งคาบเวลาแรกของช่วงเวลา $T_{V_{46}}$ และหลังจากนั้นจะเป็นเวกเตอร์แรงดัน $\overline{V_6} (1,1,0)$ ในช่วงครึ่งคาบเวลาที่เหลือของช่วงเวลา $T_{V_{46}}$ ซึ่งทั้งสองครึ่งคาบเวลาดังกล่าวจะมีระยะเวลาที่เป็นครึ่งหนึ่งเท่า ๆ กัน

ตารางที่ 3.7 ลำดับการสวิตซ์ในแต่ละเซกเตอร์ สำหรับ SVPWM ในแบบดัดแปลงใหม่เป็น 8 เซกเตอร์

Sector 1	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_1} \Rightarrow \overline{V_5} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_5} \Rightarrow \overline{V_1} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 2	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_4} \Rightarrow \overline{V_5} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_5} \Rightarrow \overline{V_4} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 3	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_4} \Rightarrow \overline{V_{46}} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_{46}} \Rightarrow \overline{V_4} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 4	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_{46}} \Rightarrow \overline{V_6} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_6} \Rightarrow \overline{V_{46}} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 5	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_2} \Rightarrow \overline{V_3} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_3} \Rightarrow \overline{V_2} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 6	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_1} \Rightarrow \overline{V_3} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_3} \Rightarrow \overline{V_1} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 7	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_{13}} \Rightarrow \overline{V_3} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_3} \Rightarrow \overline{V_{13}} \Rightarrow \overline{V_0}$
Sector 8	$\overline{V_0} \Rightarrow \overline{V_1} \Rightarrow \overline{V_{13}} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_7} \Rightarrow \overline{V_{13}} \Rightarrow \overline{V_1} \Rightarrow \overline{V_0}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 รูปแบบสัญญาณพัลส์จากการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์แบบ 8 เซกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการจัดลำดับการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 3 ดังที่กล่าวมา เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 3.13 จะพบว่า เมื่อคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยเทียบกับแรงดันที่จุดกึ่งกลางของบัสไฟตรง (DC Bus) ของกึ่งเฟส a (v_{a0}) และกึ่งเฟส c (v_{c0}) ในช่วงคาบเวลาที่สับสวิตช์ด้วยเวกเตอร์แรงดัน T_{V4} และ T_{V46} ลอจิกที่เกิดขึ้นทั้งสองกึ่งเฟสนี้จะไม่เปลี่ยนแปลง โดยกึ่งเฟส a จะเป็นลอจิก “1” และที่กึ่งเฟส b จะเป็นลอจิก “0” ตลอด ช่วงเวลา โดยเขียนเป็นสมการแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยได้ตามสมการที่ (3.41) ถึง (3.42)

$$v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[+\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} + \frac{T_{V46}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.41)$$

$$v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[-\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} - \frac{T_{V46}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.42)$$

ส่วนในกรณีแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยของกึ่งเฟส b (v_{b0}) จะพบว่า ลอจิกที่เกิดขึ้นในช่วงคาบเวลา T_{V46} จะมีลอจิกเกิดขึ้นโดยเรียงลำดับที่ละครึ่งคาบเวลาของ T_{V46} เท่าๆ กันจากลอจิก “0” จนเป็นลอจิก “1” ตามลำดับ นั้นหมายความว่า แรงดันที่ในช่วงลอจิก “0” ซึ่งจะมีค่าแรงดันเป็น $-V_{dc}/2$ และแรงดันที่ในช่วงลอจิก “1” ซึ่งจะมีค่าแรงดันเป็น $+V_{dc}/2$ ผลลัพธ์ที่ได้ ทำให้แรงดันรวมในช่วงคาบเวลา T_{V46} ทั้งหมด จึงเป็น 0V ดังนั้นสมการแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยของกึ่งเฟส b ในเซกเตอร์ที่ 3 จึงเขียนได้ดังสมการที่ (3.43) และสามารถสรุปลำดับการสวิตช์ทั้ง 8 เซกเตอร์ได้ดังตารางที่ 3.7

$$v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[-\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.43)$$

จากนั้น แทนช่วงค่าเวลาสเปซเวกเตอร์ที่ได้จากสมการที่ (3.33) และ (3.34) ลงในสมการที่ (3.41) ถึง (3.43) จะได้ฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันอ้างอิง หรือฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating Function) เทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ตามสมการที่ (3.44) ถึง (3.46)

$$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) + 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.44)$$

$$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right] \quad (3.45)$$

$$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) - 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.46)$$

สำหรับสมการช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันหรือช่วงเวลาในการสวิตช์ และสมการสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงในแต่ละกึ่งเฟส (Phase leg reference voltage signal) สำหรับในเซกเตอร์อื่นที่เหลือนั้น ได้สรุปไว้ในตารางที่ 3.8 และได้นำมาเขียนเป็นกราฟช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันได้ดังรูปที่ 3.14 ส่วนรูปที่ 3.15 จะเป็นรูปสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วย (p.u.) ในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลต ซึ่งแรงดันนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมหนึ่งหน่วย เพื่อให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ PWM ดังรูปที่ 3.14 และ รูปที่ 3.15 ต่อไป ซึ่งสัญญาณดังกล่าวเป็นการปรับค่าดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ค่าเท่ากับ $\sqrt{2}$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดก่อนที่จะเกิดช่วงแรงดันมอดูเลชันเกิน (Over Modulation Voltage)

ตารางที่ 3.8 เวลาในการสวิตช์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละกึ่งเฟส แบบตัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์

Sector	Switching Time	Phase leg reference voltage
Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}$	$\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V5}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V5}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{4}$	$\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V6}}{\Delta T/2} = M \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) + 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) - 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{T_{V6}}{\Delta T/2} = M \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+2 \sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-2 \sin(\pi - \theta_0) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
Sector 5 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{4}$	$\frac{T_{V2}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{V6}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{T_{V2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V3}}{\Delta T/2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$

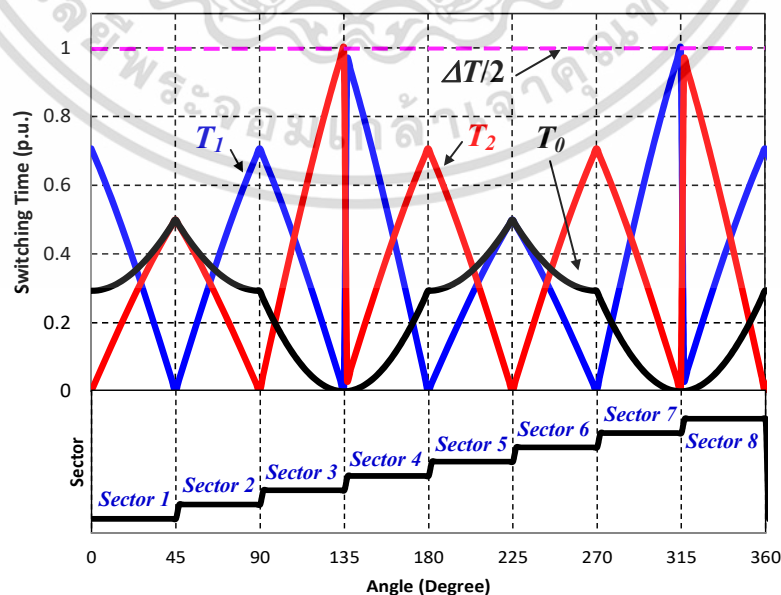
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.9 เวลาในการสวิตช์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละกิ่งเฟส แบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์ (ต่อ)

Sector	Switching Time	Phase leg reference voltage
Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{7\pi}{4}$	$\frac{T_{V13}}{\Delta T/2} = -M \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V3}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} = -\frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{V13}}{\Delta T/2} = -M \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) - 2 \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + 2 \sin(\theta_0) \right]$

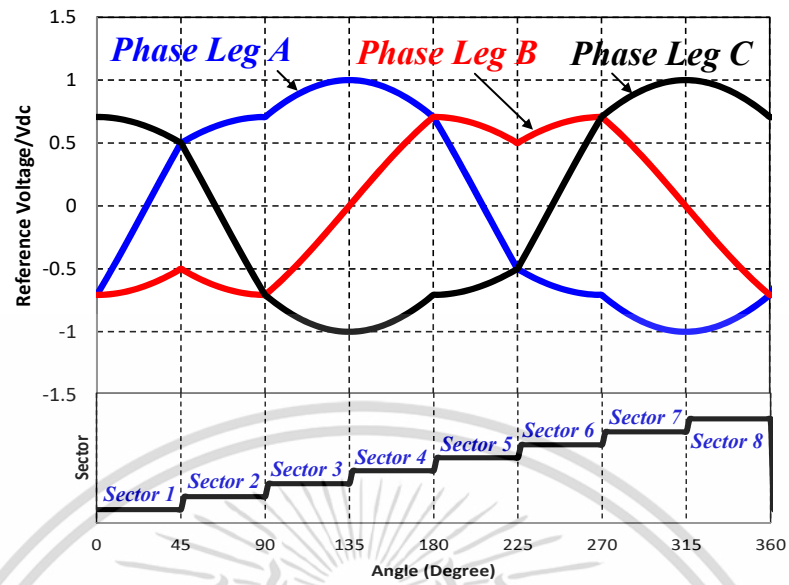
สำหรับการแปลงสัญญาณฟังก์ชันช่วงเวลาของเวกเตอร์แบบมีแรงดันของ T_1 , T_2 และ T_0 ทั้ง 6 เซกเตอร์ในรูปที่ 3.14 ไปเป็นสัญญาณแรงดันกิ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วย (p.u.) ตามรูปที่ 3.15 สัญญาณอ้างอิงทั้ง 3 เฟสนี้ จะมีรูปร่างของสัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เนื่องจากหลักการของสเปซเวกเตอร์ ได้รวมผลขององค์ประกอบเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage component) เข้าไปด้วย แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาผลของแรงดันระหว่างสายของแรงดันกิ่งเฟสอ้างอิง v_{ab} หรือ v_d และ v_{cb} หรือ v_q นั้น จะพบว่า รูปคลื่นมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีขนาดเท่ากัน และมุมต่างเฟสกัน 90° ดังแสดงในรูปที่ 3.16 ซึ่งเป็นไปตามหลักทฤษฎีของการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์ นอกจากนี้ สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงเอาต์พุตต่อหน่วยของแบบดัดแปลงเซกเตอร์ใหม่ 8 เซกเตอร์ในรูปที่ 3.16 นี้ จะมีรูปร่างของสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์เหมือนกับสัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงเอาต์พุตต่อหน่วยของแบบเดิม 6 เซกเตอร์ในรูปที่ 3.10 แสดงว่าสัญญาณที่ดัดแปลงเซกเตอร์ใหม่มีค่าเทียบเท่ากันดังเดิม

ส่วนสมการคำนวณหาตัวจักรงาน (Duty Cycle) ในการสั่งสวิตช์ไปยังอินเวอร์เตอร์ โดยตัวอย่างการคำนวณหาตัวจักรงาน D_A, D_B, D_C ของกิ่ง a, b และ c ทั้ง 8 เซกเตอร์ ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 3.10

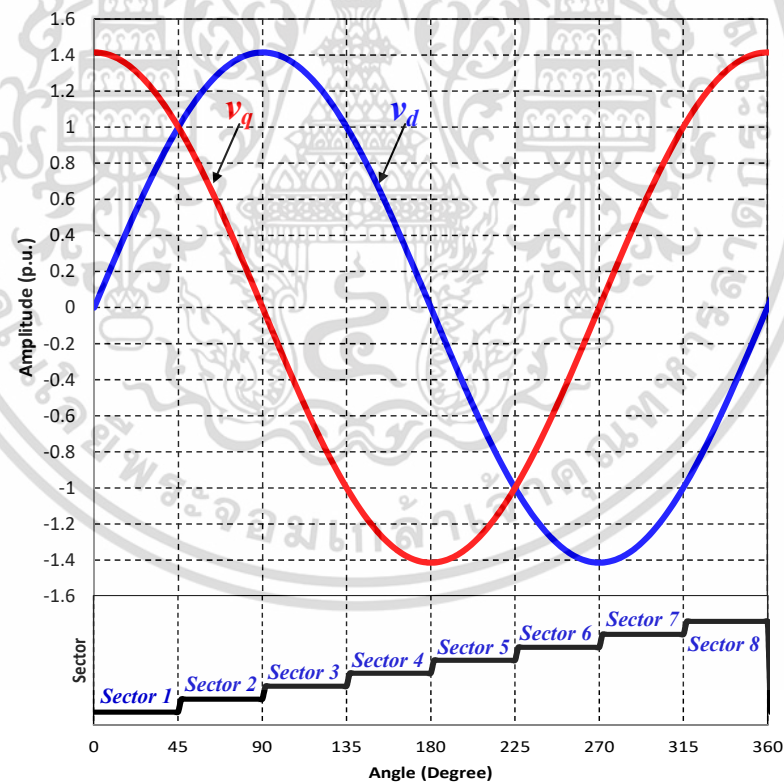


รูปที่ 3.14 สัญญาณช่วงเวลาต่อหน่วย แบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยแบบดัดแปลงใหม่ 8 เซกเตอร์



รูปที่ 3.16 สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงเอาต์พุตต่อหน่วย สำหรับ 8 เซกเตอร์ ที่ $M = \sqrt{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.10 การคำนวณหาตัวคูณจักรงานของการสวิตช์ แบบ 8 เซกเตอร์

Sector	Duty Cycle	Sector	Duty Cycle
Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$	Sector 5 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{4}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$	Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{4}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$	Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{7\pi}{4}$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_1}{2} + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$
Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \pi$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_1}{2} + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$	Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$D_A = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_0}{2} \right)$ $D_B = \frac{2}{\Delta T} \left(\frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_C = \frac{2}{\Delta T} \left(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

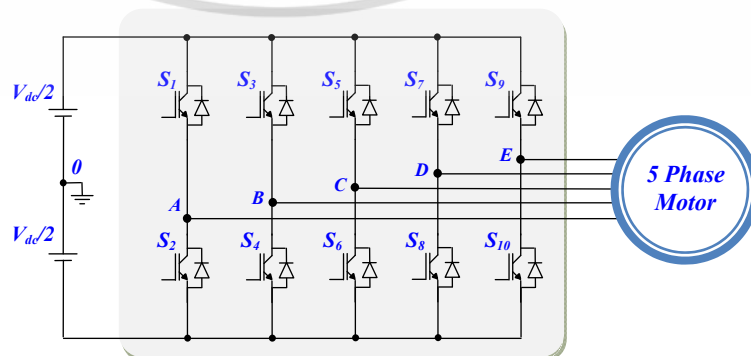
บทที่ 4

ฟังก์ชันการมอดูเลตความกว้างพัลส์ของอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

4.1 บทนำ

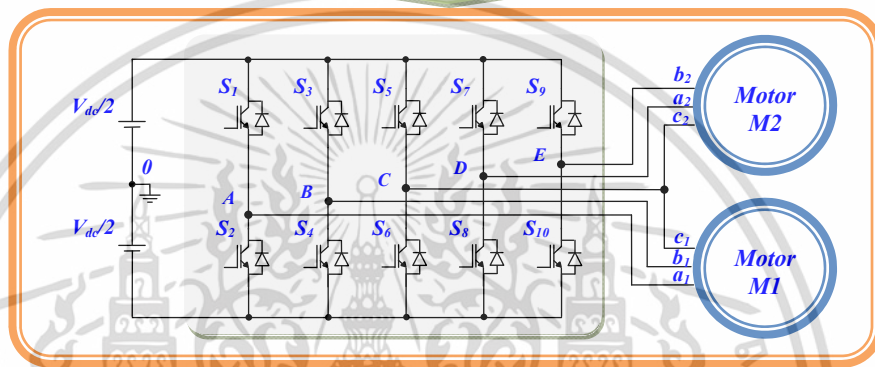
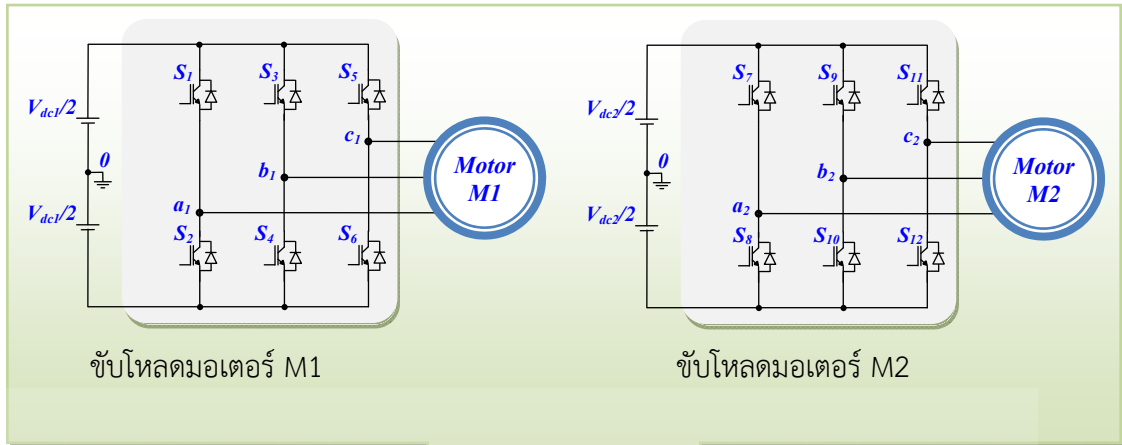
อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง (Five-leg Voltage Source Inverter, 5-Leg VSI) เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดที่มีการนำไปใช้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 5 เฟส เช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำ มอเตอร์ซิงโครนัส เป็นต้น และระบบผลิตไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดพลังงานทดแทนแบบต่างๆ นอกจากนี้ ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมโหลดจำนวน 2 ชุดได้เช่นกัน เช่น มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จำนวน 2 ตัว หรือเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส 1 ตัวและมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 1 ตัว โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งเน้นเรื่องการนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวเป็นหลัก

สำหรับโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง (Five-Leg Inverter) จะประกอบด้วยบัสไฟตรง 1 ชุด และสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอีก 10 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นวงจรใช้ในการควบคุมโหลดมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นแบบ 5 เฟส โดยมีเวกเตอร์แรงดันที่ได้จากการสับสวิตซ์สัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ ได้ถึง $2^{legs} = 2^5 = 32$ รูปแบบ แต่ในหลายบทความ นอกจากจะใช้ในการควบคุมมอเตอร์แบบ 5 เฟสแล้ว ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมโหลดจำนวน 2 ชุด ทั้งแบบ 2 เฟส และ 3 เฟสได้ด้วย โดยอาจจะเป็นแบบโหลด 3 เฟส ทั้ง 2 ชุด หรือโหลด 2 เฟสทั้ง 2 ชุดเลยก็ได้ หรือจะเป็นโหลด 2 เฟส 1 ชุด และโหลด 3 เฟสอีก 1 ชุดก็ได้เช่นกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่า จากระบบเดิมที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง 1 ชุด สำหรับควบคุมโหลด 1 ชุด นั่นคือ ถ้าควบคุมโหลด 2 ชุด ก็จะต้องใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง รวมจำนวนเป็น 2 ชุดนั่นเอง ข้อดีจะพบว่า ระบบจะควบคุมแยกอิสระจากกันได้ตามปกติ แต่ข้อเสียจากที่เห็นก็จะพบว่า ต้องมีบัสไฟตรงแยกจากกัน รวมถึงคาปาซิเตอร์ด้วย นอกจากนี้ยังมีตัวประมวลผลกลาง (CPU) ในการควบคุมระบบขับเคลื่อนแยกกัน 2 ชุดเช่นกัน ดังนั้นหากสามารถนำอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง ทั้ง 2 ระบบมาประกอบวงจรใหม่ให้ลดรูปวงจรที่เหลือเป็นอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งดังรูปที่ 4.2 ก็จะช่วยลดทรัพยากรต่างๆ รวมถึงต้นทุนลงได้



รูปที่ 4.1 อินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งจ่ายแรงดันให้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 5 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งขับโหลดมอเตอร์ M1 และ M2

รูปที่ 4.2 การลดวงจรจากรูปอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งจำนวน 2 ชุด (หรืออินเวอร์เตอร์แบบ 6 กิ่ง) เป็นอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง สำหรับจ่ายแรงดันให้มอเตอร์จำนวน 2 ตัว

การใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง มาใช้ในการควบคุมแบบนี้ จะทำให้ช่วยลดการใช้สวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์กำลังในระบบลงได้ 2 ตัว ด้วยการนำเฟสใดเฟสหนึ่งของโหลดทั้งสองชุดมาต่อรวมกันที่ จุด C ดังรูปที่ 4.2 ส่วนจุด A และ จุด B ของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งจะต่อโดยตรงเข้ากับเฟส a₁ และ b₁ ของโหลดตัวที่ 1 ตามลำดับ ส่วนจุด D และจุด E จะต่อโดยตรงเข้ากับเฟส a₂ และ b₂ ของโหลด ตัวที่ 2 ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาที่จุด C ซึ่งจะมีกระแสไฟฟ้าของโหลดทั้งสองไหลผ่านจุดนี้ โดยเฉพาะในกรณีที่ เป็น 3 เฟสเหมือนกันทั้ง 2 ชุด ซึ่งจะมีกระแสในสายขนาดเท่าๆ กันทั้ง 3 เฟส จึง จำเป็นที่จะต้องทำการออกแบบให้สวิตซ์ในกิ่งนี้ สามารถทนต่อกระแสที่สูงได้มากกว่ากิ่งอื่นๆ ด้วย

ในบทนี้จึงจะกล่าวถึงเทคนิคการลดจำนวนสัญญาณพัลส์สำหรับขับนำหรือสัญญาณขับเกต (Gating Signal) สำหรับอินเวอร์เตอร์จาก 6 กิ่งให้ลดเหลือ 5 กิ่ง เพื่อใช้ในควบคุมการทำงานของสวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 10 ตัว และสามารถใช้ควบคุมการทำงานของมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ชุด ทั้งในด้านแรงดันหรือความถี่ได้อีกด้วย โดยจะใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์ 2 แบบ คือ

- เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์ (Carrier-Based PWM Technique: CBPWM)
- เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Pulse Width Modulation Technique: SVPWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 เทคนิคการลดจำนวนสัญญาณพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์จาก 6 กิ่งเหลือ 5 กิ่ง

เนื่องจากสัญญาณ SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กิ่งนั้น จะเป็นการนำสัญญาณ SVPWM จากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 กิ่งจากอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ชุด (หรือเรียกว่า อินเวอร์เตอร์แบบ 6 กิ่ง) มาประยุกต์ใช้ในการสร้างสัญญาณ SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่าย แรงดัน 5 กิ่งขึ้นมาใหม่ โดยจะรวมเอาสัญญาณในกิ่ง c_1 และ c_2 ให้กลายเป็นสัญญาณเดียวกัน เพื่อใช้เป็นสัญญาณขับสวิตซ์ในกิ่ง C ซึ่งเป็นกิ่งร่วม และเพื่อให้สัญญาณแต่ละสัญญาณโดยภาพรวม ยังคงขนาดไว้เท่าเดิมให้ได้มากที่สุด จึงต้องทำการคำนวณสัญญาณในกิ่งอื่น ๆ ใหม่ร่วมด้วย

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.11) และ สมการที่ (3.12) ซึ่งเป็นสมการแรงดันระหว่างสาย หรือ สมการแรงดันเอาต์พุตแบบสองเฟส (Two-Phase Output Voltage) ของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งที่คำนวณหาได้จากค่าแรงดันที่ขั้ว v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} ดังนั้น สมการแรงดันเอาต์พุตแบบสองเฟสของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง จำนวน 2 ชุดที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ชุด จะสามารถเขียนสมการใหม่ตามลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 4.2 (ก) และ (ข) ของมอเตอร์แต่ละชุดได้เป็น

$$v_{d1} = v_{a1} - v_{b1} \quad (4.1)$$

$$v_{q1} = v_{c1} - v_{b1} \quad (4.2)$$

$$v_{d2} = v_{a2} - v_{b2} \quad (4.3)$$

$$v_{q2} = v_{c2} - v_{b2} \quad (4.4)$$

โดยที่

v_{d1} และ v_{q1} คือแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโพลมอเตอร์ตัวที่ 1 ในแกน d และแกน q ตามลำดับ

v_{d2} และ v_{q2} คือแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโพลมอเตอร์ตัวที่ 2 ในแกน d และแกน q ตามลำดับ

v_{a1}, v_{b1}, v_{c1} คือ แรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ตัวที่ 1

v_{a2}, v_{b2}, v_{c2} คือ แรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ตัวที่ 2

แต่เมื่อนำอินเวอร์เตอร์แบบ 6 กิ่งมาลดวงจรกิ่งลงไป 1 วงจร ทำให้กลายเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ซึ่งกำหนดกิ่งเฟสเป็น A, B, C, D และ E ดังรูปที่ 4.2 (ค) จึงเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตสองเฟสสำหรับมอเตอร์แต่ละตัวขึ้นมาใหม่ของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง โดยเทียบกับสมการที่ (4.1) ถึง (4.4) ได้ดังนี้

$$v_{d1} = v_{a1} - v_{b1} = v_A - v_B \quad (4.5)$$

$$v_{q1} = v_{c1} - v_{b1} = v_C - v_B \quad (4.6)$$

$$v_{d2} = v_{a2} - v_{b2} = v_D - v_E \quad (4.7)$$

$$v_{q2} = v_{c2} - v_{b2} = v_C - v_E \quad (4.8)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของสมการแรงดันที่ขั้วจากรูปที่ 4.2 (ค) จะพบว่าแรงดันที่ขั้วของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง จะสัมพันธ์กับแรงดันที่ขั้วของอินเวอร์เตอร์แบบ 6 กิ่ง ซึ่งสรุปได้ดังนี้

$$v_A = v_{a1}, v_B = v_{b1}, v_D = v_{a2}, v_E = v_{b2} \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่จากรูปที่ 4.2 (ค) สมการแรงดันที่ขั้ว v_C จะมีสมการไม่เหมือนกึ่งเฟสอื่นๆ เพราะวงจรกิจ C นี้เป็นวงจรกิจร่วม ที่ใช้จ่ายแรงดันที่ขั้วร่วมกันระหว่างกึ่ง c_1 และ c_2 เดิม ดังนั้น

$$v_C = v_{c1} + v_{c2} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) จะพบว่าสมการที่ (4.10) สมการเดียวที่มีแรงดันที่ขั้วของโพลมอเตอร์อีกชุดเข้ามารวมในโพลมอเตอร์ชุดที่ 1 ด้วย จึงต้องจัดสมการสำหรับกึ่งเฟส A, B, D และ E ใหม่ เพื่อให้เกิดความสมดุลกัน โดยนำสมการที่ (4.9) และ (4.10) นำไปแทนลงในสมการที่ (4.5) ถึง (4.8) จะทำให้ได้แรงดันที่ขั้วของกึ่งเฟสต่างๆ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ดังนี้

$$v_{q1} = v_{c1} - v_{b1} = v_C - v_B = v_{c1} + v_{c2} - v_B = v_{c1} + v_{c2} - v_{c1} + v_{b1}$$

$$\therefore v_B = v_{b1} + v_{c2} \quad (4.11)$$

$$v_{d1} = v_{a1} - v_{b1} = v_A - v_B = v_A - v_{b1} - v_{c2} = v_{a1} - v_{b1} + v_{b1} + v_{c2}$$

$$\therefore v_A = v_{a1} + v_{c2} \quad (4.12)$$

$$v_{q2} = v_{c2} - v_{b2} = v_C - v_E = v_{c1} + v_{c2} - v_E = v_{c1} + v_{c2} - v_{c2} + v_{b2}$$

$$\therefore v_E = v_{b2} + v_{c1} \quad (4.13)$$

$$v_{d2} = v_{a2} - v_{b2} = v_D - v_E = v_D - v_{b2} - v_{c1} = v_{a2} - v_{b2} + v_{b2} + v_{c1}$$

$$\therefore v_D = v_{a2} + v_{c1} \quad (4.14)$$

แต่อย่างไรก็ตาม เพื่อให้การมอดูเลตสัญญาณพัลส์ที่ได้มีค่าอยู่ในย่านที่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นค่าขนาดสูงสุดของแรงดันอ้างอิงของกึ่งเฟสเดิมทั้งหมด 6 กิ่ง คือ $v_{a1.ref}^*$, $v_{b1.ref}^*$, $v_{c1.ref}^*$, $v_{a2.ref}^*$, $v_{b2.ref}^*$, $v_{c2.ref}^*$ นั้นจะต้องมีค่าสูงสุดได้ไม่เกิน 1 หน่วยเท่านั้น ดังนั้นสมการแรงดันอ้างอิงทั้งหมดของกึ่งเฟสใหม่ทั้งหมด 5 กิ่ง คือ $v_{A.ref}^*$, $v_{B.ref}^*$, $v_{C.ref}^*$, $v_{D.ref}^*$, $v_{E.ref}^*$ หากคำนวณตามสมการที่ (4.10) ถึง (4.14) ค่าสูงสุดของแรงดันอ้างอิงจะมีโอกาสเกิดขึ้นเป็น 2 หน่วยได้ เมื่อนำสัญญาณอ้างอิงขนาด 2 หน่วยดังกล่าวไปสร้างสัญญาณขับก็จะทำให้เกิดสภาวะการมอดูเลชั่นเกินได้ (Over Modulation) ดังนั้นจึงต้องปรับสมการแรงดันอ้างอิงใหม่เพื่อให้ป้องกันขนาดแรงดันอ้างอิงสูงสุดไม่ให้เกิน 1 หน่วย โดยเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{A.ref}^* = \frac{v_{a1.ref}^* + v_{c2.ref}^*}{2} \leq 1 \quad (4.15)$$

$$v_{B.ref}^* = \frac{v_{b1.ref}^* + v_{c2.ref}^*}{2} \leq 1 \quad (4.16)$$

$$v_{C.ref}^* = \frac{v_{c1.ref}^* + v_{c2.ref}^*}{2} \leq 1 \quad (4.17)$$

$$v_{D.ref}^* = \frac{v_{a2.ref}^* + v_{c1.ref}^*}{2} \leq 1 \quad (4.18)$$

$$v_{E.ref}^* = \frac{v_{b2.ref}^* + v_{c1.ref}^*}{2} \leq 1 \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่ง

เป็นเทคนิคที่เป็นที่นิยมในการใช้งานอย่างแพร่หลายเพราะจากกรณีของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง จะสร้างสัญญาณอ้างอิงได้ง่าย ใช้อัลกอริทึมในการประมวลผลน้อย โดยหลักการจะเริ่มจากการสร้างสัญญาณการมอดูเลตอ้างอิง (Reference Modulating Signal) ทั้ง 6 เฟสก่อน จากนั้นจึงนำไปลดรูปสัญญาณอ้างอิงลงจาก 6 สัญญาณเหลือ 5 สัญญาณ แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาร์ (Carrier Signal) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้มักเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangle Waveform) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้หลังการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณพาร์แล้ว ก็จะได้สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณพาร์ และมีความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ปรับตามผลการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณทั้งสองต่อไป

สำหรับขั้นตอนการสร้างสัญญาณ CBPWM นั้น จะเริ่มจากการสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์หลักมูลอ้างอิง (Fundamental Sinusoidal Voltage Signal) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 6 กึ่งเดิมก่อน

$$v_{a1,ref} = M_{a1} \sin(\omega_1 t) \quad (4.20)$$

$$v_{b1,ref} = M_{a1} \sin\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.21)$$

$$v_{c1,ref} = M_{a1} \sin(\omega_1 t - \pi) \quad (4.22)$$

$$v_{a2,ref} = M_{a2} \sin(\omega_2 t) \quad (4.23)$$

$$v_{b2,ref} = M_{a2} \sin\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.24)$$

$$v_{c2,ref} = M_{a2} \sin(\omega_2 t - \pi) \quad (4.25)$$

โดยที่

$v_{a1,ref}, v_{b1,ref}, v_{c1,ref}$ คือ สัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์หลักมูลของกึ่ง a_1, b_1 และ c_1 ตามลำดับ

$v_{a2,ref}, v_{b2,ref}, v_{c2,ref}$ คือ สัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์หลักมูลของกึ่ง a_2, b_2 และ c_2 ตามลำดับ

M_{a1}, M_{a2} คือ ค่าดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index) ของมอดูเลเตอร์ชุดที่ 1 และชุดที่ 2

ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง $0 \leq M_a \leq 1$ สำหรับในย่านที่เป็นเชิงเส้น

ω_1, ω_2 คือ ค่าความเร็วเชิงมุมของมอดูเลเตอร์ชุดที่ 1 และ ชุดที่ 2 ตามลำดับ

จากนั้นนำสัญญาณหลักมูลทั้ง 6 สัญญาณ จะถูกนำมาบวกกับค่าแรงดันลำดับศูนย์ v_{zero1}^* หรือ v_{zero2}^* ก่อน ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{zero1}^* = \left[\frac{\max(v_{a1,ref}, v_{b1,ref}, v_{c1,ref}) + \min(v_{a1,ref}, v_{b1,ref}, v_{c1,ref})}{2} \right] \quad (4.26)$$

$$v_{zero2}^* = \left[\frac{\max(v_{a2,ref}, v_{b2,ref}, v_{c2,ref}) + \min(v_{a2,ref}, v_{b2,ref}, v_{c2,ref})}{2} \right] \quad (4.27)$$

เมื่อนำแรงดันลำดับศูนย์ในสมการที่ (4.26) บวกเข้าไปในสมการที่ (4.20) ถึง (4.22) และ นำแรงดันลำดับศูนย์ในสมการที่ (4.27) บวกเข้าไปในสมการที่ (4.23) ถึง (4.25) ทำให้ได้สัญญาณแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage Signal) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{a1,ref}^* = v_{a1,ref} + v_{zero1}^* \quad (4.28)$$

$$v_{b1,ref}^* = v_{b1,ref} + v_{zero1}^* \quad (4.29)$$

$$v_{c1,ref}^* = v_{c1,ref} + v_{zero1}^* \quad (4.30)$$

$$v_{a2,ref}^* = v_{a2,ref} + v_{zero2}^* \quad (4.31)$$

$$v_{b2,ref}^* = v_{b2,ref} + v_{zero2}^* \quad (4.32)$$

$$v_{c2,ref}^* = v_{c2,ref} + v_{zero2}^* \quad (4.33)$$

จากสมการที่ (4.15) ถึง (4.19) ทำการลดจำนวนสัญญาณจาก 6 สัญญาณเหลือ 5 สัญญาณได้ดังนี้

$$v_{A,ref}^* = \frac{v_{A0}}{V_{dc}} = \frac{v_{a1,ref}^* + v_{c2,ref}^*}{2} = \frac{v_{a1,ref} + v_{zero1}^* + v_{c2,ref} + v_{zero2}^*}{2} \quad (4.34)$$

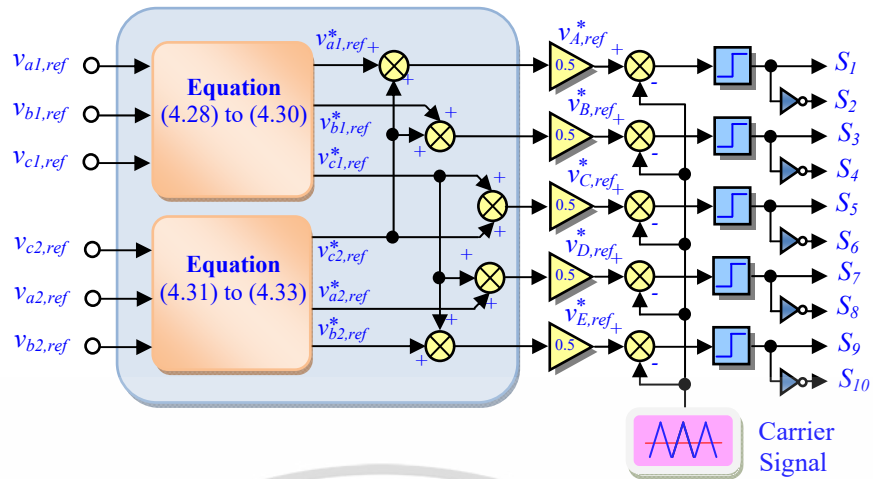
$$v_{B,ref}^* = \frac{v_{B0}}{V_{dc}} = \frac{v_{b1,ref}^* + v_{c2,ref}^*}{2} = \frac{v_{b1,ref} + v_{zero1}^* + v_{c2,ref} + v_{zero2}^*}{2} \quad (4.35)$$

$$v_{C,ref}^* = \frac{v_{C0}}{V_{dc}} = \frac{v_{c1,ref}^* + v_{c2,ref}^*}{2} = \frac{v_{c1,ref} + v_{zero1}^* + v_{c2,ref} + v_{zero2}^*}{2} \quad (4.36)$$

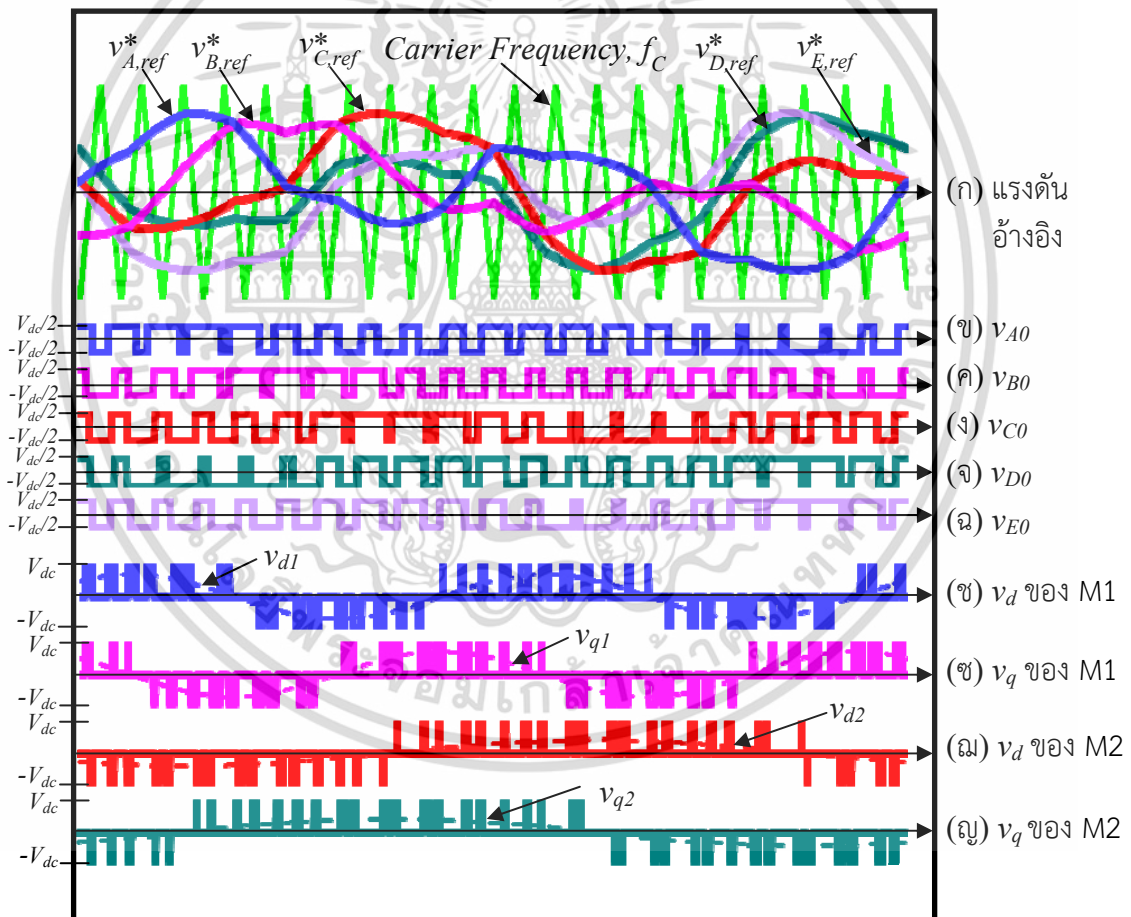
$$v_{D,ref}^* = \frac{v_{D0}}{V_{dc}} = \frac{v_{a2,ref}^* + v_{c1,ref}^*}{2} = \frac{v_{a2,ref} + v_{zero2}^* + v_{c1,ref} + v_{zero1}^*}{2} \quad (4.37)$$

$$v_{E,ref}^* = \frac{v_{E0}}{V_{dc}} = \frac{v_{b2,ref}^* + v_{c1,ref}^*}{2} = \frac{v_{b2,ref} + v_{zero2}^* + v_{c1,ref} + v_{zero1}^*}{2} \quad (4.38)$$

หลังจากได้สัญญาณแรงดันอ้างอิงสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งแล้ว จึงนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพหุที่จะได้สัญญาณที่นำไปใช้ในการขับนำสัญญาณให้กับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 10 ตัว ของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบ 5 กิ่ง ต่อไป โดยเทคนิคการสร้างสัญญาณ CBPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งนั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 เมื่อ S_1, S_3, S_5, S_7, S_9 คือ สัญญาณการสวิตช์ (Switching Signal) สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ตัวบน (Upper Switching Device) ในขณะที่ $S_2, S_4, S_6, S_8, S_{10}$ คือ สัญญาณการสวิตช์สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ตัวล่าง (Lower Switching Device) ของกึ่งเฟส (Phase leg) A, B, C, D และ E ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 ตัวมอดูเลเตอร์สร้างสัญญาณ SVPWM เชิงคลื่นพาทสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง



รูปที่ 4.4 รูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ใช้เทคนิคเชิงคลื่นพาท สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อพิจารณาสมการแรงดันระหว่างสาย (Line to Line Voltage) หรือแรงดันเอาต์พุตแบบสองเฟส (Two-Phase Output Voltage) ในแกน d และแกน q ของมอเตอร์แต่ละชุด ก็จะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{d1,ref}^* = v_{A,ref}^* - v_{B,ref}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{a1} \sin\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.39)$$

$$v_{q1,ref}^* = v_{C,ref}^* - v_{B,ref}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{a1} \sin\left(\omega_1 t + \frac{3\pi}{4}\right) \quad (4.40)$$

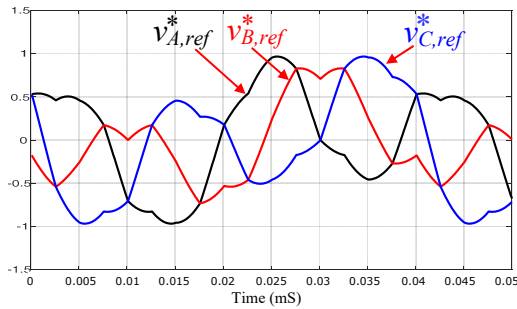
$$v_{d2,ref}^* = v_{D,ref}^* - v_{E,ref}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{a2} \sin\left(\omega_2 t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.41)$$

$$v_{q2,ref}^* = v_{C,ref}^* - v_{E,ref}^* = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{a2} \sin\left(\omega_2 t + \frac{3\pi}{4}\right) \quad (4.42)$$

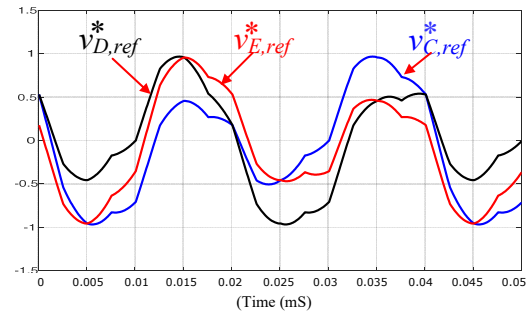
รูปที่ 4.4 แสดงรูปแบบการสร้างสัญญาณ PWM บนฐานคลื่นพาห์ (The carrier-based PWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ที่ใช้ในการควบคุมโพลมอเตอร์หนึ่งเฟสตัวที่ 1 และตัวที่ 2 โดยสมมุติให้มีความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนอ้างอิง (หรือความถี่อ้างอิง) ของมอเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าต่างกันเป็น 2 เท่า เช่น ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนอ้างอิงของมอเตอร์ตัวที่ 1 ตั้งไว้เป็น 1,500 rpm (หรือคิดเป็นความถี่อ้างอิง 50Hz) ส่วนความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนอ้างอิงของมอเตอร์ตัวที่ 2 ตั้งไว้เป็น 750 rpm (หรือคิดเป็นความถี่อ้างอิง 25Hz) เป็นต้น ส่วนขนาดของค่าดัชนีการมอดูเลตของ M_{a1} และ M_{a2} จะกำหนดให้มีขนาดเป็น 1 p.u. และ 0.5 p.u. ตามลำดับ ซึ่งขนาดที่กำหนดขึ้นนั้นจะมีสัดส่วนเป็นไปตามหลักการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ (Volt per Hertz or V/f Control) ดังนั้นสัญญาณแรงดันอ้างอิง $v_{A,ref}^*, v_{B,ref}^*, v_{C,ref}^*, v_{D,ref}^*, v_{E,ref}^*$ ที่เกิดขึ้น จึงมีลักษณะสัญญาณเมื่อเทียบกับสัญญาณพาห์ (Carrier Frequency, f_c) แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 (ก) และนำไปสู่การสร้างสัญญาณสวิทช์ PWM ที่ทำให้เกิดแรงดันกึ่งเฟส (Phase Leg Voltage) v_{A0} ถึง v_{E0} แสดงดังรูปที่ 4.4 (ข) ถึง (ฉ) ส่วนรูปที่ 4.4 (ซ) ถึง (ญ) แสดงแรงดัน v_d และ v_q ที่ตกคร่อมขดลวดของโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชุดที่ 1 และ 2 ซึ่งจากรูปแบบที่กล่าวมาได้แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของความถี่ของแรงดันตกคร่อมขดลวดที่เกิดขึ้นบนมอเตอร์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 นั้นต่างกันเป็น 2 เท่าอย่างชัดเจน ตามค่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนอ้างอิง (หรือความถี่อ้างอิง) ที่ปรับตั้งไว้สำหรับมอเตอร์ทั้งสองตัวในตอนแรก

จากรูปแบบสัญญาณในรูปที่ 4.4 ได้นำมาแสดงการคำนวณฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณอ้างอิงทั้ง 5 กิ่ง ($v_{A,ref}^*, v_{B,ref}^*, v_{C,ref}^*, v_{D,ref}^*, v_{E,ref}^*$) และการตอบสนองของแรงดันอ้างอิงสำหรับขดลวดหลักและขดลวดช่วยของทั้งมอเตอร์ M1 และ M2 โดยมีขนาดแรงดันและความถี่ที่แตกต่างกันด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ คือ $M_{a1}=1, f_1=50 \text{ Hz}, M_{a2}=0.5, f_2=25 \text{ Hz}$ ซึ่งสัญญาณกึ่งเฟสที่คำนวณได้ทั้ง 5 สัญญาณแสดงเป็นกลุ่มสัญญาณกึ่งเฟสอ้างอิงสำหรับมอเตอร์ M1 และ M2 กลุ่มละ 3 สัญญาณ (โดยมีสัญญาณเฟสกึ่ง C เป็น สัญญาณร่วม) ได้ดังรูปที่ 4.5 (ก) และ (ข) ตามลำดับ และผลการคำนวณสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟสอ้างอิงของทั้งสองมอเตอร์ได้แสดงดังรูปที่ 4.5 (ค) และ (ง) ตามลำดับ ซึ่งจะพบว่า สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงดังกล่าวมีขนาดเป็นไปตามค่าดัชนีการมอดูเลตที่ตั้งไว้ และมีความถี่แตกต่างกันเป็นสัดส่วน 2 : 1 ตามที่คำนวณไว้

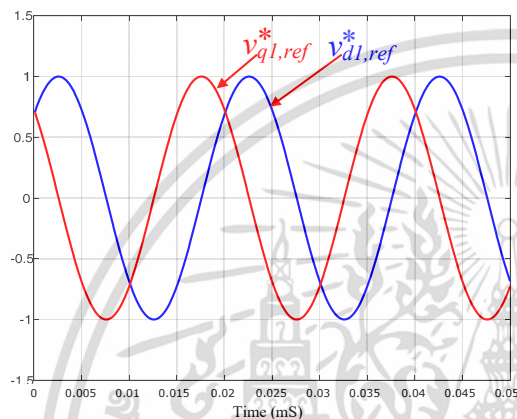
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



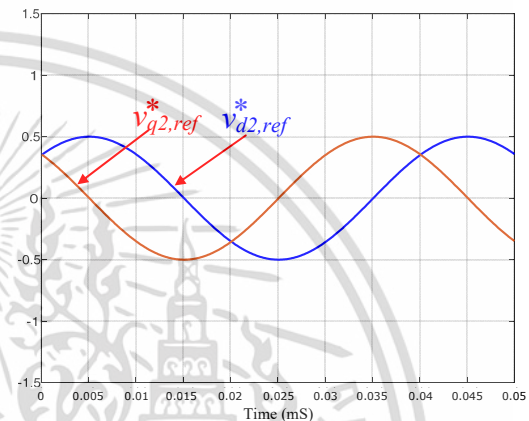
(ก) สัญญาณอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M1



(ข) สัญญาณอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M2



(ค) สัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 50Hz



(ง) สัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 25Hz

รูปที่ 4.5 การคำนวณสัญญาณกึ่งเฟสอ้างอิงและสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟสอ้างอิง

4.4 ฟังก์ชันการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่ง

ดังที่ทราบกันดีว่า เทคนิค SVPWM นี้เป็นเทคนิคที่เป็นที่นิยมในการใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในระบบขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กึ่ง และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการขับเคลื่อนทั้งมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มอเตอร์ซิงโครนัสสามเฟส มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส และอื่นๆ แต่อย่างไรก็ตาม จากการศึกษาวิจัยที่เกี่ยวข้องในกรณีอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งส่วนใหญ่จะใช้วิธี CBPWM เพราะสามารถสร้างสัญญาณอ้างอิงได้ง่าย รวดเร็ว แต่ยังไม่มีการวิจัยใดที่นำเทคนิค SVPWM มาใช้ในการวิเคราะห์กับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง โดยเฉพาะการนำไปใช้ในการจ่ายโหลดแบบสองเฟส ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัว

สำหรับเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ที่จะพัฒนาขึ้นเพื่อสร้างสัญญาณ SVPWM ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งนั้น โดยหลักการจะใช้เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบ 8 เซกเตอร์ จากหัวข้อ 3.4 ที่ปรับปรุงจำนวนเซกเตอร์จากเดิมที่มี 6 เซกเตอร์ โดยดัดแปลงใหม่เป็น 8 เซกเตอร์ เพื่อให้การจัดระเบียบการจัดลำดับการสวิตซ์ในแต่ละเซกเตอร์ในกรณีที่ขับมอเตอร์หนึ่งเฟส ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง ที่ความเร็วสนามเหล็กหมุน (หรือความถี่) ต่างกันจะสามารถทำได้ง่ายขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันอ้างอิงหรือฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating Function) ของแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงในแต่ละกึ่งเฟสในเซกเตอร์ต่างๆ ทั้ง 8 เซกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง ดังแสดงในตารางที่ 3.8 นั้น จะเป็นตารางที่นำมาสร้างเป็นฟังก์ชันการมอดูเลตใหม่ โดยค่าแรงดันที่ชั่ว v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} ของเดิมจะเปลี่ยนเป็นตัวแปรสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง จำนวน 2 ชุดใหม่เป็น $v_{a1.ref}^*, v_{b1.ref}^*, v_{c1.ref}^*$ คือ สัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้ง 3 กิ่งของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งชุดที่ 1 ตามลำดับ และ $v_{a2.ref}^*, v_{b2.ref}^*, v_{c2.ref}^*$ คือ สัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้ง 3 กิ่งของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งชุดที่ 2 ส่วนค่าดัชนีมอดูเลต M ของเดิม จะเปลี่ยนเป็น M_{a1} และ M_{a2} ซึ่งเป็นค่าดัชนีมอดูเลตสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง ชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ส่วนมุมการเคลื่อนที่ของแรงดันเอาต์พุต θ_0 ของเดิม ก็เปลี่ยนใหม่เป็น θ_1 และ θ_2 สำหรับมุมการเคลื่อนที่ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ จากนั้นจึงนำฟังก์ชันต่างๆ ไปสร้างเป็นฟังก์ชันการมอดูเลตใหม่สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ด้วยสมการดังนี้

$$v_A^* = \frac{v_{A0}}{V_{dc}} = \frac{v_{a1.ref}^* + v_{c2.ref}^*}{2} \quad (4.43)$$

$$v_B^* = \frac{v_{B0}}{V_{dc}} = \frac{v_{b1.ref}^* + v_{c2.ref}^*}{2} \quad (4.44)$$

$$v_C^* = \frac{v_{C0}}{V_{dc}} = \frac{v_{c1.ref}^* + v_{c2.ref}^*}{2} \quad (4.45)$$

$$v_D^* = \frac{v_{D0}}{V_{dc}} = \frac{v_{a2.ref}^* + v_{c1.ref}^*}{2} \quad (4.46)$$

$$v_E^* = \frac{v_{E0}}{V_{dc}} = \frac{v_{b2.ref}^* + v_{c1.ref}^*}{2} \quad (4.47)$$

โดยที่ $v_A^*, v_B^*, v_C^*, v_D^*, v_E^*$ คือสัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงทั้ง 5 กิ่ง

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งทั้ง 2 ชุด จะสามารถทำการปรับตั้งค่าดัชนีการมอดูเลตและความถี่มีค่าไม่เท่ากันได้ และอินเวอร์เตอร์จะทำการปรับโดยอาศัยหลักการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (Volt per Hertz Ratio Control) ในที่นี้กำหนดให้อินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ชุด ปรับตั้งต่างกันโดยมีสัดส่วนเป็น m เท่า แต่เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์ จึงกำหนดให้มีสัดส่วน $m = 2$ เท่า ทำให้ค่าดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของมอเตอร์ทั้งสองชุด มีค่าดังนี้

- ชุดที่หนึ่ง $M_{a1} = 1$ ที่ความถี่ $f_1 = 50 \text{ Hz}$

- ชุดที่สอง $M_{a2} = 0.5$ ที่ความถี่ $f_2 = 25 \text{ Hz}$ (หรือ $M_{a2} = \frac{M_{a1}}{m}$ และ $f_2 = \frac{f_1}{m}$ เมื่อ $m = 2$)

จากตารางที่ 3.8 ค่าแรงดันอ้างอิงที่ได้จากการปรับค่าที่อินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง 2 ชุด โดยมีค่าดัชนีการมอดูเลตและความถี่ที่ต่างกัน 2 เท่า จะทำให้ได้สัญญาณแรงดันอ้างอิงสำหรับส่งให้อินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ชุด แสดงดังรูปที่ 4.6 ซึ่งผลการจำลองที่ได้จะพบว่า สัญญาณแรงดันอ้างอิงของมอเตอร์ตัวที่ 1 ที่มีความถี่สูงกว่ามอเตอร์ตัวที่ 2 จะได้สัญญาณที่เปลี่ยนแปลงเร็วกว่าสัญญาณแรงดันอ้างอิงของมอเตอร์

ตัวที่ 2 เป็น 2 เท่า เอกสารนี้จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากได้แบ่งเซกเตอร์ใหม่เป็น 8 เซกเตอร์ เพื่อให้การจัดเรียงลำดับการสับสัญญาณสวิตช์เป็นระเบียบเรียบร้อย จึงจัดลำดับการเปลี่ยนเซกเตอร์ของมอเตอร์แต่ละชุดแสดงไว้ในตารางที่ 4.1 โดยจากการปรับค่าต่างกัน 2 เท่าดังที่กล่าวมา จึงสามารถจัดเป็นจำนวนเซกเตอร์สำหรับนำไปวิเคราะห์หาสมการแรงดันอ้างอิงสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งได้ประมาณ 16 รูปแบบ

ในที่นี้ขอยกตัวอย่างการสร้างสมการสัญญาณแรงดันอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง โดยสมมุติว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสตัวที่ 1 อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 โดยมีค่าดัชนีการมอดูเลตเป็น M_{a1} และมีค่ามุมของแรงดันอ้างอิงเอาต์พุตเป็น θ_1 ส่วนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสตัวที่ 2 อยู่ในเซกเตอร์ที่ 5 โดยมีค่าดัชนีการมอดูเลตเป็น M_{a2} มีค่ามุมของแรงดันอ้างอิงเอาต์พุต θ_2 ซึ่งจะเขียนเป็นสมการแรงดันอ้างอิงทั้ง 6 สัญญาณได้ดังนี้

$$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin(\theta_1) \right] \tag{4.48}$$

$$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) - \sin(\theta_1) \right] \tag{4.49}$$

$$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin(\theta_1) \right] \tag{4.50}$$

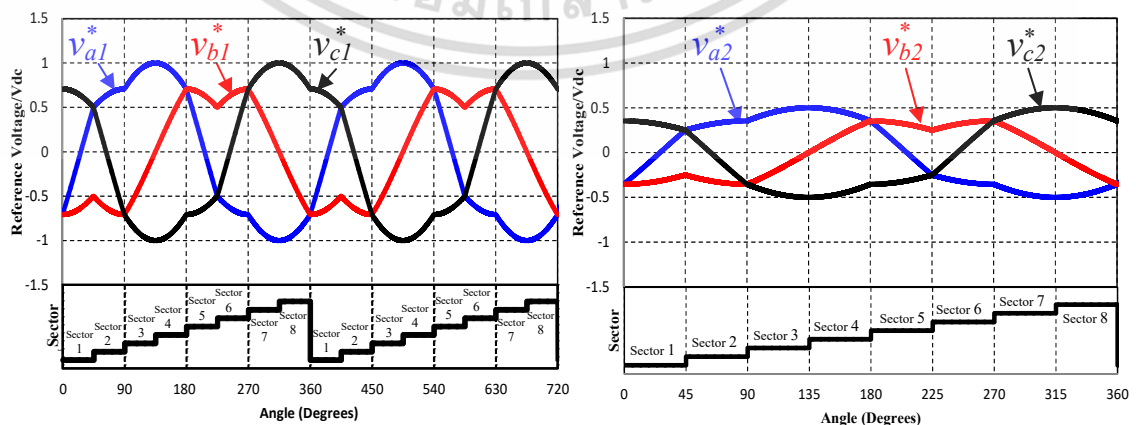
$$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right] \tag{4.51}$$

$$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right] \tag{4.52}$$

$$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sin(\pi - \theta_2) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right] \tag{4.53}$$

ตารางที่ 4.1 รูปแบบเซกเตอร์ของมอเตอร์แต่ละชุดที่เคลื่อนที่ไปด้วยความถี่ที่ต่างกันเป็น 2 เท่า

	Sector pattern for each motor															
$f_1 = 50\text{Hz}$	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8
$f_2 = 25\text{Hz}$	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	7	7	8	8
New Pattern	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16



(ก) มอเตอร์ตัวที่ 1 ตั้งค่าที่ $f_1 = 50\text{Hz}, M_{a1} = 1$ (ข) มอเตอร์ตัวที่ 2 ตั้งค่าที่ $f_1 = 25\text{Hz}, M_{a1} = 0.5$

รูปที่ 4.6 แรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยแบบ 8 เซกเตอร์ สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อให้นักศึกษาใช้เท่านั้น เมื่อผู้ใดได้เห็นเอกสารนี้แล้วไม่ควรนำค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นจึงนำสมการที่ (4.48) ถึง (4.53) ไปแทนในสมการที่ (4.43) ถึง (4.47) ฟังก์ชันการมอดูเลตใหม่สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ตำแหน่งเซกเตอร์ดังกล่าวมีดังนี้

$$\frac{v_A}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + 2\sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)] \quad (4.54)$$

$$\frac{v_B}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)] \quad (4.55)$$

$$\frac{v_C}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)] \quad (4.56)$$

$$\frac{v_D}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - 2\sin(\theta_2)] \quad (4.57)$$

$$\frac{v_E}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)] \quad (4.58)$$

ส่วนตารางที่ 4.2 เป็นตารางสมการสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ขั้วของกิ่งทั้ง 5 กิ่งที่เขียนในเซกเตอร์ต่างๆ ที่เหลือทั้งหมด โดยนำสมการแรงดันอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งในเซกเตอร์ต่างๆ ทั้ง 8 เซกเตอร์ จากในตารางที่ 3.8 มาเขียนเปรียบเทียบทั้ง 2 ชุดที่กำลังเคลื่อนที่อยู่ในเซกเตอร์ต่างๆ (ในตารางช่องที่เป็นสีฟ้าหรือเทา) พร้อมทั้งแสดงสมการของแรงดันอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่สร้างขึ้นใหม่ตามสมการที่ (4.43) - (4.47) (ในตารางช่องที่เป็นสีเขียว) ทั้งนี้ได้แสดงสมการแรงดันอ้างอิงแบบเดิมของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่งสำหรับมอเตอร์ 2 ตัว ให้เปรียบเทียบประกอบ (ในตารางช่องที่เป็นสีขาว) ซึ่งรูปแบบของสัญญาณต่างๆ ที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.7

ตารางที่ 4.2 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชันของแรงดันเอาต์พุตแบบสมมูลสำหรับทั้งหมด 8 เซกเตอร์

Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage of M1	Phase leg reference voltage of M2
Sector 1 $0 \leq \theta_1 \leq \frac{\pi}{4}$	Sector 1 $0 \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{4}$	$\frac{v_{a10}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{a20}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{b10}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) - \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{b20}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) - \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{c10}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{c20}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + 2\sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [-\cos(\theta_2) + 2\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2)]$	
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_1 \leq \frac{\pi}{2}$	Sector 1 $0 \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) - \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) - \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-2\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [-\cos(\theta_2) + 2\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-2\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-2\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันของแรงดันเอาต์พุต
แบบสมมูลสำหรับทั้งหมด 8 เซกเตอร์ (ต่อ)

Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage of M1	Phase leg reference voltage of M2
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_1 \leq \frac{3\pi}{4}$	Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_1\right) + 2 \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_1\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) - \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_1\right) - 2 \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_1 \leq \pi$	Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+2 \sin(\pi - \theta_1) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) - \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-2 \sin(\pi - \theta_1) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_2\right) + \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [-2\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
Sector 5 $\pi \leq \theta_1 \leq \frac{5\pi}{4}$	Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_2 \leq \frac{3\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sin(\pi - \theta_1) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_2\right) + 2 \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sin(\pi - \theta_1) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_2\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sin(\pi - \theta_1) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_2\right) - 2 \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - 2 \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [-\cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_1 \leq \frac{3\pi}{2}$	Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_2 \leq \frac{3\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_2\right) + 2 \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_2\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_2\right) - 2 \sin\left(\theta_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
		$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_1 \leq \frac{7\pi}{4}$	Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_2 \leq \pi$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+2 \sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-2 \sin(\pi - \theta_2) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{a0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันของแรงดันเอาต์พุต
แบบสมมูลสำหรับทั้งหมด 8 เซกเตอร์ (ต่อ)

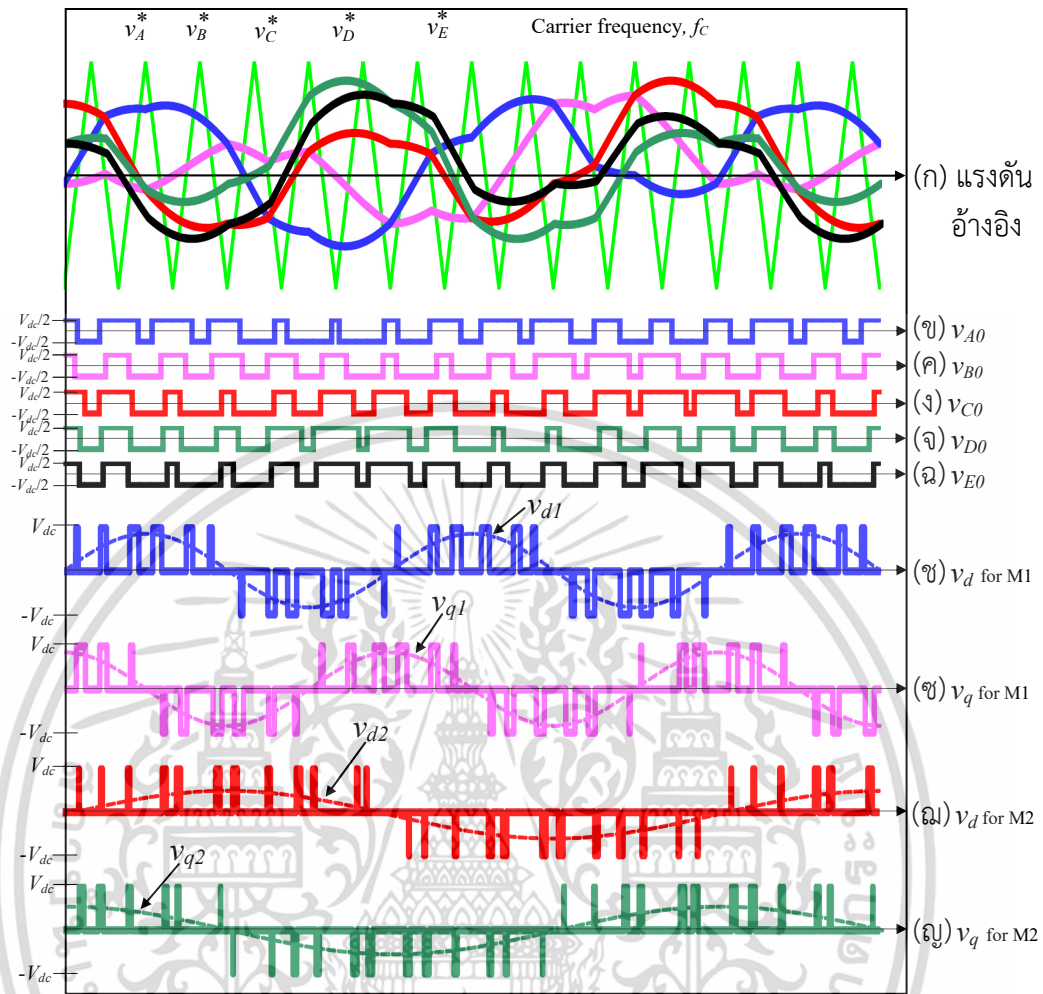
Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage of M1	Phase leg reference voltage of M2
Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_1 \leq 2\pi$	Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_2 \leq \pi$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_1\right) - 2 \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+2 \sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_1\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_1\right) + 2 \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-2 \sin(\pi - \theta_2) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	
Sector 1 $0 \leq \theta_1 \leq \frac{\pi}{4}$	Sector 5 $\pi \leq \theta_2 \leq \frac{5\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) - \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sin(\pi - \theta_2) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + 2 \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - 2 \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\cos(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_1 \leq \frac{\pi}{2}$	Sector 5 $\pi \leq \theta_2 \leq \frac{5\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) - \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sin(\pi - \theta_2) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_1\right) + \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sin(\pi - \theta_2) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [\sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-2 \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - 2 \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [\sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-2 \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [-2 \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\cos(\theta_2)]$	
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_1 \leq \frac{3\pi}{4}$	Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_2 \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_1\right) + 2 \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_1\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_1\right) - 2 \sin\left(\theta_1 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ 2 \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ 2 \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ 2 \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	
Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_1 \leq \pi$	Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_2 \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+2 \sin(\pi - \theta_1) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-2 \sin(\pi - \theta_1) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = +M_{a2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ 2 \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ 2 \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [\sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] + \frac{M_{a2}}{2} [+ 2 \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันของแรงดันเอาต์พุตแบบสมมูลสำหรับทั้งหมด 8 เซกเตอร์ (ต่อ)

Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage of M1	Phase leg reference voltage of M2
Sector 5 $\pi \leq \theta_1 \leq \frac{5\pi}{4}$	Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_2 \leq \frac{7\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sin(\pi - \theta_1) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sin(\pi - \theta_1) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sin(\pi - \theta_1) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - 2 \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	
Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_1 \leq \frac{3\pi}{2}$	Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_2 \leq \frac{7\pi}{4}$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = +M_{a1} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_2\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_2 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ 2 \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ 2 \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M_{a1}}{2} [+ 2 \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	
Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_1 \leq \frac{7\pi}{4}$	Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_2 \leq 2\pi$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_2\right) - 2 \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_2\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_1\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_1 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_2\right) + 2 \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	
Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_1 \leq 2\pi$	Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_2 \leq 2\pi$	$\frac{v_{a1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_1\right) - 2 \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{a2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_2\right) - 2 \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{b1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_1\right) \right]$	$\frac{v_{b2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_2\right) \right]$
		$\frac{v_{c1}}{V_{dc}} = -M_{a1} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_1\right) + 2 \sin(\theta_1) \right]$	$\frac{v_{c2}}{V_{dc}} = -M_{a2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_2\right) + 2 \sin(\theta_2) \right]$
		$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{d0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) - \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{b0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [+ \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	$\frac{v_{e0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [+ \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$
		$\frac{v_{c0}}{V_{dc}} = -\frac{M_{a1}}{2} [- \cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)] - \frac{M_{a2}}{2} [- \cos(\theta_2) + \sin(\theta_2)]$	

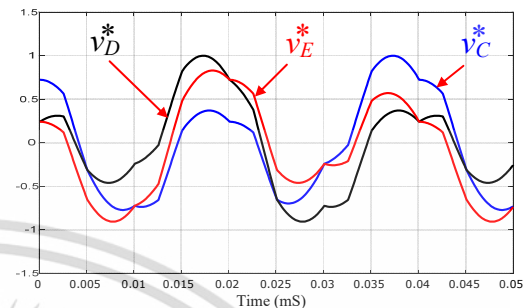
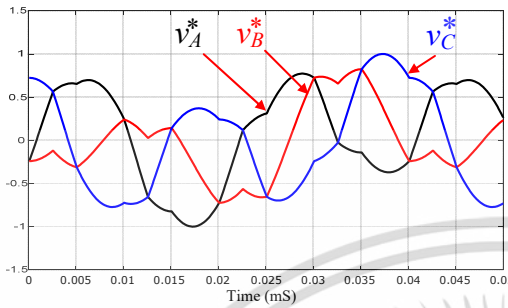
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 รูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ใช้เทคนิคเชิงสเปซเวกเตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง

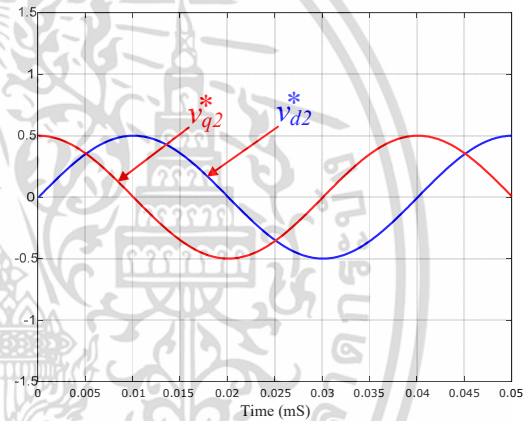
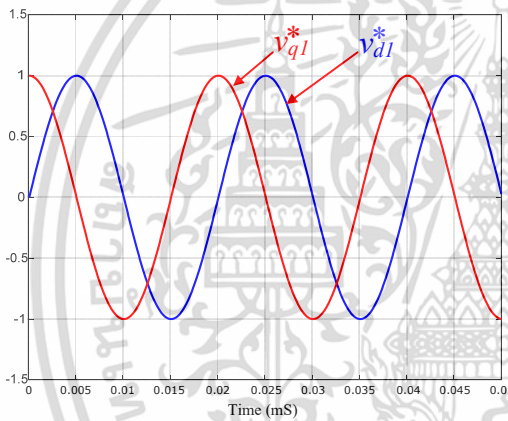
จากรูปแบบสัญญาณในรูปที่ 4.7 ได้นำมาแสดงการคำนวณฟังก์ชันการมอดูเลตของสัญญาณอ้างอิงทั้ง 5 กิ่ง (v_A^* , v_B^* , v_C^* , v_D^* , v_E^*) และการตอบสนองของแรงดันอ้างอิงสำหรับขดลวดหลักและขดลวดช่วยของทั้งมอเตอร์ M1 และ M2 โดยมีขนาดแรงดันและความถี่ที่แตกต่างกันด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ คือ $M_{a1}=1, f_1=50$ Hz, $M_{a2}=0.5, f_2=25$ Hz ซึ่งสัญญาณกึ่งเฟสที่คำนวณได้ทั้ง 5 สัญญาณแสดงเป็นกลุ่มสัญญาณกึ่งเฟสอ้างอิงสำหรับมอเตอร์ M1 และ M2 กลุ่มละ 3 สัญญาณ (โดยมีสัญญาณกึ่งเฟส C เป็นสัญญาณร่วม) ได้ดังรูปที่ 4.8 (ก) และ (ข) ตามลำดับ และผลการคำนวณสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟสอ้างอิงของทั้งสองมอเตอร์ได้แสดงดังรูปที่ 4.8 (ค) และ (ง) ตามลำดับ ซึ่งจะพบว่า สัญญาณแรงดันสองเฟสอ้างอิงดังกล่าวมีขนาดเป็นไปตามค่าดัชนีการมอดูเลตที่ตั้งไว้ และมีความถี่แตกต่างกันเป็นสัดส่วน 2 : 1 ตามที่คำนวณไว้

เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่คำนวณด้วยเทคนิค CBPWM ในรูปที่ 4.8 กับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่คำนวณด้วยฟังก์ชันการมอดูเลตที่สร้างขึ้น ดังในรูปที่ 4.5 แล้ว จะพบว่า สัญญาณที่ได้มีขนาดและความถี่เท่ากันทุกประการ แต่จะแตกต่างกันด้วยมุมเฟสที่เกิดขึ้นต่างกัน 45° เท่านั้น จึงสามารถยืนยันได้ว่าสัญญาณที่สร้างขึ้นจากฟังก์ชันการมอดูเลตมีค่าเท่ากัน



(ก) สัญญาณอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M1

(ข) สัญญาณอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M2



(ค) สัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 50Hz

(ง) สัญญาณแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่คำนวณสำหรับมอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 25Hz

$$(v_{d1}^* = v_A^* - v_B^*, v_{q1}^* = v_C^* - v_B^*)$$

$$(v_{d2}^* = v_D^* - v_E^*, v_{q2}^* = v_C^* - v_E^*)$$

รูปที่ 4.8 การคำนวณสัญญาณกึ่งเฟสอ้างอิงและสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟสอ้างอิง

บทที่ 5

การจำลองและการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง

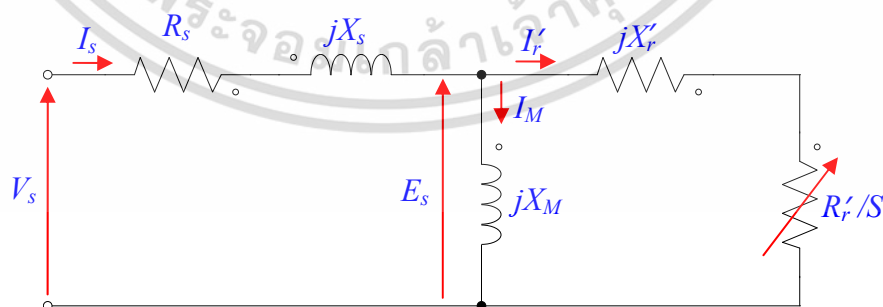
5.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการจำลองการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสจำนวน 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งในแบบวงรอบเปิด เพื่อดูพฤติกรรมต่างๆ จากนั้นจะทำการควบคุมความเร็วในแบบวงรอบปิด โดยจะแสดงหลักการควบคุมแบบสเกลลาร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง รวมถึงแนวทางการออกแบบตัวควบคุมความเร็วสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งนี้ โดยซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการจำลองทั้งหมดจะใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

5.2 หลักการควบคุมแบบสเกลลาร์

ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ ไม่ว่าจะเป็นมอเตอร์สามเฟส หรือมอเตอร์เฟสเดียวก็ตาม เทคนิคหนึ่งที่ย่างและนิยมนำมาใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์กันมาก ก็คือ การควบคุมแบบสเกลลาร์ (Scalar Control) โดยเฉพาะการควบคุมอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่คงที่ (Constant Voltage per Frequency Ratio, V/f) ซึ่งในหัวข้อนี้จะนำเสนอแนวทางการนำหลักการควบคุมนี้มาประยุกต์ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสองเฟสจำนวน 2 ตัว ซึ่งใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบคาปาซิเตอร์รัน (Single-Phase Capacitor-Run Induction Motor) มาปรับปรุงวงจรการต่อขดลวดใหม่ให้เป็นมอเตอร์แบบสองเฟส ด้วยการถอดคาปาซิเตอร์ออก และมีวงจรสมมูลของมอเตอร์แบบสมมาตร ดังรูปที่ 5.1

วงจรสมมูลของมอเตอร์แบบสมมาตร ดังรูปที่ 5.1 นั้น เมื่อพิจารณาตามหลักการควบคุมแบบ V/f แล้ว จะพบว่า สมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้



รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร

$$T_e = \frac{\frac{|V_s|^2}{\omega_1} \cdot \frac{R'_r}{S}}{\left(R_s + \frac{R'_r}{S}\right)^2 + (X_s + X'_r)^2} \quad (5.1)$$

โดยที่

V_s คือ แรงดันสเตเตอร์ที่อินพุต

E_s คือ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์

I_s คือ กระแสสเตเตอร์

I'_r คือ กระแสโรเตอร์ที่ถ่ายโอนมาที่ด้านสเตเตอร์แล้ว

I_M คือ กระแสที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็ก

R_s คือ ความต้านทานโรเตอร์

X_s คือ ค่ารีแอคแตนซ์สเตเตอร์

R'_r คือ ค่าความต้านทานโรเตอร์ที่ถ่ายโอนมาที่ด้านสเตเตอร์แล้ว

X'_r คือ ค่ารีแอคแตนซ์โรเตอร์ที่ถ่ายโอนมาที่ด้านสเตเตอร์แล้ว

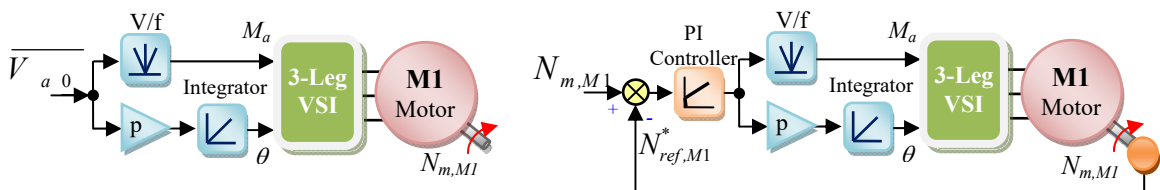
S คือ ค่าสลิป

ω_1 คือ ค่าความถี่ที่อินพุต

จากสมการที่ (5.1) จะเห็นได้ว่า ความสัมพันธ์ของความเร็วรอบและแรงบิดจะแปรผันตามสัดส่วนคงที่ของความถี่ที่ป้อนเข้ามาจากแหล่งจ่ายต่อเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ ถ้าหากกำหนดเงื่อนไขให้ $\frac{R'_r}{S} \gg R_s$ และ $\frac{R'_r}{S} \gg (X_s + X'_r)$ ดังนั้นสมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$T_e = \frac{|V_s|^2}{\omega_1^2} \cdot \frac{S\omega_1}{R'_r} \quad (5.2)$$

จากสมการที่ (5.2) ที่ได้ หากอัตราส่วนของ $|V_s|/f$ มีค่าคงที่แล้ว แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของสลิปและความถี่อินพุต ($T_e \propto S\omega_1$) ดังนั้น จึงถูกเรียกว่า การควบคุมความเร็วสลิป (Slip Speed) นั้นเอง และสำหรับการควบคุมด้วยหลักการ Constant V/f เมื่อพิจารณาการควบคุมเป็นวงรอบเปิดและแบบวงรอบปิด จะสามารถแสดงโครงสร้างระบบควบคุมได้ดังรูปที่ 5.2



(ก) กรณีควบคุมแบบวงรอบเปิด

(ข) กรณีควบคุมแบบวงรอบปิด

รูปที่ 5.2 ระบบควบคุมแบบสเกลลาร์ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความเร็วอ้างอิง (ในกรณีที่ควบคุมแบบวงรอบเปิด) หรือค่าความเร็วสลิป (ในกรณีที่ควบคุมแบบวงรอบปิด) จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับส่วนตารางเก็บรูปแบบของอัตราส่วน V/f เพื่อเลือกค่าตัวดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index, M_a) ซึ่งมีค่าตามสมการนี้

$$M_a = \frac{V_s}{f_s} \quad (5.3)$$

ค่าดัชนีการมอดูเลต M_a นั้นจะสัมพันธ์กับค่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ และมีค่าแปรผันอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1 และด้วยการใช้แรงดันแบบสมดุล (Balanced voltage) จึงทำให้ค่าแรงดันในขดลวดช่วยและขดลวดหลักจึงมีค่าความชันตามรูปแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่เหมือนกัน และในการคำนวณค่ามุมของส่วนสเตเตอร์ (Stator angle, θ_s) นั้น จะใช้ค่าคำสั่งความเร็ว N_{ref}^* ในการหาด้วยสมการ

$$\theta_s = \int \frac{p \cdot N_{ref}^* \cdot 2\pi}{60} dt + C \quad (5.4)$$

โดยที่

C คือค่าคงที่ (Constant) สำหรับใช้เป็นค่าเริ่มต้นของการอินทิเกรต
 p คือ จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก (Pole pairs)

ซึ่งหลังจากที่หาค่าดัชนีการมอดูเลต M_a และมุมของส่วนสเตเตอร์ θ_s เรียบร้อยแล้ว ก็จะส่งไปสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิงสำหรับกึ่งเฟส เพื่อให้อินเวอร์เตอร์สร้างแรงดันที่ขั้วเพื่อจ่ายให้โหลดต่อไป

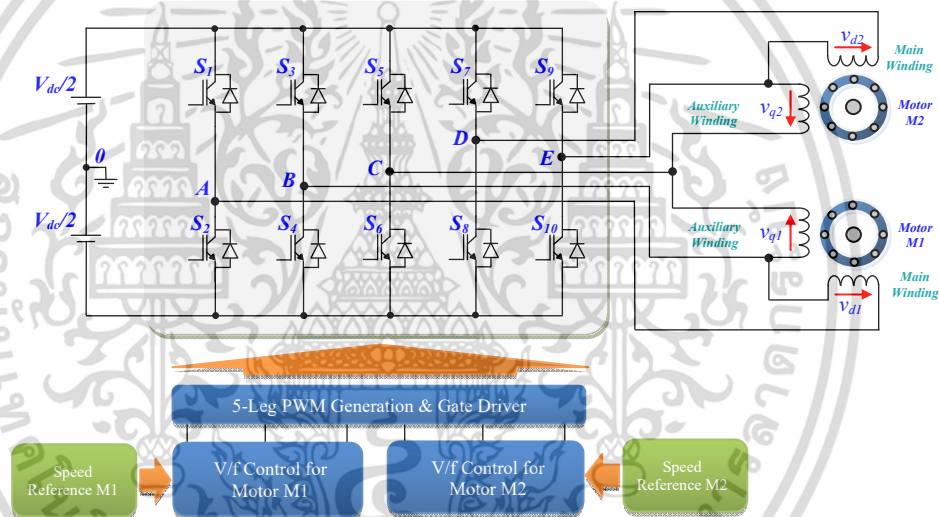
และสำหรับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำทั้งสองตัวที่นำมาใช้ในการจำลองในบทนี้ ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบไม่สมมาตรที่ใช้ในการจำลอง (Asymmetrical single-phase induction motor parameter)

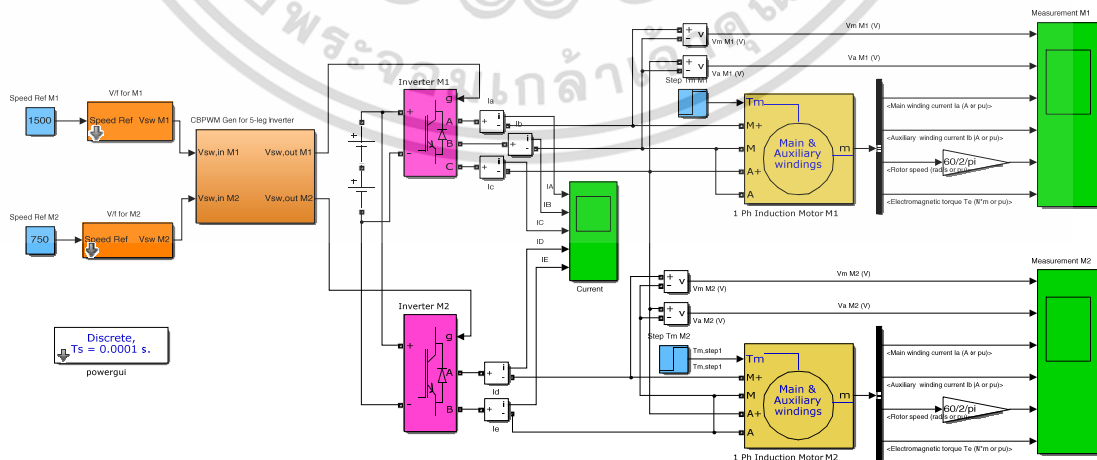
ค่าพารามิเตอร์	ความต้านทาน	ความเหนี่ยวนำ
1 ϕ , 370W, 220V, 1370rpm, 2.8A, 50Hz, 4 poles, $\alpha = 0.9627$		
ขดลวดหลักบนสเตเตอร์ (Stator Main Winding)	7.3 Ω	37.7618mH
ขดลวดช่วยบนสเตเตอร์ (Stator Auxiliary Winding)	21.3 Ω	32.43mH
ขดลวดโรเตอร์อ้างอิงบนขดลวดหลัก (Main Winding Rotor)	8.8533 Ω	37.7618mH
ความเหนี่ยวนำร่วมอ้างอิงบนขดลวดหลัก(Main Winding Mutual Inductance)	-	377.2363mH

5.3 การจำลองการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว

เป็นการจำลองการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งแบบวงรอบเปิดโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์ (CBPWM) ซึ่งจะไม่มีการใช้ตัวควบคุมแต่อย่างใด เพื่อดูคุณลักษณะการทำงาน โดยมีโครงสร้างและการต่อวงจรขดลวดมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัว เข้ากับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง แสดงดังรูปที่ 5.3 (ก) จากนั้นใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink สร้างโปรแกรมสำหรับจำลองระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทั้ง 2 ตัว โดยมีส่วนควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ซึ่งที่ เพื่อควบคุมค่าดัชนีการมอดูเลชันให้แปรผันตามความถี่ที่สั่งมอเตอร์หมุน แสดงดังรูปที่ 5.3 (ข) โดยเงื่อนไขในการจำลองกำหนดให้ใช้แรงดันบัสไฟตรง 310V ความถี่ของสัญญาณพาร์ที่ 1kHz มอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 ปรับความถี่ไว้ที่ 50Hz ทำให้ได้ค่าดัชนีการมอดูเลชันเป็น 1 p.u. ส่วนมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2 ได้ปรับความถี่ไว้ที่ 25Hz ทำให้ได้ค่าดัชนีการมอดูเลชันเป็น 0.5 p.u. มอเตอร์ทั้งสองตัว จะถูกป้อนโหลดทางกลขนาด 0.3 Nm เท่าๆ กัน ที่เวลา 3 วินาที



(ก) โครงสร้างและการต่อวงจรมอเตอร์ของระบบขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง

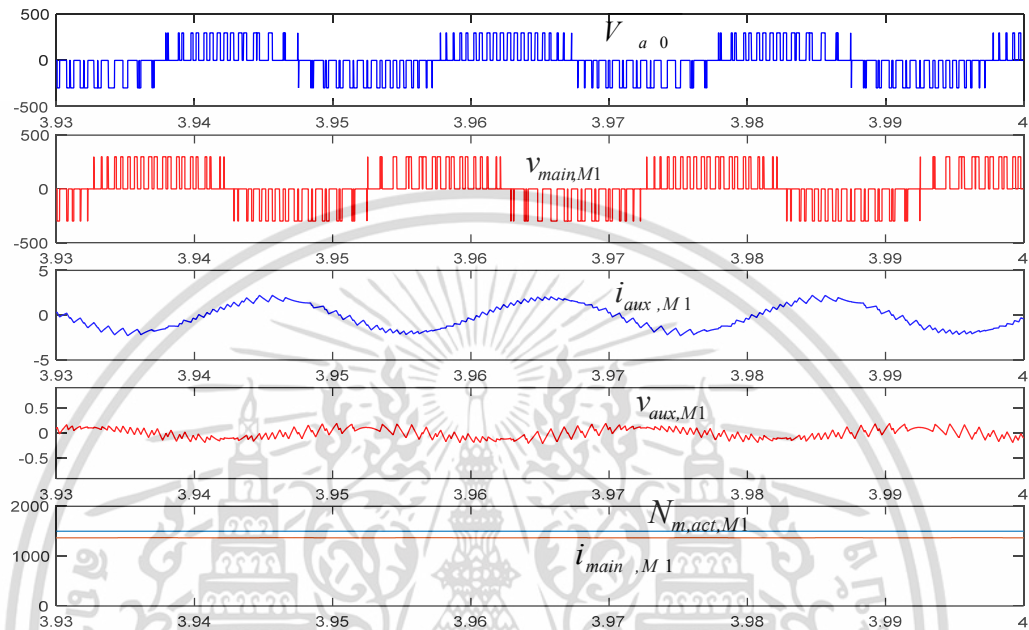


(ข) ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ในการทดสอบการขับเคลื่อนแบบวงรอบเปิด

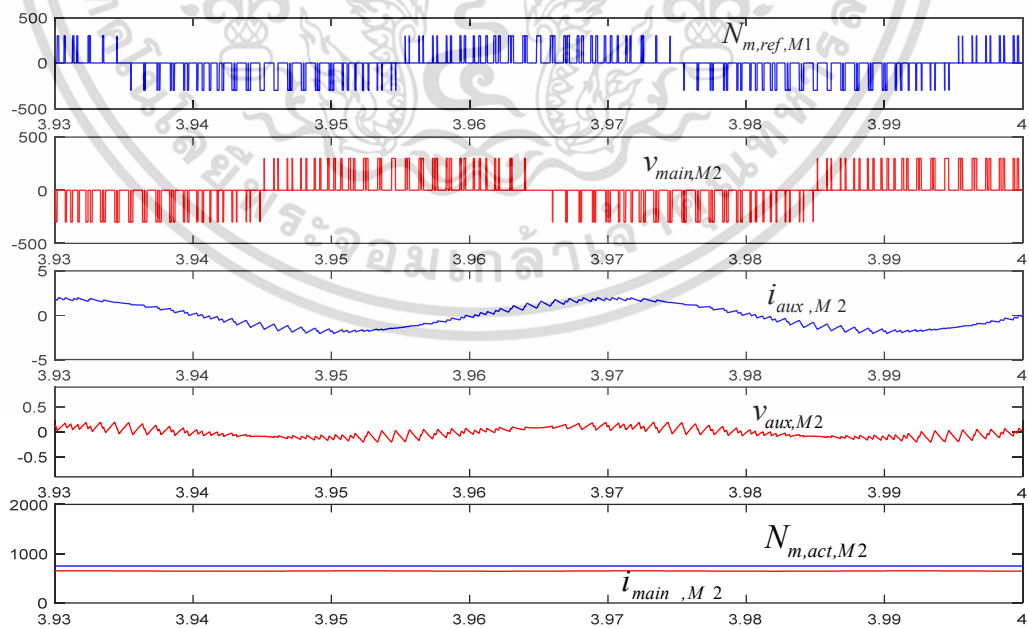
รูปที่ 5.3 ระบบควบคุมแบบสเกลาร์ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ซึ่งที่สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง

ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัวด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์ (CBPWM) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณในรูปที่ 5.4 และ รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสในขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส M1 และ M2 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า ระบบสามารถควบคุมมุมเลื่อนเฟสของแรงดันขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์แต่ละตัวให้ทำมุมห่างกัน 90° ได้ ส่วนในด้านผลของการควบคุมที่ความถี่แตกต่างกัน มอเตอร์ทั้งสองตัวก็สามารถมีค่าความถี่ที่ 50Hz และ 25Hz ได้ตามความถี่ที่ตั้งไว้



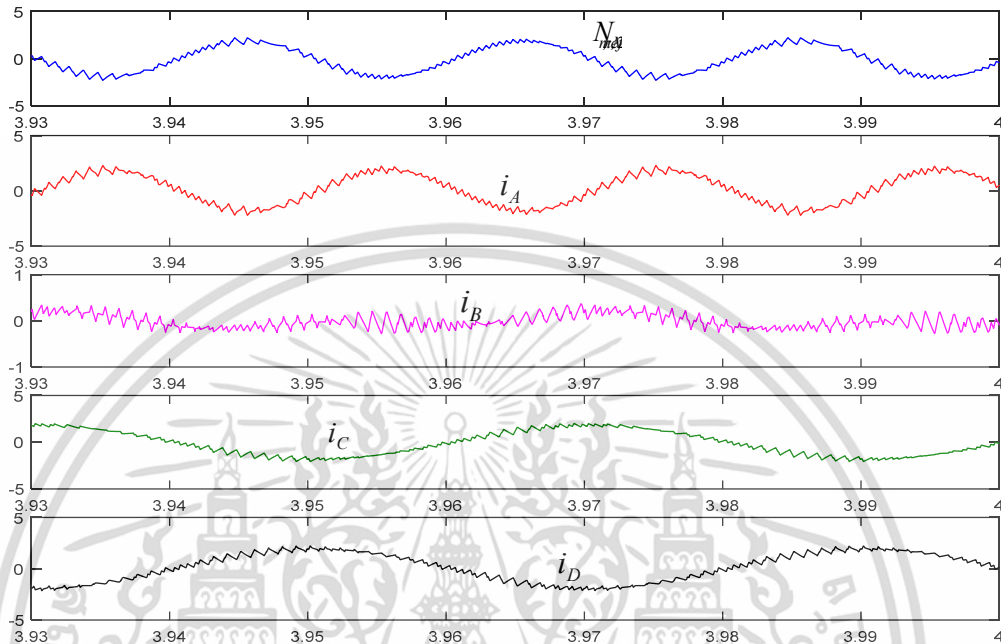
รูปที่ 5.4 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM



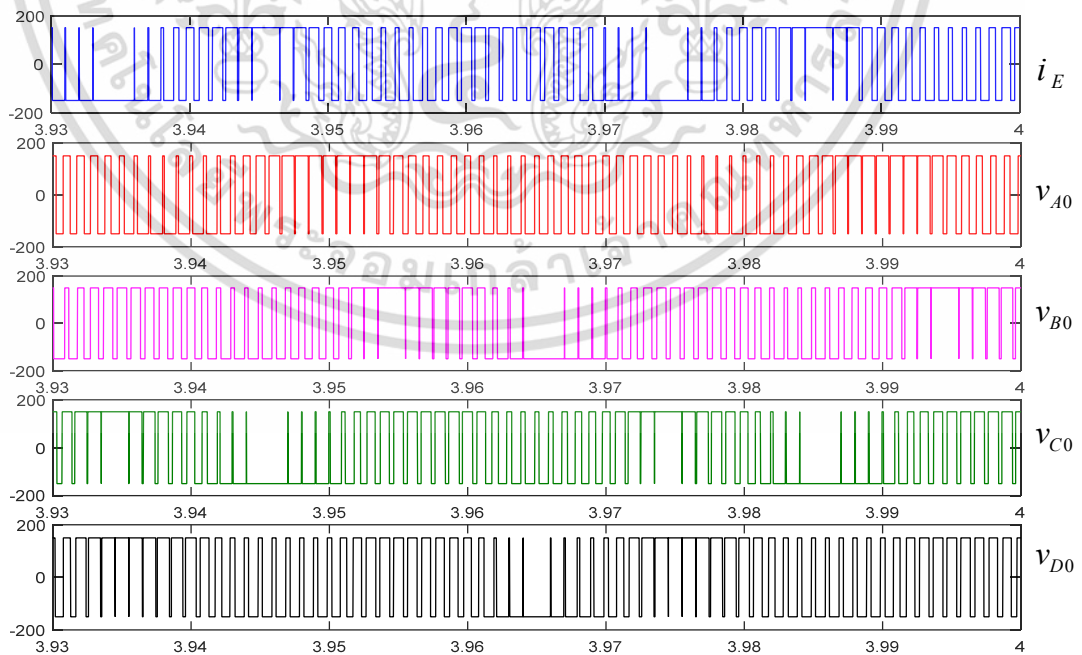
รูปที่ 5.5 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2 ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5.6 แสดงกระแสในแต่ละกิ่ง พบว่า กระแสในกิ่ง A, B, C และ D มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่มีความถี่ต่างกันตามที่ปรับตั้งไว้คือ 50 Hz และ 25 Hz แต่มีกระแสในกิ่ง C ที่มีรูปคลื่นไม่เหมือนรูปคลื่นไซน์ และมีการกระเพื่อมของกระแส ส่วนรูปที่ 5.7 แสดงแรงดันกิ่งเฟสที่ขั้วของทั้ง 5 กิ่ง ซึ่งจะมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันบัสไฟตรง ($V_{dc} = 310V$) และรูปที่ 5.8 แสดงแรงดันเอาต์พุตสองเฟสของแต่ละมอเตอร์

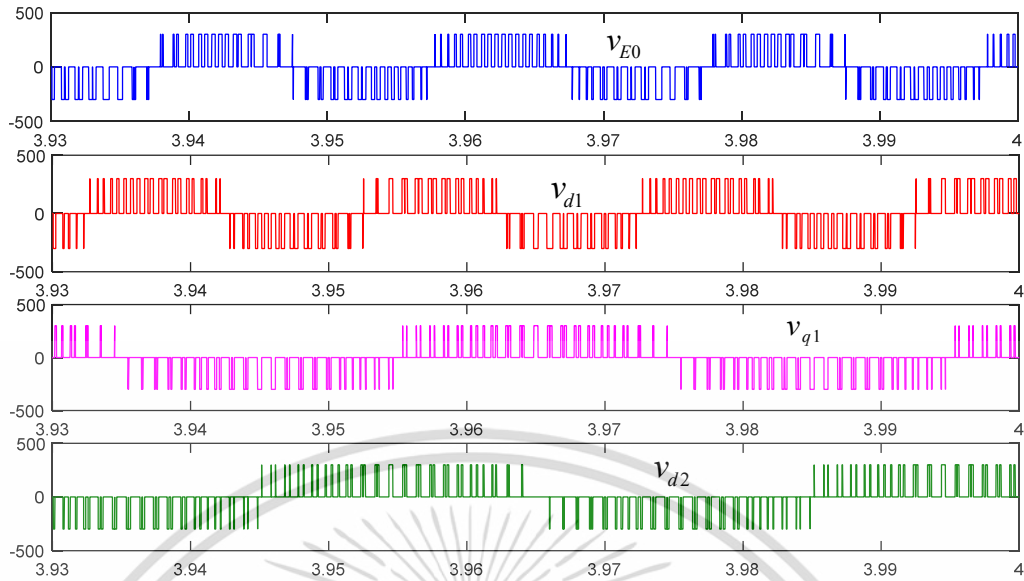


รูปที่ 5.6 สัญญาณกระแสกิ่งทั้ง 5 กิ่ง ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM



รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันกิ่งเฟสที่ขั้ว ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

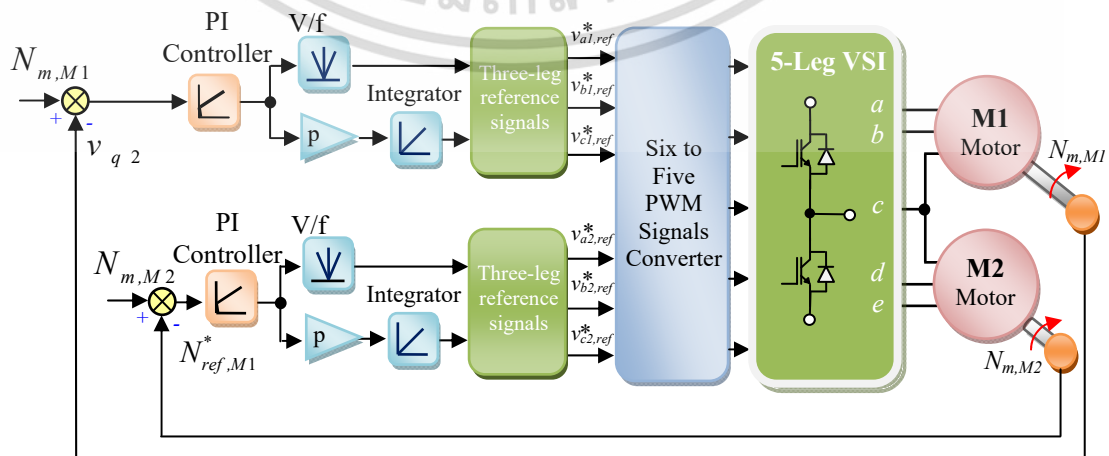


รูปที่ 5.8 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 และ M2 ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี CBPWM

5.4 การควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิดด้วยวิธีควบคุมปริมาณขนาดของอัตราส่วน V/f (Closed-loop speed V/f scalar control)

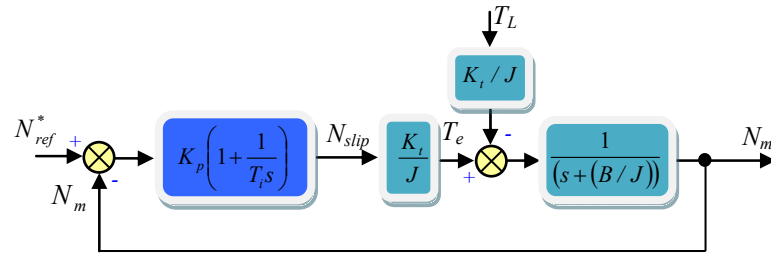
ในการวิเคราะห์สมรรถนะถึงคุณลักษณะของสัญญาณ SVPWM ที่นำเสนอในระบบขับเคลื่อนนั้น ได้เลือกตัวควบคุมปริมาณสเกลาร์ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบวงรอบปิด (Closed-loop V/f scalar controller) มาใช้ในระบบขับเคลื่อนนี้ เพราะมีความง่ายและไม่ซับซ้อนในการใช้งาน จึงเป็นที่นิยมนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง

รูปที่ 5.9 แสดงระบบควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แบบวงรอบปิดที่สร้างแรงดันที่ขั้ว v_{a0}, v_{b0} และ v_{c0} (Terminal voltage) ของมอเตอร์หนึ่งเฟสแต่ละตัว จากค่าคำสั่งความเร็ว (Command Speed, N_{ref}^*) ค่าผิดพลาดที่ได้จากผลต่างระหว่าง N_{ref}^* และ N_m จะถูกคูณด้วย อัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PI เพื่อหาค่าความเร็วสลิป N_{slip}



รูปที่ 5.9 ตัวควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิดด้วยวิธี V/f สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากพบการละเมิดลิขสิทธิ์ กรุณาแจ้งให้ทราบเพื่อดำเนินการตามขั้นตอนทางกฎหมายต่อไป



รูปที่ 5.10 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด

ค่าความเร็วสลลิปในแต่ละค่านั้นจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับส่วนตารางเก็บรูปแบบของอัตราส่วน V/f เพื่อเลือกค่าตัวดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index, M_a) ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (5.3) และคำนวณค่ามุมของส่วนสเตเตอร์ (Stator angle, θ_s) ด้วยสมการที่ (5.4) จากนั้นจึงนำไปคำนวณด้วยสมการที่ (4.28) ถึง (4.33) เพื่อคำนวณหาค่าแรงดันที่ขั้ว v_{ax}, v_{bx} และ v_{cx} (เมื่อ x คือ ค่า 1 และ 2 ของมอเตอร์ตัวที่ M1 และ M2 ตามลำดับ) จากนั้นใช้สมการที่ (4.34) ถึง (4.38) เพื่อรวมสัญญาณวัฏจักรงาน (Duty Cycle Signal) ของทั้ง 6 กิ่งเข้าด้วยกัน แล้วปรับลดจำนวนสัญญาณลงให้เหลือสัญญาณวัฏจักรงาน เพียง 5 สัญญาณก่อนที่จะส่งไปยังอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งต่อไป

สำหรับการหาค่าอัตราขยายของตัวควบคุมความเร็วแบบ PI มีหลักการออกแบบแสดงดังรูปที่ 5.10 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความเร็ว (V/f) อย่างง่าย ซึ่งปกติค่าแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น, T_e จะแปรผันโดยตรงกับความเร็วสลลิป, N_{slip} ดังสมการ

$$T_e = K_t N_{slip} \quad (5.5)$$

$$K_t = \frac{T_{rated}}{N_{slip,rated}} \quad (5.6)$$

เมื่อค่า K_t เป็นค่าคงที่ของแรงบิด, ค่า T_{rated} เป็นค่าแรงบิดมอเตอร์ขณะขับโหลดเต็มพิกัด และค่า $N_{slip,rated}$ เป็นค่าความเร็วสลลิปขณะขับโหลดที่พิกัด

จากรูปที่ 5.10 สมมติว่า ตัดค่าของสัมประสิทธิ์ของความหนืด (Coefficient of viscous, B) และค่าแรงบิดมอเตอร์ขณะขับโหลด (Load Torque, T_L) ออกไป เพราะค่าความหนืดนี้มีค่าน้อยกว่าค่าความเฉื่อย (Moment of Inertia, J) มากและมอเตอร์กำลังทำงานแบบไม่มีโหลด ดังนั้น ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบเปิด (Open-loop transfer function, H_{OL}) ที่รวมค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PI ไว้แล้ว สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$H_{OL}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \cdot \left(\frac{K_t}{J s}\right) = \frac{K_p K_t (1 + T_i s)}{(T_i s)(J s)} \quad (5.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (5.7) สามารถหาค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PI โดยค่าอัตราขยาย K_p และ T_i สามารถคำนวณได้ด้วยการกำหนดให้ขนาดและองค์ประกอบของเฟส (Phase Component) ของฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (5.7) เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

$$|H_{OL}(s)| = |H_{OL}(j\omega_c)| = 1 \quad (5.8)$$

$$\phi_M = 180^\circ + \tan^{-1}(\omega_c T_i) - 90^\circ - 90^\circ \quad (5.9)$$

ดังนั้น

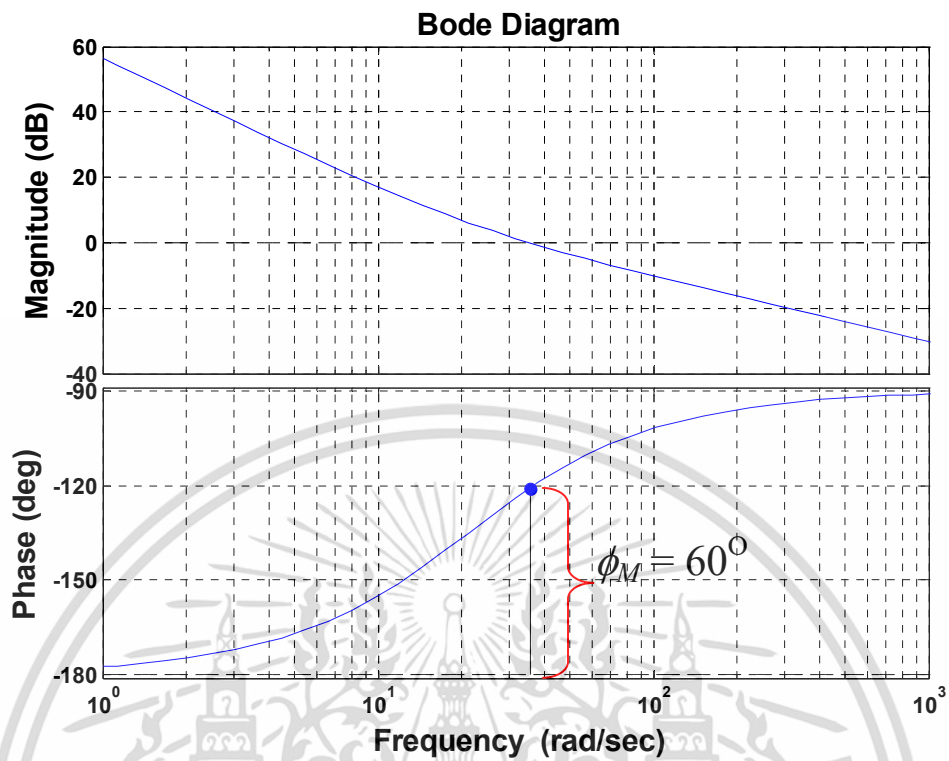
$$T_i = \frac{\tan \phi_M}{\omega_c} \quad (5.10)$$

เมื่อสมการที่ (5.8) ถูกแทนด้วยค่า $s = j\omega_c$ ดังนั้น ค่าอัตราขยาย K_p, K_i จึงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

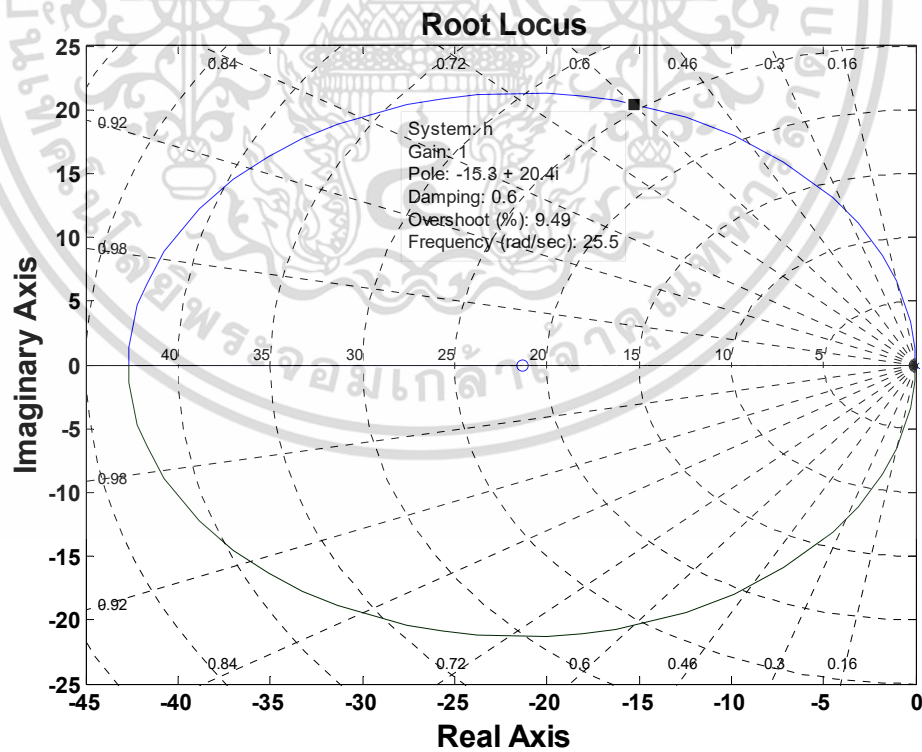
$$K_p = \frac{T_i J s^2}{K_i + K_i T_i s} = \frac{T_i J (j\omega_c)^2}{K_i \sqrt{1 + (T_i \omega_c)^2}} \quad (5.11)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (5.12)$$

จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบเปิดในสมการที่ (5.6) สามารถแสดงเป็นโพลพล็อตได้ดังรูปที่ 5.11 พิจารณาระบบควบคุมความเร็วจะเป็นส่วนวงรอบชั้นนอกสุด ดังนั้น ค่าความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency, ω_c) จึงไม่จำเป็นต้องเลือกค่าความถี่ไว้สูงมาก ซึ่งในบทความนี้เลือกไว้ที่ ความถี่ 36.9 rad/s. ซึ่งเป็นค่าที่เพียงพอสำหรับระบบนี้ หากมุมเฟส (Phase margin, θ) เลือกไว้ที่ 60° และค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่พิกัดที่คำนวณจากสมการที่ (5.5) แล้ว จะได้ค่าคงที่ของแรงบิด $K_t = 0.1963$ ซึ่งจะได้ค่าแรงบิดเป็น $T_i = 0.0469$ ดังนั้น เมื่อใช้สมการที่ (5.11) และ (5.12) ก็จะได้ค่าอัตราขยาย $K_p = 0.6632$ และ $K_i = 14.1293$ ตามลำดับ ซึ่งเสถียรภาพของระบบนี้สามารถวิเคราะห์ด้วยวิธีทางเดินราก (Root locus) ได้จากรูปที่ 5.12 โดยจะพบว่า โพลของระบบทั้งหมดจะวางตัวอยู่บนด้านซ้ายของระนาบ และผลจากการวิเคราะห์ด้วยวิธีทางเดินรากนั้น จะพบว่า ค่าแฟคเตอร์ของการหน่วง (Damping factor) จะมีค่าประมาณ 0.6 โดยมีค่าโอเวอร์ชูต (Overshoot) อยู่ที่ประมาณ 9.49 % ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ และมีค่าความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency, ω_n) ประมาณ 25.5 rad/s



รูปที่ 5.11 ผลการตอบสนองต่อความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบเปิด

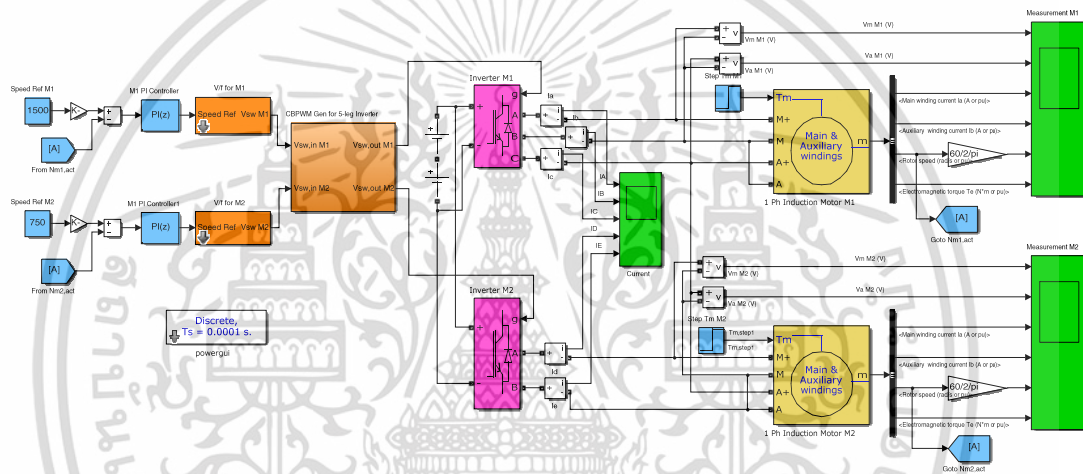


รูปที่ 5.12 ทางเดินรากของระบบควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 การจำลองการควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว

เป็นการจำลองการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งแบบวงรอบปิด ซึ่งมีการใช้ตัวควบคุมความเร็วแบบ PI ที่ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 5.4 โดยตั้งค่าสำหรับควบคุมมอเตอร์ทั้งสองตัวไว้ด้วยค่าอัตราขยาย K_p, K_i เหมือนกันเพื่อดูคุณลักษณะการทำงาน โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink สำหรับจำลองระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทั้ง 2 ตัว โดยมีส่วนควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ เพื่อควบคุมค่าดัชนีการมอดูเลชันให้แปรผันตามความถี่ที่สั่งมอเตอร์หมุน แสดงดังรูปที่ 5.13 โดยเงื่อนไขในการจำลองกำหนดให้ใช้แรงดันบัสไฟตรง 310V ความถี่ของสัญญาณพาร์ที่ 1kHz มอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 ปรับความถี่ไว้ที่ 50Hz ทำให้ได้ค่าดัชนีการมอดูเลชันเป็น 1 p.u. ส่วนมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2 ได้ปรับความถี่ไว้ที่ 25Hz ทำให้ได้ค่าดัชนีการมอดูเลชันเป็น 0.5 p.u. มอเตอร์ทั้งสองตัว จะถูกป้อนโหลดทางกลขนาด 0.3 Nm เท่าๆ กัน ที่เวลา 3 วินาที

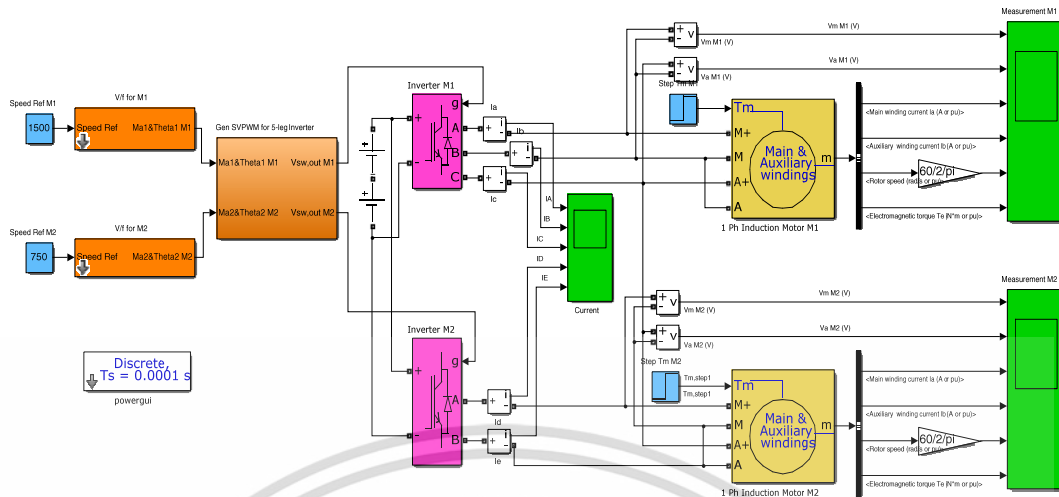


รูปที่ 5.13 ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ในการทดสอบการขับเคลื่อนแบบวงรอบปิดด้วยเทคนิค CBPWM

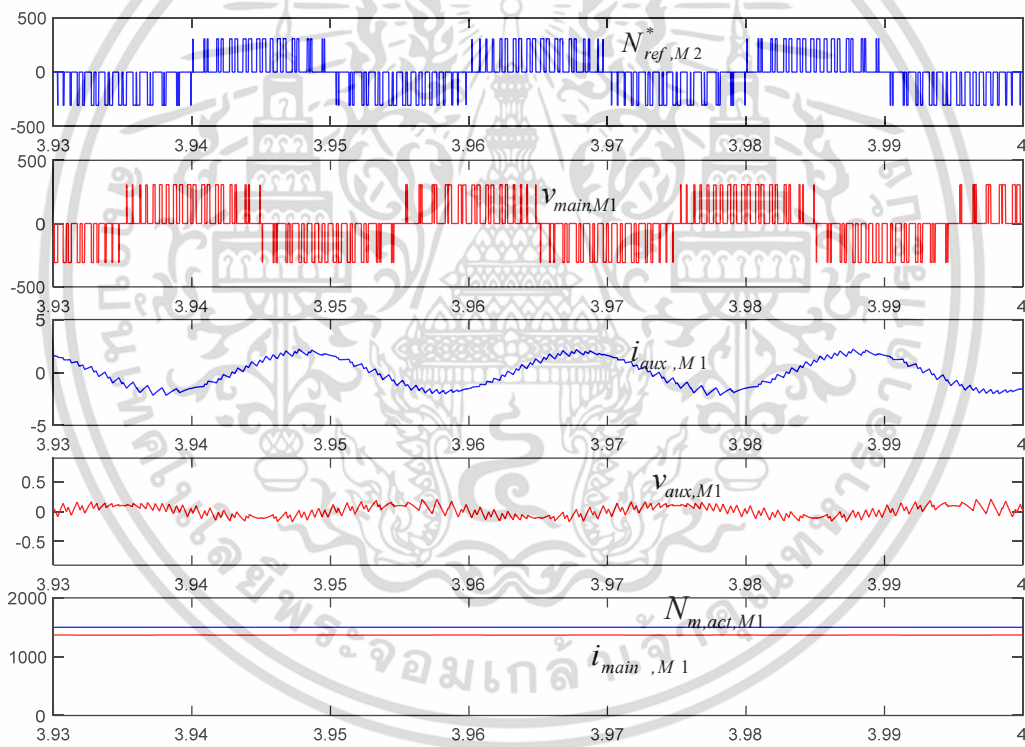
5.6 การจำลองการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบห้ากึ่งควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว

เป็นการจำลองการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งแบบวงรอบเปิดโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) ซึ่งจะไม่มีการใช้ตัวควบคุมแต่อย่างใด เพื่อดูคุณลักษณะการทำงาน โดยมีโครงสร้างและการต่อวงจรขดลวดมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัวเข้ากับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง แสดงดังรูปที่ 5.3 (ก) จากนั้นใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink สร้างโปรแกรมสำหรับจำลองระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทั้ง 2 ตัว โดยมีส่วนควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ เพื่อควบคุมค่าดัชนีการมอดูเลชันให้แปรผันตามความถี่ที่สั่งมอเตอร์หมุน แสดงดังรูปที่ 5.14 โดยเงื่อนไขในการจำลองกำหนดให้ใช้แรงดันบัสไฟตรง 310V ความถี่ของสัญญาณพาร์ที่ 1kHz มอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 ปรับความถี่ไว้ที่ 50Hz ทำให้ได้ค่าดัชนีการมอดูเลชันเป็น 1 p.u. ส่วนมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2 ได้ปรับความถี่ไว้ที่ 25Hz ทำให้ได้ค่าดัชนีการมอดูเลชันเป็น 0.5 p.u. มอเตอร์ทั้งสองตัว จะถูกป้อนโหลดทางกลขนาด 0.3 Nm เท่าๆ กัน ที่เวลา 3 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



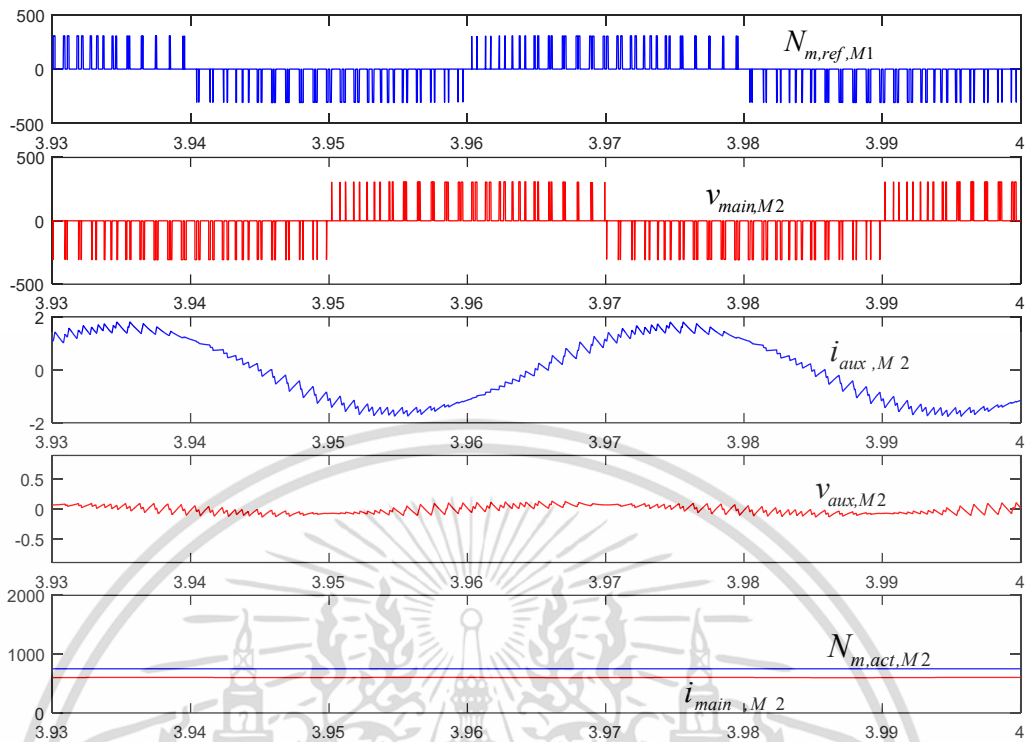
รูปที่ 5.14 ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ในการทดสอบการขับเคลื่อนแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิค SVPWM



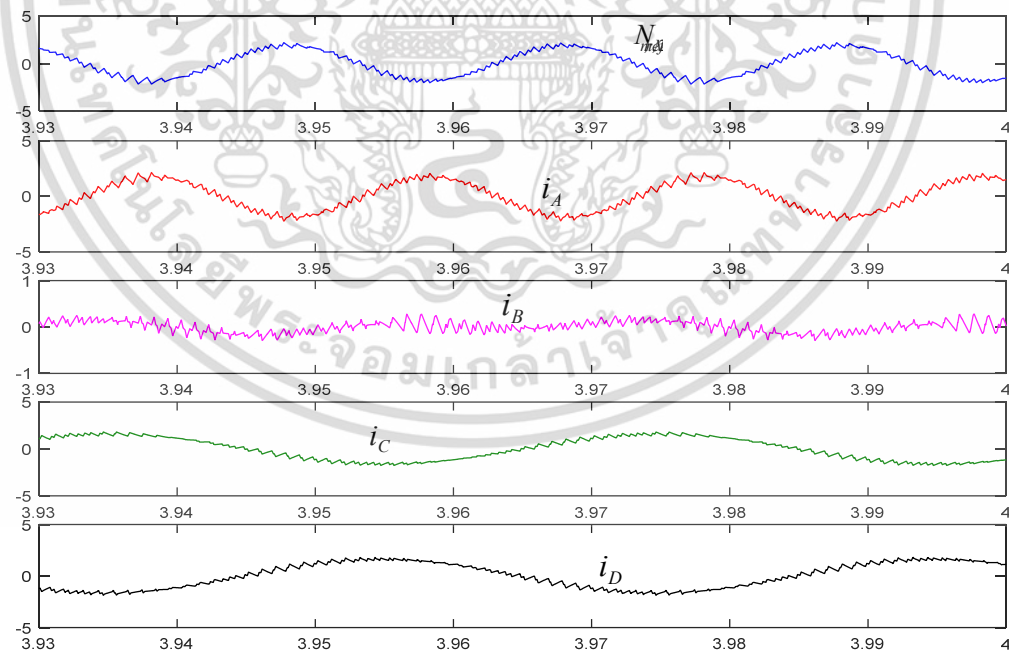
รูปที่ 5.15 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM

สัญญาณในรูปที่ 5.15 และ รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสในขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส M1 และ M2 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า ระบบสามารถควบคุมมุมเลื่อนเฟสของแรงดันขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์แต่ละตัวให้ทำมุมห่างกัน 90° ได้ ส่วนในด้านผลของการควบคุมที่ความถี่แตกต่างกัน มอเตอร์ทั้งสองตัวก็สามารถมีความถี่ที่ 50Hz และ 25Hz ได้ตามความถี่ที่ตั้งไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

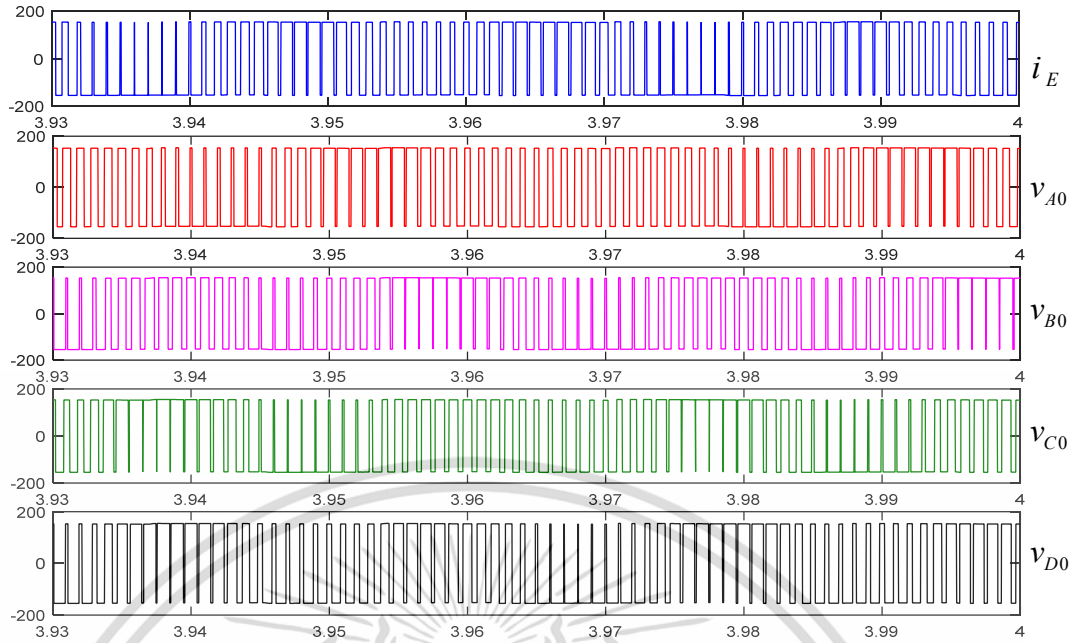


รูปที่ 5.16 สัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด และความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M2 ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM

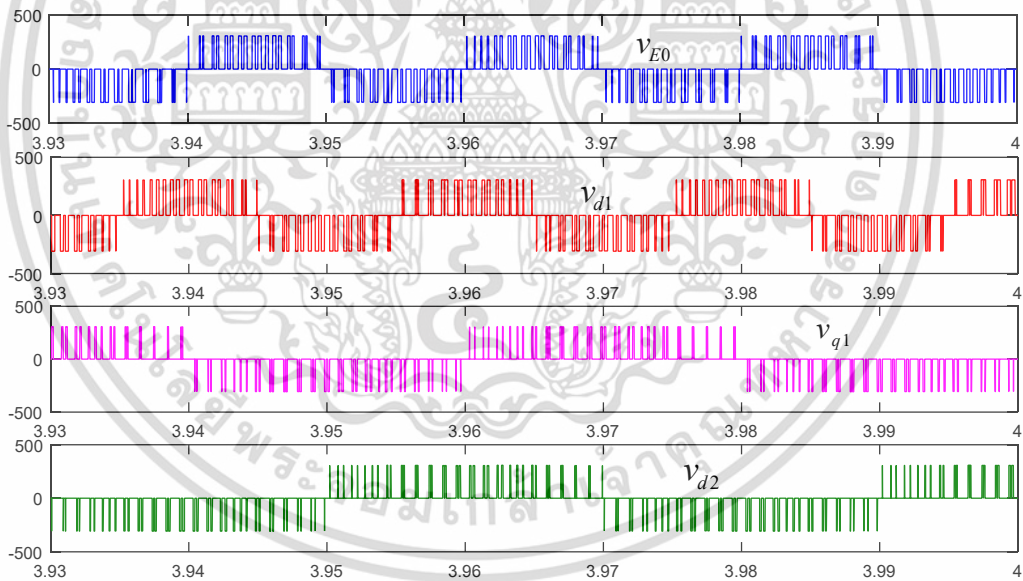


รูปที่ 5.17 สัญญาณกระแสกิ่งทั้ง 5 กิ่ง ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 สัญญาณแรงดันกึ่งเฟสที่ชั่ว ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง
ที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM



รูปที่ 5.19 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ M1 และ M2
ขณะขับโหลดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งที่ขับสัญญาณพัลส์ด้วยวิธี SVPWM

ในรูปที่ 5.6 แสดงกระแสในแต่ละกิ่ง พบว่า กระแสในกิ่ง A, B, C และ D มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่มีความถี่ต่างกันตามที่ปรับตั้งไว้คือ 50Hz และ 25 Hz แต่มีกระแสในกิ่ง C ที่มีรูปคลื่นไม่เหมือนรูปคลื่นไซน์ และมีการกระเพื่อมของกระแส ส่วนรูปที่ 5.18 แสดงแรงดันกึ่งเฟสที่ชั่วของทั้ง 5 กิ่ง ซึ่งจะมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันบัสไฟตรง ($V_{dc} = 310V$) และรูปที่ 5.19 แสดงแรงดันเอาต์พุตสองเฟสของแต่ละมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 2 ตัว ด้วยอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบห้ากึ่ง

6.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบจริงของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งในแบบวงรอบเปิด เพื่อดูพฤติกรรมต่างๆ จากนั้นจะทำการควบคุมความเร็วในแบบวงรอบปิด โดยจะแสดงหลักการควบคุมแบบสเกลลาร์ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวนสองตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง โดยจะใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เป็นซอฟต์แวร์หลักที่ใช้ในการสร้างระบบควบคุมแล้วแปลงเป็นโค้ดโปรแกรมสำหรับฝังลงในแผงควบคุม dSPACE เพื่อสร้างสัญญาณ SVPWM เพื่อสั่งการสับสัญญาณที่อินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่ง ที่สร้างขึ้น แล้วจ่ายเป็นแรงดันไปให้มอเตอร์ทั้งสองตัวต่อไป

6.2 ระบบที่ใช้ในการทดสอบ

รูปที่ 6.1 (ก) แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส จำนวน 2 ตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งที่นำเสนอที่สร้างขึ้น และใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ในการทดสอบทั้งการควบคุมแบบวงรอบเปิด (Open-loop Control) และการควบคุมแบบวงรอบปิด (Closed-loop Control) ด้วยวิธี V/f สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กึ่ง ที่ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัว รูปที่ 6.1 (ข) แสดงฮาร์ดแวร์จริงที่ใช้ในการสร้างระบบควบคุมที่นำเสนอ

สำหรับการทำงานของระบบที่สร้างขึ้นนี้ จะมีส่วนประมวลผลสัญญาณทางดิจิทัล (Digital Signal Processing, DSP) ที่ทำหน้าที่ในการคำนวณหาค่าเหมาะสมทั้งหมดในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัว แล้วสร้างเป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิงและสัญญาณ SVPWM ออกมา ซึ่งเลือกใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณทางดิจิทัลของยี่ห้อ dSPACE รุ่น DS1104 ซึ่งใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ เป็นไอซีเบอร์ TMS320F240 ทั้งนี้ส่วนติดต่อกับแผงควบคุม dSPACE กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กึ่งนั้น จะทำการควบคุมและแสดงผลสัญญาณต่างๆ ของระบบโดยผ่านหน้าจอบอร์ดคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม Control Desk ดังรูปที่ 6.2 โดยมีส่วนต่างๆ ดังนี้

ส่วนที่ 1 ใช้ปรับตั้งค่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ของมอเตอร์ M1 และ M2

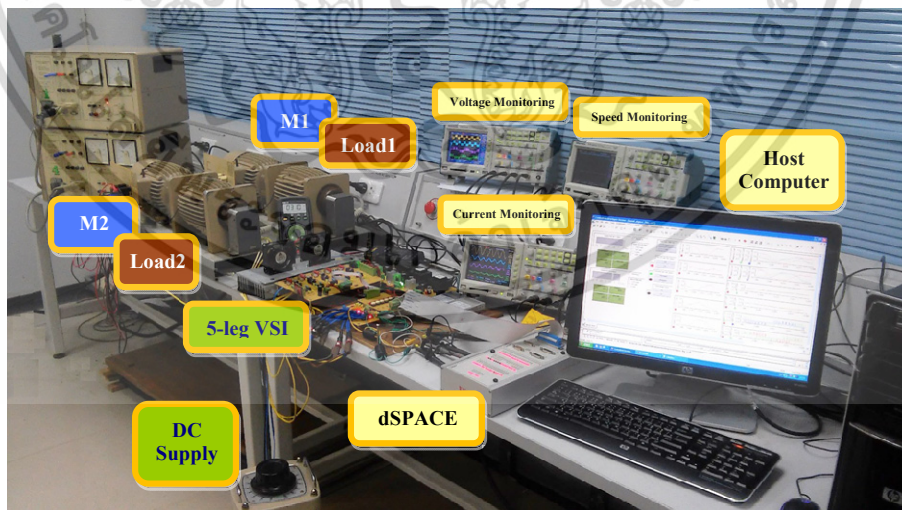
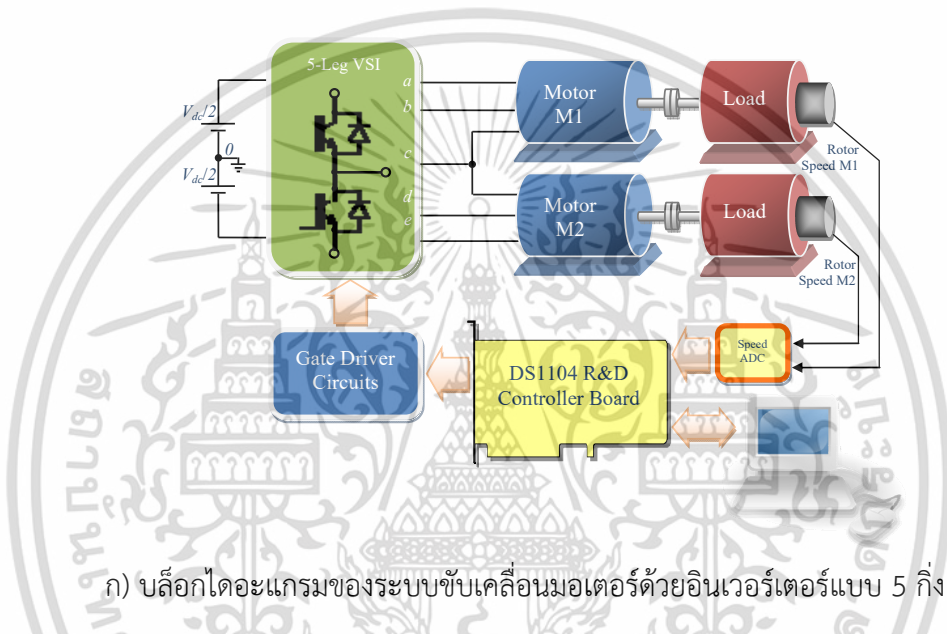
ส่วนที่ 2 เป็นปุ่มควบคุมต่างๆ สำหรับใช้ทดสอบสมรรถนะต่างของมอเตอร์ เช่น สั่งหยุดพร้อมๆ กัน หรือ สั่งเริ่มสตาร์ทพร้อมๆ กัน หรือสั่งกลับทางหมุนพร้อมๆ กัน เป็นต้น

ส่วนที่ 3 เป็นส่วนแสดงสัญญาณแรงดันอ้างอิงของกึ่งเฟสทั้ง 5 สัญญาณก่อนนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห์ เพื่อสร้างสัญญาณ PWM

ส่วนที่ 4 แสดงกลุ่มสัญญาณ 4 กลุ่ม โดย 2 กลุ่มบน กลุ่มแรกจะเป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิงของเฟลกึ่งของกึ่ง A, B และ C และกลุ่มที่สอง จะเป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิงของเฟลกึ่ง ของกึ่ง C, D และ E

ส่วนอีก 2 กลุ่มล่าง จะเป็นกลุ่มสัญญาณแรงดันอ้างอิงแบบ 2 เฟสบนแกน dq สำหรับมอเตอร์ M1 และ M2 ตามลำดับ

ในส่วนของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแต่ละตัวจะมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงดังตารางที่ 6.1 โดยมอเตอร์ตัวเดิมจะเป็นมอเตอร์หนึ่งเฟสแบบคาปาซิเตอร์รัน แต่ทำการถอดคาปาซิเตอร์ออกแล้วนำมาต่อวงจรขดลวดใหม่ให้เป็นมอเตอร์สองเฟส แบบไม่สมมาตร ส่วนในการทดสอบด้านสมรรถนะในการขับโหลดให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ทั้ง 2 ตัว จะมีโหลดทางกล 2 ตัว คือ โหลด 1 และ โหลด 2 ซึ่งเป็นเครื่องทดสอบประสิทธิภาพมอเตอร์ที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นตัวสร้างแรงบิด โหลดทางกล นอกจากนี้ ค่าความถี่ของการสวิตซ์ในการทดสอบ, f_c ตั้งไว้ที่ความถี่ 1 kHz และมีแรงดันในบัสไฟตรงขนาด 310 V



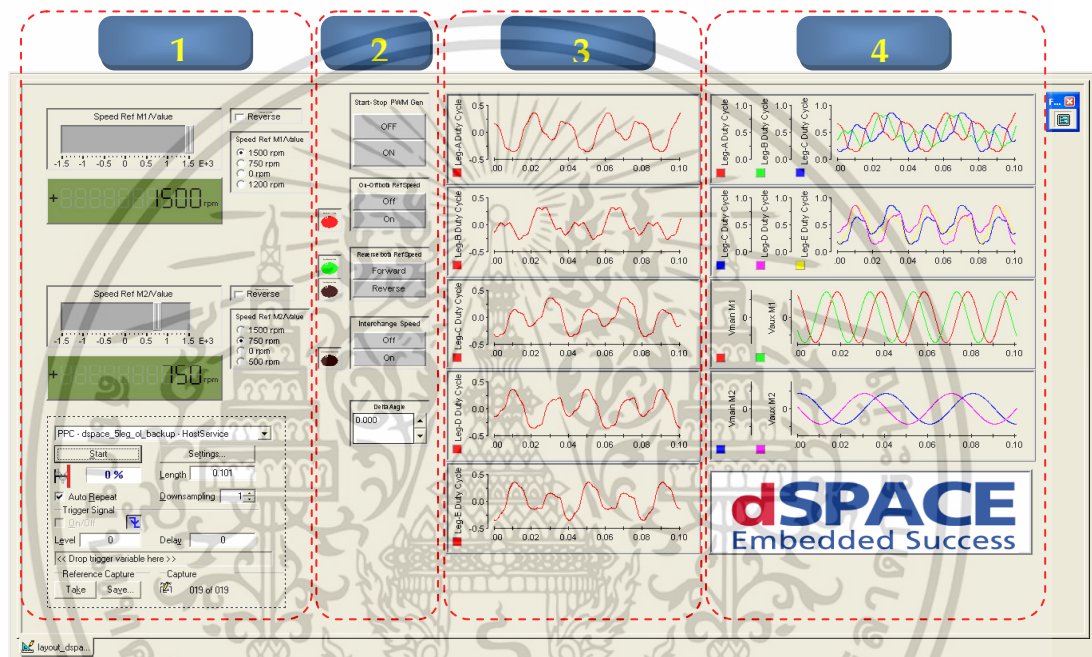
ข) ฮาร์ดแวร์จริงของระบบที่นำเสนอ

รูปที่ 6.1 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กิ่งที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบไม่สมมาตรที่ใช้ในการทดสอบ (Asymmetrical single-phase induction motor parameter)

ค่าพารามิเตอร์	ความต้านทาน	ความเหนี่ยวนำ
1 ϕ , 370W, 220V, 1370rpm, 2.8A, 50Hz, 4 poles, $\alpha = 0.9627$		
ขดลวดหลักบนสเตเตอร์ (Stator Main Winding)	7.3 Ω	37.7618mH
ขดลวดช่วยบนสเตเตอร์ (Stator Auxiliary Winding)	21.3 Ω	32.43mH
ขดลวดโรเตอร์อ้างอิงบนขดลวดหลัก (Main Winding Rotor)	8.8533 Ω	37.7618mH
ความเหนี่ยวนำร่วมอ้างอิงบนขดลวดหลัก (Main Winding Mutual Inductance)	-	377.2363mH

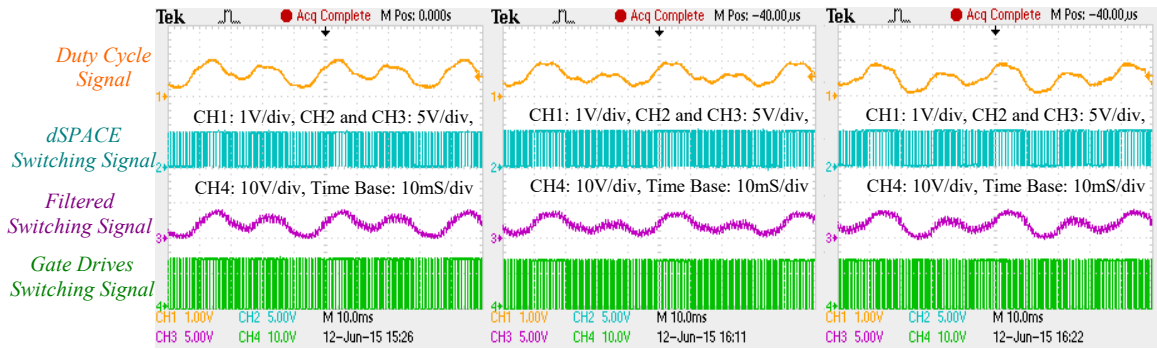


รูปที่ 6.2 หน้าจอคอมพิวเตอร์ของส่วน Control Desk สำหรับติดต่อกับแผงควบคุม dSPACE และระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 5 กิ่งที่สร้างขึ้น

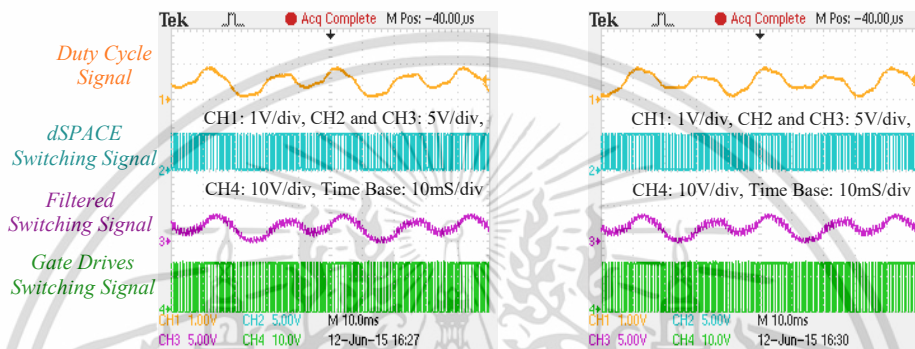
6.3 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงสมรรถนะของระบบควบคุมแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาร์ (CBPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ซึ่งยังไม่ได้นำเสนอสัญญาณความเร็วที่เพลาจริงของแต่ละมอเตอร์มาใช้ โดยบล็อกโคแอดเจอร์และซอฟต์แวร์ของระบบที่ใช้ทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.3 ซึ่งมีการปรับตั้งค่าความเร็วอ้างอิงของมอเตอร์ตัวที่ 1 (หรือ M1) ไว้ที่ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนเป็น 1,500 rpm (หรือคิดเป็นความถี่ของอินเวอร์เตอร์คือ 50 Hz) ในขณะเดียวกัน ค่าความเร็วอ้างอิงของมอเตอร์ตัวที่ 2 (หรือ M2) ก็ถูกตั้งค่าไว้ที่ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน เป็น 750 rpm (หรือคิดเป็นความถี่ของอินเวอร์เตอร์คือ 25 Hz) เช่นกัน ทำให้ได้ค่าสัญญาณแรงดันอ้างอิง (Reference Signal) หรือสัญญาณวัฏจักรงาน (Duty Cycle Signal) ของแต่ละกิ่งเฟสที่สร้างจาก dSPACE ได้ดังรูปที่ 6.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณของกึ่งเฟส A (ข) สัญญาณของกึ่งเฟส B (ค) สัญญาณของกึ่งเฟส C



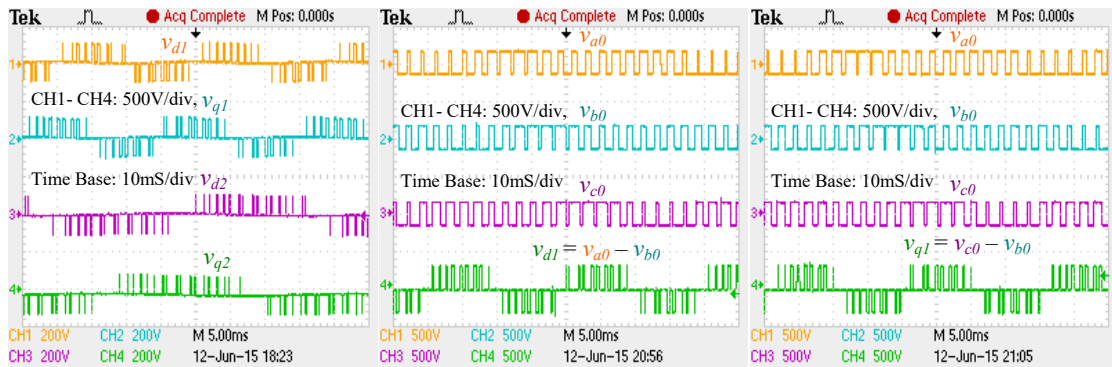
(ง) สัญญาณของกึ่งเฟส D (จ) สัญญาณของกึ่งเฟส E

รูปที่ 6.5 เปรียบเทียบสัญญาณวัฏจักรงาน, สัญญาณสวิตช์ สัญญาณสวิตช์ที่กรองสัญญาณแล้ว และสัญญาณขับเคลื่อนของสัญญาณทั้ง 5 สัญญาณ

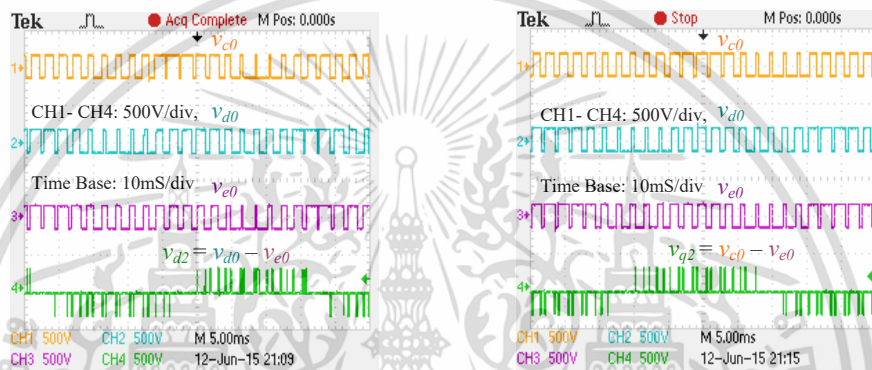
รูปที่ 6.4 (ก) แสดงกลุ่มสัญญาณวัฏจักรงานของสัญญาณ D_A , D_B และ D_C ซึ่งใช้ในการควบคุมมอเตอร์ M1 ส่วนรูปที่ 6.4 (ข) แสดงกลุ่มสัญญาณวัฏจักรงานของสัญญาณ D_C , D_D และ D_E ซึ่งใช้ในการควบคุมมอเตอร์ M2 สังเกตว่าการเปลี่ยนแปลงของกลุ่มสัญญาณทั้ง 2 กลุ่ม จะมีรูปแบบที่แตกต่างกัน โดยจะสังเกตได้ว่า จะมีผลของความถี่ของทั้งสองมอเตอร์รวมอยู่ในสัญญาณวัฏจักรงานทั้งหมด ตัวอย่างเช่น กลุ่มสัญญาณวัฏจักรงาน D_A , D_B และ D_C สำหรับมอเตอร์ M1 ซึ่งความถี่ที่ปรับตั้งไว้คือ 50Hz หรือเป็นคาบเวลาประมาณ 20ms แต่ภาพรวมของยอดคลื่นสูงสุดทั้ง 3 สัญญาณในรูปที่ 6.4 (ก) จะเปลี่ยนแปลงขึ้นลงเป็นรายคาบที่เกิดซ้ำกันที่คาบเวลาประมาณ 40ms หรือคิดเป็นความถี่ที่ 25Hz นั่นเอง ในขณะที่กลุ่มสัญญาณวัฏจักรงาน D_C , D_D และ D_E สำหรับมอเตอร์ M2 ที่ปรับตั้งความถี่ไว้คือ 25Hz หรือเป็นคาบเวลาประมาณ 40ms แต่ภาพรวมของยอดคลื่นสูงสุดทั้ง 3 สัญญาณในรูปที่ 6.4 (ข) จะเปลี่ยนแปลงขึ้นลงเป็นรายคาบที่เกิดซ้ำกันที่คาบเวลาประมาณ 20ms หรือคิดเป็นความถี่ที่ 50Hz

รูปที่ 6.5 (ก) ถึง (จ) แสดงสัญญาณเปรียบเทียบให้เห็นพร้อมกัน 4 ช่อง ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบถึงความถูกต้องระหว่างสัญญาณวัฏจักรงานที่สร้างขึ้นจากส่วนประมวลผลสัญญาณ dSPACE กับสัญญาณวัฏจักรงานจากฮาร์ดแวร์จริงของแต่ละกึ่ง โดยเริ่มจากรูปคลื่นช่องที่ 1 (เส้นสีส้ม) จะเป็นสัญญาณวัฏจักรงาน (Duty Cycle Signal) ที่ส่วนประมวลผลสัญญาณ dSPACE สร้างขึ้นมา โดยวัดจากพอร์ต DAC ก่อนจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพารามิเตอร์รูปสามเหลี่ยม (Triangular Carrier Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แรงดันที่ขดลวดทั้งหมด (ข) แรงดันที่ขดลวดหลัก (ค) แรงดันที่ขดลวดช่วย
ของมอเตอร์ M1 ของมอเตอร์ M1

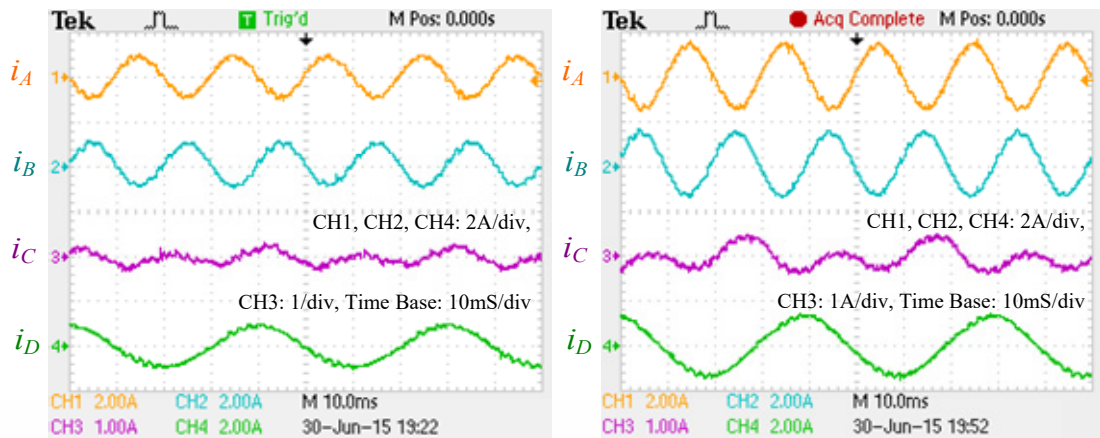


(ง) แรงดันที่ขดลวดหลักของมอเตอร์ M2 (จ) แรงดันที่ขดลวดช่วยของมอเตอร์ M2

รูปที่ 6.6 เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันที่ขั้วของแต่ละกิ่งเฟสกับสัญญาณแรงดันที่ขดลวดของมอเตอร์แต่ละตัว

ต่อมาเป็นรูปคลื่นช่องที่ 2 (เส้นสีฟ้า) เป็นสัญญาณพัลส์ PWM ที่สร้างออกมาจะ dSPACE แล้ว ก่อนจะส่งต่อให้ส่วนวงจรขับเคลื่อน (Gate Drives Circuit) แปลงสัญญาณให้เหมาะสมก่อนจะนำไปสั่งให้ตัวสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 10 ตัวทำงาน ซึ่งสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในที่นี้เลือกใช้เป็น IGBT ต่อมาเป็นรูปคลื่นช่องที่ 3 (เส้นสีม่วง) เป็นการกรองสัญญาณสวิตซ์ที่ได้จากสัญญาณช่องที่ 2 (เส้นสีฟ้า) ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ RC (RC Low-Pass Filter) เพื่อยืนยันให้เห็นถึงความถูกต้องของสัญญาณที่ออกมาแล้วยังตรงกับสัญญาณ ตอนที่ยังอยู่ภายใน dSPACE และรูปคลื่นช่องที่ 4 (เส้นสีเขียว) จะเป็นสัญญาณแรงดันที่ออกจากวงจรขับเคลื่อนที่ประมาณ 15V ก่อนจะใช้ขับ IGBT ต่อไป

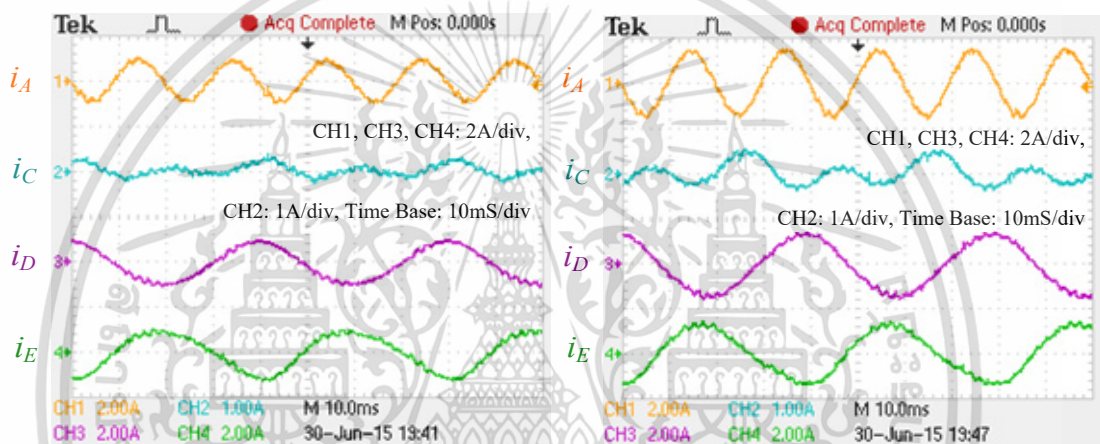
รูปที่ 6.6 (ก) แสดงแรงดันอ้างอิงในแกน d และแกน q สำหรับนำไปจ่ายให้ขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์ M1 และ M2 (คือสัญญาณ v_{d1} , v_{q1} , v_{d2} , v_{q2}) โดยมีความถี่แตกต่างกัน สังเกตว่า มุมเลื่อนเฟสระหว่างแรงดัน v_d และ v_q ยังคงทำมุมเกือบเป็นมุม 90° นอกจากนี้ ในรูปที่ 6.6 (ข) ถึง (จ) จะแสดงให้เห็นถึงรูปคลื่นแรงดันในช่องที่ 1 ถึง 3 จะเป็นแรงดัน PWM 3 สัญญาณ ซึ่งเป็นแรงดันที่ขั้วของแต่ละกิ่งเฟส (Phase-leg voltage) นั้นเอง โดยจะคำนวณผลต่างของค่าแรงดันที่ขั้วทั้งสองออกมาเป็นสัญญาณแรงดันในขดลวดซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (4.1) ถึง (4.4)



ก) ขณะไม่มีโหลด

ข) ขณะมีโหลด

รูปที่ 6.7 กระแสกึ่งเฟส A, B, C และ D



ก) ขณะไม่มีโหลด

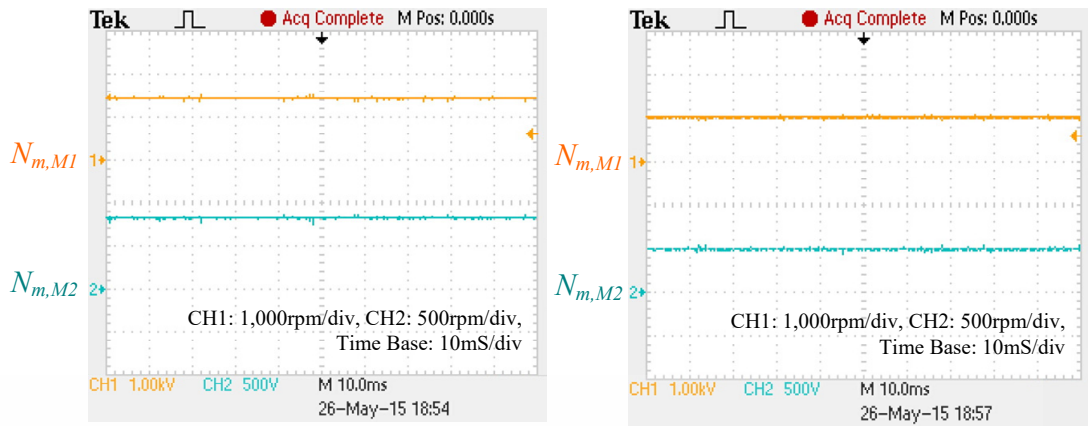
ข) ขณะมีโหลด

รูปที่ 6.8 กระแสกึ่งเฟส A, C, D และ E

รูปที่ 6.7 และ รูปที่ 6.8 แสดงกระแสกึ่งเฟส (Phase-leg current) ที่ไหลในกึ่ง A ถึงกึ่ง E ซึ่งจะเห็นได้ว่า สัญญาณกระแสที่ไหลในกึ่ง A, B, D และ E จะมีรูปร่างใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ทั้งในขณะทำงานตอนไม่มีโหลดและตอนมีโหลดก็ตาม แต่ในขณะที่สัญญาณกระแสที่ไหลในกึ่ง C กลับมีรูปร่างของสัญญาณที่แตกต่างไป ทั้งนี้เป็นเพราะสัญญาณกระแสที่ไหลในกึ่ง C นี้ เป็นการรวมสัญญาณอ้างอิงจาก 2 กิ่งเดิมตามสมการที่ (4.17) จึงทำให้สัญญาณกึ่ง C นี้ มีความแตกต่างทั้งในด้านของขนาดและความถี่ และถึงแม้ว่าสัญญาณกระแสในกึ่งเฟสต่าง ๆ ทั้ง 5 กิ่งนั้น จะมีความแตกต่างกัน แต่จะพบว่า กระแสที่ไหลในขดลวดแต่ละขดของมอเตอร์ในขณะที่กำลังขับโหลดนั้น จะมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นสัญญาณไซน์ อีกทั้งยังมีมุมต่างเฟสกันเกือบเป็นมุม 90° อีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 6.10 และรูปที่ 6.11

รูปที่ 6.9 (ก) แสดงสัญญาณความเร็วที่เพลลาของมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว ($N_{m,M1}$ และ $N_{m,M2}$) ในขณะที่ไม่มีการโหลด สังเกตว่าระบบจะสามารถควบคุมความเร็วจริงได้เกือบเท่ากับความเร็วอ้างอิงที่ปรับตั้งไว้ แต่เมื่อมอเตอร์ทั้ง 2 ตัว ทำการขับโหลดทางกล จะพบว่า ความเร็วจริงที่เพลลาของมอเตอร์ทั้ง 2 ตัวจะตกลงเร็วมาก ประมาณ 200-300 rpm ดังแสดงในรูปที่ 12 ข) ซึ่งเป็นพฤติกรรมที่เกิดขึ้นตามปกติของระบบควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดอยู่แล้ว

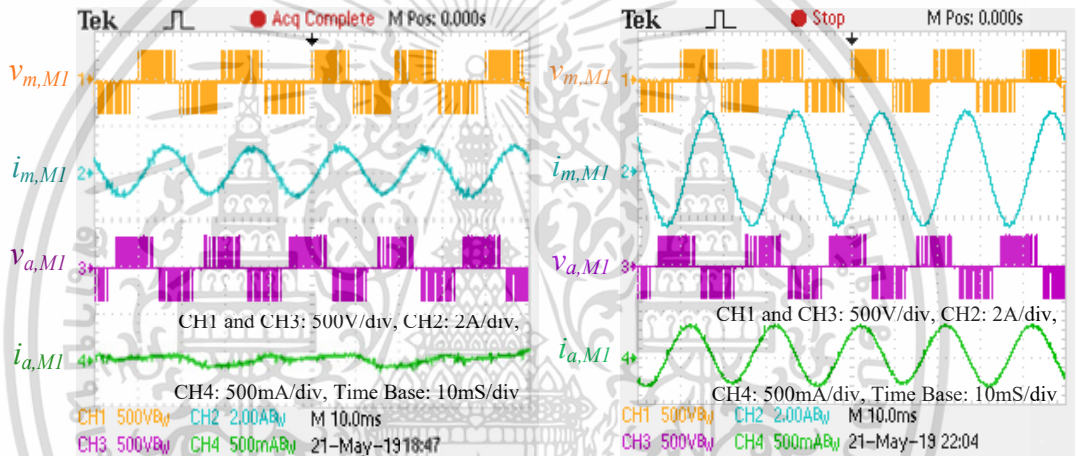
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) ขณะไม่มีโหลด

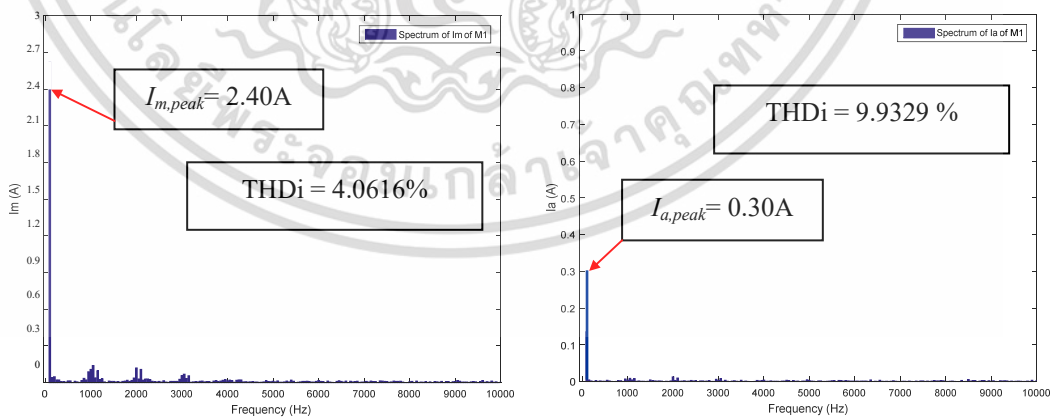
ข) ขณะมีโหลด

รูปที่ 6.9 สัญญาณความเร็วที่เพลาของมอเตอร์ M1 และ M2 ขณะควบคุมแบบวงรอบเปิด



ก) ขณะไม่มีโหลด

ข) ขณะมีโหลด

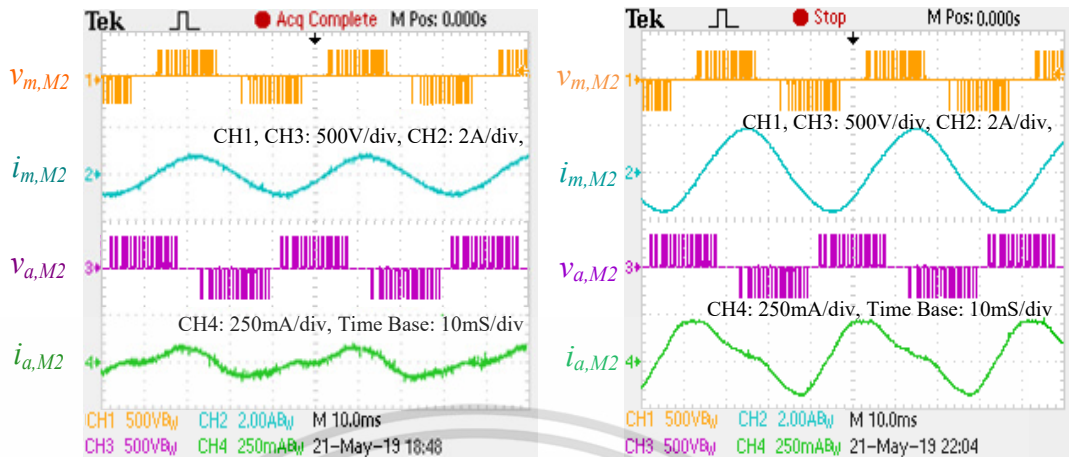


ค) สเปกตรัมของกระแสโหลดหลักขณะมีโหลด

ง) สเปกตรัมของกระแสโหลดช่วยขณะมีโหลด

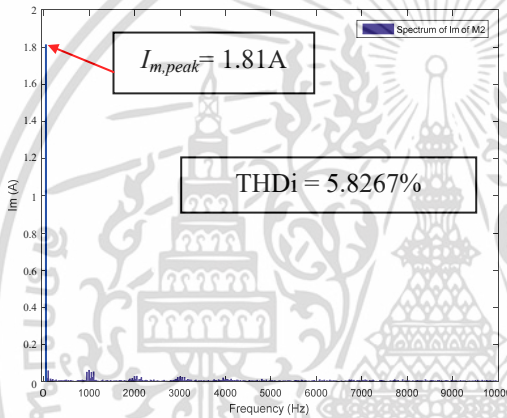
รูปที่ 6.10 สัญญาณของแรงดันและกระแสในขดลวดของมอเตอร์ M1 ขณะควบคุมแบบวงรอบเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

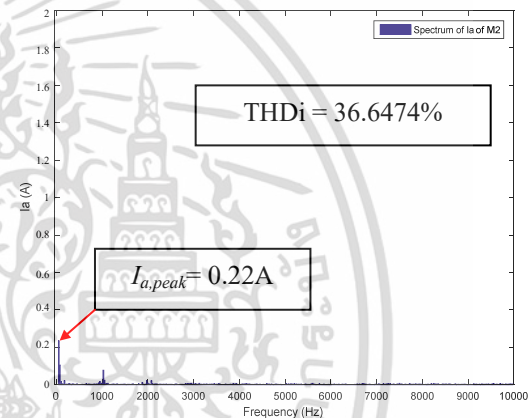


ก) ขณะไม่มีโหลด

ข) ขณะมีโหลด



ค) สเปกตรัมของกระแสหลักขณะมีโหลด



ง) สเปกตรัมของกระแสช่วยขณะมีโหลด

รูปที่ 6.11 สัญญาณของแรงดันและกระแสในขดลวดของมอเตอร์ M2 ขณะควบคุมแบบวงรอบเปิด

รูปที่ 6.10 และรูปที่ 6.11 แสดงสัญญาณแรงดันและสัญญาณกระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์ M1 และ M2 เมื่อมอเตอร์ทั้งสองกำลังทำงานในขณะที่ไม่มีโหลด ดังรูปที่ 6.10 (ก) ซึ่งเป็นสัญญาณของมอเตอร์ M1 โดยจะเห็นได้ว่า สัญญาณแรงดันในขดลวดหลัก $v_{m,M1}$ และสัญญาณแรงดัน ในขดลวดช่วย $v_{a,M1}$ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณ PWM ส่วนสัญญาณกระแสในขดลวดหลัก $i_{m,M1}$ จะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 50 Hz แต่สัญญาณกระแสในขดลวดช่วย $i_{a,M1}$ จะแตกต่างกับสัญญาณอื่น โดยจะสังเกตเห็นได้ว่า มีรูปร่างของสัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์และมีความถี่ไม่ตรงกับสัญญาณอื่น ๆ ในรูปที่ 6.10 (ก) นี้

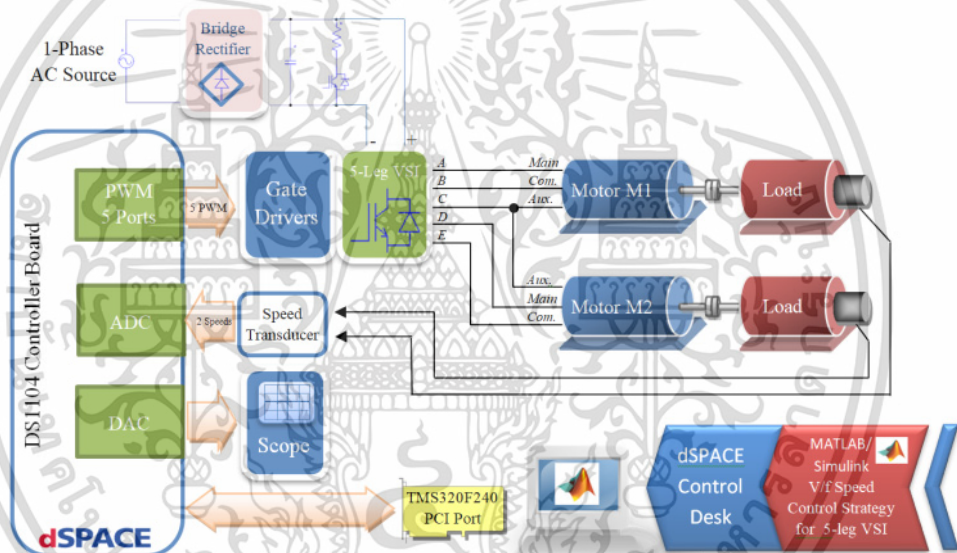
แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อมอเตอร์ M1 ทำการขับโหลด จะพบว่า มอเตอร์จะมีรูปร่างของสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย $i_{a,M1}$ กลับมาเป็นรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ดังรูปที่ 6.10 (ข) ซึ่งมีสเปกตรัมของกระแสทั้งขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์ M1 ในขณะที่มีโหลด แสดงดังรูปที่ 6.10 (ค) และ (ง) ตามลำดับ โดยมีค่าความเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส (Total Harmonics Distortion, THDi) ของขดลวดหลักเพียง 4.0616% ในขณะที่ค่า THDi ของขดลวดช่วยจะมีค่าเป็น 9.9329% และสำหรับในกรณีของมอเตอร์ M2 จะมีรูปคลื่นสัญญาณต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 6.11 (ก) ถึง (ง) ซึ่งจะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

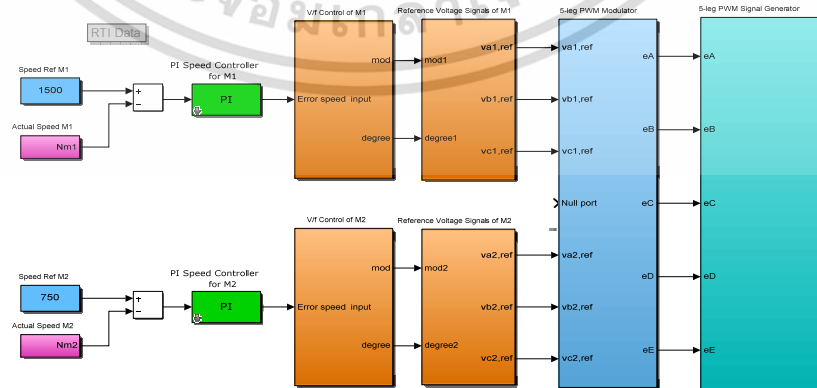
ลักษณะคล้าย ๆ กันกับของมอเตอร์ M1 ในรูปที่ 6.10 แต่จะแตกต่างกันตรงที่มีความถี่อยู่ที่ 25 Hz และมีค่า THDi ของขดลวดหลักเพียง 5.8267% ในขณะที่ค่า THDi ของขดลวดช่วยจะมีค่าเป็น 36.6474% ซึ่งยังมีค่าค่อนข้างสูง เพราะสัญญาณกระแสจะมีรูปร่างบิดเบี้ยวไปจากเป็นรูปคลื่นสัญญาณไซน์ปกติ

6.4 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์

ในการวิเคราะห์ของระบบควบคุมความเร็วแบบวงรอบปิด ด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์ (CBPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ซึ่งจะนำสัญญาณความเร็วที่เพลาจริงของแต่ละมอเตอร์มาใช้ควบคุมค่าความเร็วที่เพลาตามที่ปรับตั้ง โดยบล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้ทดสอบแสดงดังในรูปที่ 6.12 โดยจะทำการทดสอบด้วยเงื่อนไขบางอย่างเพื่อสังเกตผลของการตอบสนองของระบบ



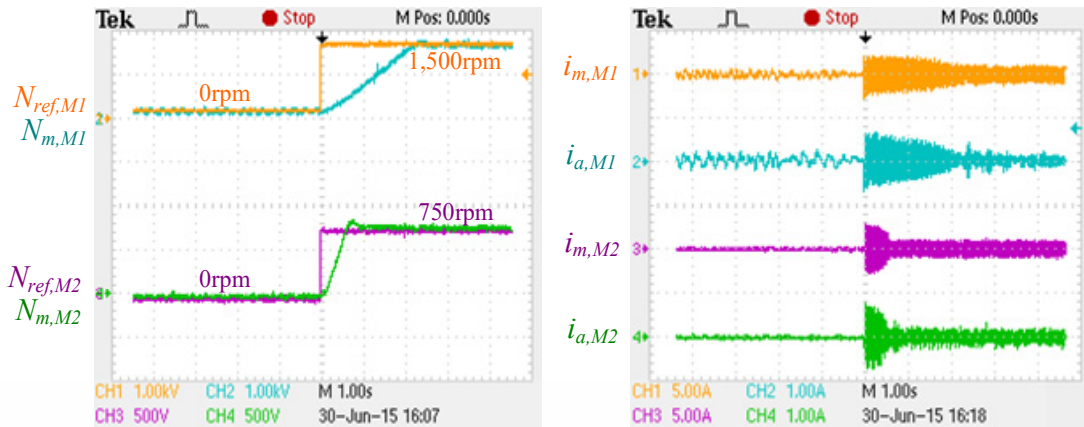
(ก) บล็อกไดอะแกรม



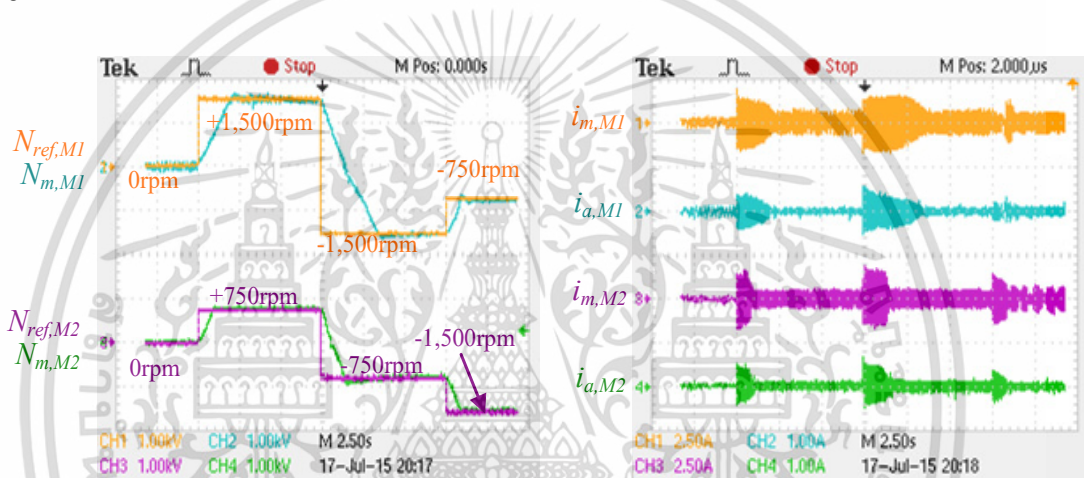
(ข) ซอร์ฟแวร์ส่วนที่ใช้ในการทดสอบ

รูปที่ 6.12 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวแบบวงรอบปิดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) สัญญาณความเร็วอ้างอิงกับความเร็วจริง ข) สัญญาณกระแสในขดลวด
รูปที่ 6.13 ผลการตอบสนองต่อความเร็วแบบขั้นของมอเตอร์แต่ละตัวด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน



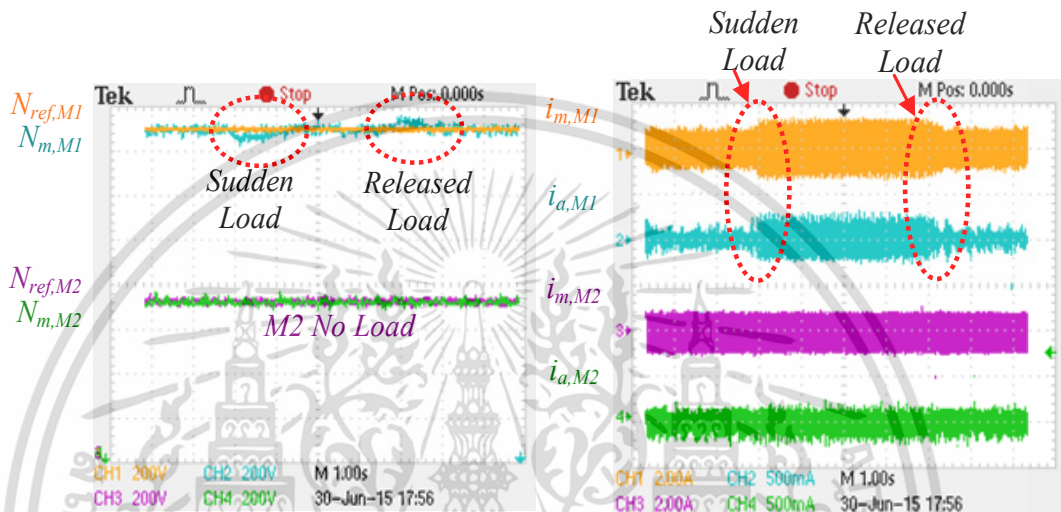
ก) สัญญาณความเร็วอ้างอิงกับความเร็วจริง ข) สัญญาณกระแสในขดลวด
รูปที่ 6.14 ผลการตอบสนองต่อความเร็วต่าง ๆ ของมอเตอร์แต่ละตัวด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน

รูปที่ 6.13 แสดงการตอบสนองของความเร็วจริงที่เพลาของมอเตอร์ทั้งสอง เมื่อได้รับความเร็วคำสั่งอ้างอิงให้เปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดในขณะที่ไม่มีโหลด สำหรับขั้นตอนการทดสอบ จะทำการตั้งค่าความเร็วคำสั่งอ้างอิงของมอเตอร์ทั้งสองตัว ($N_{ref,M1}$ และ $N_{ref,M2}$) ไว้ที่ 0 rpm หลังจากนั้น ก็จะเปลี่ยนค่าความเร็วคำสั่งอ้างอิงของมอเตอร์ M1 ($N_{ref,M1}$) โดยปรับตั้งให้หมุนไปที่ความเร็ว 1,500 rpm ส่วนค่าความเร็วคำสั่งอ้างอิงของมอเตอร์ M2 ($N_{ref,M2}$) จะปรับตั้งให้หมุนไปที่ความเร็ว 750 rpm ผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นดังในรูปที่ 6.13 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของความเร็วที่เพลาของมอเตอร์ทั้งสองตัวต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงแบบขั้นดังในรูปที่ 6.13 (ก) รวมถึงการเปลี่ยนแปลงของกระแสในขดลวดต่าง ๆ ของมอเตอร์ทั้งสองตัว ดังแสดงในรูปที่ 6.13 (ข)

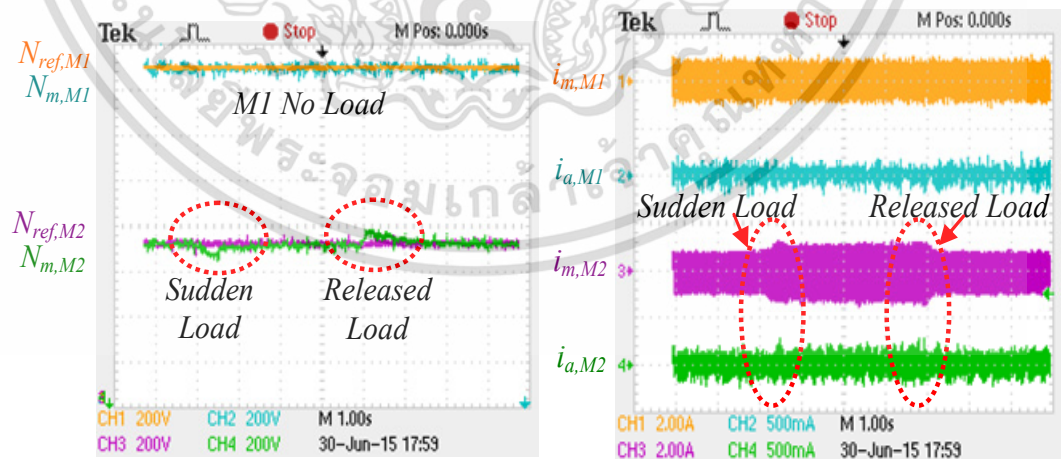
ขณะที่ความเร็วอ้างอิงทั้งสองมอเตอร์ในรูปที่ 6.13 (ก) เป็น 0 rpm กระแสที่ไหลในขดลวดของมอเตอร์ M2 $i_{m,M2}$ และ $i_{a,M2}$ ในรูปที่ 6.13 (ข) จะมีค่าเกือบเป็น 0 A แต่อย่างไรก็ตาม กระแสที่ไหลในขดลวดของมอเตอร์ M1 $i_{m,M1}$ และ $i_{a,M1}$ กลับมีกระแสส่วนหนึ่งที่ไหลในขดลวดของมอเตอร์ M1 อยู่บ้าง แต่ไม่มากนัก ซึ่งจะมีผลทำให้มีการสั้นที่เปลามอเตอร์ M1 เล็กน้อย เพื่อพยายามจะหมุน ดังรูปคลื่นช่องที่ 2 (เส้นสีฟ้า) ในรูปที่ 6.13 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อความเร็วคำสั่งอ้างอิงของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงค่าไปตามที่ตั้งไว้ กระแสในขดลวดของมอเตอร์ทั้งสองตัวในรูปที่ 6.13 (ข) จะมีค่าพุ่งขึ้นมาประมาณ 2 เท่าของกระแสในช่วงสภาวะคงที่ไปแล้ว ซึ่งจะสังเกตได้ว่า การตอบสนองต่อความเร็วของมอเตอร์ M1 ($N_{m,M1}$) จะใช้เวลาในการเพิ่มความเร็วยู่ประมาณ 2.5 วินาที ในขณะที่การตอบสนองต่อความเร็วของมอเตอร์ M2 ($N_{m,M2}$) จะใช้เวลาในการเพิ่มความเร็วกว่าประมาณ 1 วินาที ซึ่งพบว่าใช้น้อยกว่าเป็น 1 เท่าตัว ทั้งนี้เป็นผลมาจากการปรับตั้งค่าตัวควบคุม PI ด้วยค่าเดียวกันนั่นเอง



ก) สัญญาณความเร็วอ้างอิงกับความเร็วจริง
 ข) สัญญาณกระแสในขดลวด
 รูปที่ 6.15 ผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดทันทีทันใดของมอเตอร์ M1 ด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน



ก) สัญญาณความเร็วอ้างอิงกับความเร็วจริง
 ข) สัญญาณกระแสในขดลวด
 รูปที่ 6.16 ผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดทันทีทันใดของมอเตอร์ M2 ด้วยความเร็วและความถี่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.14 แสดงในกรณีที่เปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งอ้างอิงแล้วกลับทิศทางการหมุนด้วยระบบขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง ที่นำเสนอก็ยังสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทั้งสองตัวด้วยความเร็วที่ต่างกันได้ตามความเร็วคำสั่งอ้างอิง

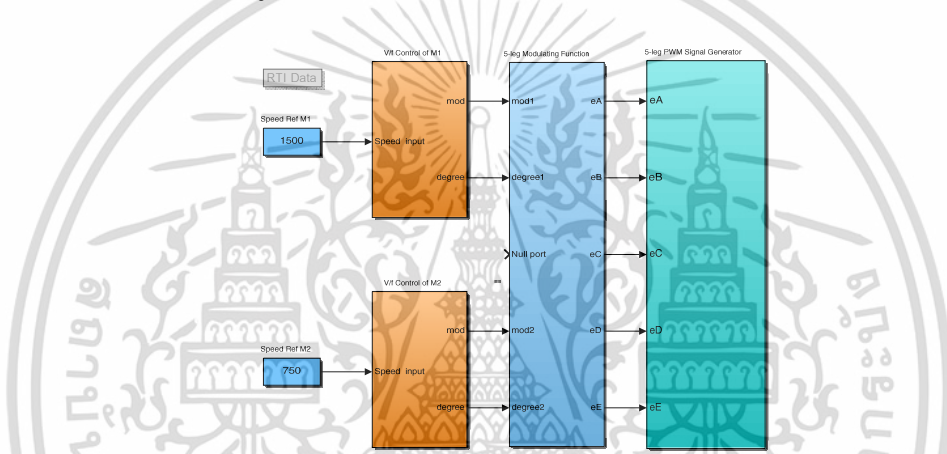
รูปที่ 6.14 (ก) แสดงช่วงการตอบสนองของความเร็วที่เพลาของมอเตอร์ทั้งสองต่อความเร็วคำสั่งอ้างอิงที่ค่าต่าง ๆ โดยมอเตอร์ M1 ($N_{ref,M1}$) จะมีลำดับในการตั้งความเร็วคำสั่งอ้างอิงดังนี้ 0 rpm, หมุนที่ความเร็ว 1,500 rpm ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา, หมุนที่ความเร็ว 1,500 rpm ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา และสุดท้ายลดความเร็วลงเหลือ 750 rpm ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

ส่วนมอเตอร์ M2 ($N_{ref,M2}$) จะมีลำดับในการตั้งความเร็วคำสั่งอ้างอิงดังนี้ 0 rpm, หมุนที่ความเร็ว 750 rpm ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา, หมุนที่ความเร็ว 750 rpm ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา และสุดท้ายเพิ่มความเร็วขึ้นเป็น 1,500 rpm ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ดังนั้นความเร็วที่เพลาของมอเตอร์ทั้งสองจะถูกควบคุมให้มีการหมุนด้วยความเร็วและทิศทางตามความเร็วคำสั่งอ้างอิงของแต่ละมอเตอร์สั่งการมา แต่อย่างไรก็ตาม ผลที่ได้ จะพบว่า มอเตอร์ M1 จะมีช่วงเวลาเร่งความเร็ว (Acceleration time) และช่วงเวลาลดความเร็ว (Deceleration time) อยู่ที่เวลาประมาณ 2.5 วินาที ในขณะที่ของมอเตอร์ M2 จะอยู่ที่ประมาณ 1 วินาที จึงทำให้กระแสสตาร์ทที่ไหลในขดลวดของมอเตอร์ทั้งสองในรูปที่ 6.14 (ข) จึงมีระยะเวลาตามการเปลี่ยนแปลงของความเร็วที่เพลา

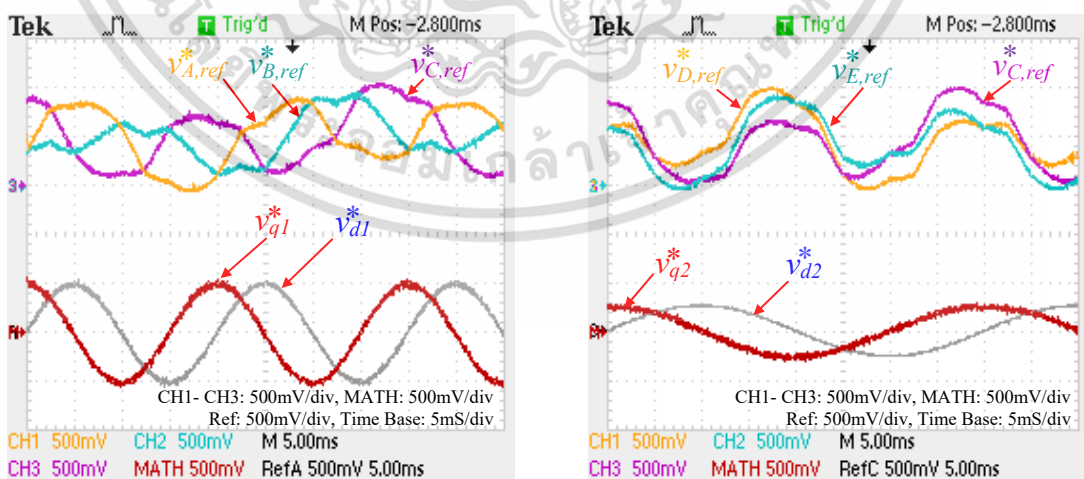
ในกรณีของการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด จะทำการทดสอบโดยการป้อนโหลดแบบทันทีทันใด และให้มอเตอร์ขับโหลดต่อเนื่องเป็นระยะเวลาประมาณ 4 วินาที จากนั้นจึงทำการปลดโหลดทางกลออกอย่างทันทีทันใดเช่นกัน ผลการตอบสนองที่ได้ในส่วนของคุณค่าความเร็วที่เพลา ($N_{m,M1}$) และกระแสในขดลวดทั้งสองขดของมอเตอร์ M1 ($i_{m,M1}$ และ $i_{a,M1}$) แสดงไว้ดังรูปที่ 6.15 ส่วนในรูปที่ 6.16 จะเป็นการตอบสนองของความเร็วที่เพลา ($N_{m,M2}$) และกระแสในขดลวดทั้งสองขดของมอเตอร์ M2 ($i_{m,M2}$ และ $i_{a,M2}$) ซึ่งจะสังเกตได้ว่า ระบบขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งนั้น จะยังคงรักษาความเร็วของมอเตอร์ทั้งสองไว้ได้คงที่ และยังคงความสามารถในการควบคุมความเร็วที่เพลาของมอเตอร์ทั้งสองตัวได้เป็นอิสระต่อกัน โดยไม่มีผลกระทบหรือการเปลี่ยนแปลงใดๆ ทั้งในด้านแรงดันหรือกระแสในขดลวดก็ตาม

6.5 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์

หัวข้อนี้จะกล่าวการทดสอบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวแบบวงรอบเปิดด้วยเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งดังหัวข้อที่ 4.4 ซึ่งโดยภาพรวมของบล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนที่ใช้การทดสอบในแบบวงรอบเปิดนั้น จะยังคงใช้บล็อกไดอะแกรมเดียวกันกับรูปที่ 6.3 เพียงแต่จะเปลี่ยนจากวิธีการสร้างสัญญาณจากแบบ CBPWM มาเป็นแบบ SVPWM แทน โดยซอฟต์แวร์ที่ใช้ทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.17 ซึ่งสัญญาณอ้างอิงที่เกิดจากการสร้างสัญญาณตามฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating Function) ตามตารางที่ 4.3 ซึ่งสามารถวัดออกมาเป็นสัญญาณอ้างอิงทั้ง 5 กิ่ง ออกทางพอร์ต DAC ของ dSPACE ได้ดังรูปที่ 6.18 โดยตั้งค่าดัชนีการมอดูเลต M_{a1} ที่ 1 p.u. ความถี่ 50Hz และค่าดัชนีการมอดูเลต M_{a2} ที่ 0.5 p.u. ความถี่ 25Hz



รูปที่ 6.17 ซอร์ฟแวร์ที่ใช้ทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองตัวแบบวงรอบเปิดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่ง



(ก) สัญญาณอ้างอิง $v_{A,ref}^*$, $v_{B,ref}^*$, $v_{C,ref}^*$

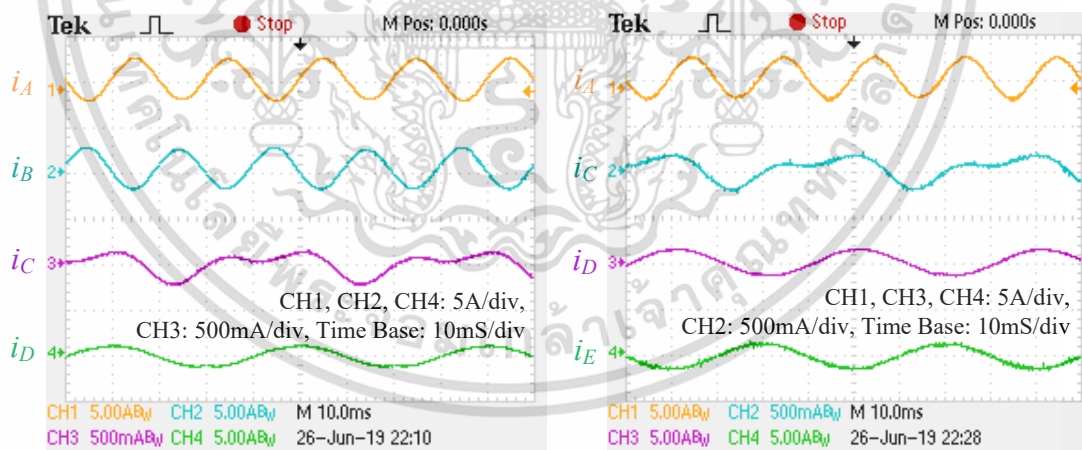
(ข) สัญญาณอ้างอิง $v_{C,ref}^*$, $v_{D,ref}^*$, $v_{E,ref}^*$

รูปที่ 6.18 สัญญาณอ้างอิงทั้ง 5 สัญญาณ ที่จัดเป็นกลุ่มแยกกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสัญญาณอ้างอิงทั้ง 5 กิ่ง ในรูปที่ 6.18 ได้จัดสัญญาณอ้างอิงออกเป็น 2 กลุ่ม คือ $v_{A.ref}^*, v_{B.ref}^*, v_{C.ref}^*$ และ $v_{C.ref}^*, v_{D.ref}^*, v_{E.ref}^*$ ซึ่งใช้สำหรับนำไปขับมอเตอร์ 2 ตัวต่อไป นอกจากนี้ยังได้ใช้ฟังก์ชันของออสซิลโลสโคปตามสมการที่ (4.39) ถึง (4.42) เพื่อหาค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตสองเฟส $v_{d1}^*, v_{q1}^*, v_{d2}^*, v_{q2}^*$ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า สัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_{d1}^*, v_{q1}^* มีขนาดเป็น 1 p.u. ที่ความถี่ 50Hz ดังรูปที่ 6.18 (ก) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต v_{d2}^*, v_{q2}^* มีขนาดเป็น 0.5 p.u. ที่ความถี่ 25Hz ตามค่าที่ปรับตั้งไว้ ดังรูปที่ 6.18 (ข)

รูปที่ 6.19 แสดงผลตอบสนองของกระแสกิ่งเฟส (Phase Leg Current) ของกิ่ง A ถึง กิ่ง E จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า รูปคลื่นของสัญญาณกระแสกิ่งเฟส A ซึ่งเป็นกระแสของขดลวดหลักของมอเตอร์ M1, รูปคลื่นของสัญญาณกระแสกิ่งเฟส B ซึ่งเป็นกระแสของจุดต่อร่วม (Common) ของมอเตอร์ M1, รูปคลื่นของสัญญาณกระแสกิ่งเฟส D ซึ่งเป็นกระแสของขดลวดหลักของมอเตอร์ M2 และรูปคลื่นของสัญญาณกระแสกิ่งเฟส E ซึ่งเป็นกระแสของจุดต่อร่วม (Common) ของมอเตอร์ M2 จะมีลักษณะรูปคลื่นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ตามที่ปรับตั้งไว้ของมอเตอร์แต่ละตัว แต่ยกเว้นสัญญาณกระแสกิ่งเฟส C ที่จะมีรูปร่างของสัญญาณที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เพราะเนื่องจากกิ่ง C นี้ จะเป็นกิ่งที่รวมสัญญาณกระแสจากขดลวดช่วยของทั้งสองมอเตอร์ที่ไหลมารวมเข้าที่กิ่ง C ซึ่งมีความแตกต่างทั้งในด้านของขนาดและความถี่ของสัญญาณกระแส แต่อย่างไรก็ตาม แม้ว่ากิ่ง C จะเป็นกิ่งที่รวมกระแสจากขดลวดช่วยของมอเตอร์ทั้งสองตัวก็ตาม แต่โดยปกติค่ากระแสในขดลวดช่วยจะมีค่าไม่สูงมาก จึงเป็นข้อดีที่ทำให้การออกแบบขนาดฟักัดกระแสของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในกิ่ง C จึงไม่จำเป็นต้องออกแบบให้มีขนาดมากกว่ากิ่งอื่นๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกขนาดของสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกตัวมีขนาดฟักัดเท่ากันทั้ง 10 ตัว

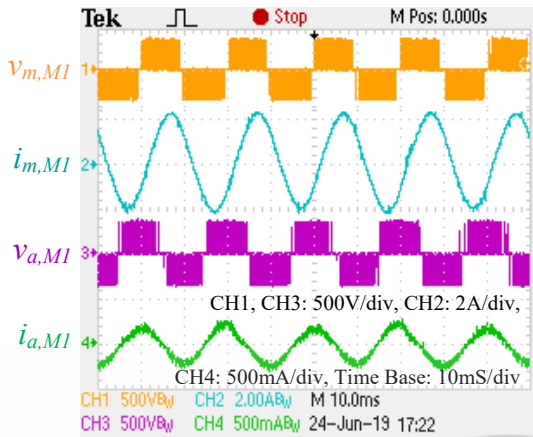


ก) กระแสกิ่งเฟส A, B, C และ D

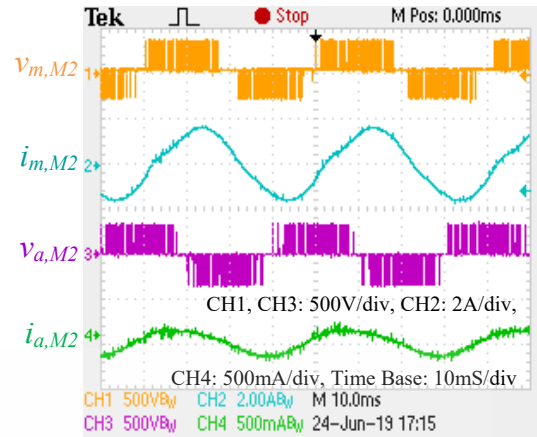
ข) กระแสกิ่งเฟส A, C, D และ E

รูปที่ 6.19 กระแสกิ่งเฟส A, B, C, D และ E ขณะมีโหลด

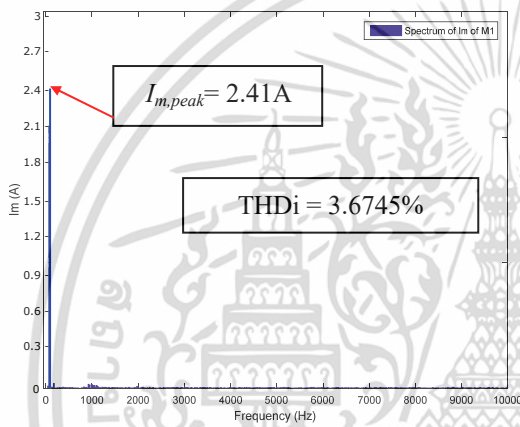
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



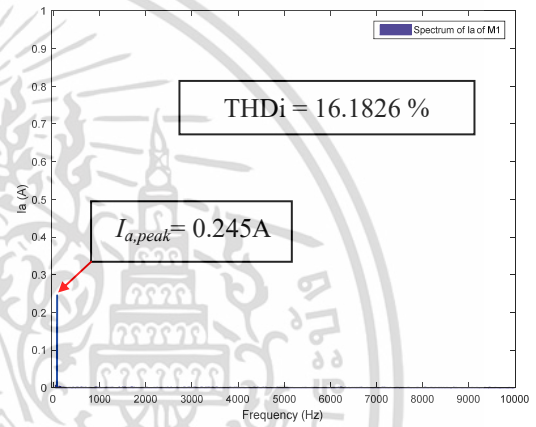
ก) มอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 50Hz



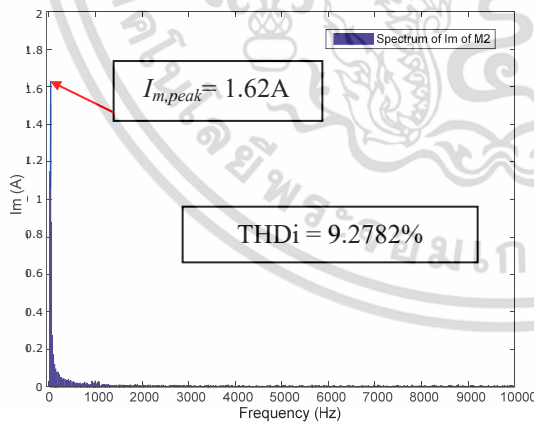
ข) มอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 25Hz



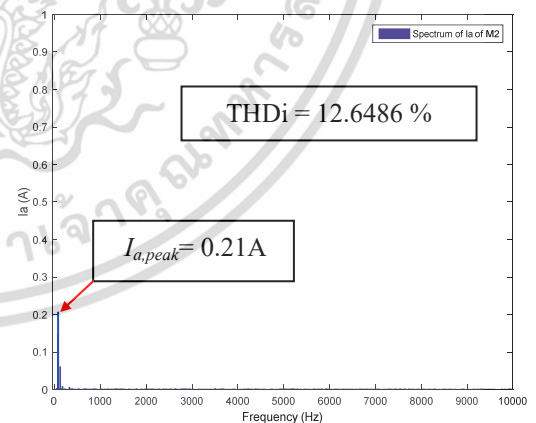
ค) สเปกตรัมของกระแสขดลวดหลักขณะM1มีโหลด



ง) สเปกตรัมของกระแสขดลวดช่วยขณะM1มีโหลด



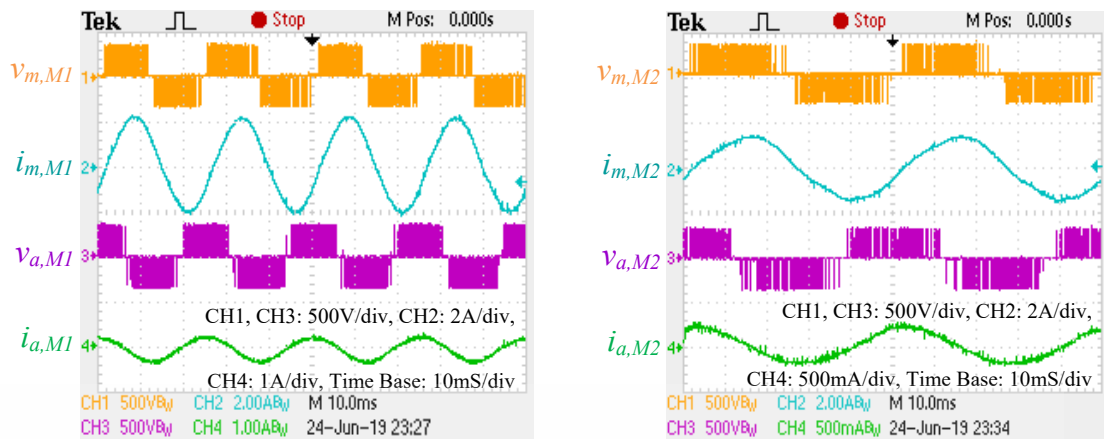
จ) สเปกตรัมของกระแสขดลวดหลักขณะM2มีโหลด



ฉ) สเปกตรัมของกระแสขดลวดช่วยขณะM2มีโหลด

รูปที่ 6.20 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) มอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 40Hz

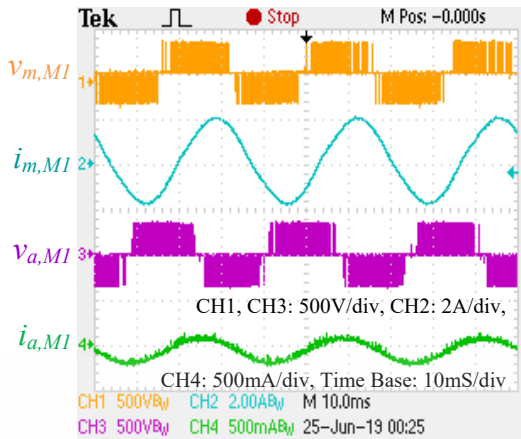
ข) มอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 20Hz

รูปที่ 6.21 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด

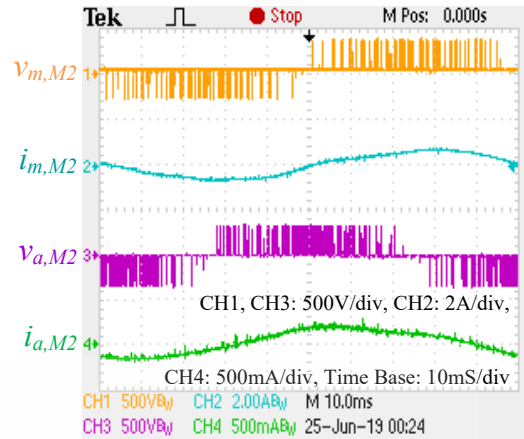
รูปที่ 6.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์ M1 และ M2 ขณะขับโหลดคงที่ค่าหนึ่งด้วยความถี่ 50Hz สำหรับมอเตอร์ M1 ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ 1,500rpm และความถี่ 25Hz สำหรับมอเตอร์ M2 ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ 750rpm ผลลัพธ์ที่ได้ มอเตอร์ทั้งสองตัวมีมุมเลื่อนเฟสระหว่างรูปคลื่นแรงดัน PWM ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะมีมุมห่างกันประมาณ 90° และมุมเลื่อนเฟสของรูปคลื่นกระแสในขดลวดทั้งสองขดก็ห่างกันเป็นมุมประมาณ 90° เช่นกัน และแม้ว่ากระแสในกิ่งเฟส C จากในรูปที่ 6.19 จะไม่เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ก็ตาม แต่เมื่อพิจารณาสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดช่วยของมอเตอร์ทั้งสองตัว ก็จะได้เห็นว่า สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดช่วยของแต่ละมอเตอร์ยังสามารถกลับมาคงความเป็นรูปคลื่นไซน์ได้

และเพื่อเป็นการยืนยันว่า ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสสองตัวด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ 5 กิ่งดังกล่าว จะมีสมรรถนะของในการควบคุมสัญญาณแรงดันและกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์ได้เป็นอย่างดี จึงได้ทำการทดลองปรับค่าความถี่ที่ค่าอื่นบ้าง แต่ยังคงสัดส่วนของความถี่ของมอเตอร์ทั้งสองตัวไว้ที่ 2:1 และมีการปรับขนาดอัตราส่วนของค่าแรงดันต่อค่าความถี่เป็นไปตามรูปแบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยมอเตอร์ตัวแรกจะได้รับความถี่เป็น 40Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ 1,200rpm และมอเตอร์ตัวที่สองจะมีความถี่เป็น 20Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ 600rpm รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสในขดลวดที่ได้ของมอเตอร์ทั้งสองตัวแสดงได้ดังรูปที่ 6.21 นอกจากนี้ยังได้ทำการทดสอบที่สัดส่วนของความถี่ของมอเตอร์ทั้งสองตัวไว้ที่ 3:1 โดยโดยมอเตอร์ตัวแรกจะได้รับความถี่เป็น 30Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ 900rpm และมอเตอร์ตัวที่สองจะมีความถี่เป็น 10Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ 300rpm รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสในขดลวดที่ได้ของมอเตอร์ทั้งสองตัวแสดงได้ดังรูปที่ 6.22 ซึ่งกรณีนี้แม้ว่ามอเตอร์ทั้งสองตัวจะยังสามารถทำงานได้ก็ตาม แต่มีข้อสังเกตในด้านการขับโหลดของมอเตอร์ M2 จะขับโหลดไม่ไหว เพราะมีความถี่ต่ำถึง 10 Hz ทำให้มอเตอร์ M2 สร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าไม่เพียงพอ ดังนั้นในทางปฏิบัติ จึงต้องพิจารณาการชดเชยค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) ด้วยค่าแรงดันบูสต์ (Voltage Boost) ที่เพียงพอกับการทำงานในย่านความถี่ต่ำด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

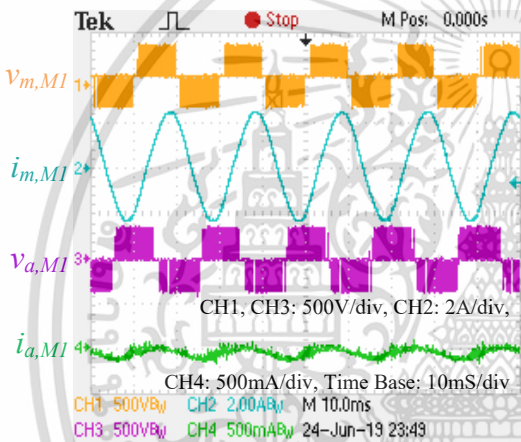


ก) มอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 30Hz

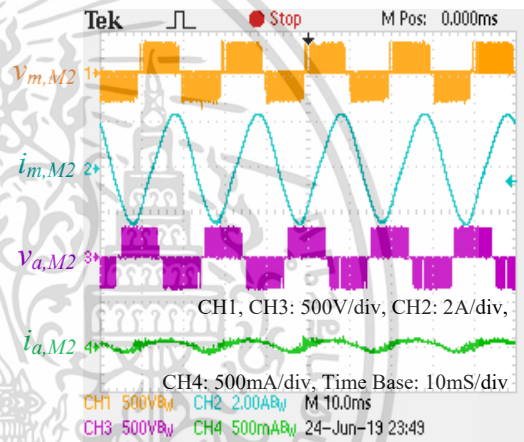


ข) มอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 10Hz

รูปที่ 6.22 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด

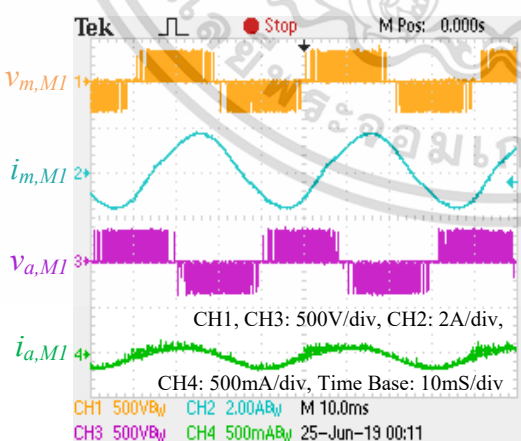


ก) มอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 50Hz

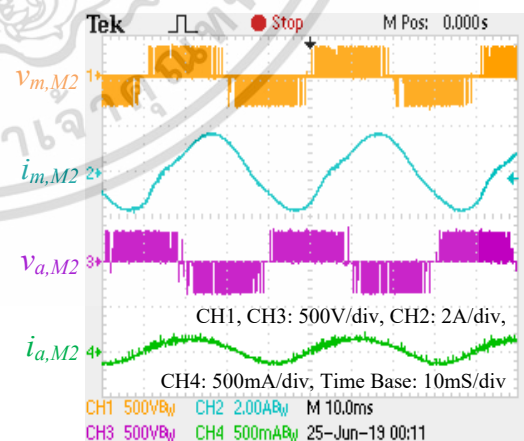


ข) มอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 50Hz

รูปที่ 6.23 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด



ก) มอเตอร์ M1 ที่ความถี่ 25Hz



ข) มอเตอร์ M2 ที่ความถี่ 25Hz

รูปที่ 6.24 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในขดลวด ขณะมีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.23 และ รูปที่ 6.24 เป็นการทดสอบในกรณีที่สัดส่วนของความถี่ของมอเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าเป็น 1:1 โดยมอเตอร์ทั้งสองตัวจะได้รับความถี่เท่ากัน คือที่ความถี่ 50Hz ทั้งคู่ และที่ความถี่ 25 Hz ทั้งคู่ ตามลำดับ ผลที่ได้คือรูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสในขดลวดทั้งสองมอเตอร์ยังคงรูปคลื่นเป็นไซน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบและสร้างระบบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งสำหรับนำมาใช้ควบคุมการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส จำนวน 2 ตัวด้วยวิธีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่ได้ แต่ส่วนสำคัญที่จะทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันได้อย่างมีประสิทธิภาพนั่นคือ เทคนิคการสร้างสัญญาณ SVPWM โดยจะใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล DS1104 รุ่น dSPACE เพื่อสร้างสัญญาณ PWM ส่งออกมา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เริ่มจากการประยุกต์ใช้เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์ (CBPWM) ที่ใช้หลักการสร้างสัญญาณ SVPWM ด้วยการสร้างสัญญาณหลักมูลของรูปคลื่นไซน์ที่รวมกับแรงดันศูนย์ แล้วนำสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห์เพื่อสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง ผลจากการทดลองที่ได้ในด้านการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัว สามารถควบคุมความเร็วได้โดยอิสระทั้งวงรอบเปิดและวงรอบปิด โดยเฉพาะการเลือกตัวควบคุมความเร็วแบบ PI ของการควบคุมแบบวงรอบปิด สามารถใช้ค่าอัตราขยายเดียวกันสำหรับมอเตอร์ทั้งสองตัวได้ ซึ่งข้อดีของวิธีการนี้ คือ สามารถสร้างสัญญาณ SVPWM ได้ง่าย แต่อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์เชิงสัญญาณในแต่ละเซกเตอร์เพื่อนำไปพัฒนาปรับปรุงต่อไปจะทำได้ลำบาก

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการใหม่ในการสร้างสัญญาณ SVPWM จากฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งที่จะนำไปใช้สับสวิตช์เพื่อปรับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบกรงกระรอก จำนวน 2 ตัวได้อย่างเป็นอิสระจากกัน หลักการใหม่นี้ที่ได้นำเสนอนี้ดัดแปลงมาจากเทคนิคการมอดูเลตความกว้างของพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบเดิมที่ให้แรงดันแบบสมมูลสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันสามกึ่ง โดยเริ่มจากการดัดแปลงจำนวนเซกเตอร์จาก 6 เซกเตอร์เดิมมาเป็น 8 เซกเตอร์ใหม่ ซึ่งการดัดแปลงเซกเตอร์ขึ้นใหม่ จึงทำให้สามารถทำฟังก์ชันการมอดูเลตที่นำเสนอสำหรับสร้างสัญญาณ SVPWM ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งให้อยู่ในแบบสมการทั่วไปได้ หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณแรงดันอ้างอิงจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงทั้ง 2 ชุดมาบูรณาการมาเป็นฟังก์ชันการมอดูเลตสัญญาณ SVPWM ใหม่โดยละเอียด สำหรับใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งต่อไป ผลจากการคำนวณและผลจากการทดลองของสัญญาณการมอดูเลตที่คำนวณหรือวัดออกมาได้ ยืนยันให้เห็นถึงความถูกต้องของฟังก์ชัน SVPWM นำเสนอ จากผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งที่ผลิตสัญญาณ SVPWM ด้วยเทคนิคที่นำเสนอ จะสามารถควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทั้ง 2 ตัวได้อย่างเป็นอิสระจากกัน

ผลการทดลองที่ได้เมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห์กับเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบใหม่ที่นำเสนอ จะพบว่า ผลในด้านการคำนวณสัญญาณที่ได้ดังบทที่ 4 จะพบว่ามีความถี่และความถี่เท่ากัน ส่วนผลการทดลองที่ได้ ก็ได้ผลของสัญญาณกระแสและแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดหลักและขดลวดช่วยใกล้เคียงกัน แต่มีในเรื่องค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแสที่เทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงคลื่นพาห้จะมากกว่าเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์อยู่บ้าง โดยเฉพาะที่กระแสของขดลวดช่วย

นอกจากนี้ หลังจากที่มีมอเตอร์เริ่มหมุนไปแล้ว หากวงจรสวิตซ์ในกึ่งไดโอดกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่ง (ยกเว้นกึ่ง C) หากสัญญาณคำสั่งเกิดหายไปอันเนื่องจากระบบเกิดความผิดพลาดขึ้นมา ก็จะทำให้วงจรกึ่งที่เหลือทำงานเพียง 4 กึ่ง ด้วยสัญญาณ SVPWM จากเทคนิคที่นำเสนอจะทำให้มอเตอร์ตัวที่อยู่ในวงจรกึ่งที่เป็นปกติทั้ง 3 วงจร ที่เหลือ ก็จะได้รับแรงดันให้หมุนไปตามปกติ ในขณะที่มอเตอร์ตัวที่มีวงจรกึ่งหนึ่งหยุดทำงานไปก็จะได้รับแรงดันไม่เต็มที่ แต่มอเตอร์จะยังคงสามารถหมุนต่อไปได้ แต่จะขับโหลดได้เล็กน้อยเท่านั้น อันเป็นผลมาจากแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Torque) ที่ลดลงจึงทำให้มีความเร็วลดลงอย่างชัดเจน แต่อย่างไรก็ตาม หากเป็นกรณีที่วงจรกึ่ง C หยุดทำงาน ในกรณีนี้ มอเตอร์ทั้ง 2 ตัวจะยังคงหมุนขับโหลดต่อไปได้ตามปกติ เพราะเป็นคุณสมบัติตามปกติของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่หลังจากเริ่มหมุนไปแล้ว มอเตอร์จะสามารถทำงานขับโหลดได้ตามปกติด้วยขดลวดหลักเพียงชุดเดียว

7.2 ข้อเสนอแนะ

ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบใหม่ที่น่าสนใจ เป็นวิธีการหนึ่งที่น่าสนใจนำไปใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันห้ากึ่งในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจำนวน 2 ตัวได้เป็นอิสระจากกัน โดยใช้แรงดันบัสไฟตรงจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากระบบหนึ่งเฟสได้ แต่ก็มีข้อเสนอแนะต่างๆ ที่จะนำไปสู่การพัฒนาการใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้อย่างมีประสิทธิภาพต่อไป ดังนี้

- เนื่องจากเทคนิคการลดสัญญาณแรงดันอ้างอิงจากอินเวอร์เตอร์จากเดิม 6 กึ่งลดเหลือ 5 กึ่งนั้น จะใช้เทคนิคการเฉลี่ยแรงดันอ้างอิง จึงเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อมขดลวดมีค่าแรงดันเฉลี่ยประสิทธิภาพ (R.M.S. Voltage) ลดลงเหลือครึ่งหนึ่งไปด้วย เป็นผลทำให้มีแรงบิดขับของมอเตอร์ มีค่าลดลงแปรผันตามแรงดันกำลังสอง การพิจารณาเพิ่มแรงดันในบัสไฟตรงเป็น 2 เท่าจากเดิม ก็มีข้อดีในการเพิ่มแรงดันบัสไฟตรงให้สูงขึ้น แต่ก็จะมีผลต่อการออกแบบให้มีขนาดพิกัดต่างๆ ในทางไฟฟ้าของแต่ละอุปกรณ์ที่สูงขึ้น 2 เท่าด้วย
- ข้อดีของเทคนิคนี้ คือ สามารถแยกแยะฟังก์ชันของการมอดูเลตสัญญาณในแต่ละเซกเตอร์ได้ในแต่ละเซกเตอร์จึงสามารถนำไปพัฒนาต่อในด้านการควบคุมที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เช่น การพิจารณาปรับปรุงสัญญาณ SVPWM เพื่อลดการสูญเสียในการสวิตซ์ หรือนำไปเพิ่มค่าแรงดันอ้างอิงเพื่อเพิ่มแรงดันเฉลี่ยประสิทธิภาพให้ขดลวดมอเตอร์มากขึ้น
- ข้อดีของการใช้บัสไฟตรงร่วมกัน นั่นคือ สามารถทำให้ใช้ประโยชน์จากการนำพลังงานที่เหลือใช้ จากการลดความเร็ว หรือการเบรก (Regenerative Brake) จากในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ชุดหนึ่งมาจ่ายให้กับระบบขับเคลื่อนของมอเตอร์อีกชุดหนึ่งได้
- พัฒนาเทคนิคการควบคุมมอเตอร์ขั้นสูงขึ้นในการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f Control) เช่น การควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control), การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control), การควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์ (Sensorless Control) เป็นต้น

บรรณานุกรม

- [1] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. Hansen, and S. Hansen, “A New Optimized Space Vector Modulation Strategy for a Component-Minimized Voltage Source Inverter”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, pp. 704-714, 1997.
- [2] E. Ledezma, B. McGrath, A. Munoz, and T. A. Lipo, “Dual AC-Drive System with a Reduced Switch Count”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 37, No. 5, pp. 1325-1333, Sep./Oct. 2001.
- [3] P. Delarue, A. Bouscayrol, and E. Semail, “Generic Control Method of Multileg Voltage-Source-Converters for Fast Practical Implementation”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, No. 2, pp. 517-526, 2003.
- [4] A. Bouscayrol, B. Francois, P. Delarue, and J. Niiranen, “Control Implementation of a Five-Leg AC-AC Converter to Supply a Three-phase Induction Machine”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 20, No. 1, pp. 107-115, 2005.
- [5] G. J. Su and J. S. Hsu, “A Five-leg Inverter for Driving a Traction Motor and a Compressor Motor”, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 21, No. 3, pp. 687-692, May 2006.
- [6] R. Omata, K. Oka, Atsushi Furuya, S. Matsumoto, Y. Nozawa, and K. Matsuse, “An Improved Performance of Five-Leg Inverter in Two Induction Motor Drives”, CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.
- [7] T. Kominami and Y. Fujimoto, “Development of a Nine-Switch Inverter That can Independently Control Two Loads”, IEEJ. Annual Meeting Record, pp.133-134, 2007.
- [8] M. Jones, S. N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, and P. Wright, “Five-Leg Inverter PWM Technique for Reduced Switch Count Two-Motor Constant Power Applications”, IET Electr. Power Appl., vol. 2, no. 5, pp. 275-287, 2008.
- [9] W. Piyarat and V. Kinnares, “Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter”, IEEJ Trans. on Ind. Appl., Vol. 130, No. 7, pp. 858-867, Jan. 2010.

- [10] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives**”, Science Direct, Electric Power Systems Research, Vol. 79, No. 7, pp. 1127-1135, July 2009.
- [11] C. Mademlis, I. Kioskeridis, and T. Theodoulidis, “**Optimization of Single-Phase Induction Motors-Part I: Maximum Energy Efficiency Control**”, IEEE Trans. on Energy Convers., Vol. 20, No. 1, pp. 187-195, Mar. 2005.
- [12] C. Mademlis, T. Theodoulidis, and I. Kioskeridis, “**Optimization of Single-Phase Induction Motors-Part II: Magnetic and Torque Performance under Optimal Control**”, IEEE Trans. on Energy Convers., Vol. 20, No. 1, pp. 196-203, Mar. 2005.
- [13] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, and V. Kinnares, “**A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor**”, IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 60, No. 5, pp. 2031-2041, May 2013.
- [14] H. J. Kim, S. H. Hwang, and J. M. Kim, “**Novel Soft Starting Algorithm of Single Phase Induction Motors by Using PWM Inverter**”, Journal of Power Electronics, Vol. 18, No. 6, pp. 1720-1728, , pp. 1720-1728, Nov. 2018.
- [15] S.K. Tseng, T.H. Liu, J.W. Hsu, L. R. Ramelan, E, Firmansyah, “**Implementation of Online Maximum Efficiency Tracking Control for a Dual-Motor Drive System**”, IET Electric Power Applications, Vol. 9, No. 7, pp. 449 – 458, July 2015.
- [16] A. Furuya, K. Oka, and K. Matsuse, “**A Characteristics Analysis of Four-Leg Inverter in Two AC Motor Drives with Independent Vector Control**”, in Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2007), pp. 619-624, 2007.
- [17] Y. S. Lim, J. S. Lee, and K. B. Lee, “**Advanced Speed Control for a Five-Leg Inverter Driving a Dual-Induction Motor System**”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 66, No. 1, pp. 707-716, Jan. 2019.
- [18] M.H.N. Talib, Z. Ibrahim, N.A. Rahim, and A.S.A. Hasim, “**Characteristic of Induction Motor Drives Fed by Three Leg and Five Leg Inverters**”, Journal of Power Electronics, Vol. 13, No. 5, pp. 806-813, 2013.

- [19] Y.H. Liu, C.L. Chen, and R.J. Tu, “**A Novel Space-Vector Current Regulation Scheme for a Field-Oriented-Controlled Induction Motor Drive**”, IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 45, No. 5, pp. 730-737, Oct. 1998.
- [20] K. Oka, Y. Nozawa, R. Omata, K. Suzuki, A. Furuya, and K. Matsuse, “**Characteristic Comparison between Five-Leg Inverter and Nine-Switch Inverter**”, in Power Conversion Conference – Nagoya, pp. 279-283, 2007.
- [21] M.H.N. Talib, Z. Ibrahim, N.A. Rahim, and A.S.A. Hasim, “**Implementation of Space Vector Two-Arm Modulation for Independent Motor Control Drive Fed by a Five-Leg Inverter**”, Journal of Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 115-124, 2014.
- [22] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, and M. Tonnes, “**Two-Phase Induction Motor Drives**”, IEEE Trans. on Ind. Appl. Mag., vol. 10, no. 4, pp. 24–32, Jul./Aug. 2004.
- [23] D.-H. Jang, “**PWM Methods for Two-Phase Inverters**”, IEEE Trans. on Ind. Appl. Mag., Vol. 13, No. 2, pp. 50–61, Mar./Apr. 2007.
- [24] N. Abdel-Rahim and A. Shaltout, “**An Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor Drive with Slip-Frequency Control**”, IEEE Trans. on Energy Convers. Vol. 24, No. 3, pp. 608-616, 2009.
- [25] Y. Birbir, K. Yurtbasi, and V. Kanburoglu, “**Design of a Single-Phase SPWM Inverter Application with PIC Microcontroller**”, ENG. Sci. Technol. Vol. 22, pp. 592-599, 2019.
- [26] K. Zhou and D. Wang, “**Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis**”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 49, No. 1, pp. 186-196, Feb. 2002.
- [27] D.-H. Jang and D.-Y. Yoon, “**Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors**”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 39, No. 2, pp. 542–549, Mar./Apr. 2003.
- [28] M. A. Jabbar, A. M. Khambadkone, and Z. Yanfeng, “**Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation**”, IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 51, No. 5, pp. 1081–1088, Oct. 2004.
- [29] S. Sinthusonthishat and V. Kinnares, “**A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using a Three-Leg Voltage Source Inverter**”, Inst. Electr. Eng. J. Trans. Ind. Appl., Vol. 125, No. 5, pp. 482–491, 2005.

- [30] V. Kinnares and C. Charumit, “Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors”, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 24, No. 4, pp. 1135–1139, Apr. 2009.
- [31] M. Jones, D. Dujic, E. Levi, M. Bubic, and B. Jelfenec, “A Two-Motor Centre-Driven Winder Fed by A Five-Leg Inverter”, Proc. European Power Electronics and Application Conf. Denmark, 2007.
- [32] S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, and E. Levi, “An Improved PWM Method for a Five-Leg Inverter Supplying Two Three-Phase Motors”, ISIE 2008. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 160-165, 2008.
- [33] K. Oka, M. Hizume, Y. Kimura, and K. Matsuse, “Improved Method of Voltage Transfer Ratio of Five-Leg Inverter”, JIASC 2005, pp. 75-78
- [34] P. Delarue, A. Bouscayrol, and B. Francois, “Control Implementation of a Five-Leg Inverter Voltage-Source-Inverter Supplying Two Three-Phase Induction Machines”, Proc. IEEE Int. Elec. , 2003, pp. 1909-1915
- [35] J. Kim and S. Sul, “A Carrier-Based PWM Method for Three-Phase Four-Leg Voltage Source Converters”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 1, pp. 66–75, Jan. 2004.
- [36] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, “A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 17, No. 4, pp. 517–523, Jul. 2002.
- [37] L. Mhango and G. Creighton, “Novel Two-Phase Inverter-Fed Induction Motor Drive”, Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl., vol. 131, no. 3, pp. 99–104, May 1984.
- [38] D. G. Holmes and A. Kotsopoulos, “Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter”, Proc., IAS93, pp.613-620, 1991.
- [39] A. S. Ba-Thunya, R. Khopkar, K. Wei, and H. A. Toliyat, “Single Phase Induction Drives- A Literature Survey”, Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2001. IEEE International, pp. 911-916, 2001.
- [40] Frede Blaabjerg, Florin Lugeanu, Kenneth Skaug and Andreas Aupke, “Comparison of Variable Speed Drives for Single-Phase Induction Motors”, IEEE Proc. Power Conversion Conference, 2002. PCC Proceeding of the Vol. 3, 2-5 April, pp.1328-1333, 2002.

- [41] E.R. Collina Jr., H.B. Putgen, and W.E. Sayle, “Single Phase Induction Motor Adjust Speed Drive: Direct Phase Angle Control of The Auxiliary Winding Supply”, Proc.IEEE IAS-88, Pittsburgh, pp. 246-251, 1988.
- [42] Francisco A. S. Neves, Eurico B. Souza Filho, Janaina M.S. Cruz, Regis P. Landim, Zaroni D. Lins, and Andre G.H. Accioly, “Single Phase Induction Motor Drives with Direct Torque Control”, IECON – 2002, 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol.1, pp.241-246, 2002.
- [43] สำนักงานสถิติแห่งชาติ. “สำมะโนประชากรและเคหะ,” [Online].Available: <http://www.nso.go.th>. 2019.
- [44] D. G. Holmes and T. A. Lipo. 2003. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and practice.** John Wiley.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[JPE] Decision on Manuscript no.JPE-19-08-007(Ver. 0102)

eic@kipe.or.kr

Tue 10/29/2019 10:28 PM

To: eic@kipe.or.kr <eic@kipe.or.kr>; d_sirichai@hotmail.com <d_sirichai@hotmail.com>; d_sirichai@hotmail.com <d_sirichai@hotmail.com>;
kkwijit@kmitl.ac.th <kkwijit@kmitl.ac.th>

Cc: editor@kipe.or.kr <editor@kipe.or.kr>; eic@kipe.or.kr <eic@kipe.or.kr>



Journal of Power Electronics

Dear Dr.Vijit Kinnares


It's my great pleasure to inform you that your paper entitled "**Modulating functions of Space Vector PWM for Five leg inverter fed two single-phase Induction Motors**" has been accepted by the editorial board of **Journal of Power Electronics (JPE)**.

Thank you for your contribution. On behalf of the Editors of **Journal of Power Electronics (JPE)**, we look forward to your continued contributions to the Journal.

Sincerely,
Editor-In-Chief
Prof. Jung-Ik Ha
Journal of Power Electronics

Result: Accept
Comments to Author:
AE's Comments to Author:
No further comments.

EIC's Comments to Author:



Correspondence

The Korean Institute of Power Electronics

Rm. #1103, The Korean Science & Technology Bldg. (New Bldg.), 22, 7gil, Teheran-ro, Gangnam-gu, Seoul 06130, Republic of Korea
Tel : +82-2-554-0184~5 | Fax : +82-2-554-0186 | Website : <http://www.jpels.org> | Email : editor@kipe.or.kr

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVOICE

December 2, 2019

The Korean Institution of Power Electronics

Rm. #1103, The Korea Science & Technology Bldg. (New wing),
 22, Teheran-ro 7gil, Gangnam-gu, Seoul, 06130 Republic of Korea
 VAT ID: 111-82-05131

Vijit Kinnares

Department of Electrical Engineering
 Faculty of Engineering
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Ladkrabang, Bangkok, Thailand
 10520

Invoice Ref. No. PF191202-1
Discription

Publication Charge (9 pages)

TOTAL (USD)

USD 270.00

Details

Number: JPE-19-08-007

Title : Modulating Functions of Space Vector PWM for Five Leg Inverter Fed Two Single-Phase Induction Motors

Authors: Sirichai Dangeam and Vijit Kinnares

Issue No. : Vol. 20 No. 2 (March 2020)

 Total Pre-Tax \$270.00
 Tax -

Grand Total: USD 270.00

THE KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Modulating Functions of Space Vector PWM for Five Leg Inverter Fed Two Single-Phase Induction Motors

Sirichai Dangeam[†] and Vijit Kinnares^{*}

^{†,*}Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Abstract

This paper proposes modulating functions of a space vector pulse width modulation (SVPWM) technique based on modified sectors for a five-leg voltage source inverter fed dual single-phase induction motor system. The modified sectors are used in order to simplify the modulating functions in a general form. The modulating functions are fully derived, described and implemented on a DS1104 dSPACE controller. The obtained SVPWM signals are applied to a five-leg voltage source inverter (VSI) for driving the two single-phase induction motors to demonstrate its feasibility in motor drive applications. The calculated and measured modulating signal waveforms of the proposed SVPWM are in good agreement. Experimental waveforms of the motor voltages and currents at different operating frequencies are demonstrated and found to be satisfactory.

Key words: Five-leg voltage source inverter, Two single-phase induction motors, SVPWM with modified sectors, Modulating functions of SVPWM

I. INTRODUCTION

Single-phase induction motors are commonly used in industrial and residential applications for low power applications such as refrigerators, conveyors, air conditioners, pumps, electric washing machines, and so on due to their robustness and fairly low maintenance [1]-[2]. For single speed operation, they are normally supplied with a single-phase ac power supply without any type of control scheme. The optimization of single-phase motors for efficiency control and torque performance under optimal control using phase control can be found in [3]-[4]. With this method, only the supplied motor voltage is adjusted, which results in single speed operation and low loads. However, in order to achieve high performance over a wide range of operating conditions, a variable frequency drive using an inverter is required. As a result, energy savings can be achieved. Two-leg, three-leg and four-leg voltage source inverters (VSIs) with different control schemes and space vector PWM techniques for single-phase and two-phase induction motors have been investigated [5]-[6]. The three-leg VSI is preferred since it offers advantages in terms of its easy control with SVPWM, moderate cost and

dc voltage utilization. Although a single three-leg VSI can be used for multi-induction motor drive systems, independent speed control cannot be achieved. Generally, two induction motors can be independently controlled with two three-leg VSI sets using either a common DC link voltage [7] or individual DC link voltages. As a result, the system cost is too high and more installation area is needed. In order to cope with such problems, four-leg and five-leg VSIs are employed for independently controlling two three-phase induction motors due to the reduced number of switching devices and controllers [8], [9], [11], [12], [13]. Subsequently, a smaller size and lower cost can be achieved. However, the inverter losses of a five-leg VSI are the same as those of a six-leg VSI since the common leg of a five-leg VSI handles twice the normal leg current. Therefore, an inverter losses reduction method for a five-leg VSI has been proposed [15]. Several researchers have investigated two induction motor drive systems using a five-leg inverter [9], [11], [12]. Methods of carrier-based SVPWM for a five-leg inverter for the independent control of two three-phase induction motors have been presented in [9], [11]. The design of PI speed controllers for a five-leg inverter fed dual induction motor system was proposed in [11]. Although a five-leg inverter is normally used for the two induction motor drive systems in large power applications such as paper mills, textile manufacturing, cement industry, railway traction and electric ship propulsions [11], it has yet to be reported for low power applications.

Manuscript received Month. Date, Year, accepted Month. Date, Year

Recommended for publication by Associate Editor Gil-Dong Hong.

[†]Corresponding Author: d_sirichai@hotmail.com

Tel: +6687-515-5859, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

^{*}Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

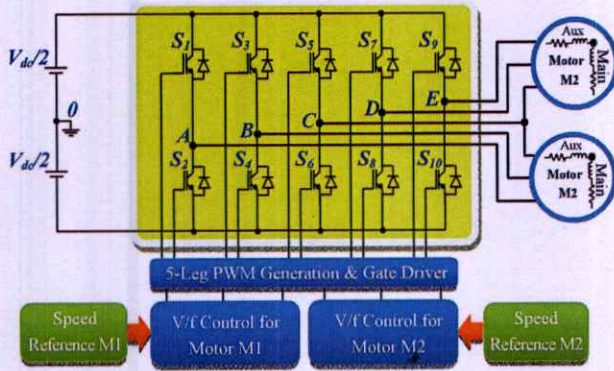


Fig. 1. Proposed system of a five-leg inverter driving two single-phase induction motors.

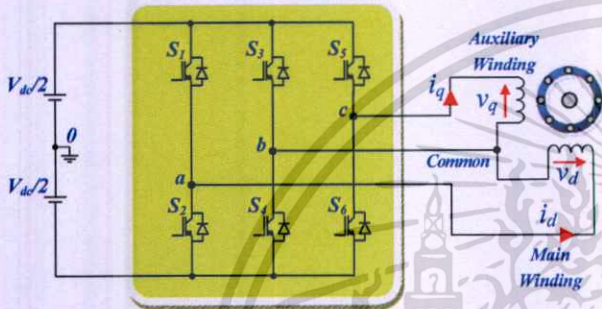


Fig. 2. Three-leg VSI for a single-phase motor drive.

Although a new SVPWM technique based on modified sectors for a three-leg inverter fed three-phase induction motor has been proposed [14], it has yet to be proposed for a three-leg VSI fed single-phase induction motor. Modulating functions of a SVPWM technique for two-phase three-leg VSI have been proposed [2]. However, they have not been reported for a five-leg VSI.

Therefore, this paper focuses on deriving the modulating functions and implementation of the proposed SVPWM with modified sectors for five-leg VSI fed two single-phase induction motors.

Fig. 1 demonstrated the proposed five-leg inverter controlled with the proposed SVPWM with modified sectors for independently driving two single-phase induction motors (M1 and M2). This paper is organized as follows. First, the proposed SVPWM based on modified sectors for a two-phase three-leg VSI is described. Then, the proposed modulating functions for a five-leg VSI are derived. Afterwards, the modulating functions and SVPWM generation are implemented on a DS1104 dSPACE board and applied to the five-leg VSI. The calculated and experimental modulating signals, phase leg voltages, voltages and currents of both motors are recorded. Finally, some conclusions are given.

II. PROPOSED SVPWM WITH MODIFIED SECTORS

Generally, a three-leg VSI can be used for driving a single-phase induction motor as shown in Fig. 2. The three-leg VSI provides eight voltage vectors including six nonzero-voltage vectors and two zero-voltage vectors. Unlike the three phase

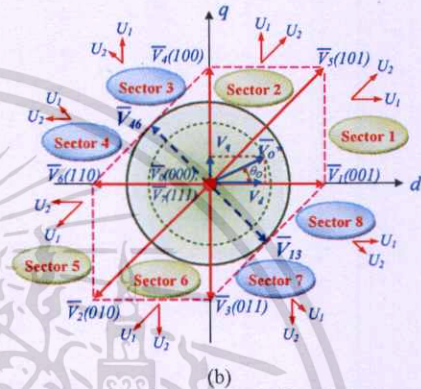
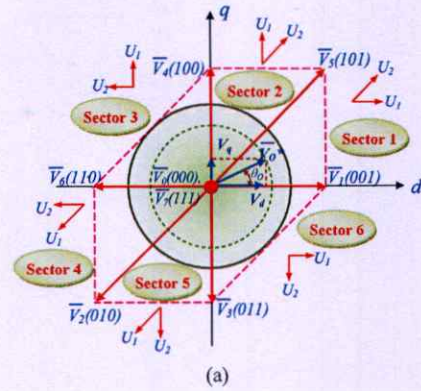


Fig. 3. Space vectors for driving a single-phase induction motor using a three-leg VSI: (a) conventional location of active space vectors in the d-q plane and arbitrary output voltage, (b) proposed location of active space vectors in the d-q plane and arbitrary output voltage space vector with modified sectors.

outputs, the six conventional stationary voltage vectors on the d-q plane of the two-phase outputs form in an asymmetric hexagon shape as shown in Fig. 3(a). More details can be found in [3]. The required output reference voltage vector of the SVPWM \vec{V}_o^* can be controlled to move around with a circular trajectory by calculating the two nearest adjacent voltage vectors, which are defined by \vec{U}_1 and \vec{U}_2 , within a half carrier period in each sector. The reference voltage vector can be calculated by the following equations:

$$\vec{V}_o^* = V_o \angle \theta_o = \frac{T_1}{\Delta T / 2} \vec{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T / 2} \vec{U}_2 \quad (1)$$

$$\vec{U}_1 = V_1 e^{j\alpha_1} \quad (2)$$

$$\vec{U}_2 = V_2 e^{j\alpha_2} \quad (3)$$

$$\Delta T / 2 = T_1 + T_2 + T_0 + T_7 \quad (4)$$

where V_o is the magnitude of the output reference voltage, V_1 and V_2 are the magnitudes of the adjacent voltage vectors, θ_o is the angle of the output reference voltage, α_1 and α_2 are the angles of the two active adjacent voltage vectors, T_1 and T_2 are the active times for the two adjacent voltage vectors, T_0 and T_7 are the times for the zero voltage vectors, ΔT is the carrier period, M is the modulation index ($0 \leq M \leq \sqrt{2}$) for a linear region, and V_{dc} is the dc-link voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

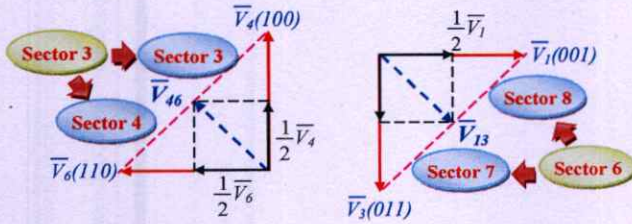


Fig. 4. Three-leg VSI for a single-phase motor drive.

The proposed SVPWM is derived from conventional SVPWM. Since sectors 3 and 6 have angles that are different from the other sectors of the conventional space vectors in Fig. 3(a), they can be modified by dividing them into two halves. Therefore, all of the sectors have the same angle of 45° as shown in Fig. 3(b). The purpose of the modified sectors is to simply derive the modulating functions of the SVPWM for the five-leg VSI, which is fully given in the next section.

Moreover, the new active voltage vectors can be reproduced by using average vector equation. The authors of [14] discussed conceptually how a vector is synthesized by two adjacent vectors for three-phase outputs as:

$$\bar{V}_y = \frac{1}{2}\bar{V}_i + \frac{1}{2}\bar{V}_j \quad (5)$$

where \bar{V}_i is applied over the first half of the sampling period, and \bar{V}_j is applied over the second half.

The proposed modified sectors for balanced two-phase outputs are applied as shown in Fig. 4. For example, the old sector 3 in Fig. 3(a) can be divided into the new sector 3 and new sector 4 in Fig. 3(b). \bar{V}_4 is applied over the first half of the sampling period, and \bar{V}_6 is applied over the second half. Consequently, the equivalent voltage vector \bar{V}_{46} is obtained, where $\bar{V}_{46} = \frac{1}{2}\bar{V}_4 + \frac{1}{2}\bar{V}_6$. The old sector 6 in Fig. 3(a) can also be divided into sectors 7 and 8 in Fig. 3(b). In addition, the equivalent voltage vector \bar{V}_{31} is obtained, where $\bar{V}_{31} = \frac{1}{2}\bar{V}_3 + \frac{1}{2}\bar{V}_1$.

Usually, for a symmetric space vector pulse pattern, the space vector time for each zero voltage vector time (T_0, T_7) is set to be equal. The relationship between the active voltage vector times and the required output reference voltage vector for each sector can be determined in Equ. (6) [2].

$$\begin{bmatrix} V_1 \left(\frac{T_1}{\Delta T/2} \right) \\ V_2 \left(\frac{T_2}{\Delta T/2} \right) \end{bmatrix} = \frac{V_0}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (6)$$

For example, the reference voltage vector is in sector 1, where $0 \leq \theta_0 \leq \pi/4$ and $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = \pi/4$. The adjacent voltage vectors are \bar{V}_1 and \bar{V}_5 and their magnitudes are V_{dc} and $\sqrt{2}V_{dc}$, respectively. Using Equ. (6) the space vector active times for \bar{V}_1 and \bar{V}_5 (T_{V1} and T_{V5}) for sector 1 can be arranged as follows.

TABLE I

 DEFINITION OF THE SPACE VECTORS \bar{U}_1 AND \bar{U}_2 FOR EACH SECTOR OF THE PROPOSED SVPWM

Sector	\bar{U}_1	\bar{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\bar{V}_1	\bar{V}_5	T_{V1}	T_{V5}	V_{dc}	$\sqrt{2}V_{dc}$	0	$\pi/4$
2	\bar{V}_4	\bar{V}_5	T_{V4}	T_{V5}	V_{dc}	$\sqrt{2}V_{dc}$	$\pi/2$	$\pi/4$
3	\bar{V}_4	\bar{V}_{46}	T_{V4}	T_{V46}	V_{dc}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	$\pi/2$	$3\pi/4$
4	\bar{V}_{46}	\bar{V}_6	T_{V46}	T_{V6}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	V_{dc}	$3\pi/4$	π
5	\bar{V}_2	\bar{V}_6	T_{V2}	T_{V6}	$\sqrt{2}V_{dc}$	V_{dc}	$5\pi/4$	π
6	\bar{V}_2	\bar{V}_3	T_{V2}	T_{V3}	$\sqrt{2}V_{dc}$	V_{dc}	$5\pi/4$	$3\pi/2$
7	\bar{V}_{13}	\bar{V}_3	T_{V13}	T_{V3}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	V_{dc}	$7\pi/4$	$3\pi/2$
8	\bar{V}_1	\bar{V}_{13}	T_{V1}	T_{V13}	V_{dc}	$V_{dc}/\sqrt{2}$	2π	$7\pi/4$

$$\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) \quad (7)$$

$$\frac{T_{V5}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (8)$$

where $V_0 = MV_{dc}/2$.

Due to $\Delta T/2 \geq T_{V1} + T_{V5}$, using Eqns. (7) and (8) yields:

$$\frac{T_{V1} + T_{V5}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \cos(\theta_0) \leq 1 \quad (9)$$

From Equ. (9), the condition for the maximum possible magnitude of V_0 occurs at $\theta_0 = \pi/4$, which gives $V_0 = V_{dc}/\sqrt{2}$. As a consequence, $0 \leq M \leq \sqrt{2}$. Fig. 5 shows the pulse patterns of the phase leg voltages with respect to the midpoint of the DC-link voltage, corresponding space vector states, and space vector times in each sector for the proposed SVPWM with equally spaced zero space vectors \bar{V}_0 and \bar{V}_7 . The reference (average) values for the three-leg voltages over the time interval $\Delta T/2$, which have a switching sequence for sector 1 in a half period of switching as $\bar{V}_0 \rightarrow \bar{V}_1 \rightarrow \bar{V}_5 \rightarrow \bar{V}_7$, are:

$$v_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[-\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{V5}}{\Delta T/2} \right] \quad (10)$$

$$v_{b0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[-\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{V5}}{\Delta T/2} \right] \quad (11)$$

$$v_{c0} = \frac{V_{dc}}{2} \left[+\frac{T_{V1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{V5}}{\Delta T/2} \right] \quad (12)$$

Similarly, for the remaining sectors, the space vector times and phase leg reference values can be determined in the same manner, based on Table I. For the modified sector, it is assumed that the reference voltage vector is in sector 3, where $\pi/2 \leq \theta_0 \leq 3\pi/4$ and $\alpha_1 = \pi/2, \alpha_2 = 3\pi/4$. From Table I, the voltage magnitudes are $\bar{V}_4 = V_{dc}$ and $\bar{V}_{46} = V_{dc}/\sqrt{2}$. The space vector active times (T_{V4}, T_{V46}) for sector 3 are arranged as follows:

$$\frac{T_{V4}}{\Delta T/2} = \frac{M}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \quad (13)$$

$$\frac{T_{V46}}{\Delta T/2} = M \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

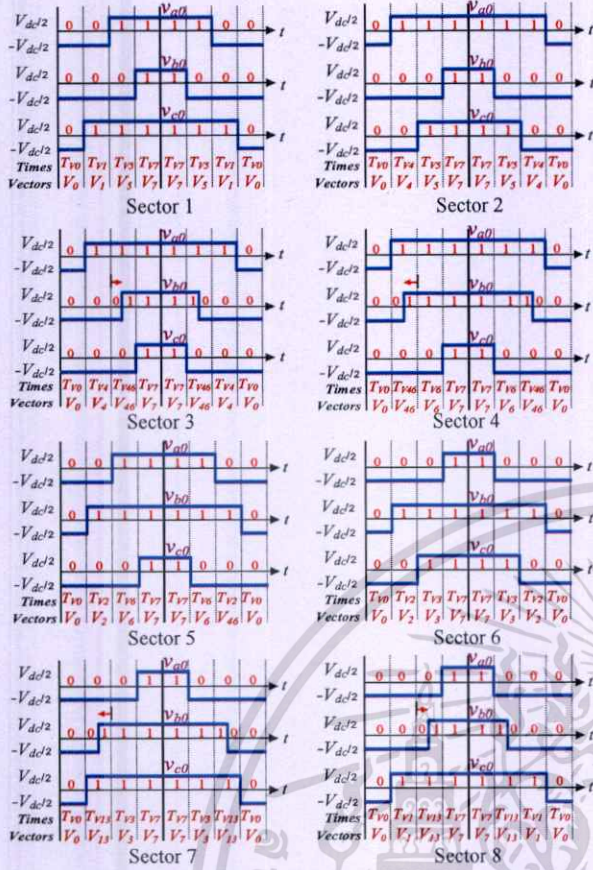


Fig. 5. Symmetrical pulse patterns of space vector modulation in each sector.

From Fig. 5, T_{V46} in sector 3 is composed of two halves. The first half is for \bar{V}_4 and the second half is for \bar{V}_6 since $\bar{V}_{46} = \frac{1}{2}\bar{V}_4 + \frac{1}{2}\bar{V}_6$.

The time for \bar{V}_6 is reduced while the time for \bar{V}_4 is increased when compared to the conventional times illustrated by the arrow. On the other hand, T_{V46} in sector 4 includes two halves. The first half is for \bar{V}_4 and the second half is for \bar{V}_6 . The time for \bar{V}_6 is increased while the time for \bar{V}_4 is reduced. As a result, the reference phase leg voltage of phase b is the same as the conventional one. Another modified sector (sectors 7 and 8) can be treated in the same manner.

III. PROPOSED MODULATING FUNCTIONS

A. Proposed SVPWM for a three-leg VSI

Generally, modulating functions representing equivalent space vectors are obtained from the phase leg reference voltages with respect to the midpoint of the DC-link voltage. For example, the required modulating functions for sector 1, which is a non-modified sector, can be expressed by substituting Eqns. (7) and (8) into Eqns. (10) through (12) as:

$$v_a^* = \frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (15)$$

$$v_b^* = \frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin(\theta_0) \right] \quad (16)$$

TABLE II
SPACE VECTOR ACTIVE TIMES AND MODULATING FUNCTION OF THE
BALANCED OUTPUT VOLTAGE SVPWM IN ALL 8 SECTORS

Sector	Space Vector Active Time	Phase leg reference voltage
Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}$	$T_{T1} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right)$ $T_{T2} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2 $\frac{\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$T_{T3} = -\frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right)$ $T_{T4} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) - \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
Sector 3 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{4}$	$T_{T5} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$ $T_{T6} = M \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) + 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) - 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right]$
Sector 4 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \pi$	$T_{T7} = M \sin(\pi - \theta_0)$ $T_{T8} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+2 \sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-2 \sin(\pi - \theta_0) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
Sector 5 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{4}$	$T_{T9} = -\frac{M}{\Delta T/2} \sin(\pi - \theta_0)$ $T_{T10} = -\frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
Sector 6 $\frac{5\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$T_{T11} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $T_{T12} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{4}\right) \right]$
Sector 7 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{7\pi}{4}$	$T_{T13} = -M \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $T_{T14} = -\frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) - \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+2 \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) \right]$
Sector 8 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$T_{T15} = \frac{M}{\Delta T/2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$ $T_{T16} = -M \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{a0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) - 2 \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{b0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{c0}^*}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + 2 \sin(\theta_0) \right]$

$$v_c^* = \frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (17)$$

This calculation can be used in the other non-modified sectors namely 2, 5 and 6. For the new modified sector 3 in Fig. 3(b), the phase leg reference voltages with respect to the midpoint of the DC-link voltage, which are modulating functions representing equivalent space vectors, can be expressed as:

$$v_a^* = \frac{v_{a0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[+\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) + 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (18)$$

$$v_b^* = \frac{v_{b0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right] \quad (19)$$

$$v_c^* = \frac{v_{c0}}{V_{dc}} = +\frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) - 2 \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (20)$$

Similarly, another modified sector can be treated with the same process of calculating space vector active times and modulating functions. The modulating functions and space vector active times for all of the sectors of the proposed SVPWM are illustrated in Table II. The calculated space vector active times and zero vector times for the proposed SVPWM are shown in Fig. 6(a), while the corresponding phase leg reference voltages obtained from average values are shown in Fig. 6(b).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

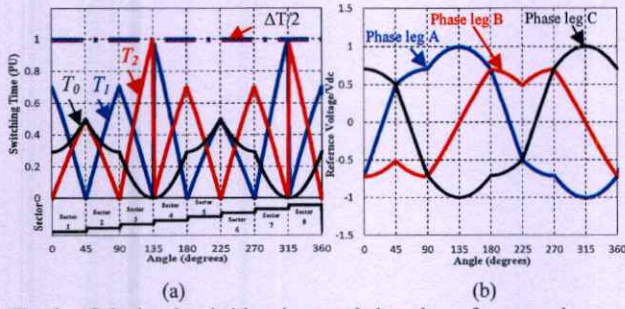


Fig. 6. Calculated switching times and phase leg reference voltage at $M = \sqrt{2}$: (a) switching times of T_1 , T_2 and T_0 ; (b) phase leg reference voltage (in p.u.).

The modified SVPWM can be applied to two three-leg inverters for independently driving two single-phase induction motors. Fig. 7 presents modulating function waveforms and corresponding sectors for two three-leg inverters driving two single-phase induction motors with different voltages and frequencies at the same Volts/Hz value. Modulating functions of the space vector equivalent reference voltages of two three-leg VSIs are used to reduce to the phase leg reference voltage equations for a 5-leg VSI in the next section. Fig. 7 shows the modulating signals generated from the proposed SVPWM for two inverters at different modulation indexes and frequencies. The frequency for M1 is twice that for M2. With constant Volts/Hz, the modulation index of the SVPWM for M1 is twice that for M2.

B. Proposed SVPWM for a five-leg VSI

If two three-leg VSIs are used for driving two single-phase induction motors, the six phase leg reference voltages are $v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*$ for M1 and $v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*$ for M2. These reference voltages can be reduced from six modulating signals to five modulating signals for the five-leg VSI by using phase leg C as a common leg sharing currents of both motors as follows [9].

$$v_A^* = v_{A0} / V_{dc} = (v_{a1}^* + v_{c2}^*) / 2 \quad (21)$$

$$v_B^* = v_{B0} / V_{dc} = (v_{b1}^* + v_{c2}^*) / 2 \quad (22)$$

$$v_C^* = v_{C0} / V_{dc} = (v_{c1}^* + v_{c2}^*) / 2 \quad (23)$$

$$v_D^* = v_{D0} / V_{dc} = (v_{a2}^* + v_{c1}^*) / 2 \quad (24)$$

$$v_E^* = v_{E0} / V_{dc} = (v_{b2}^* + v_{c1}^*) / 2 \quad (25)$$

The reference voltages of the five-leg VSI based on the proposed SVPWM can be modified by using the phase leg reference voltages in each sector and shown in Table II. The phase leg reference voltages $v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*$ for M1 and $v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*$ for M2 to substitute into Eqns. (21) to (25). These equations can guarantee that the switching times are not greater than 1 p.u. From Table II, the modulation index M is substituted with M_{a1} and M_{a2} for the two motors M1 and M2, respectively. For the angle of the output reference voltage θ_0 of the motors M1 and M2 are newly denoted as θ_1 and θ_2 , respectively. Therefore, the phase leg reference voltage for the five-leg VSI or modulating functions for all of the sectors can be achieved as shown in Table III.

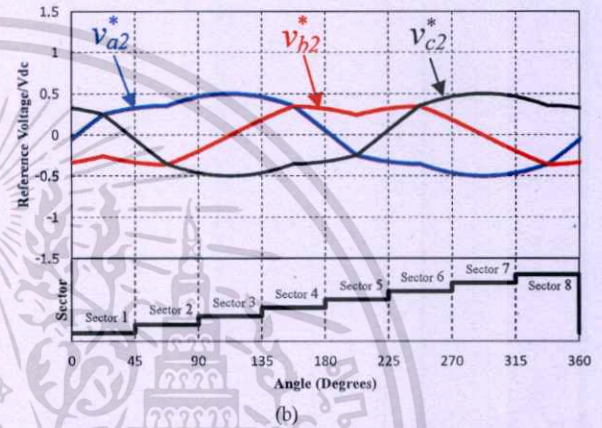
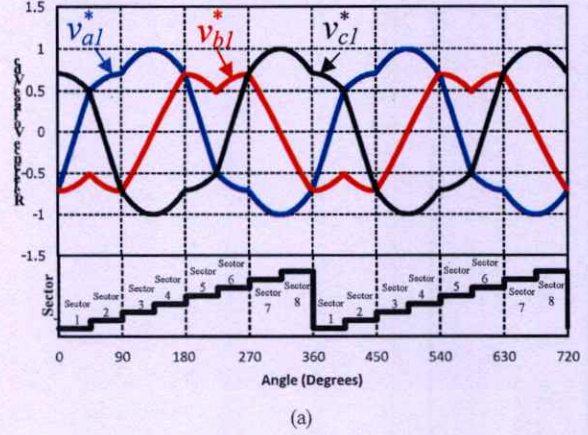


Fig. 7. Calculated proposed phase leg reference voltage waveforms and corresponding modified sectors for two single-phase motors: (a) at f_1 and $M_{a1} = 1$ p.u. for M1; (b) at f_2 and $M_{a2} = 0.5$ p.u. for M2.

The required balanced reference winding voltages of v_{δ} and v_q for the two single-phase induction motors can be expressed as:

$$v_{d1}^* = v_A^* - v_B^* \quad (26)$$

$$v_{q1}^* = v_C^* - v_B^* \quad (27)$$

$$v_{d2}^* = v_D^* - v_E^* \quad (28)$$

$$v_{q2}^* = v_C^* - v_E^* \quad (29)$$

where v_{d1}^*, v_{q1}^* are the main and auxiliary winding reference voltages of M1, and v_{d2}^*, v_{q2}^* are the main and auxiliary winding reference voltages of -M2.

Fig. 8 shows the principle of carrier-based SVPWM for a five leg VSI, where the inverter frequencies f_i is set to be twice the inverter frequency f_2 for M1 and M2. Fig. 8-(a) shows the pattern of the five phase leg voltages associated with a comparison between a common triangular carrier wave and the five modulating signals. The PWM signals are generated to enable the switches to produce the phase leg voltages v_{a0} to v_{e0} as shown in Fig. 8(b) to 8(f). Fig. 8(g) to 8(j) show waveforms of winding voltages for both motors by $v_{A0} - v_{B0}$ for v_{d1} , $v_{C0} - v_{B0}$ for v_{q1} , $v_{D0} - v_{E0}$ for v_{d2} , and $v_{C0} - v_{E0}$ for v_{q2} .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE III
MODULATING FUNCTIONS OF BALANCED OUTPUT VOLTAGE SVPWM FOR ALL EIGHT SECTORS

Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage	Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage	Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage	Sector M1	Sector M2	Phase leg reference voltage
Sector 1 $0 < \alpha < \frac{\pi}{4}$	Sector 1 $0 < \alpha < \frac{\pi}{4}$	$\begin{aligned} v_a^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_b^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_c^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_d^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_e^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \end{aligned}$	Sector 5 $\frac{3\pi}{4} < \alpha < \frac{\pi}{2}$	Sector 3 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{3\pi}{4}$	$\begin{aligned} v_a^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_b^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_c^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_d^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_e^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \end{aligned}$	Sector 1 $0 < \alpha < \frac{\pi}{4}$	Sector 5 $0 < \alpha < \frac{\pi}{4}$	$\begin{aligned} v_a^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_b^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_c^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_d^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_e^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \end{aligned}$	Sector 5 $\frac{3\pi}{4} < \alpha < \frac{\pi}{2}$	Sector 7 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{3\pi}{4}$	$\begin{aligned} v_a^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_b^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_c^* &= \frac{M_1}{2} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_d^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \sin(\frac{\pi}{6}) \\ v_e^* &= \frac{M_2}{2} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + 2 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \sin(\frac{\pi}{6}) \end{aligned}$

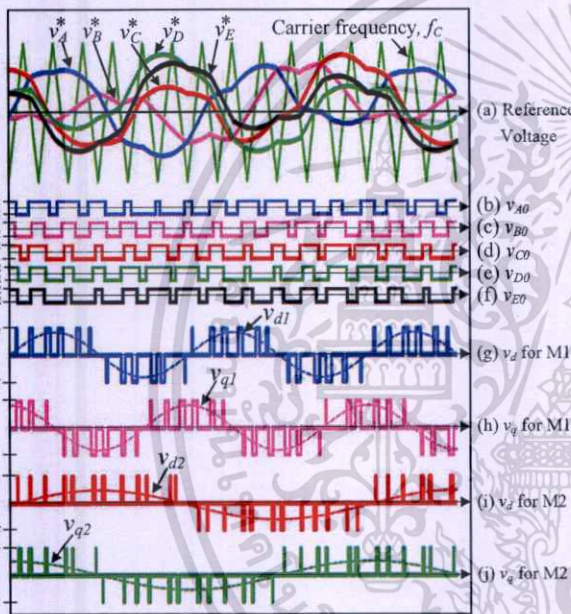


Fig. 8. Proposed SVPWM pattern for a five-leg VSI.

IV. CALCULATED AND EXPERIMENTAL RESULTS

As shown in the schematic diagram and photograph of Figs. 9 and 10, the experimental setup mainly consists of a dSPACE DS1104 DSP controller board using a TMS320F240 slave DSP for generating SVPWM signals from the proposed modulating functions, a five-leg IGBT inverter, a dynamic braking unit, and a diode bridge rectifier with a smoothing capacitor. The switching frequency or carrier frequency f_c is 3 kHz, and the ripple free DC link voltage is 310 V. Two 370 W, 220 V, 50 Hz single-phase induction motors running capacitors are removed from the auxiliary windings using Load1 and Load2 are three-phase induction machines providing mechanical torque. Modulating signals are generated using the modulating functions in Table III by a DS1104 dSPACE. In addition, SVPWM signals based on the proposed modulating functions are generated for the five-leg inverter.

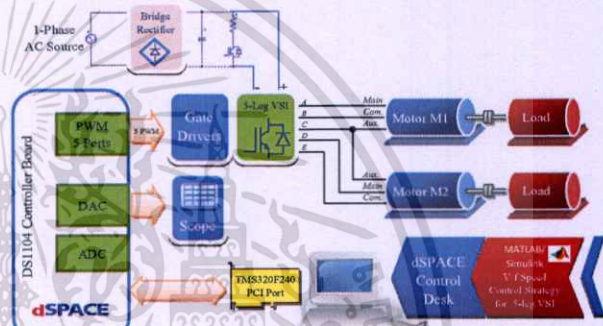


Fig. 9. Hardware implementation for verifying the characteristics of the proposed SVPWM.

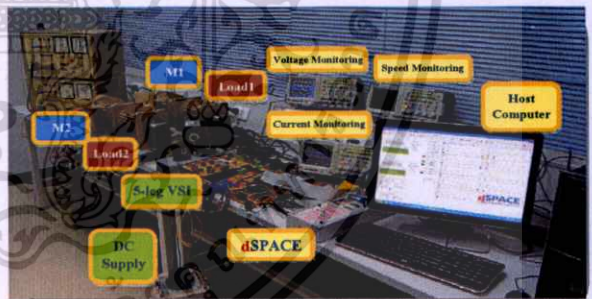


Fig. 10. Photograph of the proposed drive system.

A. Modulating signals and PWM signals

To verify the correctness of the proposed modulating functions, generated modulating signals are sent via a DAC port of dSPACE for measurement by using a digital oscilloscope. Figs. 11 and 12 illustrate calculated and measured results, respectively of the five modulating signals ($v_a^*, v_b^*, v_c^*, v_d^*, v_e^*$) and the corresponding reference voltages of the main and auxiliary windings for both motors with different magnitudes and frequencies at the same volts/Hz ($M_{a1}=1, f_1=50$ Hz, $M_{a2}=0.5, f_2=25$ Hz). The calculated and measured results are in good agreement. They confirm the correctness of the proposed modulating functions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

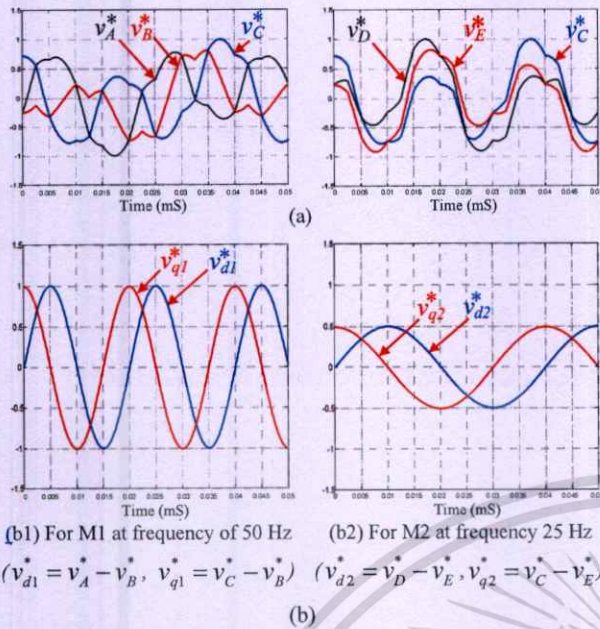


Fig. 11. Calculated phase leg reference signals and reference two-phase output voltages: (a) five modulating signals; (b) two-phase output reference voltages.

It should be noted that the measured modulating signals in Fig. 10 are lifted above zero due to the available PWM block of dSPACE, which provides only a positive signal in per unit.

Fig. 13 shows modulating signals obtained from the DAC port of dSPACE enlarged from Fig. 12(a), PWM signals obtained from a PWM port, filtered switching signals and gate drive voltages (V_{GE}) of the IGBTs for leg A to leg E of the five-leg VSI. The correctness of generating PWM signals based on the proposed modulating functions can be verified by filtering the PWM signals with an RC low pass filter. As a consequence, the filtered PWM signals are similar to the modulating signals obtained from the DAC port of dSPACE.

B. Measured motor current and voltage waveforms

Fig. 14 shows phase leg voltages of a five-leg VSI and the resultant winding voltages of both motors. These waveforms are in accordance with the SVPWM pattern in Fig. 8. It should be noted that for both motors, the phase difference angles between the auxiliary and main winding voltages are almost 90 degrees.

Fig. 15 illustrates the corresponding phase leg currents of leg A to leg E. Evidently, the waveforms of the phase leg currents of A (main winding of M1), B (common of M1), D (main winding of M2) and E (common of M2) are sinusoidal. The waveform of the common leg C current is non-sinusoidal since the C-leg current is the sum of the different magnitudes and frequencies of the auxiliary winding currents of both motors. Fortunately, this common leg C current is not too high, despite the sum of auxiliary winding currents of both motors. For this type of single-phase induction motor, the current of the auxiliary winding is lower than that of the main winding. This can be a benefit in terms of the design rating and sizing of a switching device. All of the switching devices can be used with the same rating.

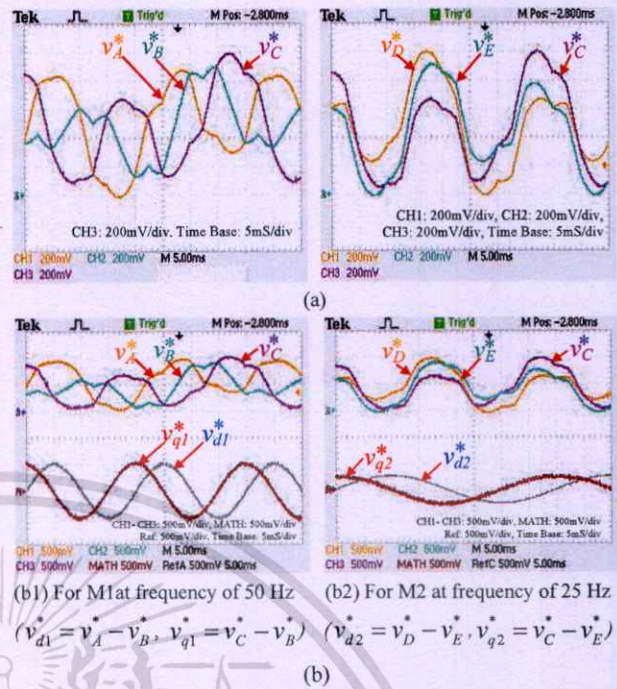


Fig. 12. Measured phase leg reference signals and reference two-phase output voltages: (a) modulating signals; (b) reference two-phase output voltages.

Fig. 16 shows main and auxiliary winding voltages and currents of M1 and M2 with a certain load at $f_1 = 50$ Hz (synchronous speed of 1,500_rpm) and $f_2 = 25$ Hz (synchronous speed of 750_rpm). For both motors, the phase shift angles of the PWM winding voltage waveforms and the winding current waveforms are approximately 90 degrees. Despite the distortion of the current waveform of the common leg C, i_c as shown in Fig. 15, the auxiliary winding current waveforms of the two single-phase induction motors are sinusoidal.

For the same frequency ratio of 2:1, and different amplitudes and frequencies, with constant volts/Hz for both motors, Fig. 17 shows main and auxiliary winding voltages and currents at $f_1 = 40$ Hz (synchronous speed of 1,200_rpm) and $f_2 = 20$ Hz (synchronous speed of 600_rpm). Winding current waveforms for both motors are still nearly sinusoidal. This confirms the capability of the proposed SVPWM method. In addition, the proposed modulation functions can be used both for generating SVPWM with a 2:1 ratio of the motor frequency and can for generating SVPWM with a 3:1 ratio of the motor frequency at $f_1 = 30$ Hz (synchronous speed of 900_rpm) and $f_2 = 10$ Hz (synchronous speed of 300_rpm) as shown in Fig. 18. However, M2 operates at a frequency of 10 Hz with very low electromagnetic torque. Compensation of the modulation index of the voltage boost at a very low frequency should be considered. Apart from a different motor frequency ratio, M1 and M2 can operate with the same frequencies. Figs. 19 and 20 for 50 Hz and 25 Hz, illustrate the winding voltages and currents for both motors. The current waveforms are still nearly sinusoidal. From these experimental results, the proposed SVPWM technique based on modified sectors can be used to drive applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

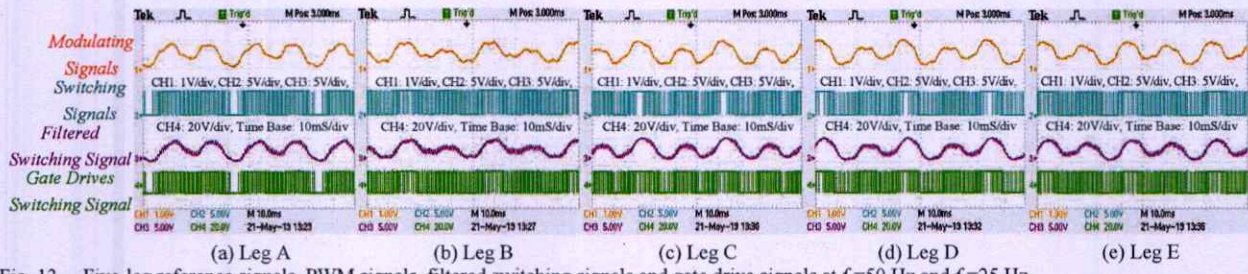


Fig. 13. Five-leg reference signals, PWM signals, filtered switching signals and gate drive signals at $f_1=50$ Hz and $f_2=25$ Hz.

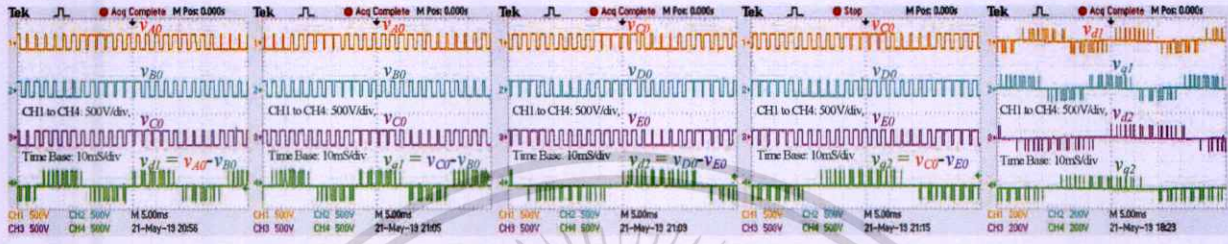


Fig. 14. Phase leg voltages and overall winding voltages for both motors at $f_1=50$ Hz and $f_2=25$ Hz.

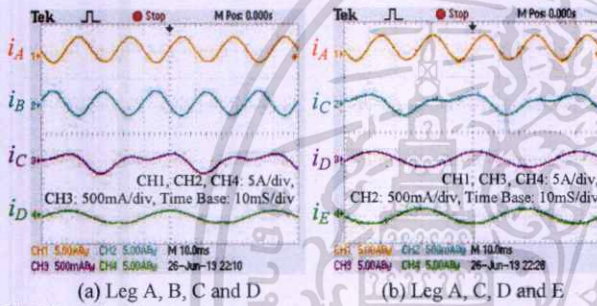


Fig. 15. Phase-leg currents.

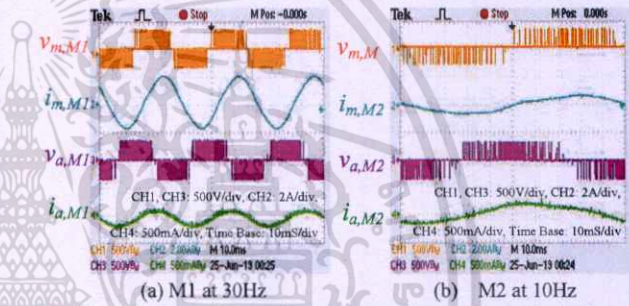


Fig. 18. Winding voltage and current waveforms with certain loads.

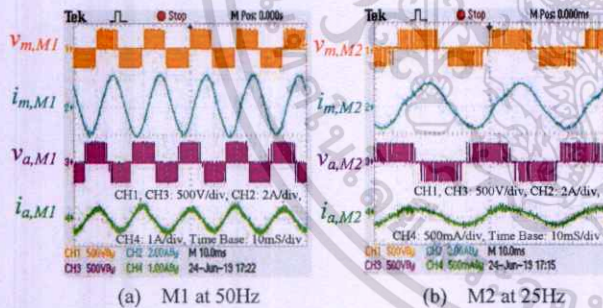


Fig. 16. Winding voltage and current waveforms with certain loads.

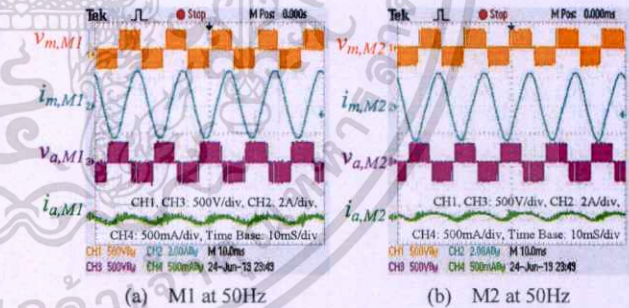


Fig. 19. Winding voltage and current waveforms with certain loads.

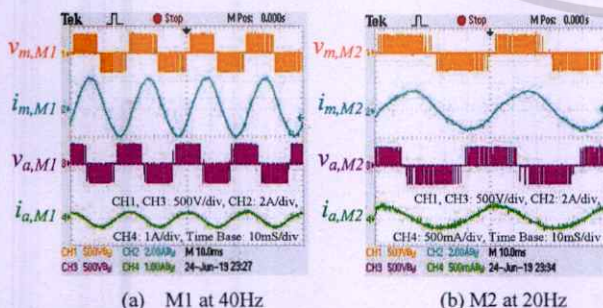


Fig. 17. Winding voltage and current waveforms with certain loads.

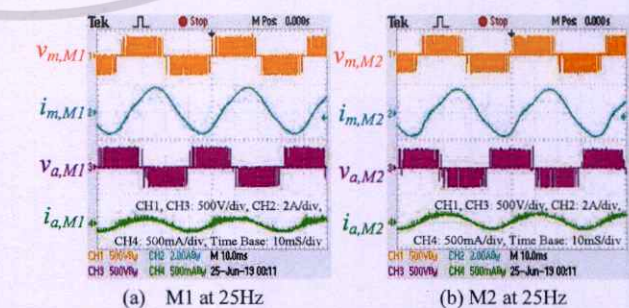


Fig. 20. Winding voltage and current waveforms with certain loads.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. CONCLUSION

This paper dealt with describing the principle, deriving modulating functions representing the phase leg reference voltages and implementing a SVPWM technique with modified sectors for five-leg VSI fed two single-phase motors. The principle of the proposed SVPWM was fully given. With modified sectors, the modulating functions of the proposed SVPWM for a five-leg VSI are simply derived in general equations. The derived modulating functions are used to generate modulation and PWM signals using a DS 1104 dSPACE board for a five-leg VSI. Computed and experimental results of modulating signals show the correctness of the proposed SVPWM. According to the obtained experimental results, a five-leg VSI with the proposed SVPWM is able to independently control two single-phase induction motors. Moreover, after the startup of both motors, one of the five inverter legs (except leg C) is lost due to failure i.e. remaining four legs. With the proposed SVPWM, the following events occur. The motor with the healthy supplied voltages is not affected. Meanwhile, the other motor with the unhealthy supplied voltages is able to run with a light load due to its reduced electromagnetic torque, which results in a significant decrease in speed. When leg C is lost, both of the motors are able to run under the normal load condition.

REFERENCES

- [1] W. Piyarat and V. Kinnares, "Performance evaluation and slip regulation control of an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive using a three-leg voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 130, No. 7, pp. 858-867, Jan. 2010.
- [2] Ch. Charumit and V. Kinnares, "Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives," *Science Direct, Electric Power Systems Research*, Vol. 79, No. 7, pp. 1127-1135, July 2009.
- [3] C. Mademlis, I. Kioskeridis, and T. Theodoulidis, "Optimization of single-phase induction motors-part I: maximum energy efficiency control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 20, No. 1, pp. 187-195, Mar. 2005.
- [4] C. Mademlis, T. Theodoulidis, and I. Kioskeridis, "Optimization of single-phase induction motors-part II: magnetic and torque performance under optimal control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 20, No. 1, pp. 196-203, Mar. 2005.
- [5] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, and V. Kinnares, "A carrier-based unbalanced PWM method for four-leg voltage source inverter fed unsymmetrical two-phase induction motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 5, pp. 2031-2041, May 2013.
- [6] H. J. Kim, S. H. Hwang, and J. M. Kim, "Novel Soft Starting Algorithm of Single Phase Induction Motors by Using PWM Inverter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 18, No. 6, pp. 1720-1728, pp. 1720-1728, Nov. 2018.
- [7] S.K. Tseng, T.H. Liu, J.W. Hsu, L. R. Ramelan, and E. Fimansyah, "Implementation of online maximum efficiency tracking control for a dual-motor drive system," *IET Electric Power Applications*, Vol. 9, No. 7, pp. 449 – 458, July 2015.
- [8] A. Furuya, K. Oka, and K. Matsuse, "A characteristics analysis of four-leg inverter in two AC motor drives with independent vector control," in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2007)*, pp. 619-624, 2007.
- [9] M. Jones, S. N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, and P. Wright, "Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications," *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 2, No. 5, pp. 275-287, 2008.
- [10] G. J. Su and J. S. Hsu, "A Five-leg inverter for driving a traction motor and a compressor motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 3, pp. 687-692, May 2006.
- [11] Y. S. Lim, J. S. Lee, and K. B. Lee, "Advanced speed control for a five-leg inverter driving a dual-induction motor system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 66, No. 1, pp. 707-716, Jan. 2019.
- [12] M. H. N. Talib, Z. Ibrahim, N. A. Rahim, and A. S. A. Hasim, "Characteristic of Induction Motor Drives Fed by Three Leg and Five Leg Inverters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 806-813, Sep. 2013.
- [13] E. Ledezma, B. McGrath, A. Munoz, and T. A. Lipo, "Dual AC-drive system with a reduced switch count," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 5, pp. 1325-1333, Sep./Oct. 2001.
- [14] Y.H. Liu, C.L. Chen, and R.J. Tu, "A novel space-vector current regulation scheme for a field-oriented-controlled induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 45, No. 5, pp. 730-737, Oct. 1998.
- [15] K. Oka, Y. Nozawa, R. Omata, K. Suzuki, A. Furuya, and K. Matsuse, "Characteristic comparison between five-leg inverter and nine-switch inverter," in *Power Conversion Conference – Nagoya*, pp. 279-283, 2007.

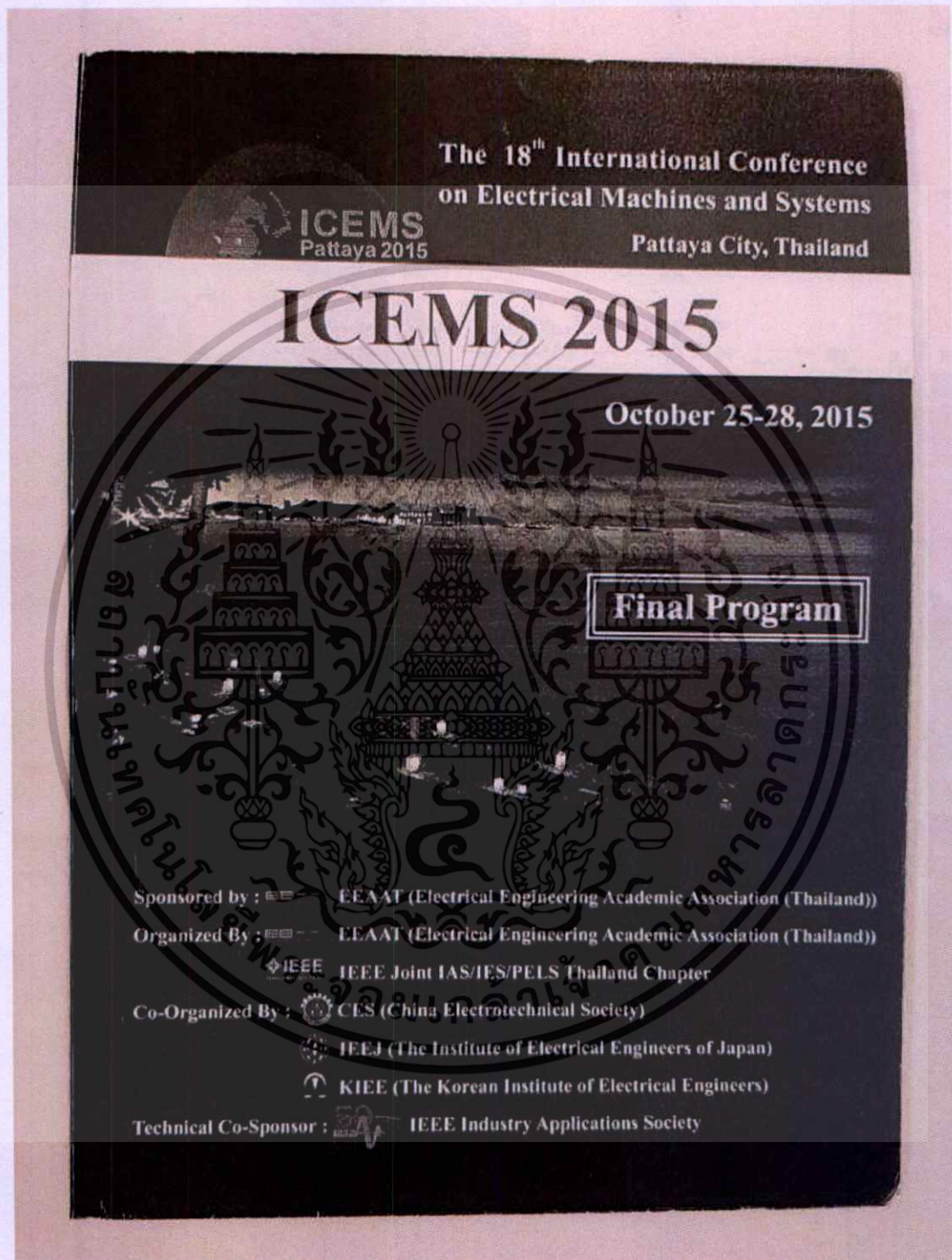


Sirichai Dangeam received his B.Eng. degree in Electrical Engineering from Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Pathumtani, Thailand, in 1995; and his M.Eng. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand, in 2003. He is presently working towards D.Eng. degree in Electrical Engineering at the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His current research interests include power electronics, and electric drives.



Vijit Kinnares received his B.Eng. (Hons.) and M.Eng. degrees from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand; and his Ph.D. degree in Electrical Engineering from the University of Nottingham, Nottingham, ENG, UK, in 1997. Since 2003, he has been working as a Professor at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His current research interests include energy conversion, power electronics, and electric drives.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Two Single-phase Induction Motor Drives Using a Five-leg Voltage Source Inverter

Sirichai Dangeam¹, Vijit Kinnares¹

¹ Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
E-mail: d_sirichai@hotmail.com

Abstract — This paper presents the implementation of 5-leg voltage source inverter fed independently two single-phase induction motors with different speed. Space vector pulse width modulation is used for the five-leg VSI. Closed-loop speed V/f scalar control is employed for those motors. The experimental results show that the speed for each motor can be independently control. Besides that, the advantages of the 5-leg inverter can be shared the capacitor and dc bus together, reduced the cost by decreasing the numbers of power switch and driver circuits and also reduced the switching loss.

I. INTRODUCTION

In recent years the advancement of variable speed ac drives using a voltage source inverters (VSI) has been growing with both high performance and advanced technology. So, the inverter are used to control modern residential and industrial applications like the systems or electric applicants such as refrigerator, conveyor, air conditioning, pump, electric washing machine etc. However the most of inverters are used to control just only single inverter to single motor. But in the point of energy conservation, it leads to develop the performance of VSI in many ways. Ref. [1] proposed a reduction in the switching losses by reducing the number of power switch. Ref. [2] discussed about how to modify from at first two of the 3-legs inverter become to the 5-leg inverter instead that they still independently control two sets of three-phase induction motor. After the number of switches are reduced from 12 switches to 10 switches. It can be effort to reduce the switching losses and also to reduce the production cost when reduced the numbers of switch, driver circuits and using the same capacitor and dc bus. Also reduced the CPU There is a few publications of driving double two-phase

asymmetrical induction motors. Therefore this paper will focus on describing the principle and implementation of carrier-based space vector pulse width modulation (SVPWM) for the five-leg voltage source inverter developed from patterns for two VSIs.

Fig.1 demonstrates the proposed 5-leg inverter for driving two sets of single-phase induction motor (M1 and M2). There is one leg of the inverter acts as a common leg. The specification of motor is 370W, 220V, 50Hz, 4 poles and it has 2 stator windings so called main and auxiliary windings. When the reference speed commands are set, the V/f control system are generated the suitable voltage vector with the technique of space vector pulse width modulation (SVPWM). PWM patterns are generated for five legs with a common leg instead of six legs of the inverter. Principle of generating SVPWM for five legs will be describes in the next section.

II. SVPWM

A. SVPWM for three-leg voltage source inverter

The SVPWM technique is commonly used in modern ac drives, especially for three-phase induction motor drives by determining voltage vectors in six sectors for generating PWM signals for all switches in a power circuit to control the torque and flux of motors. However, Ref. [3] discussed the advantage of the carrier-based technique, which it is similar to the conventional SVPWM and also discussed the principle of two-phase SVPWM for driving with the 3-leg VSI in Fig. 2. The advantage of 3-leg VSI is the voltage vector that it has 8 vectors (6 nonzero-voltage vectors and 2 zero-voltage vectors). Particularly, the zero-voltage vectors are used to reduce torque ripple. The space vector form of 8 voltage vector is asymmetric hexagon as shown in Fig. 3.

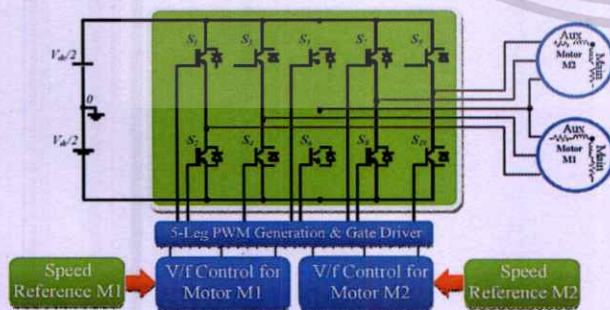


Fig. 1. Proposed system of five-leg inverter for driving 2 single-phase motors

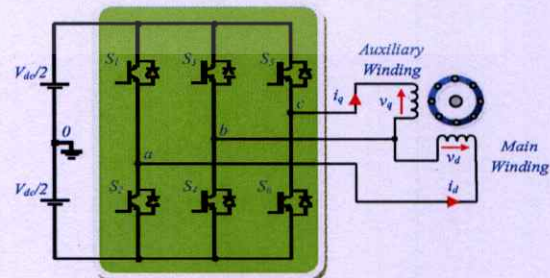


Fig. 2. Three-leg VSI for a two-phase induction motor drives

The output reference voltage vector of inverter \vec{V}_0^* can be controlled to rotate with a circular trajectory and can be calculated by using two adjacent vectors, defined by \vec{U}_1 and \vec{U}_2 , within a half carrier period in each sector. The reference voltage vector can be approximately by determining these equations.

$$\vec{V}_0^* = V_0 \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T / 2} \vec{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T / 2} \vec{U}_2 \quad (1)$$

$$\vec{U}_1 = V_1 e^{j\theta_1} \quad (2)$$

$$\vec{U}_2 = V_2 e^{j\theta_2} \quad (3)$$

$$\Delta T / 2 = T_1 + T_2 + T_0 + T_7 \quad (4)$$

where V_0 is the magnitude of the output reference voltage, V_1 , V_2 are the magnitudes of the space vectors, θ_0 is the angle of the output reference voltage, θ_1 , θ_2 are the angles of the two active adjacent vectors, T_1 , T_2 are active times for the two adjacent vectors, T_0 , T_7 are times for null vectors, and ΔT is a carrier period.

Ref. [4] presented the equations for the terminal fundamental voltages v_{a0} , v_{b0} and v_{c0} with respect to the midpoint, 0 of dc-link voltage for a balanced case of output corresponding to the loci of switching and voltage vectors as shown in Fig. 3 as

$$v_{a0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t)] \quad (5)$$

$$v_{b0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} \left[\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (6)$$

$$v_{c0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t - \pi)] \quad (7)$$

where M_a is the modulation index ($0 \leq M_a \leq 1$) for a linear region, V_{dc} is the dc-link voltage.

Therefore, the balanced two-phase output voltages v_d , v_q for the three-leg VSI can be expressed as

$$v_d = v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \quad (8)$$

$$v_q = v_{cb} = v_{c0} - v_{b0} \quad (9)$$

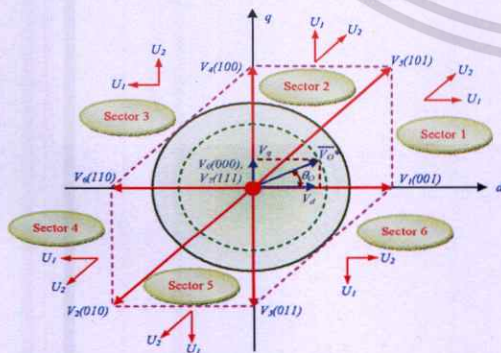


Fig. 3. Space-vector

By adding with the zero sequence voltage to (5) to (7), it can be effort to reduce lower harmonics currents and increase higher available modulation index, when compared to the sinusoidal PWM (SPWM) technique. The zero sequence voltage v_{zero}^* can be expressed as

$$v_{zero}^* = - \left[\frac{\max(v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}) + \min(v_{a0}, v_{b0}, v_{c0})}{2} \right] \quad (10)$$

When the zero sequence voltage is added into (5) to (7), the reference terminal voltage v_{a0}^* , v_{b0}^* , v_{c0}^* for a three-leg fed single-phase induction motor can be expressed as

$$v_{a0}^* = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t)] + v_{zero}^* \quad (11)$$

$$v_{b0}^* = \frac{M_a V_{dc}}{2} \left[\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \right] + v_{zero}^* \quad (12)$$

$$v_{c0}^* = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t - \pi)] + v_{zero}^* \quad (13)$$

The generation of the carrier-based SVPWM technique for a two-phase three-leg VSI can be obviously represented by Fig. 4 where M_{a0} , M_{b0} , and M_{c0} are switching functions for switching devices of phase leg a , b , c , respectively.

B. SVPWM for five-leg voltage source inverter

Refs. [5], [6] and [7] presented how to generate SVPWM for five-leg VSI for driving in case of a) two sets of three-phase induction motors and b) two sets of single-phase loads, respectively. By the principle, when the conventional three-leg VSI supplies two sets of a single-phase induction motor, it must be used two sets of a three-leg VSI, or 6-leg VSI, that it comes from the outputs of the orange block in Fig. 4 by calculation with (11) to (13).

If two three-leg VSIs are used for driving two single-phase induction motors, total reference terminal voltages are six voltages which these are v_{a1}^* , v_{b1}^* , v_{c1}^* for the motor M1 and v_{a2}^* , v_{b2}^* , v_{c2}^* for the motor M2. These voltages can be reduced from six signals to five signals for the proposed objective by using with these equations:

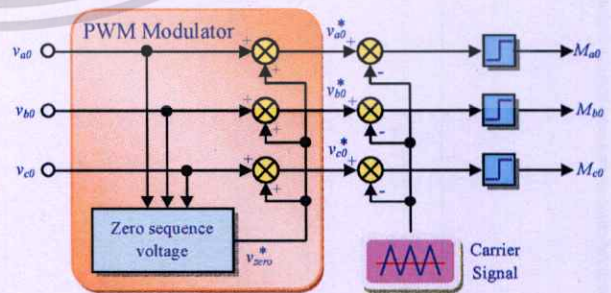


Fig. 4. Carrier-based SVPWM modulator for a three-leg VSI

$$v_A = (v_{a1}^* + v_{c2}^*) / 2 \quad (14)$$

$$v_B = (v_{b1}^* + v_{c2}^*) / 2 \quad (15)$$

$$v_C = (v_{c1}^* + v_{c2}^*) / 2 \quad (16)$$

$$v_D = (v_{a2}^* + v_{c1}^*) / 2 \quad (17)$$

$$v_E = (v_{b2}^* + v_{c1}^*) / 2 \quad (18)$$

However, these voltages can be considered as duty cycle values, D over the switching period, T_S . Since these voltages must be applied to the five-leg VSI, The six duty cycles must be reduced to five duty cycles by averaged with these equations:

$$D_A = (D_{a1} + D_{c2}) / 2 \quad (19)$$

$$D_B = (D_{b1} + D_{c2}) / 2 \quad (20)$$

$$D_C = (D_{c1} + D_{c2}) / 2 \quad (21)$$

$$D_D = (D_{a2} + D_{c1}) / 2 \quad (22)$$

$$D_E = (D_{b2} + D_{c1}) / 2 \quad (23)$$

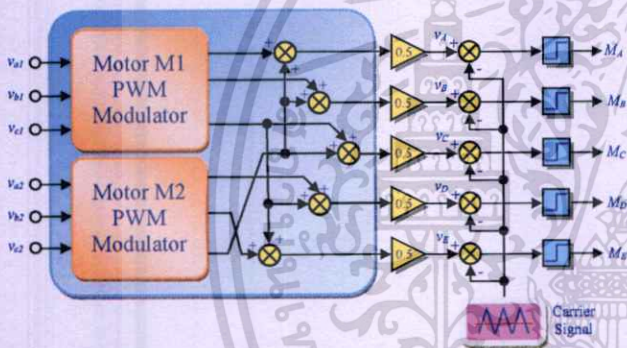


Fig. 5. Carrier-based PWM modulator for five-leg VSI

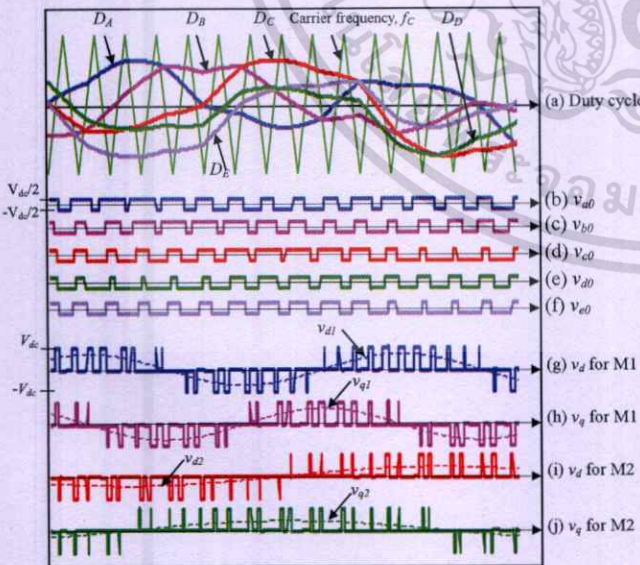


Fig. 6. Proposed SVPWM Pattern for five-leg VSI

Fig. 5 represents the carrier-based SVPWM technique for a five-leg VSI by using (14) to (18). Notify that the orange blocks or the PWM modulators for M1 and M2 in Fig. 5 are the same block in the orange block in Fig. 4. Where $M_A, M_B, M_C, M_D,$ and M_E are switching functions for switching devices of phase leg $a, b, c, d, e,$ respectively.

Fig. 6 shows the pattern of the output signals for controlling the five-leg VSI when the reference speed of the motor M1 is set at 1500 rpm and the reference speed of the motor M2 is set at 750 rpm. Fig. 6 (a) shows the pattern of 5 signals of duty cycle and notify that the waveforms have changed from the original waveform of the conventional 3-leg VSI because of averaging common voltage signal, v_{c1} and v_{c2} to the duty cycles of each other motor. When these duty cycles are compared to the carrier frequency, f_c , the output PWM signals are generated to enable switches producing the terminal voltage v_{a0} to v_{e0} as fig. 6 (b) to (f). Fig. 6 (g) to (j) shows the waveforms of v_d and v_q for each motor by using (8) and (9).

III. CLOSED-LOOP SPEED V/F SCALAR CONTROL

For analyzing the performance of the proposed SVPWM characteristics when used in a drives system, a closed-loop speed V/f scalar controller is selected to be implemented on this system. Because of its simplicity and non-complexity for implementation, it still is widely used in many drive systems.

Fig. 7 shows the closed-loop speed V/f control system for generating the terminal voltages for each single-phase motor from the independently command speeds, N_{ref}^* . Each speed error from the difference between N_{ref}^* and N_m is multiplied by a gain of PI controller to determine slip speed, N_{slip} .

Each slip speed is compared to V/f profile block to select a suitable modulation index, M_a with this equation is obtained as

$$M_a = \frac{V_s}{f_s} \quad (24)$$

The modulation index, M_a is related to the ratio of voltage and frequency and varied during 0 to 1. Due to the balanced voltages applied, the slope of the V/f profile for the main winding voltage and the auxiliary winding voltage are similar.

For determining the stator angle, θ_s , the command speed, N_{ref}^* can be expressed as

$$\theta_s = \int \frac{P \cdot N_{ref}^* \cdot 2\pi}{60} dt + C \quad (25)$$

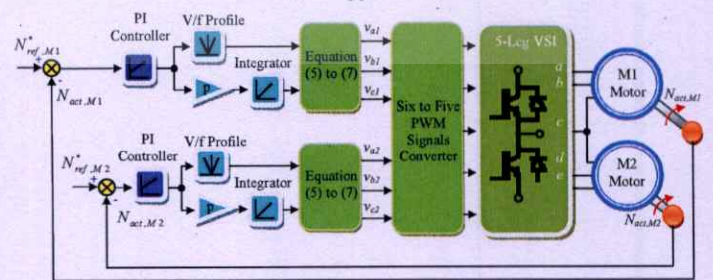


Fig. 7. Closed-loop speed v/f controller for five-leg VSI

where C is constant for an initial value of the integration, p is pole pairs. After determining the modulation index, M_c and the stator degree, θ_s , it uses (5) to (7) to calculate the terminal voltages v_{ax} , v_{bx} and v_{cx} , where x is 1, 2 (M1 and M2), for each single-phase motor respectively. Then, it uses (19) to (23) to combine six duty cycle signals and reduce to five duty cycle signals before sending to five-leg VSI.

For determining the gain of the PI Speed controller design [7], fig. 8 demonstrates the block diagram of a simple V/f control system. The electromechanical torque, τ_e is directly proportion to the slip speed, N_{slip} .

$$\tau_e = K_t N_{slip} \quad (26)$$

$$K_t = \frac{\tau_{rated}}{N_{slip,rated}} \quad (27)$$

where K_t is torque constant, τ_{rated} is full-load torque and $N_{slip,rated}$ is slip speed at full-load.

Assuming that coefficient of viscous, B and load torque, τ_l on fig. 8 are neglected because the viscous is less than moment of inertia, J and the motors are no-load operated. Therefore, the open-loop transfer function, H_{OL} , that it is included PI gain of controller, can be expressed as

$$H_{OL}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \cdot \left(\frac{K_t}{Js}\right) = \frac{K_p K_t (1 + T_i s)}{(T_i s)(Js)} \quad (28)$$

The equation (28) can be determined the PI gain of controller. The gain K_p and T_i can be calculated by assuming the magnitude and phase component of the transfer function (28) by considering from this following condition:

$$|H_{OL}(s)| = |H_{OL}(j\omega_c)| = 1 \quad (29)$$

$$\phi_M = 180^\circ + \tan^{-1}(\omega_c T_i) - 90^\circ - 90^\circ \quad (30)$$

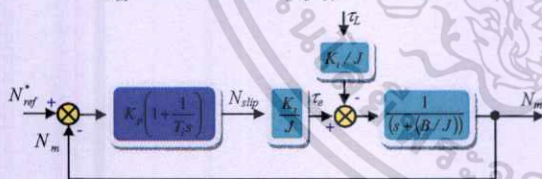


Fig. 8. Simplified block diagram of closed-loop speed control system

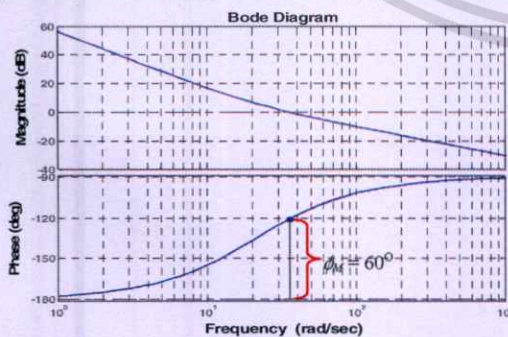


Fig. 9. Frequency response of the open-loop transfer function

Therefore

$$T_i = \frac{\tan \phi_M}{\omega_c} \quad (31)$$

When the equation (29) is substitute by $s = j\omega_c$. Hence, the gain K_p , K_i can be expressed as

$$K_p = \frac{T_i J s^2}{K_t + K_t T_i s} = \frac{T_i J (j\omega_c)^2}{K_t \sqrt{1 + (T_i \omega_c)^2}} \quad (32)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (33)$$

The open-loop transfer function (28) has been shown bode plot as fig. 9. Considering, speed-loop control system is outer loop of control. Then, a cut-off frequency, ω_c is not necessary to select high frequency which this paper is selected about 36.9 rad/s and enough for this system. If the phase margin is selected about 60° and also the rated motor parameters are calculated in (27) to determine $K_t = 0.1963$, then, $T_i = 0.0469$. Hence, using (32) and (33) result in $K_p = 0.6632$ and $K_i = 14.1293$, respectively. The stability of this system can be analyzed from fig. 10. Clearly totally system poles are on the left side. Considering the root locus plot, the damping factor is about 0.6. Overshoot is approximately 9.49% that it is within acceptance value. The natural frequency, ω_n is about 25.5 rad/s.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Implementation

The diagram for implementation and analysis of performances of the proposed closed-loop V/f control for the five-leg VSI in driving two sets of single-phase motor is shown in Fig. 11 (a). Fig. 11 (b) shows hardware implementation of the proposed system and demonstrates practical hardware in fig. 11 (b) as same as each block in fig. 11 (a). Overall calculation of the proposed system for controlling two sets of single-phase induction motor can be generated reference voltage waveforms and SVPWM signals by only one dSPACE 1104 DSP controller board which uses TMS320F240 salve DSP. Load 1 and 2 provide of both asymmetrical single-phase induction motors used for the experiment are shown in Table I. In addition, the setting carrier frequency, f_c for the experiment is 1 kHz and the DC bus voltage is 310V.

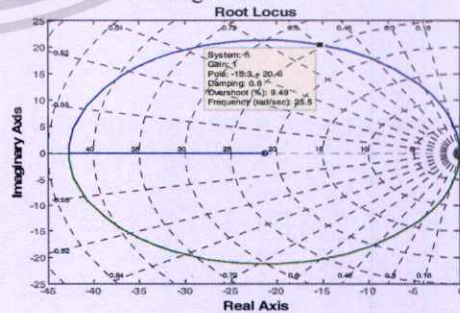


Fig. 10. Root locus of the closed-loop speed control system

B. Open-loop control system

This section discusses the performance of open-loop control system for five-leg VSI which neglects the actual speed signal, Nact and PI controller block of closed-loop speed control system in fig. 7. The results shows that open-loop control system can generate experimental SVPWM waveforms as same as the proposed SVPWM pattern in fig. 6. When the reference speed of M1 is set at 1,500 rpm (or 50Hz of inverter frequency) whilst that of M2 is set at 750 rpm (or 25Hz of frequency), the duty cycle signals for each leg can be produced by dSPACE as fig. 12.

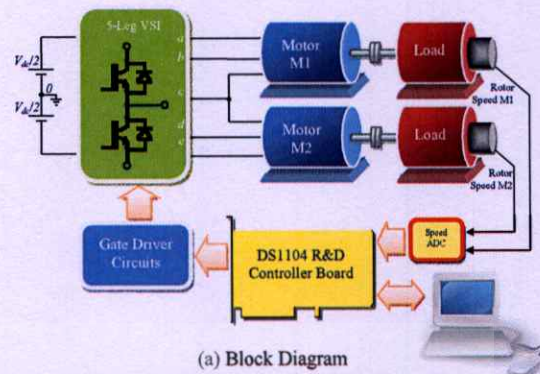
Fig. 12 (a) shows a group of duty cycle signals D_A to D_C for controlling the motor M1. Fig.12(b) shows a group of duty cycle signals D_C to D_E for controlling the motor M2. Notice that the waveform variations from both groups are different.

Fig. 13 shows practical signals from each part in real hardware. Notice that orange lines of each duty cycle for five-legs (D_A to D_E) before compared with triangular carrier frequency, blue lines show switching signals from dSPACE, violet lines show filtered switching signal by using RC low-pass filters which confirm the accuracy with each produced duty cycle and green lines show gate drives switching signal.

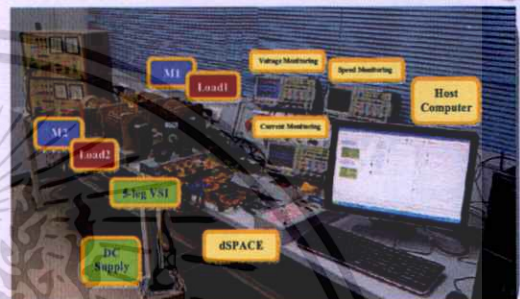
Fig. 14 (a) shows the d-q voltages for main and auxiliary windings for the motor M1 and M2 ($v_{d1}, v_{q1}, v_{d2}, v_{q2}$) under different frequency. Notice that the phase shift angles between v_d and v_q are still nearly 90 degrees. In addition, Fig. 14 (b) to (e) show three PWM voltages or terminal voltages of each phase-leg voltage and the winding voltages which can be provided by using the difference between two terminal voltages from (8) and (9).

TABLE I
ASYMMETRICAL SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR PARAMETER

Parameters	Resistance	Inductance
$\phi, 370W, 230V, 1375rpm, 2.66A, 50Hz, 4 poles, \alpha = 1.7723$		
Stator Main Winding	8.4 Ω	45.2275mH
Stator Auxiliary Winding	44.1 Ω	142.0539mH
Main Winding Rotor	16.8885 Ω	45.2275mH
Main Winding Mutual Inductance	-	507.7757mH

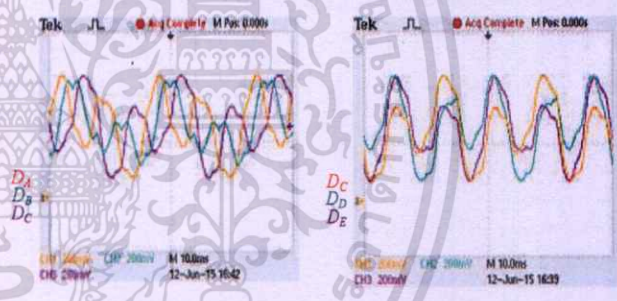


(a) Block Diagram

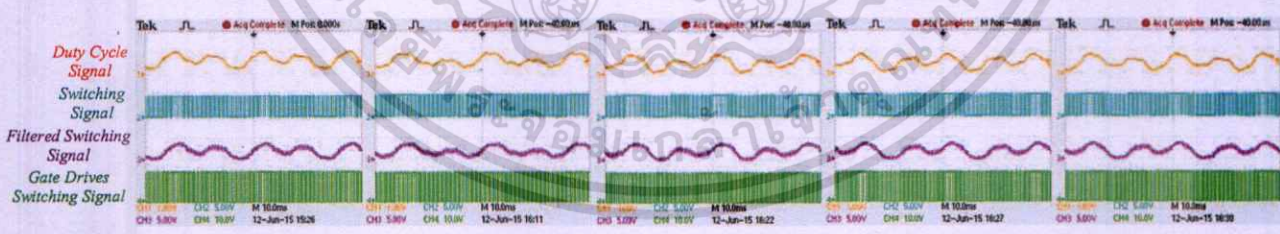


(b) Hardware

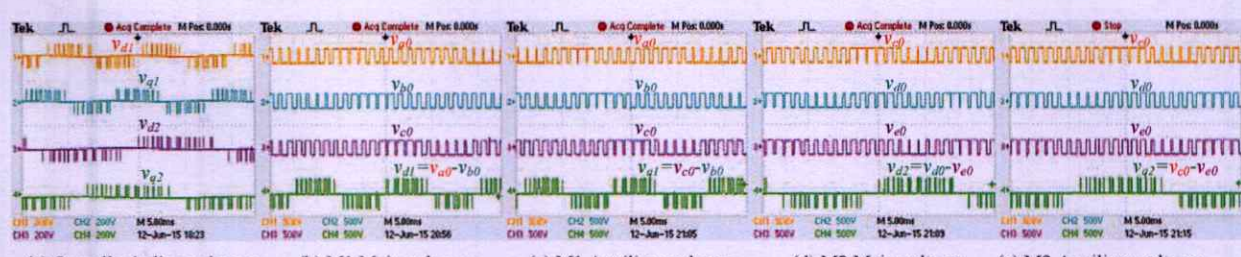
Fig. 11. Hardware implementation of the proposed drive system



(a) Duty Cycle D_A, D_B, D_C (b) Duty Cycle D_C, D_D, D_E
Fig. 12. Five duty cycle signals which are arranged in separate group



(a) Leg a (b) Leg b (c) Leg c (d) Leg d (e) leg e
Fig. 13. Five-leg signals of duty cycle signals, switching signals, filtered switching signals and gate drives switching signals



(a) Overall winding voltages (b) M1 Main voltages (c) M1 Auxiliary voltages (d) M2 Main voltages (e) M2 Auxiliary voltages
Fig. 14. Terminal voltages for each leg and overall winding voltages for each motor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่สามารถใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 15 and fig. 16 shows phase-leg current of leg a to leg e. Although mostly phase-leg current of leg a, b, d and e are similarly sinusoidal waveform when operates at no-load and on-load. But only leg-c phase current is different because this leg is combine two common voltage with (21) that it are different both magnitude and frequency. Even if overall phase-leg current waveforms in fig. 15 and fig. 16 are different, but however on-load winding currents for both motor are nearly sinusoidal waveforms and displaced apart 90 degrees as fig. 18 and fig. 19.

Fig. 17 (a) shows actual shaft speeds for both motor at no-load operation. Notice that the system can control actual speeds as equal as reference speeds. When both motors take a load, the actual speeds for both motor have rapidly droop for a few hundred rpm as fig. 17 (b). Those are normal behaviors of open-loop control system.

Fig. 18 and Fig. 19 show main and auxiliary winding of voltage and current waveforms for the motor M1 and M2. When the motor operates at no-load as fig. 18(a), both main and winding voltages are PWM voltage and also main current is sinusoidal waveform with 50-Hz frequency. But only auxiliary current waveform is different. Notice that the waveform is not sinusoidal waveform and not same frequency. But however the auxiliary current waveform in fig. 18 (b) has become to sinusoidal waveform when the motor has a load. For the waveforms on fig. 19 are same behaviors as fig. 18 but only frequencies have change to 25 Hz.

C. Closed-loop speed control system

For analyzing the performance of closed-loop speed control system in fig. 11, the system has been tested with some conditions to observe the response from the system.

Fig. 20 shows the speed response when both motors immediately change the speed references while no-load operation. For this test procedure, the reference speed commands for both motors are set at 0 rpm. After that the reference speed commands have

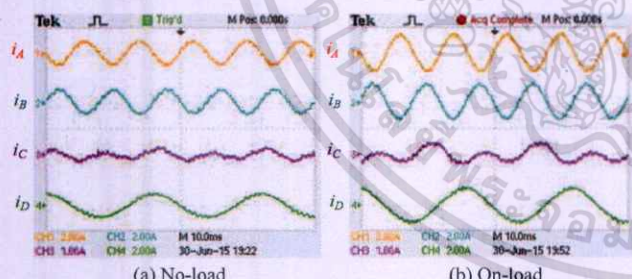


Fig. 15. Phase-leg currents of leg a, b, c and d

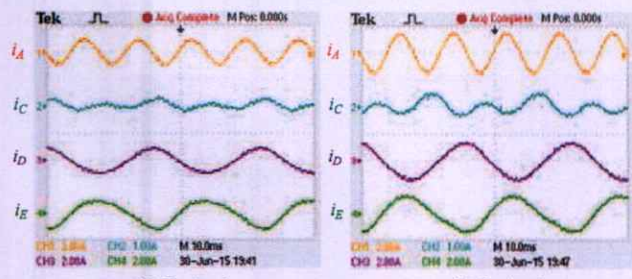


Fig. 16. Phase-leg currents of leg a, c, d and e

been change to 1,500 rpm for the motor M1 and 750 rpm for the motor M2. The experiment results in fig. 20 shows the responses of step speed change to shaft motor speeds, winding current waveforms.

While the reference speed commands in fig. 20 (a) are 0 rpm, all of winding currents of the motor M2 in fig. 20 (b) is about 0 A. However, the winding of the motor M1 have some current and it has been effort to the shaft speed of motor M1 which has a few oscillations on the motor shaft as shown on blue line of fig. 20 (a).

When the reference speed commands have been changed the values. All winding currents in fig. 20 (b) have immediately inrush currents which are about 2 times of steady state current.

Notice that the speed response of the motor M1 uses more rise time for about 2.5 second. Then, the inrush currents of the motor M1 have been used more rise time as the speed.

Fig. 21 shows case of changing reference speed commands and also reversing direction, the proposed five-leg VSI drives system can independently control two single-phase induction motors according to the reference speed commands

Fig. 21 (a) shows the multi-range of speed response of the shaft speeds for both motor. The motor M1 reference speed commands are set at 0 rpm, 1,500 rpm in the forward direction, 1,500 rpm in the reverse direction and finally 750 rpm in the reverse direction.

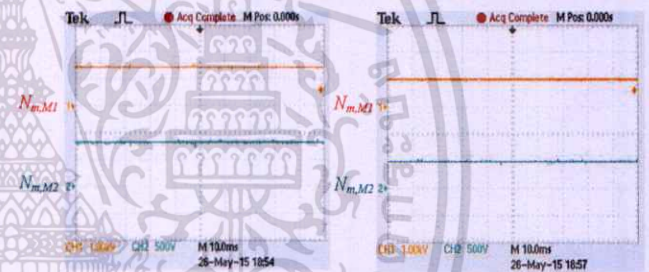


Fig. 17. Shaft speed of the motor M1 and M2

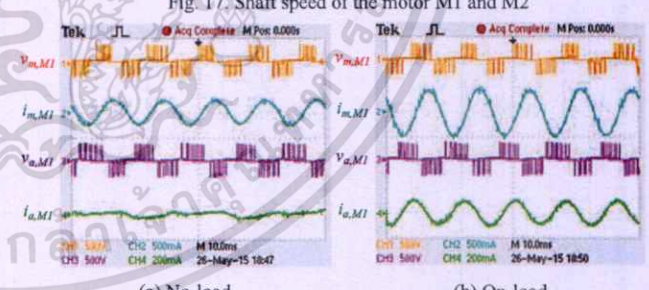


Fig. 18. Winding voltage and current waveforms of the motor M1

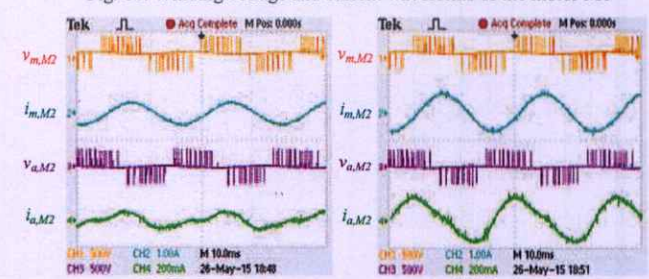


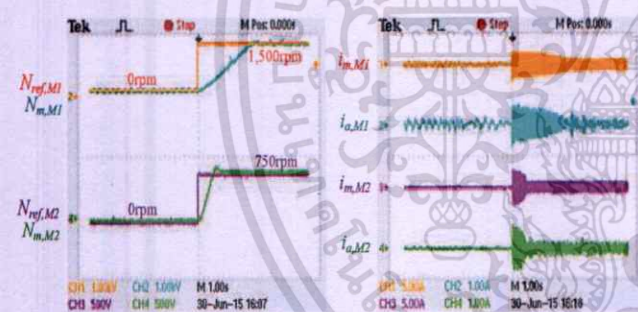
Fig. 19. Winding voltage and current waveforms of the motor M 2

For the motor M2 reference speed commands are set at 0 rpm, 750 rpm in the forward direction, 750 rpm in the reverse direction and finally 1,500 rpm in the reverse direction. Then, the shaft speeds for both motors have been controlled to rotate according to the speed reference commands. However, the both of the acceleration time and deceleration time of the motor M1 shaft speed is about 2.5 seconds whilst that the both of the acceleration time and deceleration time the motor M2 shaft speed is about 1 second. The inrush currents of overall winding in fig. 21 (b) have occurred as long as the shaft speeds changing.

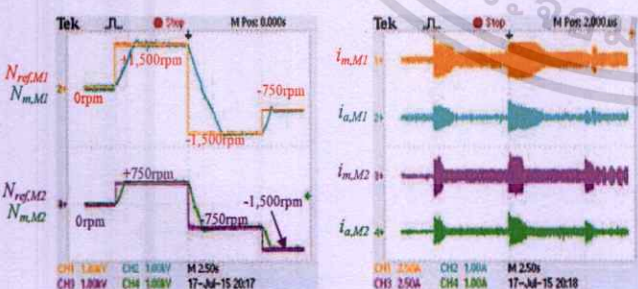
In case of the step load changing, fig. 22 and 23 show the response of the shaft speed and winding currents on the motor M1 when only the motor M1 or M2 is immediately taken and released a load. Notice that the proposed five-leg drives system still maintains the shaft speed for both motors.

V. CONCLUSIONS

This paper has dealt with the carrier-based SVPWM technique for a five-leg VSI feeding two single-phase motors. Classical PI-controller closed-loop V/f speed control is used. Clearly, the experimental results from the implementation on hardware have shown that the capability of the proposed five-leg VSI drives system in terms of step torque response, independently speed variation. In addition, it also reduces the number of switches for about one leg and brings to reduce the switching losses.



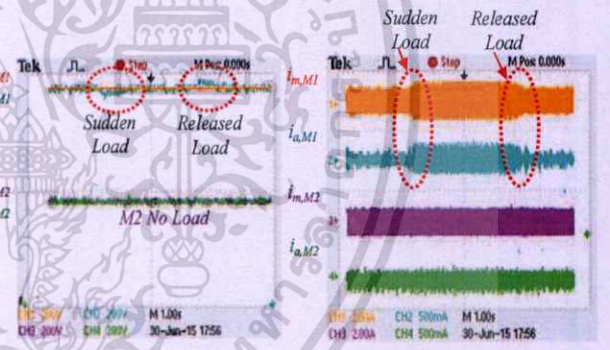
(a) reference and shaft speed (b) winding currents
Fig. 20. Step speed change for each motor with different frequency and speed



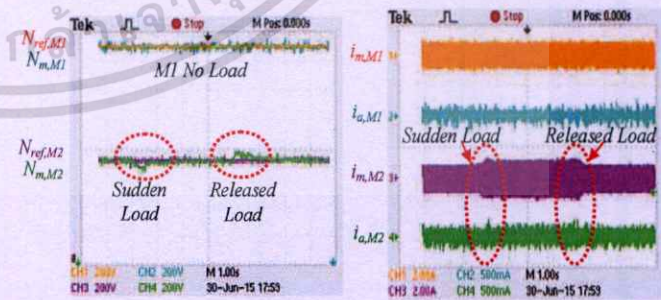
(a) reference and shaft speed (b) winding currents
Fig. 21. Speed response for each motor with different speed and direction

REFERENCES

- [1] E. Ledezma, B. McGrath, A. Munoz, and T. A. Lipo, "Dual AC-Drive System with a Reduced Switch Count," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 5, 2001, pp. 1325-1333.
- [2] G. J. Su and J. S. Hsu, "A Five-Leg Inverter for Driving a Traction Motor and a compressor Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 1, 2005, pp. 107-115.
- [3] Ch. Charumit and V. Kinnaree, "Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives," *Science Direct, Electric Power Systems Research*, Vol. 79, No. 7, pp. 1127-1135, July 2009.
- [4] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, V. Kinnaree, "A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 5, pp. 2031-2041, May 2013.
- [5] S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, and E. Levi, "An improved PWM method for a five-leg inverter supplying two three-phase motors," *ISIE 2008. IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008, pp. 160-165.
- [6] S. Somyadee, V. Kinnaree, "Development of Five-leg Voltage Source Inverter Control Strategies Using Space Vector Modulation for Supplying to Three-phase Loads and Two-phase Loads," Master Thesis in Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2010.
- [7] S. Dangeam and V. Kinnaree, "Five-leg Voltage Source Inverter for Driving Two Single-phase Induction Motors," *The 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2014)*, Hangzhou, China, Oct. 22 - 25, 2014, pp. 156-161.
- [8] W. Piyarat and V. Kinnaree, "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter," *IEEE Transaction on Industrial applications*, Vol. 130, No. 7, 2010, pp. 858-867.

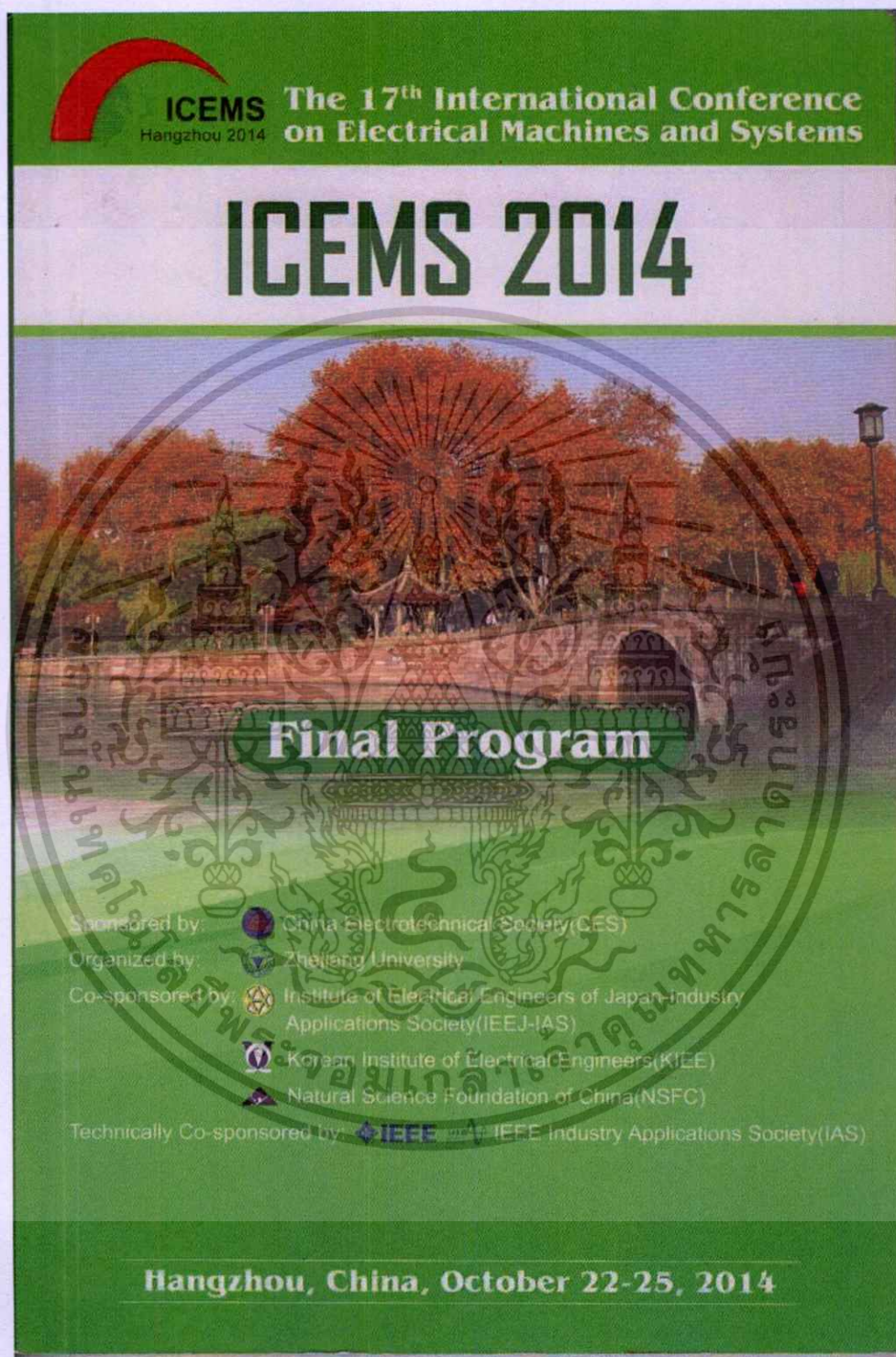


(a) reference and shaft speed (b) winding currents
Fig. 22. Step load change on the motor M1 with different frequency and speed



(a) reference and shaft speed (b) winding currents
Fig. 23. Step load change on the motor M2 with different frequency and speed


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





ICEMS Hangzhou 2014 **The 17th International Conference on Electrical Machines and Systems**


ICEMS 2014


Final Program



Sponsored by:  China Electrotechnical Society (CES)

Organized by:  Zhejiang University

Co-sponsored by:  Institute of Electrical Engineers of Japan-Industry Applications Society (IEEJ-IAS)

 Korean Institute of Electrical Engineers (KIEE)

 Natural Science Foundation of China (NSFC)

Technically Co-sponsored by:  IEEE and  IEEE Industry Applications Society (IAS)

Hangzhou, China, October 22-25, 2014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Five-leg Voltage Source Inverter for Driving Two Single-phase Induction Motors

Sirichai Dangeam¹, Vijit Kinnares¹

¹ Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
E-mail: d_sirichai@hotmail.com

Abstract — This paper presents the simulation of a five-leg voltage source inverter for driving independently two single-phase induction motors with different speeds. Carrier-based space vector pulse width modulation is used for the five-leg VSI. V/f scalar control is employed for those motors. The simulation results show that the speed for each motor can be independently control. Besides that, the advantages of the five-leg inverter are shared capacitor and dc bus together, reduced cost due to a decrease in power switch count and driver circuits and also switching losses.

I. INTRODUCTION

Due to the development of a variable frequency ac drive using a voltage source inverters (VSI) is gradually growth with both high performance and advanced technology. So, industrial or residential applications are flavored to use an inverter like the systems or electric applicants such as conveyor, pump, electric washing machine, Air conditioning, refrigerator etc. However the most of inverters are used to control just only single inverter to single motor. But in the issue of energy conservation, it brings about to improve the performance of VSI in many ways. Ref. [1] discussed a reduction in the switching losses by reducing the number of power switches. Ref. [2] proposed about how to adapt two sets of the three-leg inverter for two induction motors to the five-leg inverter which it still independently control two sets of a three-phase induction motor. When the number of switches is reduced from 12 switches to 10 switches, the system offers several advantages such as reduced the switching losses, reduced production cost when reducing the number of switches,

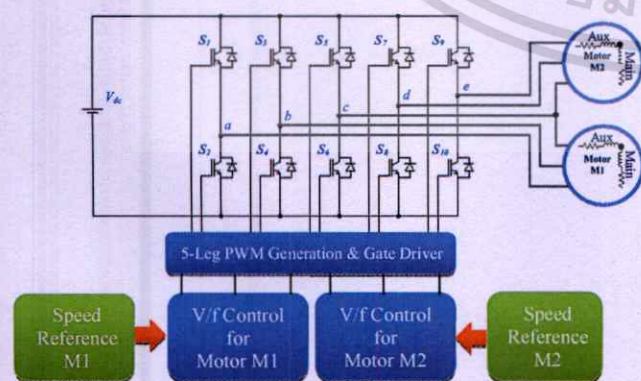


Fig. 1. Proposed system of five-leg inverter for driving 2 single-phase motors

driver circuits and capacitors by using common dc bus. Also reduced the CPU number can be obtained using just only one CPU for all processing. There are a few publications of driving double two-phase asymmetrical induction motors. Therefore this paper will focus on designing patterns of carrier-based space vector pulse width modulation (SVPWM) for the five-leg voltage source inverter developed from patterns for two VSIs.

Fig. 1 shows the proposed five-leg inverter for driving two sets of a single-phase induction motor (M1 and M2). There is one leg of the inverter acting as a common leg. The specification of the motor is 370W, 220V, 50Hz, 4 poles and it has 2 stator windings so called main and auxiliary windings. When the reference speed commands are set, the V/f control systems generate the suitable voltage using the technique of SVPWM. PWM patterns are generated for five legs with the common leg instead of six legs of the inverter. Principle of generating SVPWM for five legs will be given in the next section.

II. SVPWM

A. SVPWM for three-leg voltage source inverter

The SVPWM technique is widely used in modern ac drives, particularly for three-phase induction motors by determining voltage vectors in six sectors for generating PWM signals for all switches in a power circuit to control the torque and flux of motors. However, Ref. [3] discussed the advantage of the carrier-based technique, which it is similar to the conventional SVPWM and also discussed the principle of two-phase SVPWM for driving with the 3-leg VSI in Fig. 2.

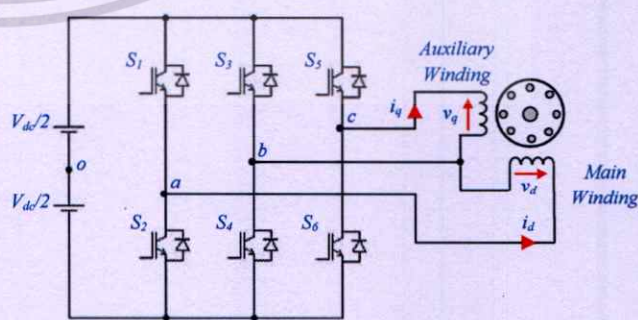


Fig. 2. Three-leg VSI for a two-phase induction motor drives

The advantage of 3-leg VSI is the voltage vector that it has 8 vectors (6 nonzero-voltage vectors and 2 zero-voltage vectors). The space vector form of 8 voltage vector is asymmetric hexagon as shown in Fig. 3.

The output reference voltage vector of inverter \bar{V}_O^* can be controlled to rotate with a circular trajectory and can be determined by using two adjacent vectors, defined by \bar{U}_1 and \bar{U}_2 , within a half carrier period in each sector. The reference voltage vector can be approximately by applying these equations.

$$\bar{V}_O^* = V_O \angle \theta_O = \frac{T_1}{\Delta T / 2} \bar{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T / 2} \bar{U}_2 \quad (1)$$

$$\bar{U}_1 = V_1 e^{j\theta_1} \quad (2)$$

$$\bar{U}_2 = V_2 e^{j\theta_2} \quad (3)$$

$$\Delta T / 2 = T_1 + T_2 + T_0 + T_7 \quad (4)$$

where V_O is the magnitude of the output reference voltage, V_1, V_2 are the magnitudes of the space vectors, θ_1, θ_2 are the angles of the two active adjacent vectors, T_1, T_2 are active times for the two adjacent vectors, T_0, T_7 are times for null vectors, and ΔT is a carrier period.

Ref. [4] presented the equations for the terminal fundamental voltages v_{a0}, v_{b0} and v_{c0} with respect to the midpoint, 0 of dc-link voltage for a balanced case of output corresponding to the loci of switching and voltage vectors as shown in Fig. 3 as

$$v_{a0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t)] \quad (5)$$

$$v_{b0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} \left[\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (6)$$

$$v_{c0} = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t - \pi)] \quad (7)$$

where M_a is the modulation index ($0 \leq M_a \leq 1$) for a linear region, V_{dc} is the dc-link voltage.

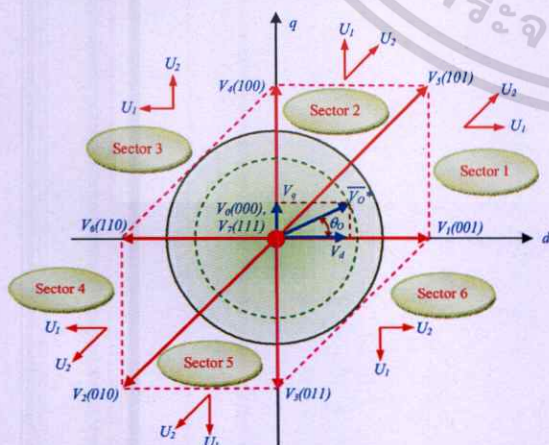


Fig. 3. Space-vector

Therefore, the balanced two-phase output voltages v_d, v_q for the three-leg VSI can be expressed as

$$v_d = v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \quad (8)$$

$$v_q = v_{cb} = v_{c0} - v_{b0} \quad (9)$$

Equations (5) to (7) must be added with the zero sequence voltage for reducing lower harmonics currents and increasing higher available modulation index, when compared to the sinusoidal PWM (SPWM) technique. The zero sequence voltage v_{zero}^* can be expressed as

$$v_{zero}^* = -\frac{\max(v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}) + \min(v_{a0}, v_{b0}, v_{c0})}{2} \quad (10)$$

When the zero sequence voltage is added into (5) to (7), the reference terminal voltage $v_{a0}^*, v_{b0}^*, v_{c0}^*$ for a three-leg fed single-phase induction motor can be expressed as

$$v_{a0}^* = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t)] + v_{zero}^* \quad (11)$$

$$v_{b0}^* = \frac{M_a V_{dc}}{2} \left[\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \right] + v_{zero}^* \quad (12)$$

$$v_{c0}^* = \frac{M_a V_{dc}}{2} [\sin(\omega_s t - \pi)] + v_{zero}^* \quad (13)$$

The generation of the carrier-based SVPWM technique for a two-phase three-leg VSI can be obviously represented by Fig. 4 where M_{a0}, M_{b0} , and M_{c0} are switching functions for switching devices of phase leg a, b, c , respectively.

B. SVPWM for five-leg voltage source inverter

Refs. [5] and [6] discussed how to generate SVPWM for five-leg VSI for two three-phase motors and two sets of single-phase loads, respectively. By the principle, when the conventional three-leg VSI supplies two sets of a single-phase induction motor, it must be used two sets of a three-leg VSI, or 6-leg VSI, that it comes from the outputs of the orange block in Fig. 4 by calculation with (11) to (13).

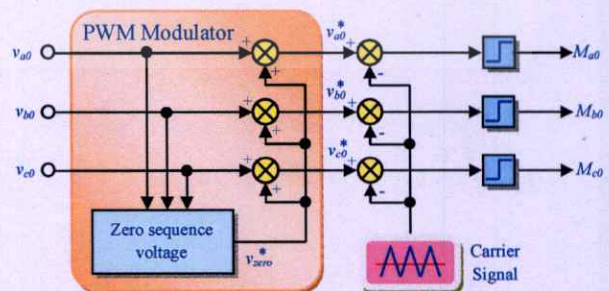


Fig. 4. Carrier-based SVPWM modulator for a three-leg VSI

If two three-leg VSIs are used for driving two single-phase induction motors, total reference terminal voltages are six voltages, namely $v_{a1}^*, v_{b1}^*, v_{c1}^*$ for the motor M1 and $v_{a2}^*, v_{b2}^*, v_{c2}^*$ for the motor M2. These voltages can be reduced from 6 signals to 5 signals for the proposed objective by using with these equations:

$$v_A = (v_{a1}^* + v_{c2}^*) / 2 \tag{14}$$

$$v_B = (v_{b1}^* + v_{c2}^*) / 2 \tag{15}$$

$$v_C = (v_{c1}^* + v_{c2}^*) / 2 \tag{16}$$

$$v_D = (v_{a2}^* + v_{c1}^*) / 2 \tag{17}$$

$$v_E = (v_{b2}^* + v_{c1}^*) / 2 \tag{18}$$

However, these voltages can be considered as duty cycle values, D over the switching period, T_s . Since these voltages must be applied to the five-leg VSI, The six duty cycles must be reduced to five duty cycles by averaged with these equations:

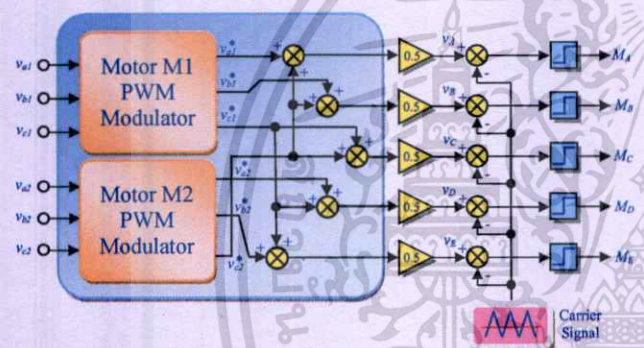


Fig. 5. Carrier-based PWM modulator for five-leg VSI

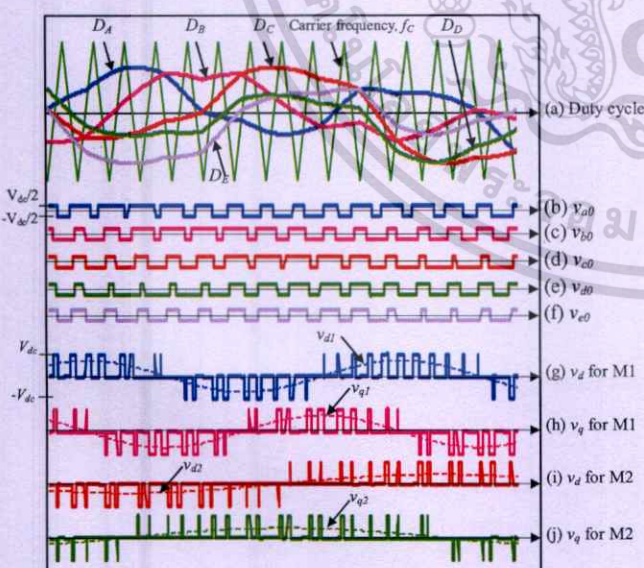


Fig. 6. Proposed SVPWM Pattern for five-leg VSI

$$D_A = (D_{a1} + D_{c2}) / 2 \tag{19}$$

$$D_B = (D_{b1} + D_{c2}) / 2 \tag{20}$$

$$D_C = (D_{c1} + D_{c2}) / 2 \tag{21}$$

$$D_D = (D_{a2} + D_{c1}) / 2 \tag{22}$$

$$D_E = (D_{b2} + D_{c1}) / 2 \tag{23}$$

Fig. 5 represents the carrier-based SVPWM technique for a five-leg VSI by using (14) to (18). Notify that the orange blocks or the PWM modulators for M1 and M2 in Fig. 5 are the same block in the orange block in Fig. 4. Where $M_A, M_B, M_C, M_D,$ and M_E are switching functions for switching devices of phase leg $a, b, c, d, e,$ respectively.

Fig. 6 shows the pattern of the output signals for controlling the five-leg VSI when the reference speed of the motor M1 is set at 1500 rpm and the reference speed of the motor M2 is set at 750 rpm. Fig. 6 (a) shows the pattern of 5 signals of duty cycle and notify that the waveforms have changed from the original waveform of the conventional 3-leg VSI because of averaging common voltage signal, v_{c1} and v_{c2} to the duty cycles of each other motor. When these duty cycles are compared to the carrier frequency, f_c , the output PWM signals are generated to enable switches producing the terminal voltage v_{a0} to v_{e0} as fig. 6 (b) to (f).

Fig. 6 (g) to (j) shows the waveforms of v_d and v_q for each motor by using (8) and (9).

III. OPEN-LOOP V/F SCALAR CONTROL

For analyzing the performance of the proposed SVPWM characteristics when used in a drives system, an open-loop V/f scalar controller is selected to be implemented on this system. Because of its simplicity and non complexity for implementation, It still is widely used in many drive systems.

Fig. 7 shows the open-loop V/f control system for generating the terminal voltages v_{a0}, v_{b0} and v_{c0} for each single-phase motor from the command speed, N_{ref}^* .

When the command speed, N_{ref}^* is set, with a V/f profile the modulation index, M_a with this equation is obtained as

$$M_a = \frac{V_s}{f_s} \tag{24}$$

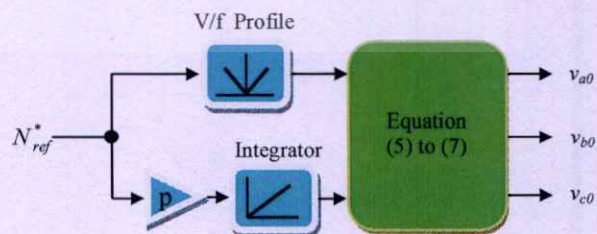


Fig. 7. Open-loop v/f controller for five-leg VSI

The modulation index, M_a is related to the ratio of voltage and frequency and varied between 0 to 1. Due to the balanced voltages applied, the auxiliary winding voltage and the main winding voltage have the same slope of the V/f profile.

For calculating the stator angle, θ_s , the command speed, N_{ref}^* is used for determining the with

$$\theta_s = \int \frac{p \cdot N_{ref}^* \cdot 2\pi}{60} dt + C \quad (25)$$

where p is pole pairs, C is constant for an initial value of the integration. After determining the modulation index, M_a and the stator degree, θ_s , it uses (5) to (7) to calculate the terminal voltages v_{a0} , v_{b0} and v_{c0} , for each single-phase motor respectively.

IV. SIMULATION RESULTS

The diagram for the simulation and analysis of performances of the proposed open-loop V/f control for the five-leg VSI in driving two sets of single-phase motor is shown in Fig. 1. Detailed parameters of both asymmetrical single-phase induction motors used for the simulation are shown in Table I. In addition, the setting carrier frequency, f_c for the simulation is 2 kHz and the DC bus voltage is 600V.

Fig. 8 shows the duty cycle for five-legs (D_A to D_E), the PWM voltages of each phase-leg voltage, the d-q voltages for main and auxiliary windings for the motor M1 and M2 (v_{d1} , v_{q1} , v_{d2} , v_{q2}) under different frequency.

TABLE I
ASYMMETRICAL SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR PARAMETER

Parameters	Resistance	Inductance
1 ϕ , 370W, 220V, 1370rpm, 2.8A, 50Hz, 4 poles, $\alpha = 0.9627$		
Stator Main Winding	7.3 Ω	37.7618mH
Stator Auxiliary Winding	21.3 Ω	32.43mH
Main Winding Rotor	8.8533 Ω	37.7618mH
Main Winding Mutual Inductance	-	377.2363mH

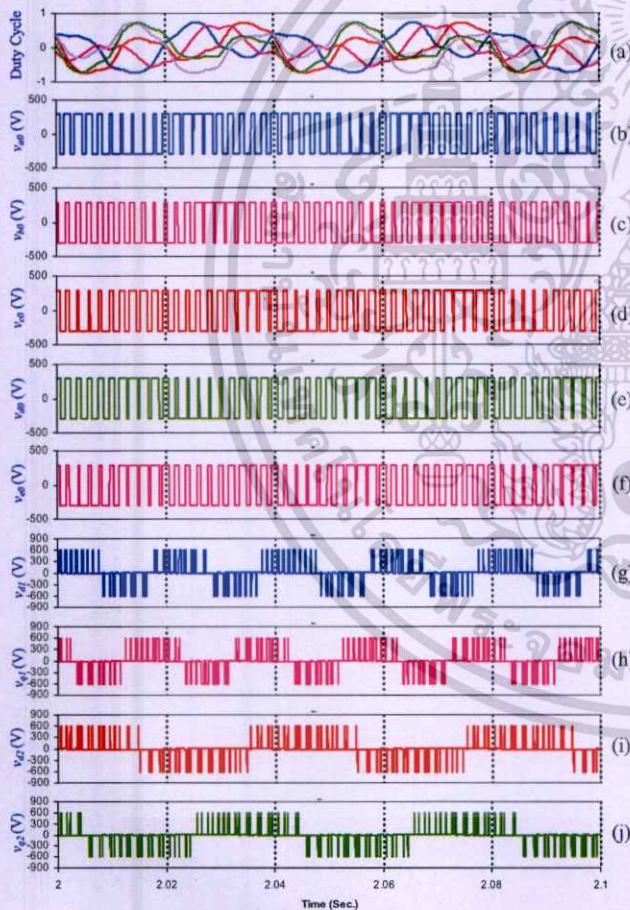


Fig. 8. Duty cycle, PWM voltages for each phase leg and winding voltages for each motor with different frequency and speed

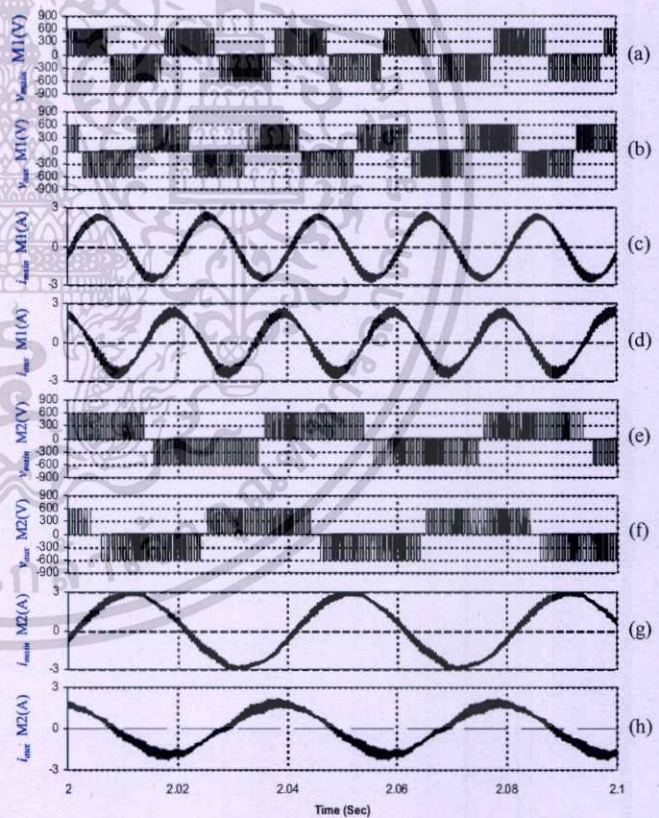


Fig. 9. PWM terminal voltages and winding currents for each motor with different frequency and speed

From Fig 9, the reference speed of M1 is set at 1,500 rpm (or 50Hz of inverter frequency) whilst that of M2 is set at 750 rpm (or 25Hz of frequency). The phase shift angles between v_d and v_q are still nearly 90 degrees. Winding currents for both motors are nearly sinusoidal and displaced apart 90 degrees.

Fig. 10 shows the electromagnetic torque response for a step load change from no load to full load of 2.5 Nm at 1.5 sec. As a consequence speed decreases from 1500 rpm and 750 rpm for M1 and M2, respectively.

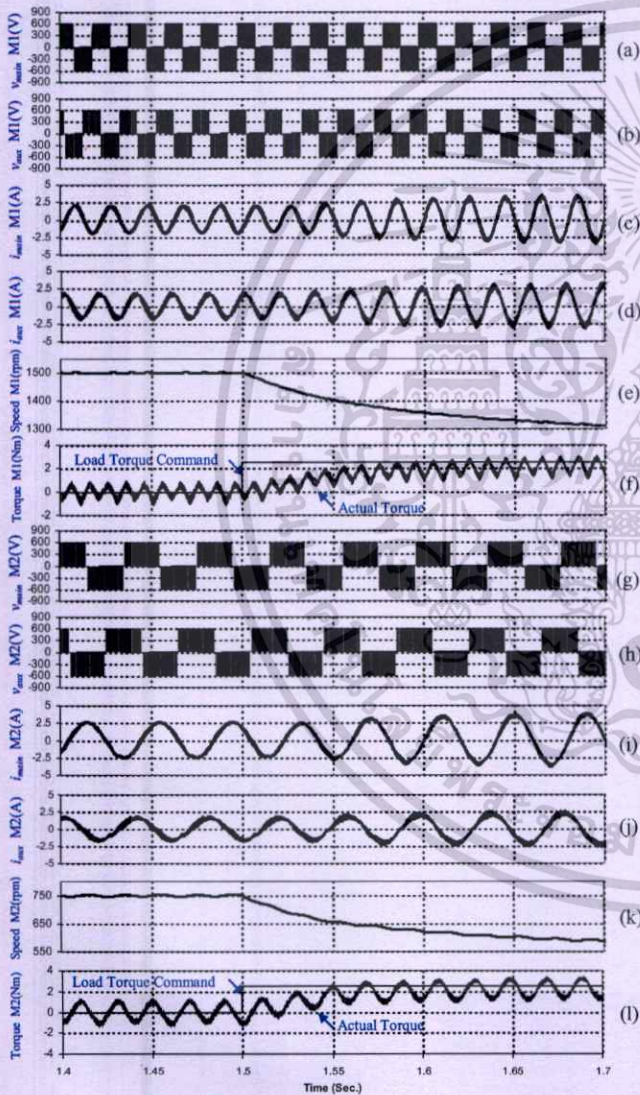


Fig. 10. Step load change condition for PWM terminal voltages and winding currents, speed and torque for each motor with different frequency and speed

Evidently the rotor speed of M1 and M2 in Fig. 10 (e) and (k) are exponentially decreased about 200 rpm and 150 rpm, respectively and became to a new steady state within 200 milliseconds. However the effects of speed droop and slow speed response are normal behavior of open-loop control system. In addition, the M1 and M2 currents in Fig. 10 (c), (d), (i) and (j) are relatively increased with the loads but it quickly become to steady state faster than the mechanical speeds about 100 milliseconds because of the lower electric time constant of motor. However, obviously electromagnetic torque is fluctuated for both motors. These torque oscillations can be reduced by using applied unbalanced voltages introduced by [7].

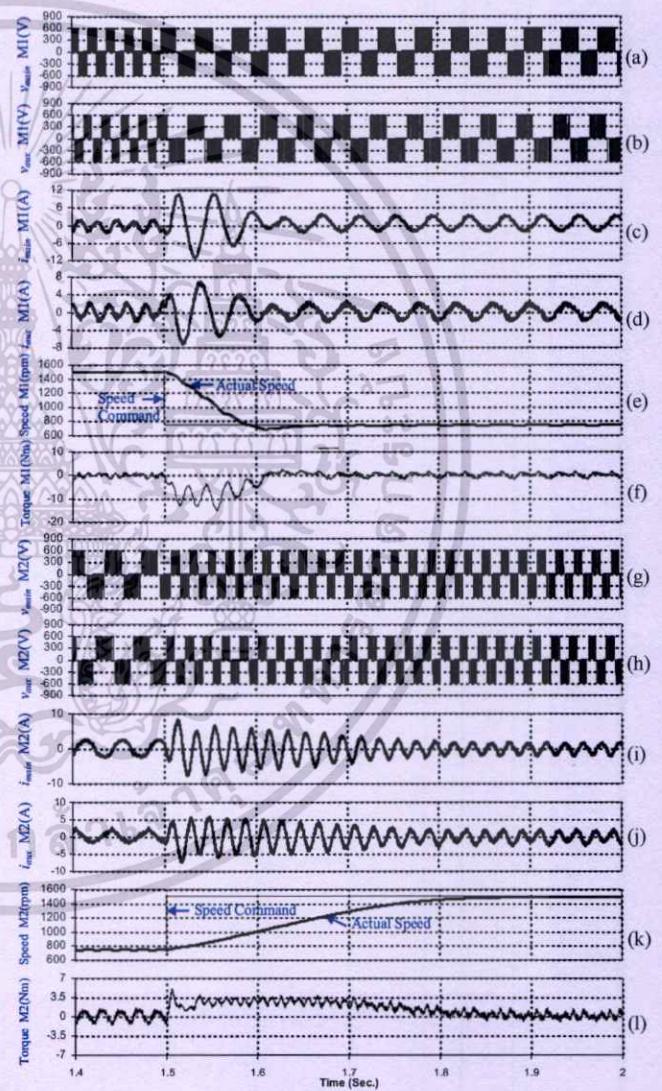


Fig. 11. Step speed change for PWM terminal voltages and winding currents, speed and torque for each motor with different frequency and speed

Fig. 11 shows the speed response when the motors immediately change the speed but have no-load all the time. For this test procedure, the reference speed command for the motor M1 and M2 are still set to 1,500 rpm and 750 rpm, respectively until the speed become to steady state. When the time has reached to 1.5 seconds, both motors have simultaneously changed the speed. For setting the speed command, the motor M1 has changed the speed from 1,500 rpm down to 750 rpm but the motor M2 is set in the opposite way. It has changed the speed from 750 rpm up to 1,500 rpm. Clearly the results from Fig. 11, the proposed five-leg VSI drives system has effort to change the speed to closely the new speed but however the actual speeds do not equal to the speed commands because of the open-loop control behaviors.

Besides that, the dynamic response of the M1 and M2 mechanical speed changing in Fig. 11 (e) and (k) are different. Notice that actual speed of the motor M1 in Fig. 11 (e) is quickly decreased and settling to steady state within 100 milliseconds while the motor M2 in Fig. 11 (k) is slowly increased and settling to steady state for about 400 milliseconds because of the moment of inertias of motor.

When the motor M1 speed is decreased, Fig. 11 (f) shows the simultaneously maximum torque but it is negative because the motor produces the negative torque to slow down the speed. While the motor M2 produces the positive torque as shown in Fig. 11 (l) to turn the motor speed up to setting command but it takes a longer time than the motor M1.

The main winding and auxiliary winding voltage waveforms of the motor M1 in Fig. 11 (a) and (b) are shown during the frequency reduction while the motor M2 in Fig. 11 (g) and (h) are shown for increased frequency.

The main winding and auxiliary winding current waveforms of the motor M1 in Fig. 11 (c) and (d) are shown. The simultaneously inrush current within 100 milliseconds can be seen due to a deceleration interval. Although the current waveforms of the motor M2 in Fig. 11 (i) and (j) are occurred, the inrush current is lower than that of M1 but it takes a longer time than the motor M1 for increasing the speed during a acceleration interval. However, the magnitudes of currents before and after occurrence are equal due to the same load but the frequencies are different.

V. CONCLUSIONS

This paper has dealt with the carrier-based SVPWM technique for a five-leg VSI feeding two single-phase motors. Classical open-loop V/f speed control is used. Clearly, the simulation results have shown that the capability of the proposed in terms of step torque response, independently speed variation, In addition, it also reduces the number of switches for about one leg and brings to reduce the switching losses. According to the simulation results, the proposed drive has a potential in implementation by hardware to confirm the proposed principle.

REFERENCES

- [1] E. Ledezma, B. McGrath, A. Munoz, and T. A. Lipo, "Dual AC-Drive System with a Reduced Switch Count," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 5, 2001, pp. 1325-1333.
- [2] G. J. Su and J. S. Hsu, "A Five-Leg Inverter for Driving a Traction Motor and a compressor Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 1, 2005, pp. 107-115.
- [3] Ch. Charumit and V. Kinnaree, "Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives," *Science Direct, Electric Power Systems Research*, Vol. 79, No. 7, pp. 1127-1135, July 2009.
- [4] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacham, V. Kinnaree, "A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 5, pp. 2031-2041, May 2013.
- [5] S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, and E. Levi, "An improved PWM method for a five-leg inverter supplying two three-phase motors," *ISIE 2008. IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008, pp. 160-165.
- [6] S. Somyadee, V. Kinnaree, "Development of Five-leg Voltage Source Inverter Control Strategies Using Space Vector Modulation for Supplying to Three-phase Loads and Two-phase Loads," Master Thesis in Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2010.
- [7] W. Piyarat and V. Kinnaree, "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Using a Three-Leg Voltage Source Inverter," *IEEE Transaction on Industrial applications*, Vol. 130, No. 7, 2010, pp. 858-867.

ประวัติผู้เขียน



ชื่อ-นามสกุล ศิริชัย แดงอม
 วัน เดือน ปีเกิด 26 กรกฎาคม 2516
 ที่อยู่ 3769ข ซอยเจริญราษฎร์ 7 แยก 7-5-3 ถนนเจริญราษฎร์
 แขวงบางโคล่ เขตบางคอแหลม จังหวัดกรุงเทพมหานคร
 10120

ประวัติการศึกษา

พ.ศ. 2546

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

พ.ศ. 2538

วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2538-ปัจจุบัน

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้