

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลด้วยวิธี
คลื่นพาห์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส
แบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

CARRIER-BASED UNBALANCED PHASE VOLTAGE SPACE VECTOR
PWM STRATEGY FOR ASYMMETRICAL PARAMETER TYPE
TWO-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES



จักรพงษ์ จารุมิตร

CHAKRAPONG CHARUMIT

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 95680
วัน,เดือน,ปี..... 27 พ.ค. 2552

b. 12091091
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2552

KMITL-2009-EN-D-018-016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**CARRIER-BASED UNBALANCED PHASE VOLTAGE SPACE VECTOR
PWM STRATEGY FOR ASYMMETRICAL PARAMETER TYPE
TWO-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES**



**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**

2009

KMITL-2009-EN-D-018-016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดคุมดุลเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลด้วยวิธีคลื่นพาห์สำหรับการ
ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

Thesis Title Carrier – Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for
Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives

นักศึกษา นายจักรพงษ์ จารุมิศรี

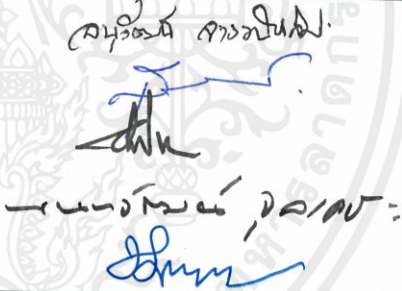
รหัสประจำตัว 47060054

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-D-018-016

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
ดร.สุรินทร์	คำฝอย	
รศ.ดร.วิบูลย์	ชินแจก	
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	กุลเดชะ	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 10 มีนาคม พ.ศ. 2552 เวลา 09.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 10 มีนาคม พ.ศ. 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟส ไม่สมดุลด้วยวิธีคลื่นพาห์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร
นักศึกษา	นายจักรพงษ์ จารุมิศรี
รหัสนักศึกษา	47060054
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอหลักการใหม่ของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ โดยอาศัยคลื่นพาห์ สำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันแบบสามกึ่งซึ่งให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสไม่สมดุลสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอนี้คัดแปลงมาจากการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบดั้งเดิมที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสสมดุล ได้มีการอธิบายหลักการอย่างละเอียดและทำการสร้างฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ของแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้จากหลักการนี้สามารถถูกสร้างได้ทั้งเทคนิคทางอนาล็อกและดิจิทัล แรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่ไม่สมดุลนี้สามารถควบคุมการปรับขนาดและความถี่ได้อย่างง่าย และมีมุมต่างเฟสของแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 90 องศาเสมอ ซึ่งเหมาะสมกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมมาตรในการปรับปรุงสมรรถนะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าในการใช้งานปรับความเร็ว นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์ยังได้จำลองสมรรถนะการทำงานทางพลวัตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสที่ได้นำเสนอ ความถูกต้องและการใช้งาน ได้ของหลักการนี้ได้ถูกตรวจสอบยืนยันด้วยการจำลองและทดลอง โดยอาศัยการกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มและสัญญาณแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ของแต่ละกึ่งเฟสด้วยบอร์ดตัวประมวลผลดิจิทัล TMS320F240 นอกจากนี้ได้มีการทดสอบพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์กับโหลดชนิดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำสองเฟสสมดุล และมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์ไม่สมมาตรทั้งการปรับความเร็วรูปเปิดและควบคุมความเร็วรูปปิด จากผลการจำลองและทดสอบได้แสดงให้เห็นว่าระบบที่นำเสนอสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิด ปรับปรุงแรงบิดให้สูงขึ้นและให้การตอบสนองทางไดนามิกที่ดี

Thesis Title	Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives
Student	Mr. Chakrapong Charumit
Student ID.	47060054
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes a new space vector pulsewidth modulation (SVPWM) method based on a carrier wave providing unbalanced two-phase outputs for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives using a three-leg voltage source inverter (VSI). The proposed principle is adapted from a conventional SVPWM method providing balanced two-phase outputs. The principle is fully described and mathematically modulating functions of space vector equivalent phase leg reference voltages of the inverter are derived. PWM signals obtained from this method can be implemented by both analogue and digital techniques. With this strategy, the amplitudes and frequency of the unbalanced two-phase outputs can be easily controlled whilst the phase difference angle is always kept at 90 degrees suitable for improving performance particularly electromagnetic torque of an asymmetrical parameter type two-phase induction motor in variable speed drive applications. In addition, dynamic performance simulation of the proposed two-phase induction motor drive system is given. The correctness and validity of the proposed method are confirmed by simulation and experimental results. A TMS320F240 digital signal processor board is used for generating PWM signals and space vector equivalent phase leg reference signals. The testing of the PWM inverter with balanced two-phase resistive-inductive loads and the asymmetrical two-phase induction motor under both open loop and closed loop of variable speed control is given. The simulation and experimental results show that the proposed system is able to reduce torque pulsation, improve electromagnetic torque and provide good dynamic response.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยดีด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. วิจิตร ถิณเรศ ที่ให้ความช่วยเหลือให้คำชี้แนะและช่วยแก้ปัญหาต่างๆ ตลอดจนความเป็นห่วงและเอาใจใส่ของอาจารย์ทำให้ข้าพเจ้ามีกำลังใจมีความมานะอดทนจนกระทั่งสำเร็จการศึกษาและขอขอบคุณท่าน รศ.เวทิน ปิยรัตน์ ที่ให้ความช่วยเหลือด้านเครื่องมือทดสอบและคำแนะนำต่างๆอันเป็นประโยชน์จนกระทั่งวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่ช่วยเหลือสนับสนุนทุนการศึกษาตลอดระยะเวลาหลักสูตร 3 ปี

คุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้ คุณพ่อคุณย่า คุณแม่ น้อมจิตต์ จารุมิษฐ์ ซึ่งอบรมเลี้ยงดูสั่งสอนและเป็นแบบอย่างที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า และขออุทิศให้แก่คุณย่า การุญ จารุมิษฐ์ ผู้ล่วงลับไปแล้วซึ่งเป็นที่รักและเคารพอย่างยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนครูอาจารย์ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ข้าพเจ้า

การเรียนปริญญาเอกนี้จะไม่สำเร็จไม่ได้หากขาดแรงบันดาลใจและกำลังใจจากบุตรสาว ค.ญ. ปรียากร จารุมิษฐ์ ซึ่งคอยเป็นห่วงเรื่องการเรียนของพ่อและจะถามพ่อเสมอว่าพ่อเรียนจบหรือยัง

จักรพงษ์ จารุมิษฐ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.5 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร.....	7
1.6 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.....	8
1.7 ขอบเขตการวิจัย.....	10
1.8 ขั้นตอนของการศึกษา.....	10
บทที่ 2 โครงสร้างและหลักการมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส.....	12
2.1 บทนำ.....	12
2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....	12
2.3 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....	14
2.4 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร.....	19
2.5 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	21
2.6 สรุป.....	25
บทที่ 3 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันให้แรงดันเฟสสมดุลสำหรับ มอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร.....	26
3.1 บทนำ.....	26
3.2 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสามเฟส.....	26
3.2.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับระบบแรงดันสามเฟสแบบสมดุล.....	34

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3	พื้นฐานการมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส.....	36
3.4	สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟส....	39
3.5	ฟังก์ชันการมอดูเลตของหลักการ B-SVPWM.....	43
3.6	สรุปหลักการสเปซเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร.....	46
บทที่ 4	หลักการใหม่ of สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันให้แรงดันเฟสไม่สมดุล สำหรับมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	48
4.1	บทนำ.....	48
4.2	หลักการ SPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล.....	48
4.3	หลักการใหม่ of สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล.....	50
4.4	หลักการสร้าง B-SVPWM ด้วยวงจรถอนาติก.....	57
4.5	หลักการสร้าง U-SVPWM ด้วยวงจรถอนาติก.....	62
4.6	สรุปหลักการ U-SVPWM.....	64
บทที่ 5	การจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร และการควบคุมความเร็วรอบ.....	66
5.1	บทนำ.....	66
5.2	แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร.....	66
5.2.1	สมการแรงดันและกระแส.....	66
5.2.2	สมการแรงบิด.....	70
5.3	แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	71
5.3.1	การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลในแกน q-axis.....	73
5.3.2	การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลในแกน d-axis.....	75
5.4	การจำลองทางพลวัตด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMILINK.....	76
5.5	ผลการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสร่วมกับ U-SVPWM อินเวอร์เตอร์.....	78
5.5.1	การจำลองที่ความเร็วรอบ 1500rpm (ความถี่ 50Hz).....	78
5.5.2	การจำลองที่ความเร็วรอบ 1200rpm (ความถี่ 40Hz).....	79
5.5.3	การจำลองที่ความเร็วรอบ 900rpm (ความถี่ 30Hz).....	80

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.6 การออกแบบชุดควบคุมสำหรับการควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่.....	81
5.7 การควบคุมแบบลูปิดด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่.....	86
5.8 สรุป.....	88
บทที่ 6 การทดสอบหลักการการทำงานของสเปซเวกเตอร์และการควบคุมความเร็ว	
มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	89
6.1 บทนำ.....	89
6.2 การทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์ U-SVPWM.....	89
6.3 การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส	
ด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่แบบลูเปิด.....	93
6.3.1 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 50Hz.....	94
6.3.2 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 40Hz.....	95
6.3.3 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 30Hz.....	96
6.3.4 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 20Hz.....	97
6.3.5 การเปรียบเทียบการรับโหลดที่ความเร็วรอบต่างๆ.....	98
6.4 ผลการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบลูปิด.....	99
6.5 สรุปผลการทดสอบ.....	101
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	102
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	102
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	103
บรรณานุกรม.....	104
ภาคผนวก.....	109
ภาคผนวก ก. การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส.....	110
ภาคผนวก ข. เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ.....	118
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	121
ประวัติผู้เขียน.....	168

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 เปรียบเทียบรูปแบบของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเทียบกับอินเวอร์เตอร์สามชนิด.....	7
3.1 แรงดันตกคร่อม โหลดที่สภาวะการสวิตช์ใน 1 คาบเวลา.....	28
3.2 ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์.....	33
3.3 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามกึ่งเฟส.....	35
3.4 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ $d - q$	40
3.5 การกำหนดเวกเตอร์ \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับ B-SVPWM	42
3.6 เวลาสวิตช์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละเฟสกึ่ง.....	45
4.1 เวกเตอร์แรงดัน \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับการคำนวณเวลาสวิตช์.....	52
4.2 เวลาสวิตช์ และแรงดันเฟสอ้างอิง ในแต่ละเซ็กเตอร์(U-SVPWM).....	54
4.3 สมการองค์ประกอบแรงดันศูนย์ (v_{bo}/V_{dc}) ในแต่ละเซ็กเตอร์.....	59
6.1 แรงดันที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยในแต่ละความถี่ในการควบคุมแบบ V/Hz.....	94
ก-1 ข้อมูลของการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ.....	112
ก-2 Main Winding DC Test.....	112
ก-3 Auxiliary Winding DC Test.....	112
ก-4 Main Winding No-Load Test.....	113
ก-5 ผลการทดสอบ Locked Rotor ที่ขดลวดหลัก.....	114
ก-6 ผลการทดสอบ Locked-Rotor ที่ขดลวดช่วย.....	115

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 แรงดันเฟสแต่ละกิ่งของชุดอินเวอร์เตอร์สามกิ่ง.....	34
3.8 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิง (PU) ที่เฟส a ที่ $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$ (ดัชนีการมอดูเลตสูงสุด).....	36
3.9 อินเวอร์เตอร์สามกิ่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส.....	36
3.10 เทคนิคการมอดูเลชันแบบ Naturally sampled sine-triangle	37
3.11 เวกเตอร์แรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟส.....	38
3.12 ภาพขยาย Naturally sampled sine-triangle modulation ในรูปที่ 3.10.....	39
3.13 ตำแหน่งการวางของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟทั้ง 8 เวกเตอร์.....	40
3.14 รูปทางตรีโกณมิติในแบบทั่วไปสำหรับการคำนวณ \bar{V}_o^*	41
3.15 รูปแบบของพัลส์ของสเปซเวกเตอร์มอดูเลชันในแต่ละเซกเตอร์.....	44
3.16 (ก) ช่วงเวลาการสวิตช์ (switching times) (ข) แรงดันเฟสอ้างอิงหนึ่งหน่วย p.u ที่ $M = \sqrt{2}$	46
4.1 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตสองเฟสขณะเพิ่มมุม δ เป็นบวก.....	49
4.2 การมอดูเลชันแบบ Naturally sampled sine-triangle สำหรับเงื่อนไขในการให้แรงดันเอาต์พุตไม่สมดุล.....	49
4.3 การแบ่งเซกเตอร์ใหม่สำหรับสเปซเวกเตอร์แบบแรงดันเฟสไม่สมดุล.....	50
4.4 ความสัมพันธ์ของ Voltage factor เมื่อปรับมุม δ	51
4.5 มุมเลื่อนของ ϕ ในขณะปรับมุม $\delta > 0$ องศาในทิศทางบวก.....	52
4.6 ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน (ก) ปรับมุม $\delta > 0^\circ$ (บวก) (ข) ปรับมุม $\delta < 0^\circ$ (ลบ).....	53
4.7 (ก) ช่วงเวลาการสวิตช์ ของ T_1, T_2 and T_0 (ข) แรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วย p.u.....	55
4.8 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตระหว่าง B-SVPWM และ U-SVPWM เมื่อปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต.....	56
4.9 แรงดันเอาต์พุต (pu.) (ก) ปรับมุม $0^\circ < \delta < 80^\circ$ (ข) ปรับมุม $-80^\circ < \delta < 0^\circ$	56
4.10 สัญญาณแรงดันศูนย์ v_z ที่ได้จากการในตารางที่ 4.3.....	59
4.11 วงจรการสร้าง SVPWM ด้วยวงจรรนาล็อก.....	60
4.12 สัญญาณแรงดัน v_{\max} , v_{\min} และ v_z ที่ได้จากการคำนวณ.....	61
4.13 สัญญาณแรงดันอ้างอิงต่อหน่วยและแรงดันเอาต์พุต v_{ab}^{s*} (v_d^{s*}) และ v_{cb}^{s*} (v_q^{s*}).....	61
4.14 สัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรรนาล็อกที่ได้จากการวัด (B-SVPWM).....	61
4.15 ผลการคำนวณสัญญาณแรงดัน v_{\max} , v_{\min} และ v_z กรณี U-SVPWM.....	63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 สัญญาณแรงดันกึ่งเฟสอ้างอิงต่อหน่วยและแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่ต้องการ v_{ab}^{s*} (v_d^{s*}) และ v_{cb}^{s*} (v_q^{s*}) กรณี U-SVPWM.....	63
4.17 สัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรถอานาล็อกที่ได้จากเครื่องวัด (U-SVPWM).....	64
4.18 (ก) สัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส (U-SVPWM) (ข) สัญญาณ PWM สำหรับสวิทช์ S1 และ S3 และสัญญาณเอาต์พุต PWM เทียบเท่า.....	64
4.19 ผลของแรงดันเอาต์พุตเมื่อปรับ $0 < M < \sqrt{2}$ และ $0 < \delta < 80^\circ$ (ก) แรงดันเอาต์พุต V_d (U-SVPWM) (ข) แรงดันเอาต์พุต V_q (U-SVPWM).....	65
5.1 วงจรพื้นฐาน R-L.....	66
5.2 การย้ายพารามิเตอร์ด้านขดลวดช่วยไปยังขดลวดหลัก.....	71
5.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรในระนาบแกน d-q.....	71
5.4 แบบการจำลองของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	76
5.5 บล็อกไดอะแกรม (q-axis).....	77
5.6 บล็อกไดอะแกรม (d-axis).....	77
5.7 บล็อกไดอะแกรมของโรเตอร์.....	77
5.8 บล็อกไดอะแกรมจำลองระบบแบบรูปเปิด.....	78
5.9 ผลการจำลองมอเตอร์แบบรูปเปิดที่ความถี่ 50Hz.....	79
5.10 ผลการจำลองมอเตอร์แบบรูปเปิดที่ความถี่ 40Hz.....	80
5.11 ผลการจำลองมอเตอร์แบบรูปเปิดที่ความถี่ 30Hz.....	81
5.12 โครงสร้างระบบควบคุม.....	82
5.13 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแกนสมมาตร.....	82
5.14 ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุม.....	83
5.15 โพลไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด.....	85
5.16 ทางเดินรากของระบบควบคุมรูปปิด.....	85
5.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการแรงดันต่อความถี่.....	86
5.18 การตอบสนองของความเร็ว กระแส และแรงบิดแม่เหล็กขณะเริ่มเดิน และการรบกวนของโหลด 2.5 Nm ทันทีทันใดที่เวลา 0.4 วินาที.....	86
5.19 การตอบสนองของความเร็ว กระแส และแรงบิดแม่เหล็กขณะเริ่มเดิน และลดความเร็วรอบจาก 1500rpm ไปเป็น 1000rpm ที่เวลา 0.4 วินาที.....	87

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.1 การทดสอบโหลด RL สองเฟสแบบสมดุล.....	89
6.2 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิง (ก) $\delta = 0^\circ$ (ข) $\delta = 40^\circ$ (500mV/div, 5ms/div).....	90
6.3 v_{ab} (ก) $v_d(v_{ab})$ (ข) $v_q(v_{cb})$ (500mV/div, 5ms/div).....	90
6.4 (ก) แรงดันและกระแสที่โหลด RL แบบสมดุลเงื่อนไข $\delta = 0^\circ$ (ข) เส้นทางการเดินของกระแส เงื่อนไข $\delta = 0^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$	91
6.5 ฮาร์มอนิกแรงดันที่เงื่อนไข $\delta = 0^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$ (ก) แรงดันที่ขดลวดหลัก (V_d) (ข) แรงดันที่ขดลวดช่วย (V_q)	91
6.6 (ก) แรงดันและกระแสที่โหลด RL แบบสมดุลเงื่อนไข $\delta = 40^\circ$ (ข) เส้นทางการเดินของกระแส เงื่อนไข $\delta = 40^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$	92
6.7 ฮาร์มอนิกแรงดันที่เงื่อนไข $\delta = 40^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$ (ก) แรงดันที่ขดลวดหลัก (V_d) (ข) แรงดันที่ขดลวดช่วย (V_q)	92
6.8 (ก) แรงดันและกระแสที่โหลด RL (ข) เส้นทางการเดินของกระแส เงื่อนไข $\delta = -40^\circ$	93
6.9 บล็อกไดอะแกรมระบบการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบรูปเปิด.....	94
6.10 ฮาร์มอนิกแรงดันที่ 50Hz ได้จากการวัดที่พิกัดโหลด (ก) (V_d) (ข) (V_q)	94
6.11 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 50Hz ที่พิกัดโหลด 2.5N.m (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	95
6.12 เส้นทางการเดินของกระแส ที่ 50Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	95
6.13 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 40Hz ที่พิกัดโหลด 2.5N.m (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	95
6.14 เส้นทางการเดินของกระแส ที่ 40Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	96
6.15 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 30Hz ที่โหลด 1.7 N.m (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	96
6.16 เส้นทางการเดินของกระแส ที่ 30Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	96
6.17 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 20Hz ที่โหลด 1 N.m (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	97
6.18 เส้นทางการเดินของกระแส ที่ 20Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน.....	97
6.19 กราฟแรงบิดและความเร็วรอบที่ความถี่ 20Hz, 30Hz, 40Hz และ 50Hz.....	98
6.20 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุม V/F คงที่แบบรูปปิด.....	99

สารบัญญรูป (ต่อ)

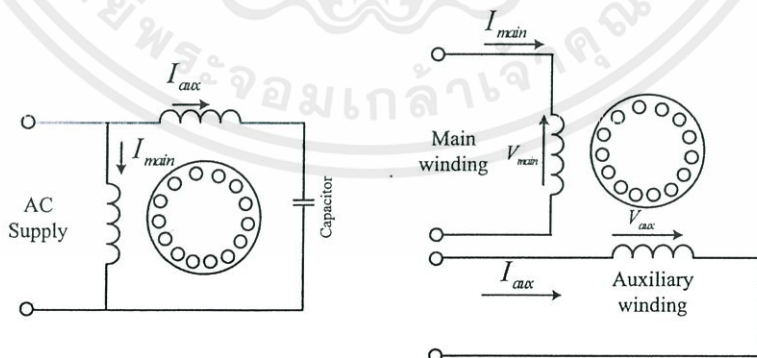
รูปที่	หน้า
6.21 การจำลองกระแสและความเร็วรอบมอเตอร์ที่ความเร็วจาก 0-1500rpm.....	99
6.22 การทดลองกระแสและความเร็วรอบมอเตอร์ที่ความเร็วจาก 0-1500rpm.....	100
6.23 การจำลองกระแสและความเร็วรอบขณะใส่โหลด 2.5N.m ที่เวลา 0.4 วินาที.....	100
6.24 การทดสอบกระแสและความเร็วรอบเมื่อใส่โหลด 2.5N.m ที่เวลา 0.4 วินาที.....	100
ก-1 วงจรที่ใช้สำหรับการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ.....	111
ก-2 วงจรการทดสอบ No-load test และ Locked-rotor test.....	113
ก-3 วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	115
ก-4 การกำหนดค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรสมมูล มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	116
ก-5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ใช้ในการจำลอง.....	117
ข-1 มอเตอร์หนึ่งเฟสแบบ Capacitor run ต่อร่วมกับชุด Servo load.....	119
ข-2 ชุด Servo load พร้อมแผงควบคุม.....	119
ข-3 คอนเน็คเตอร์ CP1104 สำหรับต่อเชื่อมโยงกับบอร์ด DS1104 กับ I/O ภายนอก.....	119
ข-4 Power Analyzer (PZ4000) สำหรับบันทึกรูปสัญญาณต่างๆ.....	120
ข-5 อุปกรณ์และเครื่องมือสำหรับทดสอบควบคุมความเร็วมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร.....	120

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสถูกประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลาย กับสิ่งอำนวยความสะดวกต่างๆตามที่อยู่อาศัย อาทิเช่น เครื่องซักผ้า ตู้เย็น พัดลม และเครื่องปรับอากาศ หรือตามอุตสาหกรรมครัวเรือนที่ใช้ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส เช่น เครื่องเจาะขนาดเล็ก ซึ่งเครื่องจักรเหล่านี้มีความยุ่งยากในการควบคุมแรงบิด และการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ ในปัจจุบันนิยมใช้การปรับทางกล เช่นการใช้เกียร์ทดหรือใช้ชุดสายพานในการปรับความเร็วรอบ ซึ่งทำให้เครื่องจักรมีขนาดใหญ่และสิ้นเปลืองพลังงานเป็นอย่างมากและไม่สามารถควบคุมการใช้พลังงานไฟฟ้าให้เหมาะสม ในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงภาระโหลด โดยงานวิจัยนี้เป็นการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งเน้นการควบคุมมอเตอร์ที่มีการติดตั้งใช้งานอยู่แล้ว แต่ไม่สามารถทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบได้ จากบทความวิจัยต่างๆพบว่า การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ไม่สามารถป้อนแรงดันหนึ่งเฟสที่มีความถี่ต่างๆได้โดยตรงเนื่องจากจะเกิดผลกระทบโดยตรงกับตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ในตัวมอเตอร์ ซึ่งเป็นขีดจำกัดในการควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีนี้ งานวิจัยส่วนใหญ่จึงมีการดัดแปลงมอเตอร์ให้เป็นแบบสองเฟส โดยมอเตอร์ที่ใช้ จะต้องเป็นชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-run motor) หรือเป็นแบบชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-start capacitor-run motor) เนื่องจากตามพฤติกรรมการใช้งานของขดลวดช่วยหมุน (Auxiliary winding) ของมอเตอร์เหล่านี้ถูกต่อใช้งานอยู่ตลอดเวลา จึงจะสามารถนำมาดัดแปลงเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสได้ ตามรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 วงจรการดัดแปลงมอเตอร์หนึ่งเฟสเป็นแบบสองเฟส

ในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นในส่วนการสร้างชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยได้มีการค้นคว้าข้อมูลงานวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้องตั้งแต่อดีตถึง

ปัจจุบัน โดยสรุปผลงานการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

D.G. Holmes, และ A. Kotsopoulos (ค.ศ.1996)[1] ได้ศึกษาวิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบ Capacitor-run โดยมาดัดแปลงเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์โดยใช้ชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง ซึ่งมีการพิสูจน์การจ่ายแรงดันทั้งสองเฟสให้กับมอเตอร์จะต้องมีขนาดที่แตกต่างกันและทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า โดยกำหนดได้ตามอัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดลวดช่วยและขดลวดหลัก พบว่าแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดช่วยต้องมีค่ามากกว่าขดลวดหลักเสมอตามอัตราส่วนจำนวนรอบ เพื่อที่จะลดผลของการกระเพื่อมของแรงบิด และผลของเสียงฮัม (Acoustic noise) นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มแรงบิดเริ่มต้น (Starting torque) ให้กับมอเตอร์ได้อีกด้วย เทคนิคที่ใช้ของอินเวอร์เตอร์สามกึ่งเป็นแบบ Naturally sampled sine-triangle modulation

C.-M. Young, C.-C. Liu และ C.-H. Liu (ค.ศ.1996) [2] ได้ทำการวิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะถูกจำแนกออกเป็น 4 เงื่อนไขคือมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชนิด Capacitor start และ Capacitor run มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (Two-phase asymmetrical capacitor-less motor ;(CLM) ซึ่งถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยป้อนแรงดันขายน้ทั้งสองเฟส และเงื่อนไขสุดท้ายคือ CLM ถูกป้อนแรงดันด้วยชุดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งชุดอินเวอร์เตอร์นี้มีทั้งแบบสองกึ่งและสี่กึ่งเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบ ผลสรุปคือการใช้ชุดอินเวอร์เตอร์สี่กึ่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส CLM สามารถลดผลของการกระเพื่อมแรงบิด (Torque pulsation) ทำให้ลดการกระเพื่อมของความเร็วและลดผลเสียงรบกวน (Noise signal) เมื่อเทียบกับเงื่อนไขอื่นๆ สำหรับเทคนิคที่ใช้ของอินเวอร์เตอร์ในงานวิจัยนี้เป็นแบบ Naturally sampled sine-triangle modulation

E. R. Benedict และ T. A. Lipo (ค.ศ. 2000) [3] ได้นำเสนอฟังก์ชันการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง โดยสามารถควบคุมขนาดของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ให้มีขนาดแรงดันสองเฟสที่แตกต่างกันได้ตามต้องการ ผลของแรงดันสองเฟสที่ได้ถูกจ่ายให้กับมอเตอร์แบบ Permanent split-capacitor (PSC) induction motor โดยมีการเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณแบบเก่าและแบบที่นำเสนอ ผลที่ได้ของหลักการที่นำเสนอทำให้ทางเดินของ Magneto motive force (MMF) ของขดลวดทั้งสองเข้าใกล้วงกลมเมื่อเทียบกับแบบดั้งเดิม

C. Yuanhai, F. Blaabjerg และ G. Andersen (ค.ศ. 2002)[4] นำเสนอหลักการใหม่สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันสองเฟสสมดุล (Balanced phase voltage space vector PWM; B-SVPWM) ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง มาประยุกต์ใช้กับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร ผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ สามารถลดผลของการกระเพื่อมของแรงบิดได้

D.Hyun และ D. Y. Yoon (ค.ศ. 2003) [5] นำเสนอเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันใช้กับอินเวอร์เตอร์สองกึ่ง (H-Bridge) จ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตรสำหรับ

หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่นำเสนอมีข้อเสียคือไม่มีแรงดันเวกเตอร์ศูนย์ (Zero vector voltage) ทำให้มีการผิดเพี้ยนของกระแสสูงและเกิดความไม่สมดุลของแรงดันอันเนื่องมาจากคาปาซิเตอร์ทั้งสองที่อนุกรมที่ด้านดีซีบัส นอกจากนี้ยังมีแรงดันเอาต์พุตต่ำ

M. A. Jabbar, A. M. Khambadkone และ Z. Yanfeng (ค.ศ. 2004) [6] ได้นำเอาหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันสองเฟสสมดุล (Balanced output voltage space vector pulse width modulation; B-SVPWM) ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง มาประยุกต์ใช้กับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมดุลขนาดเล็ก ด้วยวิธีการควบคุมแบบสเกลาร์ (Scalar control) ในเงื่อนไขของการควบคุมย่านกำลังไฟฟ้าคงที่ (Constant-power operation)

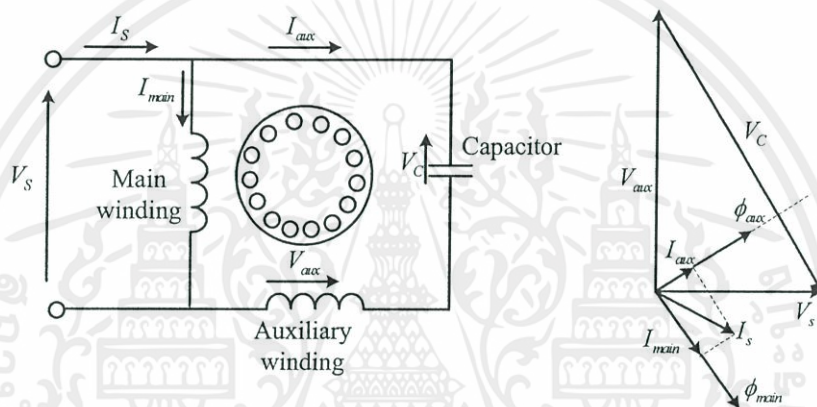
S. Sinthusonthichat และ V. Kinnares (ค.ศ. 2005) [7] เสนอหลักการของการมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์สามกึ่งใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยใช้หลักการ Sinusoidal pulse width modulation (SPWM) ที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตและดัชนีการมอดูเลตแต่ละเฟสอิสระจากกันซึ่งถูกสร้างโดยวงจรรอานาล็อก จากหลักการที่นำเสนอพบว่ามีความยุ่งยากในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต และในทางปฏิบัติก็มีความยากที่จะนำหลักการนี้ไปพัฒนาให้สามารถควบคุมความเร็วได้อย่างต่อเนื่อง

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยการนำมอเตอร์มาดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ที่ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์และจำนวนรอบของขดลวดทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน เมื่อทำการจ่ายแรงดันสองเฟสที่ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้าและมีขนาดเท่ากัน ให้กับขดลวดทั้งสองทำให้เกิดความไม่สมมาตรของสนามแม่เหล็กหมุน MMF ที่เกิดขึ้นจากขดลวดทั้งสอง โดยจะถูกแบ่งแยกออกเป็นสองส่วน คือสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า (Forward rotating field) และสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง (Backward rotating field) ที่มีทิศทางการหมุนตรงข้ามกัน เป็นผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่กระเพื่อม (Pulsating field) ซึ่งเป็นสาเหตุหลักของการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิด (Torque pulsation) และแรงบิดเริ่มต้นต่ำ มอเตอร์ไม่สามารถรับภาระโหลดที่พิกัดได้ [9] ดังนั้นจุดมุ่งหมายของการศึกษานี้ คือการที่ศึกษาวิธีการปรับปรุงให้การขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น สามารถลดผลของแรงบิดกระเพื่อมและเพิ่มแรงบิดขณะเริ่มหมุนมอเตอร์ โดยเน้นถึงการศึกษาการสร้างชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายแรงดันสองเฟสให้เหมาะสมกับความต้องการของมอเตอร์ และศึกษาค้นหลักการสร้างสัญญาณขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ ด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่สามารถควบคุมขนาดแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสได้ภายใต้เงื่อนไขมุมต่างเฟสของแรงดันทั้งสองห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และตั้งชื่อหลักการแนวคิดใหม่นี้ว่าสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (Unbalanced output voltage Space vector pulse width modulation; U-SVPWM)

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ตามหลักการของทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟสที่ประกอบไปด้วยมอเตอร์ที่มีเพียงขดลวดหลักเพียงขดเดียวพบว่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กหลัก ไม่มีทิศทางของการเคลื่อนที่ แต่จะมีขนาดที่เปลี่ยนแปลงขึ้นลงไปตามเวลา ซึ่งในการเริ่มหมุนมอเตอร์นี้ จะต้องอาศัยขดลวดช่วยหมุนเพิ่มเข้ามา เพื่อให้กลายเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ใช้แหล่งจ่ายไฟร่วมกัน โดยที่การออกแบบขดลวดช่วยหมุนต้องการให้มีค่าความต้านทานสูง เพื่อให้มุมระหว่างแรงดันที่ป้อนเข้าและกระแสที่ไหลในขดลวดช่วยมีค่าน้อยมาๆ อีกทั้งยังต้องอนุกรมกับตัวเก็บประจุเพื่อควบคุมให้กระแสที่ไหลในขดลวดช่วยมีมุนำหน้าแรงดัน V_S เป็นผลทำให้กระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วย จะมีค่าเข้าใกล้ 90 องศา ดังรูปที่ 1.2



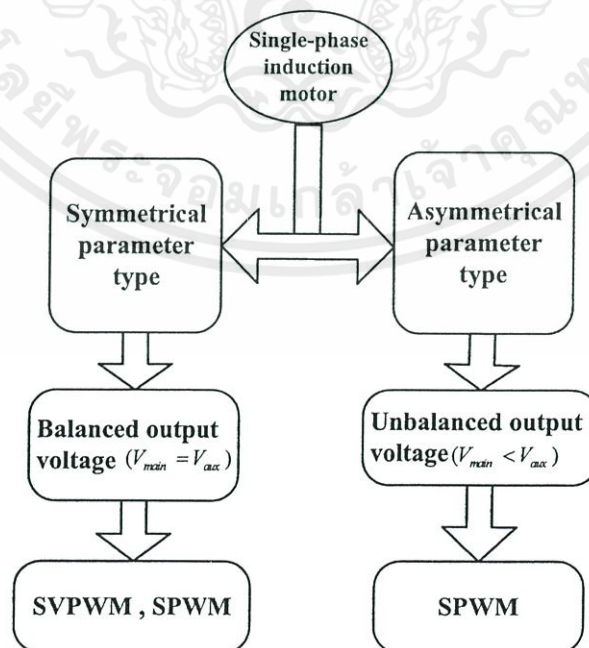
รูปที่ 1.2 เวกเตอร์แรงดัน กระแส และฟลักซ์ ของมอเตอร์หนึ่งเฟสแบบ Capacitor-run

ลักษณะหลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสตามรูปที่ 1.2 นี้ มีลักษณะเช่นเดียวกับหลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ซึ่งต้องการให้กระแสที่ไหลผ่านของทั้งสองขดลวดทำมุมตั้งฉากกัน[20] แต่จากในงานวิจัยนี้ได้นำมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสมาดัดแปลงเป็นมอเตอร์ที่ไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ ทำให้ขนาดกระแสของขดลวดทั้งสองมีขนาดที่ไม่เท่ากันตามสัดส่วนของอิมพีแดนซ์ ทำให้เกิดผลของแรงบิดคินหน้าและแรงบิดถอยหลัง ซึ่งเป็นสาเหตุของ แรงบิดเริ่มต้นต่ำและแรงบิดกระแสเพิ่มสูง

แนวทางแก้ไข หากสามารถจ่ายแรงดันชดเชยให้กับขดลวดช่วย หรือควบคุมกระแสที่ขดลวดทั้งสองให้มีมุมต่างเฟสทางไฟฟ้า 90 องศา และค่าขนาดกระแสของขดลวดทั้งสอง เมื่อคูณกับจำนวนรอบของแต่ละขดลวดแล้ว ทำให้ปริมาณของ MMF ของขดลวดหลัก และ MMF ของขดลวดช่วยหมุน มีขนาดที่เท่ากัน ก็จะสามารถกำจัดผลของแรงบิดถอยหลังให้หมดไป ผลดีที่ตามมาคือสามารถเพิ่มแรงบิดขณะเริ่มหมุน และกำจัดผลของแรงบิดกระแสเพิ่มได้ [1]

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

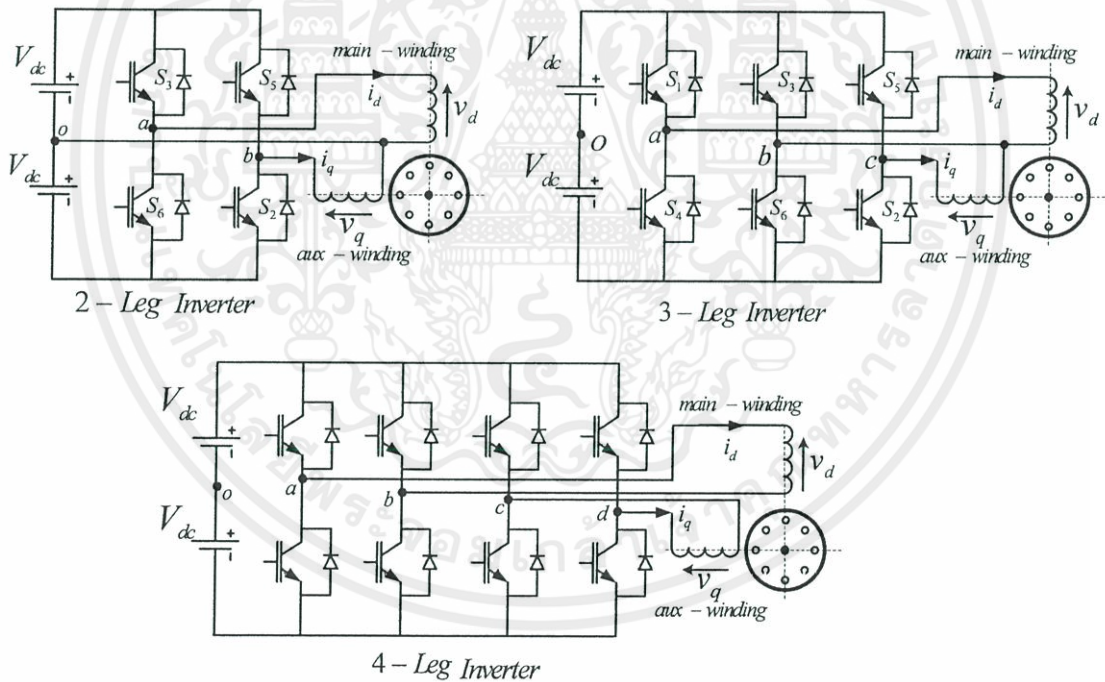
ในงานวิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสส่วนใหญ่มีการดัดแปลงมอเตอร์ โดยการแก้ไขขนาดและจำนวนรอบของขดลวดช่วย[1,2] ให้มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับขดลวดหลักทำให้มีความยุ่งยากในการใช้งานและสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ก็มีข้อดีคือ ขดลวดหลักและขดลวดช่วยมีค่าอิมพีแดนซ์ที่เท่ากัน ทำให้มอเตอร์ที่ถูกดัดแปลงนี้ มีความสมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็ก ทำให้ง่ายต่อการควบคุม ทั้งในแบบสเกลล่าและการควบคุมแบบฟลักซ์เวกเตอร์จากรูปที่ 1.3 เป็นการนำเสนอแบบแผนผังงานวิจัยที่มีการตีพิมพ์ในปัจจุบัน [1]-[19] สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ถูกจำแนกออกเป็นสองส่วนใหญ่ๆ ในงานวิจัยทั่วไป กล่าวคือจากบทความวิจัยบางส่วนได้นำมอเตอร์หนึ่งเฟสนี้ มาทำการดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยแก้ไขขดลวดช่วยหมุน ให้มีขนาดและจำนวนรอบเท่ากับขดลวดหลัก[5] โดยเรียกว่ามอเตอร์สมมาตรทางพารามิเตอร์ ซึ่งชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการป้อนแรงดันให้กับมอเตอร์ จะสามารถสร้างแรงดันสองเฟสที่มีขนาดเท่ากัน ทำมุมห่างกัน 90 องศา และหลักการสร้างสัญญาณขับของชุดอินเวอร์เตอร์นี้ มีทั้งแบบที่เป็น การมอดูเลตความกว้างพัลส์ซึ่งส่วนมากจะใช้เทคนิคทางอนาล็อก(SPWM) และเป็นแบบสเปซเวกเตอร์(SVPWM) ซึ่งส่วนใหญ่ใช้ทางดิจิทัล ในทางกลับกันบทความวิจัยบางส่วนก็ได้นำมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสนี้ มาดัดแปลงให้เป็นแบบมอเตอร์ไม่สมมาตรทางพารามิเตอร์ (Asymmetrical parameter type motor) ซึ่งไม่มีการแก้ไขจำนวนรอบและขนาดของขดลวดช่วยหมุน[1], [2], [7] อีกทั้งยังนำมอเตอร์เก่าที่ติดตั้งใช้งานอยู่แล้วมาพัฒนาวิจัยการควบคุมความเร็วรอบได้ แต่มีข้อเสียคือมีความยุ่งยากในการควบคุมแรงดันและกระแสให้กับมอเตอร์ เนื่องจากมีความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ ดังนั้นแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์สองเฟสชนิดนี้ จึงต้องมีขนาดที่แตกต่างกันเพื่อลดผลของแรงบิดกระเพื่อมและเพิ่มแรงบิดขณะเริ่มเดินมอเตอร์ตามบทความวิจัย [1], [7]



รูปที่ 1.3 บล็อกไดอะแกรมลักษณะงานวิจัยในปัจจุบัน

การสร้างแรงดันสองเฟสที่มีขนาดไม่เท่ากันในปัจจุบันเป็นวิธีการแบบ SPWM [1]-[5], [7] โดยใช้วงจรถอนลือก ซึ่งมีข้อเสียมากในด้านความเสถียรภาพของวงจรและคุณภาพของสัญญาณ จากปัญหานี้เองในงานวิจัยนี้ จึงได้คิดค้นวิธีการสร้างสัญญาณขับด้วยหลักการแบบดิจิทัลของ SVPWM แบบใหม่ที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตทั้งสองให้มีขนาดไม่เท่ากันตามอัตราส่วน จำนวนรอบของขดลวด

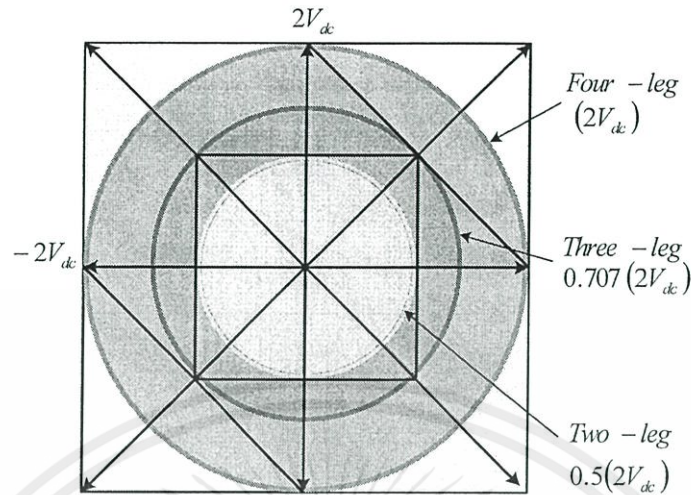
ในหลักการที่นำเสนอนี้ได้ดัดแปลงหลักการทำงานมาจาก SVPWM แบบเก่าที่ใช้ป้อนแรงดันเข้ากับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร [5], [6] โดยเลือกใช้ชุดอินเวอร์เตอร์ชนิดสามกึ่งตามรูปที่ 1.4 โดยพิจารณาจากตารางที่ 1.1 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบรูปแบบระหว่างอินเวอร์เตอร์สองกึ่ง สามกึ่ง สี่กึ่ง ที่ใช้ SVPWM และแบบที่นำเสนอ พบว่าโดยภาพรวมแล้วชุดอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งโดยวิธีการสร้างสัญญาณขับแบบ SVPWM ที่นำเสนอเหมาะสมที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากชุดอินเวอร์เตอร์สองกึ่งไม่มีเวกเตอร์แรงดันศูนย์ และมีการใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซีได้ต่ำ อีกทั้งยังมีปัญหาเรื่องของการไม่สมมาตรของแรงดันดีซี อันเนื่องมาจากตัวเก็บประจุ ทั้งสองที่แรงดัน DC-Link [5] ผลที่ตามมาทำให้ แรงดันและกระแสเอาต์พุตมีความผิดเพี้ยนไปอย่างมาก



รูปที่ 1.4 รูปแบบวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์แบบ 2, 3 และ 4 กึ่ง ตามลำดับ

สำหรับการใช้งานในด้านราคาและ การใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซี ดังแสดงไว้ตามรูปที่ 1.5 โดยชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งให้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดประมาณ 70% โดยเมื่อเทียบกับชุดอินเวอร์เตอร์สี่กึ่ง ที่ใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซีได้สูงและมีราคาสูงกว่าทำให้ไม่คุ้มกับการลงทุน อย่างไรก็ตาม

การเลือกใช้ชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ยังคงต้องใช้แรงดันที่คี่ ซึ่งระดับที่มีค่าสูงมากๆ โดยพิถีพิถันของแรงดันที่ใช้ได้ถูกสรุปในบทความวิจัย [28]



รูปที่ 1.5 เปรียบเทียบขอบเขตของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบ 2, 3 และ 4 กึ่ง

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบรูปแบบของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเทียบกับอินเวอร์เตอร์สามชนิด

Type of inverters	2-leg SVPWM	3-leg SVPWM	4-leg SVPWM	Proposed USVPWM
No. of IGBTs	4	6	8	6
Max. output voltage	$\frac{DC - Link}{2}$	$\frac{DC - Link}{\sqrt{2}}$	$DC - Link$	$\frac{DC - Link}{\sqrt{2}}$
No. of caps in DC bus	2	1	1	1
Switching states	4	8	16	8
Active states	4	6	12	6
Zero states	0	2	4	2
Output phase voltage pattern	Bipolar pattern	Unipolar pattern	Unipolar pattern	Unipolar pattern
Output voltage	Balanced voltage	Balanced voltage	Balanced voltage	Unbalanced voltage

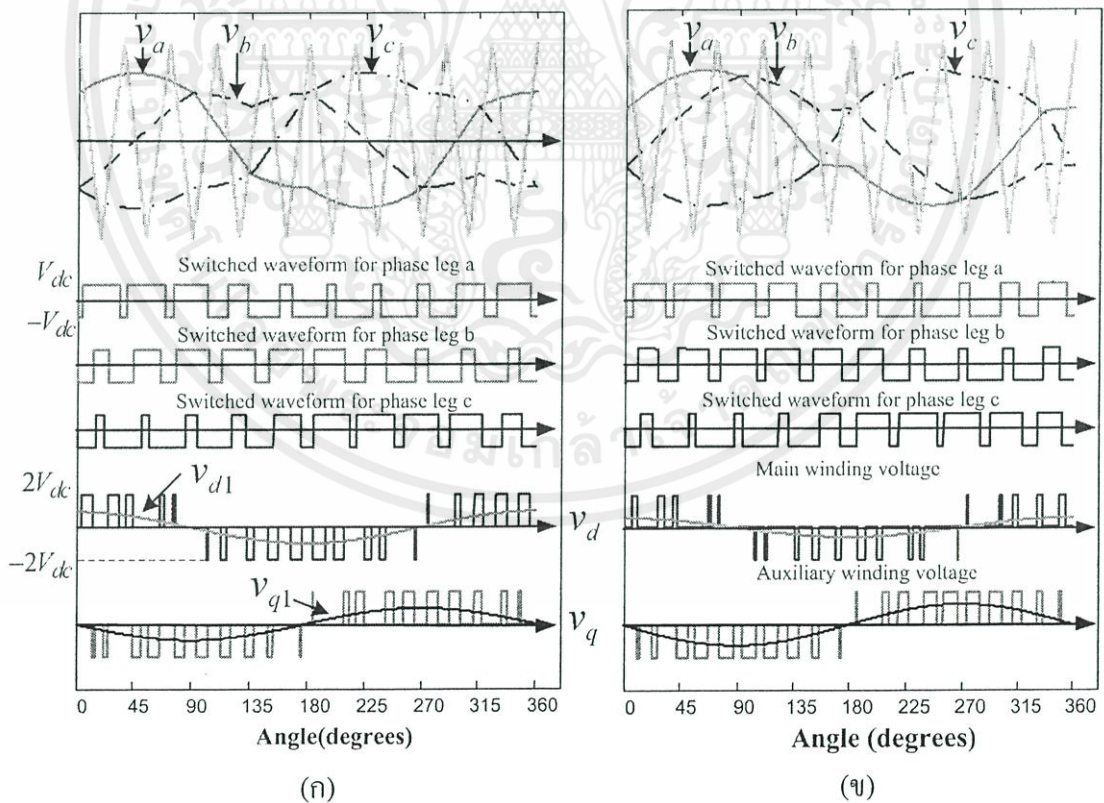
1.5 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร

การนำเสนอหลักการใหม่ของงานวิจัยนี้ เน้นถึงหลักการสร้างแรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่มีขนาดไม่สมดุล ง่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางพารามิเตอร์ ด้วยหลักการของ SVPWM ซึ่งจะนำเสนอในวิธีการคำนวณหาเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ (Space vector active

time) และการสร้างฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบกับเฟสเวกเตอร์ หรือที่เรียกว่า ฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating function) นอกจากนั้นยังนำเสนอหลักการควบคุมมอเตอร์แบบ แรงดันต่อความถี่คงที่ (Constant Volt/Hertz) โดยจะทำการวิเคราะห์ผลของการจ่ายแรงดันที่เหมาะสมให้กับมอเตอร์และนำเสนอผลของแรงบิดมอเตอร์ ในสถานะแรงดันและความถี่ต่างๆ ใน หลักการใหม่นี้คาดว่าจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดไม่ สมมาตร ด้วยวิธีแบบลูปปิด ในทางปฏิบัติได้ เป็นอย่างดี

1.6 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

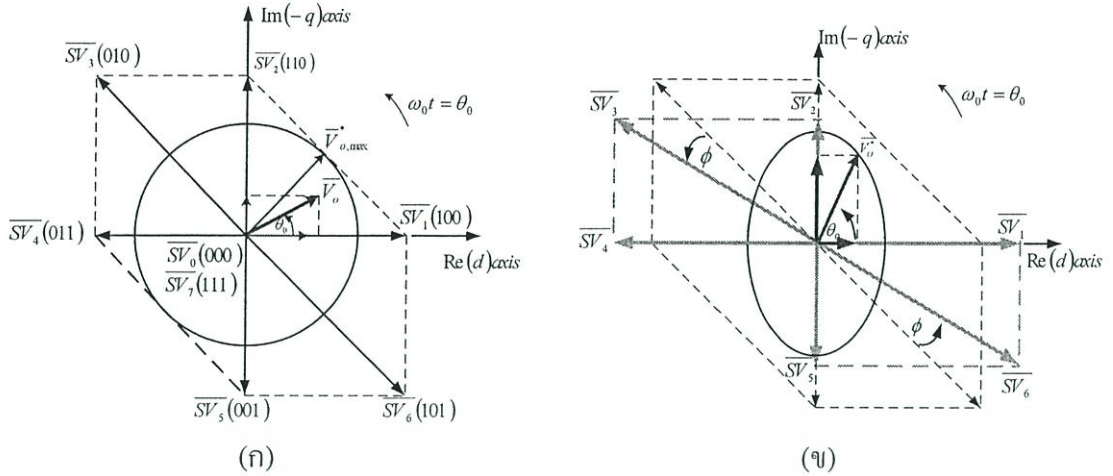
การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิมนั้นจะเน้นถึงเทคนิคของ SVPWM ที่ใช้คลื่นพาห์ ดัง แสดงได้ตามรูปที่ 1.6 ซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิงเทียบกับเฟสเวกเตอร์ของแต่ละกิ่งเฟสของหลักการ เดิมเทียบกับหลักการใหม่ ที่นำเสนอ ในรูป (ก) เป็นเทคนิค B-SVPWM ที่ให้แรงดันเอาต์พุตทั้งสอง เฟสมีขนาดเท่ากัน ซึ่งเหมาะสมกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรทาง อิมพีแดนซ์ ที่ซึ่งถูกนำเสนอ โดย [4] และ รูป (ข) เป็นเทคนิคใหม่ U-SVPWM ที่นำเสนอ มีข้อดีคือ ง่ายต่อการปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตของทั้งเฟสให้มีขนาดที่แตกต่างกันได้ตามความต้องการ โดย การเปรียบเทียบรูปแบบตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันของทั้งสองหลักการ โดยดูได้จากรูปที่ 1.7



รูปที่ 1.6 เปรียบเทียบสัญญาณเฟสอ้างอิงและแรงดันเอาต์พุต

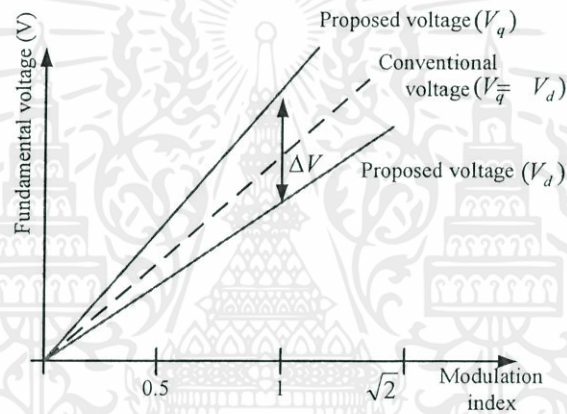
(ก) B-SVPWM แบบดั้งเดิม (ข) U-SVPWM แบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.7 เปรียบเทียบทางเดินแรงดันแอด์พุตและตำแหน่งเวกเตอร์แรงดัน

(ก) B-SVPWM แบบดั้งเดิม (ข) U-SVPWM แบบที่นำเสนอ



รูปที่ 1.8 เปรียบเทียบผลแรงดันแอด์พุตแบบเดิมกับแบบที่นำเสนอ

เมื่อกำหนดให้แรงดันดีซีบัส เท่ากัน

รูปที่ 1.7 (ก) เป็นตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันในระนาบแกน $d-q$ ซึ่งให้ผลของแรงดันแอด์พุตเท่ากันทั้งสองเฟส โดยเส้นทางเดินของแรงดันในระนาบแกน $d-q$ มีลักษณะเป็นวงกลม และ ในรูปที่ 1.7 (ข) เป็นตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันในตำแหน่งใหม่ ที่สามารถควบคุมแรงดันแอด์พุตทั้งสองเฟสให้มีขนาดแรงดันแตกต่างกันตามต้องการ โดยเส้นทางเดินของแรงดันในระนาบแกน $d-q$ มีลักษณะเป็นวงรี

รูปที่ 1.8 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและดัชนีการมอดูเลต เปรียบเทียบผลแรงดันแอด์พุตแบบเดิมกับแบบที่นำเสนอ เมื่อกำหนดให้แรงดันดีซีบัสเท่ากัน จากกราฟพบว่าหลักการใหม่ U-SVPWM ที่นำเสนอเมื่อทำการปรับแรงดันแอด์พุตให้มีค่าแตกต่างกัน สามารถลดขนาดของแรงดันแอด์พุตทั้งสองได้โดยการปรับดัชนีการมอดูเลตให้มีค่าต่ำลง ซึ่งเหมาะสมอย่างมากในการควบคุมแบบ V/F คงที่ ซึ่งจะได้นำเสนอหลักการอย่างละเอียดในบทที่ 4 ต่อไป

1.7 ขอบเขตการวิจัย

จากวัตถุประสงค์และจุดมุ่งหมายในการทำงานวิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์หนึ่งเฟสขนาด พิกัด 370W สามารถสรุปการแบ่งขอบเขตของการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

- นำมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบ Capacitor run มาดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร พร้อมทั้งทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการจำลองแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส
- วิเคราะห์ฟังก์ชันการมอดูเลตของ B-SVPWM และทำการดัดแปลงฟังก์ชันการมอดูเลตให้สามารถควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เพื่อที่จะสามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตได้ตามความต้องการ
- ทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์สองเฟส ด้วยวิธีการควบคุมแบบสเกลล่า (Constant V/F) แบบลูปเปิดและลูปปิดเพื่อยืนยันผลการวิจัย

1.8 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนการศึกษาเริ่มจากการรวบรวมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ศึกษาหลักการควบคุมแบบต่างๆและปัญหาที่พบรวมถึงวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น เมื่อทราบข้อมูลทั้งหมดแล้วจึงนำมาวิเคราะห์พัฒนาปรับปรุง โดยจะเน้นถึงการปรับปรุงและวิเคราะห์ในการแก้ปัญหาในรูปแบบใหม่ที่ยังไม่มี การคิดค้นหรือมีงานวิจัยที่เกิดขึ้นมาก่อน ตัวอย่างเช่น ในงานวิจัยเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส พบว่าการควบคุมส่วนใหญ่ใช้หลักการที่เรียกว่า การควบคุมแบบฟลักซ์เวกเตอร์ซึ่งจำเป็นที่จะต้องให้หลักการของสเปซเวกเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิด ซึ่งในปัจจุบันพบว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ที่ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสนั้น ยังไม่เคยมีงานวิจัยใดๆที่ใช้สเปซเวกเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ในการควบคุมมอเตอร์ชนิดนี้มาก่อน เนื่องจากว่าหลักการของสเปซเวกเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ไม่สามารถปรับขนาดแรงดันให้เหมาะสมกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสได้ ด้วยเหตุนี้เองจึงเป็นที่มาของขั้นตอนการศึกษาและวิจัย ที่จะได้กล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็มาและที่มาของปัญหา รวมถึงการนำเสนอหลักการใหม่เทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

บทที่ 2 กล่าวถึง โครงสร้างและหลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส รวมไปถึงการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์หนึ่งเฟสและสองเฟส และผลของหลักการลดการกระเพื่อมของแรงบิด โดยแสดงการพิสูจน์ทางคณิตศาสตร์อย่างละเอียด

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของสเปซเวกเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ (SVPWM) ที่ใช้กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เพื่อใช้เป็นพื้นฐานความเข้าใจในการนำ SVPWM มาประยุกต์ใช้กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส ที่ใช้กับชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง นอกจากนี้ยังมี

การพิสูจน์และการบูรณาการฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ หรือที่เรียกว่าฟังก์ชันการมอดูเลตของ SVPWM เพื่อใช้เป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์หลักการ U-SVPWM ในบทต่อไป

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการใหม่ที่นำเสนอของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (U-SVPWM) ที่ใช้กับชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง โดยสามารถทำการปรับขนาดแรงดันทางด้านเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์ได้ตามความต้องการ และนำเสนอหลักการใหม่ของวิธีการคำนวณหาเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์พิสูจน์และการสร้างฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ เพื่อทำการเปรียบเทียบกับหลักการเก่า

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์หลักการสร้างสมการคณิตศาสตร์และจำลองระบบด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink อีกทั้งยังจำลองระบบลูปปิดด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่ เพื่อแสดงให้เห็นว่าการจำลองสอดคล้องกับหลักแนวคิดใหม่หรือไม่

บทที่ 6 กล่าวถึงการทดสอบหลักการทำงานของสเปซเวกเตอร์และการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยแบ่งเงื่อนไขการทดสอบออกเป็น 2 เงื่อนไขหลักๆ คือ การทดสอบแบบลูปเปิด ด้วยการจ่ายแรงดันสองเฟสที่มีขนาดไม่เท่ากันตามอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง เพื่อทำการเปรียบเทียบกับหลักการเก่า เงื่อนไขสุดท้ายคือการทดสอบแบบลูปปิดวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่ เพื่อแสดงให้เห็นว่าแนวความคิดหลักการของ U-SVPWM แบบใหม่สามารถใช้งานแบบลูปปิดได้ดี นอกจากนี้ยังนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink ซึ่งมีผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ

บทที่ 7 เป็นการสรุปผลและข้อเสนอแนะต่างๆที่เป็นประโยชน์
 ภาคผนวก ก. นำเสนอหลักการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส
 ภาคผนวก ข. เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ
 ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

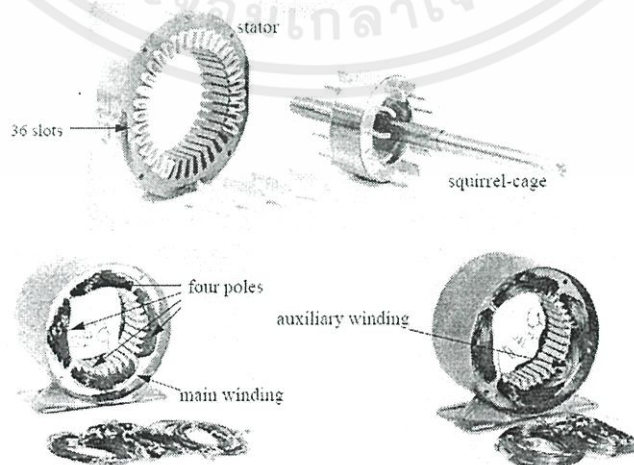
โครงสร้างและหลักการมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

2.1 บทนำ

การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ในปัจจุบันนิยมดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์แบบสองเฟส [1]-[3], [7] เนื่องจากเป็นที่รู้ดีว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสมีสนามแม่เหล็กหมุน เช่นเดียวกับกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่ในการดัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสไปเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสนี้ ทำให้ขนาดของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นทั้งสองขดลวดมีขนาดที่ไม่สมมาตรกัน เป็นผลอันเนื่องมาจาก ขดลวดหลักและขดลวดช่วยมีจำนวนรอบและอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน ดังนั้นในบทที่สองนี้จึงกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสและสองเฟสแบบสมมาตร พร้อมทั้งการดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ รวมไปถึงการพิสูจน์ถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสทั้งสองขดลวดและแรงดันทั้งสองขดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ให้มีสมรรถนะเท่ากับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรทางอิมพีแดนซ์

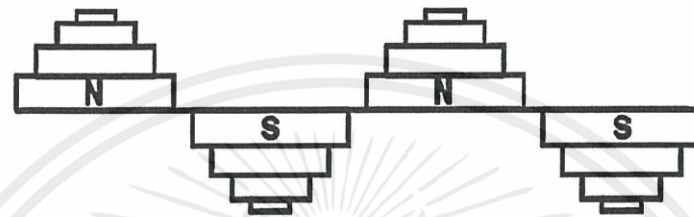
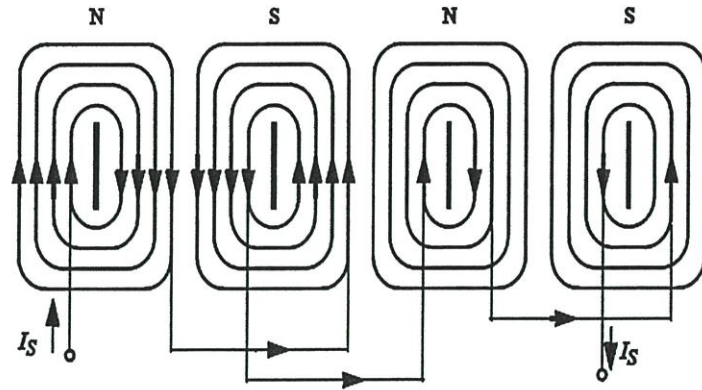
2.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสถูกใช้อย่างแพร่หลาย ในส่วนของเครื่องใช้ไฟฟ้าตามที่อยู่อาศัย รวมถึงเครื่องมือขนาดเล็กที่สามารถพกพาได้ โดยทั่วไปนั้นมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ถูกใช้มากในแหล่งที่ไม่มีระบบไฟฟ้าสามเฟส โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสนี้มีลักษณะคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามที่แสดงในรูปที่ 2.1 โดยมีสองขดลวดที่พันอยู่กับสเตเตอร์คือ ขดลวดหลัก (Main winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding)

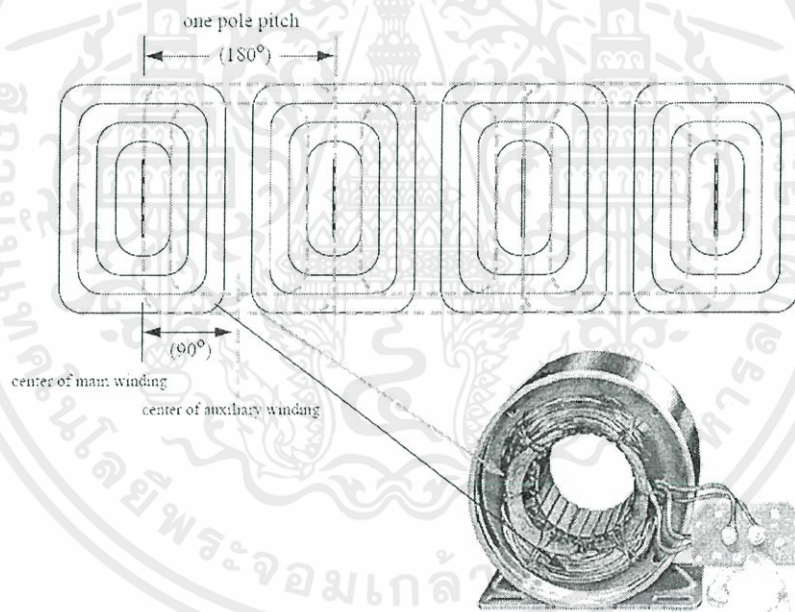


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 4 ขั้วแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 การพันขดลวดหลัก 4 ขั้วแม่เหล็ก และ MMFs ที่ถูกสร้างขึ้น



รูปที่ 2.3 ตำแหน่งของการวางขดลวดช่วยที่สอดคล้องกับขดลวดหลัก

โดยเมื่อพิจารณาการพันของขดลวดหลัก มีรูปแบบพันของขดลวดและผลของการเกิด Magneto motive force (MMFs) ที่เกิดขึ้นตามอธิบายด้วยรูปที่ 2.2 และตำแหน่งการวางของขดลวดช่วยที่สอดคล้องกับตำแหน่งของขดลวดหลัก ดังแสดงตามรูปที่ 2.3 โดยที่ ตำแหน่งการวางของทั้งสองขดลวดอยู่ห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า

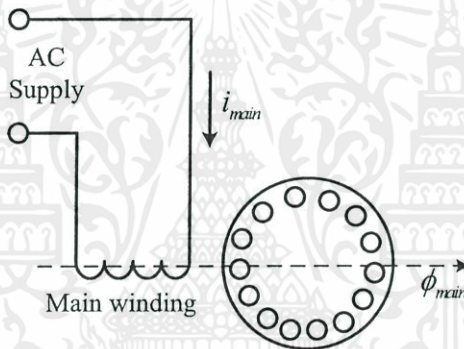
และเมื่อจำแนกชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสตามลักษณะของหลักการทำงาน สามารถจำแนกออกได้เป็น 5 ชนิดด้วยกันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

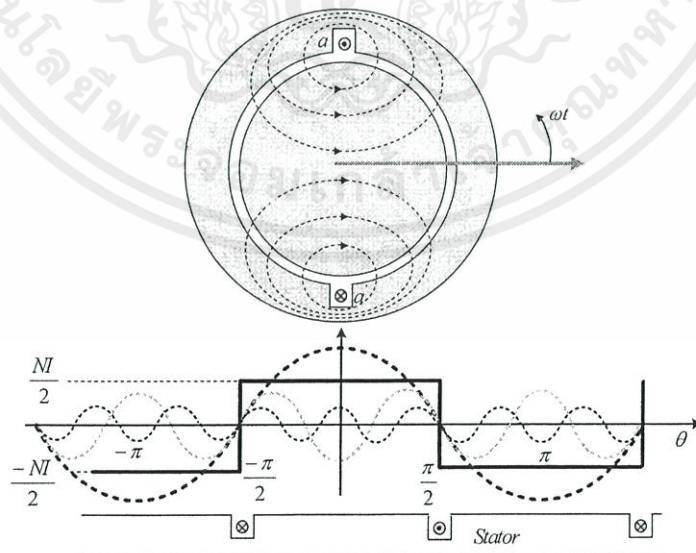
- มอเตอร์แยกเฟส (Split-phase motors)
- มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-start motors)
- มอเตอร์ชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-run motors)
- มอเตอร์ชนิดเริ่มและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-start capacitor-run motors)
- มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole motors)

2.3 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

สำหรับการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มี 2 ขั้ว ซึ่งมีตำแหน่งการวางขดลวดหลักตามรูปที่ 2.4 เมื่อจ่ายแรงดันเข้าที่ขดลวดหลัก มีการกระจายของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก ตามรูปที่ 2.5 ซึ่งพิจารณาจากขดลวดเพียงหนึ่งรอบ โดยผลของสัญญาณแรงเคลื่อนแม่เหล็กมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เนื่องจากการพันขดลวดในลักษณะแบบกระจุก [20]-[22]



รูปที่ 2.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส



รูปที่ 2.5 การกระจายของคลื่น MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

สมการของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก Magnetomotive force (MMF) ในช่องอากาศมีรูปคลื่นการกระจายลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยม โดยอาศัยอนุกรมฟูเรียร์รูปสัญญานมีค่าเท่ากับ

$$MMF(\mathcal{F}_\theta) = \frac{4}{\pi} \frac{NI}{2} \left[\cos\theta_1 - \frac{1}{3}\cos\theta_3 + \frac{1}{5}\cos\theta_5 + \dots \right] \quad (2.1)$$

โดยที่

I คือค่ายอดของกระแสที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงตามรูปที่ 2.5

θ คือมุมของแกนแม่เหล็กของขดลวดที่สเตเตอร์

N คือจำนวนรอบของขดลวด

MMF ในเทอมของความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ

$$\mathcal{F}_{\text{main},1} = \frac{4}{\pi} \frac{NI}{2} \cos\theta_1 \quad (2.2)$$

ดังนั้น

$$F_{1,\text{peak}} = \frac{4}{\pi} \frac{NI}{2} \quad (2.3)$$

เมื่อพิจารณาผลกระทบของการพันขดลวดแบบกระจายในหลายๆสล็อต [21] พบว่าการกระจายของคลื่น MMF มีลักษณะเป็นแบบขั้นบันไดตามรูปที่ 2.2 ซึ่งประมาณได้ว่ารูปคลื่น MMF เข้าใกล้รูปสัญญานซายน์ โดยคลื่น MMF ที่ความถี่มูลฐานของการพันขดลวดแบบกระจาย (Distributed winding) น้อยกว่าผลรวมขององค์ประกอบ MMF ในขดลวดแต่ละชุด (Individual coil) ซึ่งเป็นผลทำให้รูปคลื่น MMF ที่เกิดขึ้นในขดลวดแต่ละชุดมีลักษณะไม่เป็นเส้นตรง จากสมการที่ (2.2) สามารถดัดแปลงการพันขดลวดต่อขั้วแม่เหล็กให้สัมพันธ์กับจำนวนรอบขดลวดที่ต่ออนุกรมต่อเฟส (N_{ph}) และผลของตัวประกอบขดลวดที่ต่ออนุกรมกันต่อเฟส (k_w)

$$\mathcal{F}_{\text{main},1} = \frac{4}{\pi} k_w \frac{N_{ph}}{P} i \cos\theta_1 \quad (2.4)$$

เมื่อกำหนดให้กระแสที่ไหลในขดลวด i มีค่าเท่ากับ

$$i = I_{\text{max}} \cos\omega t \quad (2.5)$$

แทนค่ากระแสสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.4)

$$\mathcal{F}_{\text{main},1} = \frac{4}{\pi} k_w \frac{N_{ph}}{P} I_{\text{max}} \cos\omega t \cos\theta_1 \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$F_{\max} = \left(\frac{4}{\pi} kW \frac{N_{ph}}{P} I_{\max} \right) \quad (2.7)$$

$$\mathcal{F}_{\text{main},1} = (F_{\max} \cos \theta) \cos \omega t \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) อ้างอิงสูตรตรีโกณมิติ $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\mathcal{F}_{\text{main},1} = \frac{1}{2} F_{\max} [\cos(\theta - \omega t) + \cos(\theta + \omega t)] \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) อธิบายได้ว่า MMF เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักมีองค์ประกอบอยู่สองส่วนคือ

$$\mathcal{F}_{\text{main},1} = \mathcal{F}_{\text{main},1}^+ + \mathcal{F}_{\text{main},1}^- \quad (2.10)$$

ส่วนที่หนึ่ง $\mathcal{F}_{\text{main},1}^+$ มีการเคลื่อนที่ในทิศทางบวก (Position traveling wave; Forward field MMF_F)

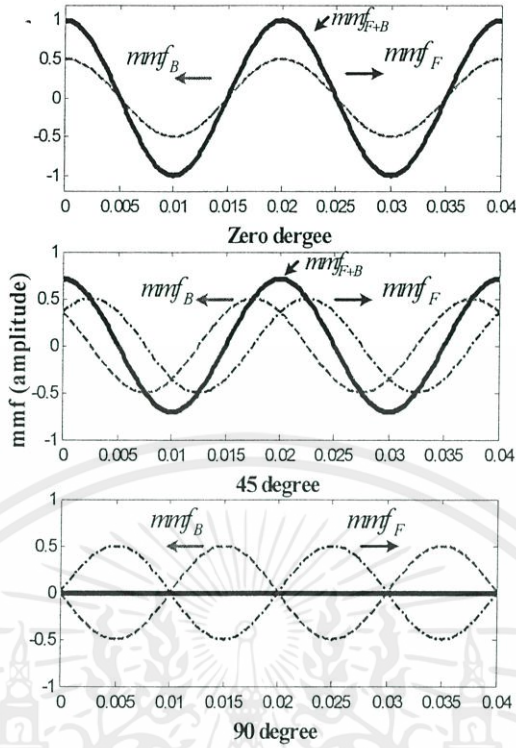
$$\mathcal{F}_{\text{main},1}^+ = \frac{1}{2} F_{\max} \cos(\theta - \omega t) \quad (2.11)$$

ส่วนที่สอง $\mathcal{F}_{\text{main},1}^-$ มีการเคลื่อนที่ในทิศทางลบ (Negative traveling wave; Backward field MMF_B)

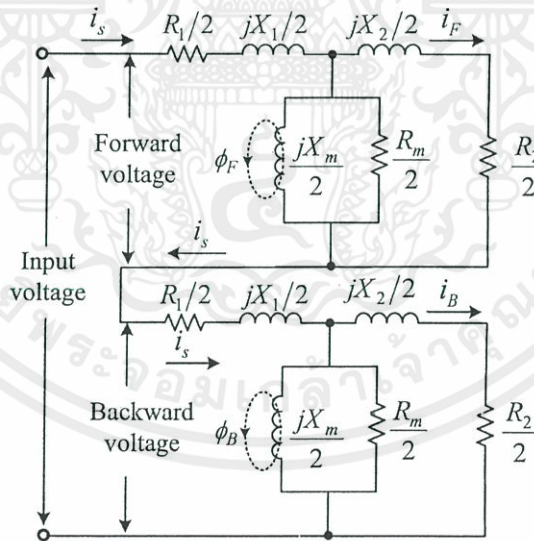
$$\mathcal{F}_{\text{main},1}^- = \frac{1}{2} F_{\max} \cos(\theta + \omega t) \quad (2.12)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.11) และ (2.12) มาพล็อตรูปสัญญาณการเคลื่อนที่ของ MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสพบว่า มีขนาดสูงสุดเมื่อ θ มีค่าเท่ากับศูนย์และลดต่ำลงเมื่อ θ มีค่าเพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากผลของสนามแม่เหล็กหมุนในทิศทางไปข้างหน้า (MMF_F) และสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง (MMF_B) มีทิศทางเคลื่อนที่ตรงข้ามกัน ดังได้แสดงตามรูปสัญญาณที่ได้จากการคำนวณในรูปที่ 2.6 โดยผลรวมของ MMF ที่ได้ มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของ MMF ตลอดเวลาแต่ไม่มีการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กทำให้มอเตอร์ไม่สามารถหมุนได้เนื่องจากผลรวมของแรงบิดมีค่าเป็นศูนย์

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.6 ทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMFs สำหรับมอเตอร์หนึ่งเฟส



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลขณะที่มีมอเตอร์อยู่กับที่

จากผลการวิเคราะห์ที่ได้นำมาเขียนวงจรสมมูลขณะที่มีมอเตอร์ในสภาวะหยุดนิ่งได้ตามรูปที่ 2.7 ซึ่งถูกแบ่งพารามิเตอร์ออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและหมุนถอยหลัง โดยที่ผลของการเกิด $\phi_F = \phi_B$ จากนั้นหากมีแรงจากภายนอกกระทำทำให้มอเตอร์หมุนไปได้

มอเตอร์ก็จะสามารถเริ่มหมุนได้ด้วยตัวของมันเอง และเมื่อพิจารณาผลของสลิปในพื้นฐานของสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสนี้ก็จะจำแนกออกได้เป็นสลิปมอเตอร์ที่เกิดขึ้นในขณะที่สนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้ามีค่าเท่ากับ

$$S_F = \frac{N_{syn} - N_r}{N_{syn}} = S \quad (2.13)$$

และสลิปมอเตอร์ที่เกิดขึ้นในขณะที่สนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง ($-N_r$) มีค่าเท่ากับ

$$S_B = \frac{2N_{syn} - (N_{syn} - N_r)}{N_{syn}} = (2 - S) \quad (2.14)$$

เมื่อ

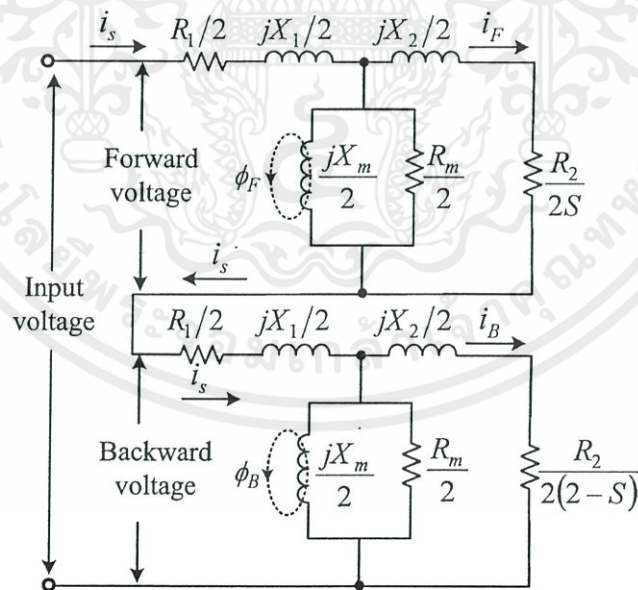
S_F คือ สลิปที่เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า

S_B คือ สลิปที่เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

S คือ สลิปมอเตอร์มีค่าเท่ากับ S_F

N_{syn} คือ ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (Synchronous speed)

N_r คือ ความเร็วที่โรเตอร์ (Rotor speed)

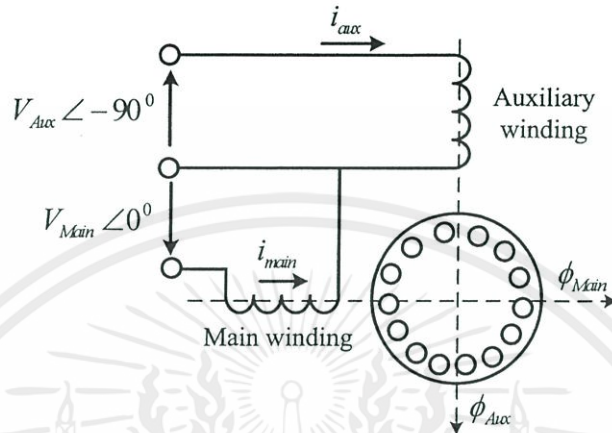


รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลขณะที่มีมอเตอร์ถูกทำให้หมุน

ดังนั้นจึงเขียนรูปวงจรสมมูลมอเตอร์ขณะหมุนได้ตามรูปที่ 2.8 ในขณะที่มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว พิกัดพบว่าค่าสลิป (S) มีค่าเข้าใกล้ศูนย์เมื่อพิจารณาจากรูปวงจรสมมูลจะเห็นว่าผลของความ

ด้านทานที่โรเตอร์มีค่าไม่เท่ากันส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากันสรุปได้ว่ากระแส $i_B > i_F$ เป็นผลทำให้ MMF_F มีค่ามากกว่า MMF_B ดังนั้นมอเตอร์จึงเกิดแรงบิดส่วนใหญ่มีทิศทางไปข้างหน้า แต่ในขณะเดียวกันก็จะแรงบิดส่วนน้อยที่มีทิศทางตรงกันข้าม

2.4 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร



รูปที่ 2.9 มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

ในการศึกษาส่วนของสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ตามรูปที่ 2.9 โดยสมมติให้ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองมีค่าที่เท่ากัน และกระแสที่ไหลเข้าในขดลวดทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$i_{main} = I_{max} \cos \omega t \quad (2.15)$$

$$i_{aux} = I_{max} \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (2.16)$$

โดยที่กระแสที่ไหลในขดลวดหลัก (i_{main}) และกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย (i_{aux}) มีขนาดค่ายอดกระแสสูงสุด I_{max} เท่ากันและทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เมื่อแยกการพิจารณาในแต่ละขดลวด โดยเริ่มจากขดลวดหลักซึ่งเมื่อทำการวิเคราะห์สมการการเคลื่อนที่ของ MMF พบว่ามีองค์ประกอบสองส่วนเช่นเดียวกับสมการที่ (2.9) ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น MMF ในทิศทางบวกและทิศทางลบเช่นเดียวกับสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.12) ตามลำดับและเมื่อพิจารณาในส่วน of ขดลวดช่วยตามรูปที่ 2.9 มีการคำนวณดังต่อไปนี้

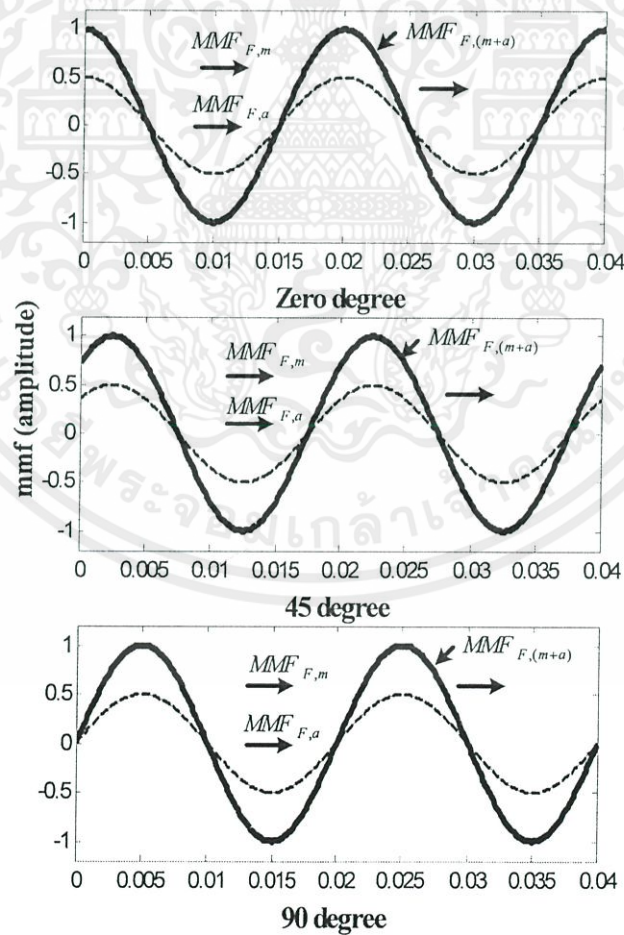
$$\mathcal{F}_{aux1} = F_{max} \cos(\theta - 90^\circ) \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (2.17)$$

จากสมการที่(2.17) อธิบายได้ว่า MMF ที่เกิดขึ้นมีองค์ประกอบอยู่สองส่วนเช่นเดียวกับสมการที่ (2.10) โดยอ้างถึงสูตรตรีโกณมิติ $\cos\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ จัดรูปสมการใหม่ สำหรับการเคลื่อนที่ MMF ในทิศทางบวก ($\mathcal{F}_{aux,1}^+$) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\mathcal{F}_{aux,1}^+ &= \frac{1}{2}F_{max} \cos[\theta - 90^\circ - (\omega t - 90^\circ)] \\ &= \frac{1}{2}F_{max} \cos[\theta - \omega t]\end{aligned}\quad (2.18)$$

และ $\mathcal{F}_{aux,1}^-$ ในการเคลื่อนที่ในทิศทางลบ

$$\begin{aligned}\mathcal{F}_{aux,1}^- &= \frac{1}{2}F_{max} \cos[\theta - 90^\circ + (\omega t - 90^\circ)] \\ &= \frac{1}{2}F_{max} \cos[\theta + \omega t - 180^\circ]\end{aligned}\quad (2.19)$$



รูปที่ 2.10 ทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMFs สำหรับมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (2.11) และ (2.18) ที่เป็นสมการเคลื่อนที่ในทิศทางบวกของขดลวดทั้งสองรวมกันได้

$$\mathcal{F}_{\text{main},1}^+ + \mathcal{F}_{\text{aux},1}^+ = F_{\text{max}} \cos[\theta - \omega t] \quad (2.20)$$

และนำสมการที่ (2.12) และ (2.19) ที่เป็นสมการเคลื่อนที่ในทิศทางลบรวมกันได้

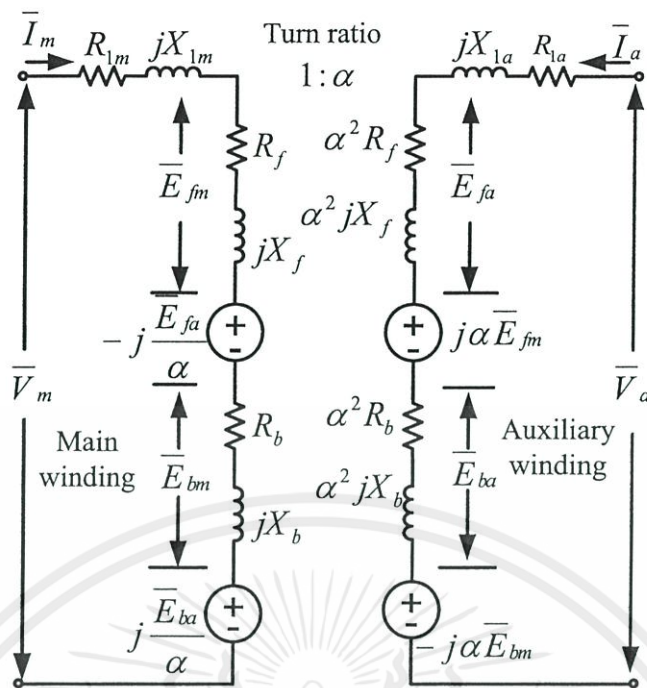
$$\mathcal{F}_{\text{main},1}^- + \mathcal{F}_{\text{aux},1}^- = 0 \quad (2.21)$$

ซึ่งตามสมการที่ (2.21) แสดงให้เห็นว่า ไม่มีการเคลื่อนที่ของ Backward field ดังนั้นทิศทางการเคลื่อนที่ของ MMF ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรทางอิมพีแดนซ์ จึงมีการเคลื่อนที่ในทิศทางบวกตามสมการที่ (2.20) เท่านั้น และเมื่อนำสมการที่ (2.11) และ (2.18) มาคำนวณลักษณะการเคลื่อนที่ของผลลัพธ์การเคลื่อนที่ของ MMF สามารถพล็อตรูปสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.10

2.5 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรนี้ มีหลักการอธิบายเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 2.4 ที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยมีข้อแตกต่างในการพิจารณา กล่าวคือค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน ดังนั้นกระแสที่ไหลเข้าไปในแต่ละขดลวดย่อมมีขนาดที่แตกต่างกัน โดยทางกายภาพแล้วขดลวดช่วยมีค่าความต้านทานที่สูงกว่าขดลวดหลัก เนื่องจากมีขนาดเล็กและจำนวนรอบมากกว่าเมื่อพิจารณาตามหัวข้อที่ 2.3 ในสมการที่ (2.7) ที่ซึ่งเป็นค่าของ F_{max} ที่มีผลโดยตรงกับจำนวนรอบของขดลวดและกระแสที่ไหลเข้าไปในแต่ละขดลวด เนื่องจากกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองมีขนาดไม่เท่ากัน ดังนั้น F_{max} ที่เกิดจากขดลวดทั้งสองจึงไม่เท่ากันทำให้ผลรวมของ MMF ในการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุน ส่วนใหญ่มีทิศทางหมุนไปข้างหน้าแต่ในขณะเดียวกันผลรวมของทิศทางสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหลังมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ ผลที่ตามมาคือการเกิดแรงบิดที่มีทิศทางตรงกันข้าม อันเนื่องมาจากผลรวมของ Backward torque มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ นั่นก็คือสาเหตุการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดและแรงบิดเริ่มต้นลดต่ำลง

ในบทความนี้เลือกใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชนิด Capacitor running ซึ่งมีการคิดแปลงโดยการถอดคาปาซิเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับขดลวดช่วยออกโดยเขียนรูปวงจรสมมูลของมอเตอร์สองเฟส ตามทฤษฎีสถนามแม่เหล็กหมุนคู่ได้ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรสมมูลของขดลวดสองชุดคือ ขดลวดหลัก และขดลวดช่วย ซึ่งมีความแตกต่างทางอิมพีแดนซ์และจำนวนรอบ โดยไม่คิดกำลังสูญเสียจากแกนเหล็กและในแต่ละขดลวดถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนคืออิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังและแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดหลักและขดลวดช่วย [1]



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

เมื่อกำหนดให้

- \bar{V}_m คือแรงดันที่ขดลวดหลัก
- \bar{V}_d คือ แรงดันที่ขดลวดช่วย
- \bar{I}_m คือกระแสที่ขดลวดหลัก
- \bar{I}_d คือกระแสที่ขดลวดช่วย
- \bar{E}_{fm} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า
- \bar{E}_{fa} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า
- \bar{E}_{bm} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง
- \bar{E}_{ba} คือแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง
- α คืออัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก
- ω_s คือความเร็วเชิงมุม ซึ่ง โครนีสทางไฟฟ้า (red/sec)
- T_e คือแรงบิดแม่เหล็กเฉลี่ย (Average electromagnetic torque)
- R_{lm}, X_{lm} คือความต้านทานและรีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ขดลวดหลัก
- R_{la}, X_{la} คือความต้านทานและรีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ขดลวดช่วย
- R_f, X_f คือความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า
- R_b, X_b คือ ความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ขดลวดหลักเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังคำนวณได้จากรูปที่ 2.8 ได้ดังนี้

$$R_f = \frac{R_2 X_m^2}{2S} \frac{1}{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.22)$$

$$X_f = \frac{X_m}{2} \frac{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + X_2(X_2 + X_m)}{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.23)$$

$$R_b = \frac{R_2 X_m^2}{2(2-S)} \frac{1}{\left(\frac{R_2}{(2-S)}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.24)$$

$$X_b = \frac{X_m}{2} \frac{\left(\frac{R_2}{(2-S)}\right)^2 + X_2(X_2 + X_m)}{\left(\frac{R_2}{(2-S)}\right)^2 + (X_2 + X_m)^2} \quad (2.25)$$

เมื่อกำหนดให้

R_2 คือค่าความต้านทาน โรเตอร์

X_2 คือรีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ย้ายข้างไปที่ขดลวดหลัก

X_m คือรีแอกแตนซ์เหนี่ยวนำร่วม

โดยที่ขดลวดหลักมีกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศเท่ากับ

$$P_{gf} = I_m^2 R_f - j \frac{E_{fa}}{\alpha} I_m^* \quad (2.26)$$

$$P_{gb} = I_m^2 R_b + j \frac{E_{ba}}{\alpha} I_m^* \quad (2.27)$$

ที่ขดลวดช่วยมีกำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศเท่ากับ

$$P_{gf} = I_a^2 \alpha^2 R_f + j \alpha E_{fm} I_a^* \quad (2.28)$$

$$P_{gb} = I_a^2 \alpha^2 R_b - j \alpha E_{bm} I_a^* \quad (2.29)$$

กำลังไฟฟ้าที่ช่องว่างอากาศ $P_g = P_{gf} - P_{gb}$ มีค่าเท่ากับ

$$P_g = (R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) - (jE_{fa} + jE_{ba})\frac{I_m^*}{\alpha} + (jE_{fm} + jE_{bm})\alpha I_a^* \quad (2.30)$$

โดยที่

$$E_{fa} = \alpha^2 I_a (R_f + jX_f)$$

$$E_{ba} = \alpha^2 I_a (R_b + jX_b)$$

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

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

$$P_g = \left((R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) + (R_f + R_b)2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) + j(X_f - X_b)2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \quad (2.31)$$

แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าคิดเฉพาะเทอมของส่วนจริงผลลัพธ์ที่ได้ตามสมการที่ (2.31)

$$T_e = T_f - T_b = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.32)$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_s} \left((R_f - R_b)(I_m^2 + (\alpha I_a)^2) + (R_f + R_b)2\alpha I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \right) \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.33) แรงบิดเฉลี่ยมีค่ามากที่สุดเมื่อมีมุมเฟสระหว่างขดลวดหลักและขดลวดช่วย $(\theta_a - \theta_m)$ มีค่าเท่ากับ 90 องศา และกำหนดสมการแรงบิดกระเพื่อมได้ดังต่อไปนี้ [1]

$$T_{pulse} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{(I_m^4 + (\alpha I_a)^4 + 2(\alpha I_m I_a)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m))^{1/2}}{\left((R_f - R_b)^2 + (X_f - X_b)^2 \right)^{1/2}} \right) \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.34) แรงบิดกระเพื่อมมีค่าเป็นศูนย์ที่สลิป(s) ใดๆ จะเกิดขึ้นเมื่อกำหนดให้

$$\begin{aligned} (I_m^4 + (\alpha I_a)^4) + 2(\alpha I_m I_a)^2 \cos 2(\theta_a - \theta_m) &= 0 \\ \cos 2(\theta_a - \theta_m) &= -\frac{I_m^4 + (\alpha I_a)^4}{2(\alpha I_m I_a)^2} = -1 ; \quad \text{ที่มุม } \theta_a - \theta_m = 90^\circ \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\left(\frac{I_m}{\alpha I_a} \right)^2 + \left(\frac{\alpha I_a}{I_m} \right)^2 = 2 \quad (2.35)$$

$$I_m = \alpha I_a \quad (2.36)$$

$$V_a = \alpha V_m \quad (2.37)$$

ดังนั้นการที่จะลดผลของแรงบิดกระเพื่อม จะต้องจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยสูงกว่าแรงดันที่ขดลวดหลักเป็นจำนวนเท่าของจำนวนรอบคังสมการที่(2.34) ซึ่งในงานวิจัยนี้มีอัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 1.75 ตามข้อมูลการทดสอบมอเตอร์ในภาคผนวก (ก) โดยกำหนดให้ขนาดแรงดันที่ขดลวดหลัก (V_m) คือแรงดัน V_d และขนาดแรงดันที่ขดลวดช่วย (V_a) คือแรงดัน V_q ในระนาบเชิงซ้อน ซึ่งถูกใช้ในการกำหนดตัวแปรแรงดันแอด์พุทของอินเวอร์เตอร์ในบทที่ 3 ต่อไป

2.6 สรุป

จากการศึกษาสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสและสองเฟสแบบสมมาตร พบว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรมีทิศทางการเคลื่อนที่ เช่นเดียวกับการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสในงานวิจัยนี้ได้ทำการดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส แต่เนื่องจากว่ามอเตอร์ที่ดัดแปลงมีค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองขดลวดที่ไม่เท่ากัน จากการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กหมุนพบว่าทิศทางการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรนี้มีทิศทางการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุนเช่นกันแต่ในขณะเดียวกันก็มีองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กหมุนในทิศทางตรงกันข้ามอยู่ด้วย เป็นผลทำให้แรงบิดมอเตอร์ที่พิกัดลดต่ำลงและเกิดผลของแรงบิดกระเพื่อม โดยจากการพิสูจน์สมการคณิตศาสตร์สำหรับการลดผลของแรงบิดกระเพื่อมพบว่า การจ่ายแรงดันให้ขดลวดทั้งสองของมอเตอร์จะต้องมีขนาดที่ไม่เท่ากัน โดยจะต้องจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยสูงกว่าแรงดันที่ขดลวดหลักเป็นอัตราส่วนจำนวนรอบ (α) จึงจะทำให้แรงบิดกระเพื่อมมีค่าเป็นศูนย์ นั่นหมายความว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร เมื่อป้อนแรงดันที่ไม่เท่ากันตามสัดส่วนจำนวนรอบทำให้วงจรสมมูลของมอเตอร์กลายเป็นมอเตอร์ที่สมมาตร และสามารถนำหลักการนี้ไปออกแบบชุดอินเวอร์เตอร์ รวมถึงออกแบบชุดควบคุมที่จะได้กล่าวในบทต่อไป

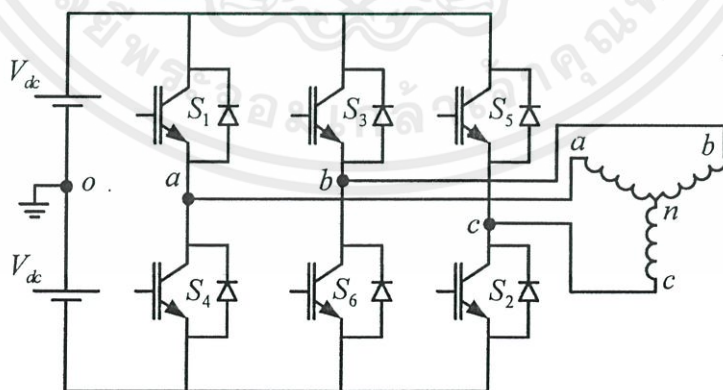
บทที่ 3

สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันให้แรงดันเฟสสมดุลสำหรับ มอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร

3.1 บทนำ

หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (Space-Vector Pulse Width Modulation; SVPWM) เป็นวิธีการหนึ่ง ซึ่งเป็นที่นิยมสำหรับการสร้างสัญญาณขับ ให้กับชุดอุปกรณ์สวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์กำลังของชุดอินเวอร์เตอร์ ที่ซึ่งนำมาประยุกต์ใช้สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ หรือโหลดต่างๆที่ต้องการควบคุมแรงดันหรือความถี่ ในบทนี้นำเสนอหลักการพื้นฐาน SVPWM ที่ใช้สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อที่จะนำไปสู่ความเข้าใจในพื้นฐานของ หลักการ SVPWM ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ที่ให้ผลของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสที่มีขนาดแรงดันเท่ากันและทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร โดยใช้ชุดอินเวอร์เตอร์ 3 กิ่ง นอกจากนั้นยังได้ทำการวิเคราะห์ ฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับหลักการสเปซเวกเตอร์ทั้งสองแบบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการวิเคราะห์ ฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับ SVPWM ที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟส ยังไม่มีบทความวิจัยใดที่สร้าง ฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ได้อย่างชัดเจน ซึ่งในบทนี้จะได้นำเสนอการวิเคราะห์และการบูรณาการฟังก์ชันการมอดูเลตนี้อย่างละเอียด

3.2 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกิ่งจ่ายแรงดันสามเฟส



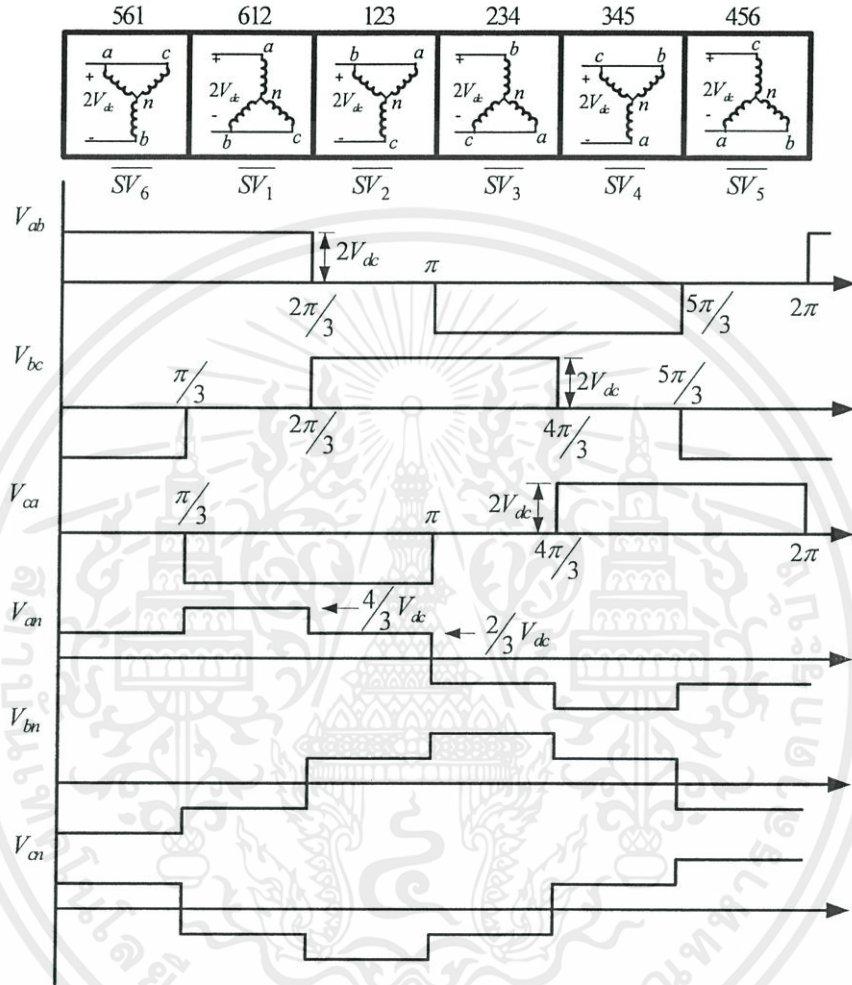
รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์สามกิ่งจ่ายแรงดันให้กับโหลดสมดุลสามเฟส

หลักการของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (SVPWM) เกิดขึ้นประมาณกลางปี ค.ศ.

1980 โดยนำเสนอข้อดีของหลักการ SVPWM เทียบกับหลักการ Natural sampled PWM และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Regular sampled PWM ในด้านของคุณสมบัติ ตัวอย่างเช่นชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้กับ โหลดสมดุลสามเฟสตามรูปที่ 3.1 หลักการ SVPWM เมื่อทำการปรับดัชนีการมอดูเลตสูงสุดในย่านเชิงเส้น จะให้ขนาดแรงดันเอาต์พุตสูงสุดมากกว่าหลักการ Natural sampled PWM และ Regular sampled PWM ถึง 15 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 3.2 แรงดันไลน์และแรงดันเฟสที่ตกคร่อมโหลด

โดยการควบคุมการสวิตช์ของชุดอิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละชุดเป็นไปตามรูปที่ 3.2 ซึ่งกำหนดให้อุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัวทำงานเป็นช่วงเวลาเท่ากับ 120 องศา แรงดันเฟสทางด้านเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะเป็น six-step และกรณีที่เป็นแรงดันไลน์มีลักษณะเป็นแบบกึ่งสี่เหลี่ยม(Quasi-square) ซึ่งทั้งสองให้แรงดันเอาต์พุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นสัญญาณไซน์(Sine-wave)และเมื่อพิจารณาการทำงานในสถานะแรก(\overline{SV}_6) กำหนดให้สวิตช์เบอร์ S5, S6 และ S1 นำกระแส โดยกำหนดเงื่อนไขลอจิกสำหรับสวิตช์ที่อยู่ติดกับแรงดันดีซีทางด้านบวก คือ S1,S3 และS5 เป็น 1,0 และ 1 ตามลำดับ ซึ่ง 1 คือสถานะที่สวิตช์ถูกควบคุมให้นำกระแส และ 0 คือสถานะที่สวิตช์ถูก

ควบคุมให้หยุคนำกระแสและในทางกลับกันสวิตช์ S4,S6 และS2 มีสถานะเป็น 0,1 และ 0 ตามลำดับ ผลที่ได้ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม V_{ab} มีค่าเท่ากับ $2V_{dc}$ และ V_{bc} มีค่าเท่ากับ $-2V_{dc}$ และ V_{ca} มีค่าเท่ากับศูนย์ และ แรงดันเฟส V_{an} มีค่าเท่ากับ $\frac{2}{3}V_{dc}$, V_{bn} มีค่าเท่ากับ $-\frac{4}{3}V_{dc}$ และ V_{cn} มีค่าเท่ากับ $\frac{2}{3}V_{dc}$ ตามตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แรงดันตกคร่อมโหลดที่สภาวะการสวิตช์ใน 1 คาบเวลา

S1	S3	S5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_q^s	V_d^s	
0	0	0	0	0	0	0	0	$\overline{SV_0}$
0	0	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{4}{3}V_{dc}$	$-\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\overline{SV_5}$
0	1	0	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{4}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\overline{SV_3}$
0	1	1	$-\frac{4}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-\frac{4}{3}V_{dc}$	$\overline{SV_4}$
1	0	0	$\frac{4}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$\frac{4}{3}V_{dc}$	$\overline{SV_1}$
1	0	1	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{4}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\overline{SV_6}$
1	1	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{4}{3}V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\overline{SV_2}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\overline{SV_7}$

ตารางที่ 3.1 แสดงแรงดันตกคร่อมโหลดใน 1 คาบเวลา โดยกำหนดให้สถานะของการสวิตช์ถูกแบ่งออกเป็น 8 สถานะ โดยมี 2 สถานะคือเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vectors) ได้แก่ $\overline{SV_0}$ และ $\overline{SV_7}$ เนื่องจากในสภาวะการสวิตช์นี้ ไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลดทั้งสามเฟส และสถานะเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ (Active voltage vectors) มีทั้งหมด 6 สถานะ คือ $\overline{SV_1}, \overline{SV_2}, \dots, \overline{SV_6}$ ซึ่งมีขนาดแรงดันตกคร่อมแต่ละเฟสแสดงในตารางที่ 3.1 ในการวิเคราะห์การคำนวณด้วยหลักการ SVPWM จำเป็นต้องทำการแปลงแรงดันเอาต์พุตทั้งสามเฟส (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) ให้อยู่ในระบบสองเฟส (V_d^s, V_q^s) ในระนาบเชิงซ้อนตามสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$V_S^s = V_a(\cos(0^\circ) + j\sin(0^\circ)) + V_b(\cos(120^\circ) + j\sin(120^\circ)) + V_c(\cos(240^\circ) + j\sin(240^\circ))$$

$$V_S^s = V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c + j\left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_b - \frac{\sqrt{3}}{2}V_c\right) = V_d^s + jV_q^s \quad (3.1)$$

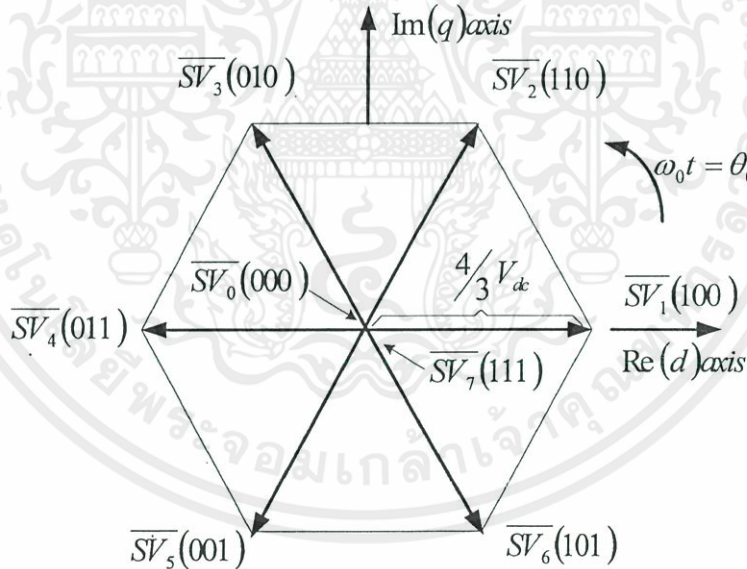
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

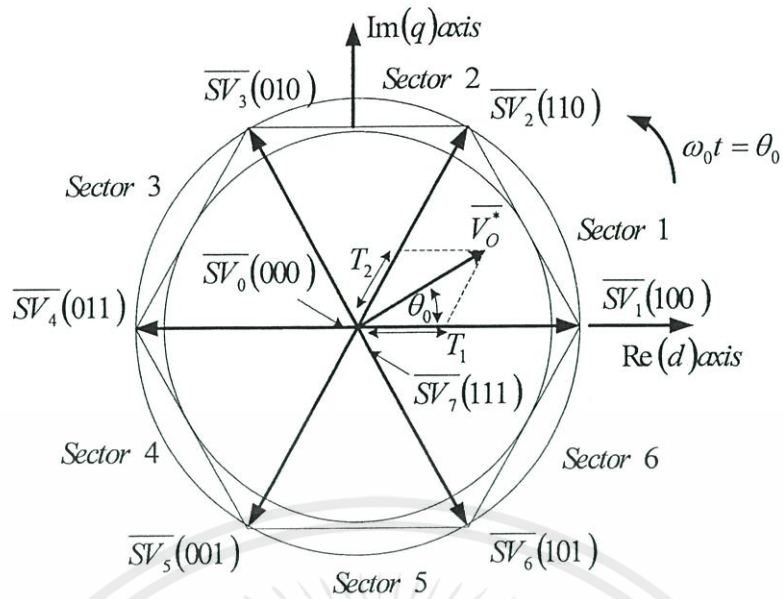
โดยการแทนค่าแรงดันเฟสจากตารางที่ 3.1 ลงในสมการที่ (3.2) เมื่อพิจารณาแรงดันเฟสในเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ (\overline{SV}_1) ภายหลังจากการแทนค่าแรงดันเฟสทั้งสามลงในสมการที่ (3.2) แล้วจะได้ขนาดของแรงดันเวกเตอร์แอกทีฟ (V_d^s) ในระนาบแกน d มีขนาดเท่ากับ $\frac{4}{3}V_{dc}$ ซึ่งเป็นขนาดแรงดันสูงสุด (V_{\max})

$$V_{\max} = \frac{4}{3}V_{dc} \quad (\text{ขนาดแรงดันเฟส}) \quad (3.3)$$

โดยเมื่อแทนค่าแรงดันทั้ง 3 เฟสลงในสมการ (3.2) ให้ครบทั้ง 8 สถานของการสวิตช์ ก็จะได้ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ($\overline{SV}_1 - \overline{SV}_6$) ตามรูปที่ 3.3 โดยในแต่ละเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟทำมุมห่างกัน 60 องศา และแบ่งแต่ละช่วงเวลาออกเป็น 6 เซ็กเตอร์ตามรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 ตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟทั้ง 6 เซ็กเตอร์ในระนาบเชิงซ้อน



รูปที่ 3.4 เฟสเซอร์การคำนวณหาขนาดแรงดันแอดพัท

จากรูปที่ 3.4 เป็นการแสดงวิธีการคำนวณหาแรงดันแอดพัทเป้าหมาย \overline{V}_o^* ซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบของสองเวกเตอร์แรงดันแอดพัทที่อยู่ใกล้กันในแต่ละเซกเตอร์ สมการคำนวณหาค่าของ \overline{V}_o^* นั้นประกอบไปด้วยส่วนของแต่ละเวกเตอร์แรงดันแอดพัทคูณอยู่กับช่วงเวลาที่เปิด (Duty cycle) ของช่วงเวลาครึ่งคาบของการสวิตช์ ($\Delta T/2$) ตามสมการที่ (3.4)

$$\overline{V}_o^* = V_o \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{SV}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{SV}_2 \quad (3.4)$$

เมื่อกำหนดให้

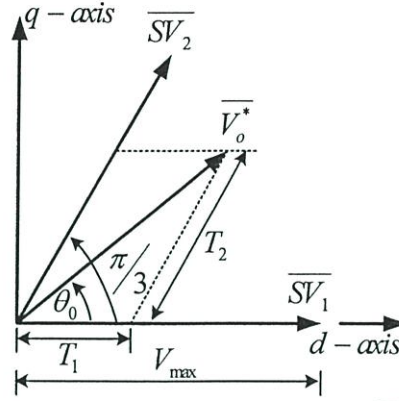
T_1 คือ ช่วงเวลาแอดพัทที่สเปซเวกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดันแอดพัท \overline{SV}_1

T_2 คือ ช่วงเวลาแอดพัทที่สเปซเวกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดันแอดพัท \overline{SV}_2

และ

$$\frac{\Delta T}{2} V_o \angle \theta_0 = T_1 V_{\max} \angle 0 + T_2 V_{\max} \angle \pi/3$$

$$V_o (\cos \theta_0 + j \sin \theta_0) \frac{\Delta T}{2} = T_1 V_{\max} + T_2 V_{\max} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.5 การคำนวณเวกเตอร์แรงคั่นเอาต์พุต \overline{V}_o^* ที่เซ็กเตอร์ 1

พิจารณาตามระนาบแกน d

$$\begin{aligned} V_{\max} T_1 + V_{\max} \cos \frac{\pi}{3} T_2 &= V_o \cos \theta_0 \frac{\Delta T}{2} \\ V_{\max} \frac{T_1}{\Delta T/2} + V_{\max} \cos \frac{\pi}{3} \frac{T_2}{\Delta T/2} &= V_o \cos \theta_0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

พิจารณาตามระนาบแกน q

$$\begin{aligned} V_{\max} \sin \left(\frac{\pi}{3} \right) T_2 &= V_o \sin \theta_0 \frac{\Delta T}{2} \\ T_2 &= \frac{V_o \sin \theta_0}{V_{\max} \sin \left(\frac{\pi}{3} \right)} \frac{\Delta T}{2} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$T_1 = \frac{V_o \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_0 \right)}{V_{\max} \sin \frac{\pi}{3}} \frac{\Delta T}{2} \quad (3.8)$$

โดยที่ $\frac{\Delta T}{2} = T_1 + T_2 + T_0 + T_7$ และ $T_0 = T_7$

อย่างไรก็ตามเงื่อนไขของผลรวมของช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ จะต้องไม่ค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาคลื่นพาห์ (นั่นคือ $T_1 + T_2 \leq \Delta T/2$) ดังนั้นขนาดสูงสุดที่เป็นไปได้ของแรงคั่นเอาต์พุต V_o เกิดขึ้นได้ที่ θ_0 มีค่าเท่ากับ 30 องศา มีค่าเท่ากับ

$$\frac{T_1 + T_2}{\Delta T/2} = \frac{2V_o \sin \frac{\pi}{6}}{V_{\max} \sin \frac{\pi}{3}} \leq 1 \quad (3.9)$$

$$2V_o \sin \frac{\pi}{6} = V_{\max} \sin \frac{\pi}{3} \quad ; \quad V_o = \frac{V_{\max} \sin \frac{\pi}{3}}{2 \sin \frac{\pi}{6}}$$

$$\therefore V_o = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\max} \quad (3.10)$$

แทนค่า V_{\max} จากสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.9) เพื่อคำนวณหาแรงดันเฟสและแรงดันไลน์

$$V_o = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (\text{แรงดันเอาต์พุตต่อเฟส}) \quad (3.11)$$

$$V_o = M V_{dc} \quad \text{และ} \quad 0 < M < \frac{2}{\sqrt{3}}$$

โดยที่

V_{dc} คือ ครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีบัส โดยเทียบกับจุด 0 ตามรูปที่ 3.1

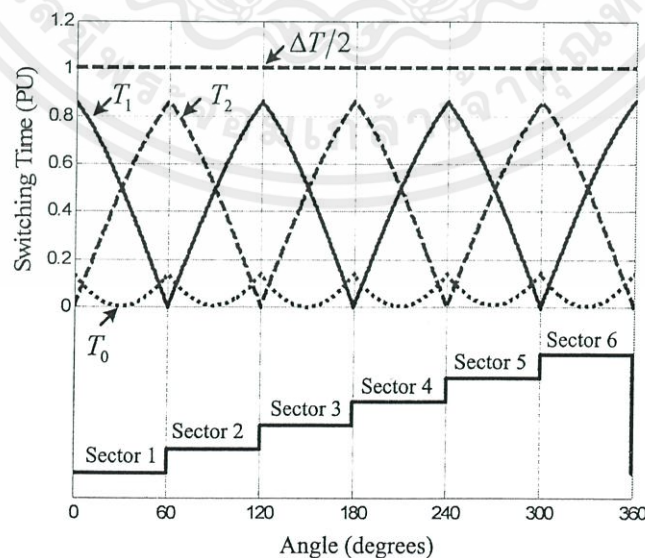
M คือ ดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) ในกรณีที่กำหนดแบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลต (SVPWM) มีค่าเท่ากับ V_o/V_{dc} ค่าอยู่ในช่วง $0 < M < \frac{2}{\sqrt{3}}$ ช่วงเชิงเส้น

$$V_{l-l} = 2V_{dc} \quad (\text{แรงดันเอาต์พุตไลน์ทูล์ไลน์}) \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.11) จะเห็นได้ชัดว่าดัชนีการมอดูเลต (M) ด้วยวิธี SVPWM มีค่าเพิ่มขึ้นจากหลักการ SPWM เท่ากับ $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1.15$ หรือ 15% [26] ตารางที่ 3.2 แสดงช่วงเวลาเอกที่ฟสเปซเวกเตอร์ทั้ง 6 เซ็กเตอร์ โดยนำมาพล็อตกราฟการคำนวณเวลาการสวิตช์ซึ่งในแต่ละเซ็กเตอร์ได้ตามรูปที่ 3.6

ตารางที่ 3.2 ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์

$\omega_0 t = \theta_0$	Space Vectors	Space Vector Active Times
$0 \leq \theta_0 < \frac{\pi}{3}$	\overline{SV}_1	$T_{SV1} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_2	$T_{SV2} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 < \frac{2\pi}{3}$	\overline{SV}_2	$T_{SV2} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_3	$T_{SV3} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 < \pi$	\overline{SV}_3	$T_{SV3} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_4	$T_{SV4} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\pi \leq \theta_0 < \frac{4\pi}{3}$	\overline{SV}_4	$T_{SV4} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_5	$T_{SV5} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta_0 < \frac{5\pi}{3}$	\overline{SV}_5	$T_{SV5} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_6	$T_{SV6} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{11\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{5\pi}{3} \leq \theta_0 < 2\pi$	\overline{SV}_6	$T_{SV6} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_1	$T_{SV1} = \frac{V_o}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$

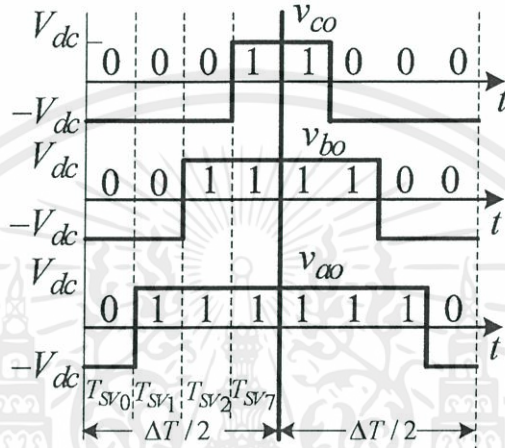


รูปที่ 3.6 ช่วงเวลาการสวิตซิ่งในแต่ละเซ็กเตอร์ที่ $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับระบบแรงดันสามเฟสแบบสมดุล

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงการสร้างฟังก์ชันการมอดูเลตของแรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟส เทียบเท่าสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน หรือที่เรียกว่าสเปซเวกเตอร์แบบมีคลื่นพาห์ โดยการวิเคราะห์เริ่มจากรูปแบบของการสวิตช์ในเซ็กเตอร์ 1 ตามรูปที่ 3.7 โดยที่ปริมาณแรงดันเฟสอ้างอิง (เฉลี่ย) ของแต่ละเฟสสำหรับชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งในช่วงเวลา $\Delta T / 2$ เทียบกับจุดกึ่งกลางของแรงดันดีซีบัส (V_{dc}) ได้ตามสมการที่ (3.13)-(3.15)



รูปที่ 3.7 แรงดันเฟสแต่ละกึ่งของชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{T_{SV_1}}{\Delta T / 2} + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T / 2} \right] \tag{3.13}$$

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV_1}}{\Delta T / 2} + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T / 2} \right] \tag{3.14}$$

$$v_{co} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV_1}}{\Delta T / 2} - \frac{T_{SV_2}}{\Delta T / 2} \right] \tag{3.15}$$

แทนค่าจากสมการเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์จากสมการที่ (3.7) และ (3.8) ลงในสมการที่ (3.13) ถึง (3.15)

$$v_{ao} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \left[\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{3.16}$$

$$v_{bo} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \left[-\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{3.17}$$

$$v_{co} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_o \left[-\cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{3.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการแรงดันเอาต์พุต $V_o = MV_{dc}$ และจัดรูปสมการใหม่สำหรับเซ็กเตอร์ 1

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.19)$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.20)$$

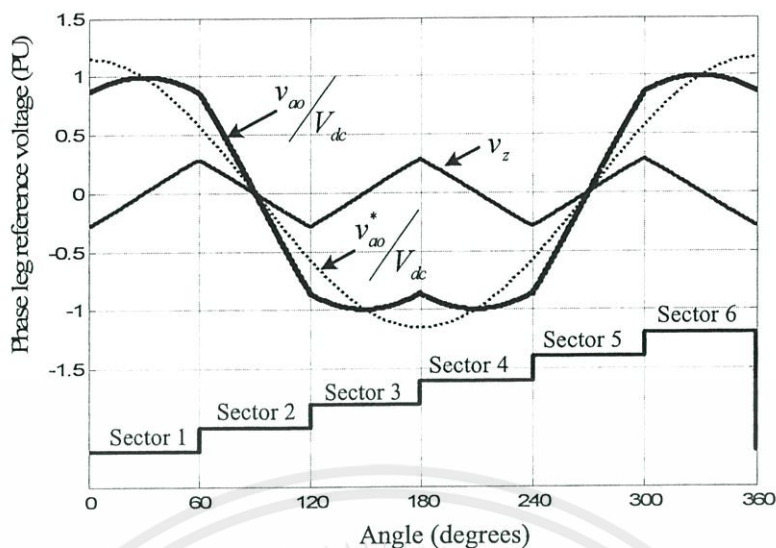
$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{3}\right) \quad (3.21)$$

สมการที่ (3.19) ถึง (3.21) เป็นสมการสัญญาณแรงดันอ้างอิงสำหรับเซ็กเตอร์ 1 ซึ่งถูกเรียกว่า ฟังก์ชันการมอดูเลต ในการปรับขนาดของแรงดันในแต่ละเฟสขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต (M)

ตารางที่ 3.3 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามกึ่งเฟส

60° sextant	Phase Leg a $\langle v_{az} \rangle / V_{dc}$	Phase Leg b $\langle v_{bz} \rangle / V_{dc}$	Phase Leg c $\langle v_{cz} \rangle / V_{dc}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right)$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{3}{2} M \cos \theta_0$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \theta_0$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \theta_0$
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$
$-\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 0$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right)$
$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{3}{2} M \cos \theta_0$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \theta_0$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin \theta_0$
$-\pi \leq \theta_0 \leq -\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2} M \cos\left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\theta_0 + \frac{5\pi}{6}\right)$

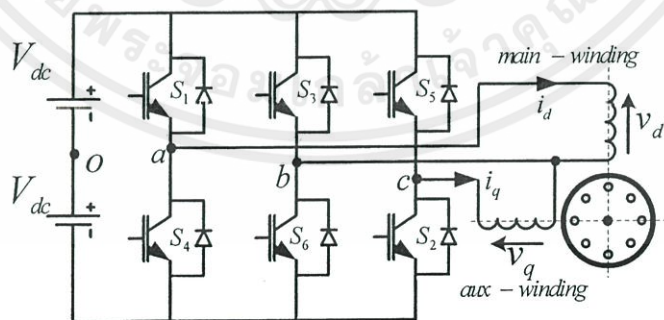
สรุปสมการแรงดันอ้างอิงในแต่ละเฟส ในส่วน 5 เซ็กเตอร์ที่เหลือในตารางที่ 3.3 และเมื่อนำสมการที่ได้ในตารางมาพล็อตรูปสัญญาณเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ของแรงดันอ้างอิงที่เฟส a จะได้รูปสัญญาณตามรูปที่ 3.8 ซึ่งในการสร้างสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตซ์ทำได้โดยการนำสัญญาณ v_{ao} นี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาร์ 1 หน่วย



รูปที่ 3.8 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิง (PU) ที่เฟส a ที่ $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$ (ดัชนีการมอดูเลตสูงสุด)

จากรูปที่ 3.8 เมื่อทำการปรับขนาดดัชนีการมอดูเลตสูงสุดพบว่า ในกรณีของการมอดูเลตแบบ SPWM มีสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงเป็นเส้นไซน์ปลา $\left(\frac{v_{ao}^*}{V_{dc}}\right)$ มีขนาดเกิน ± 1 หน่วย เป็นผลทำให้เกิด over modulation ในขณะที่เดียวกันหลักการมอดูเลตแบบ SVPWM มีสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงเป็นเส้นทึบ $\left(\frac{v_{ao}}{V_{dc}}\right)$ มีขนาดเท่ากับ 1 หน่วย ทำให้ได้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตในช่วงเป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้นอีก 15 % ตามที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น

3.3 พื้นฐานการมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส

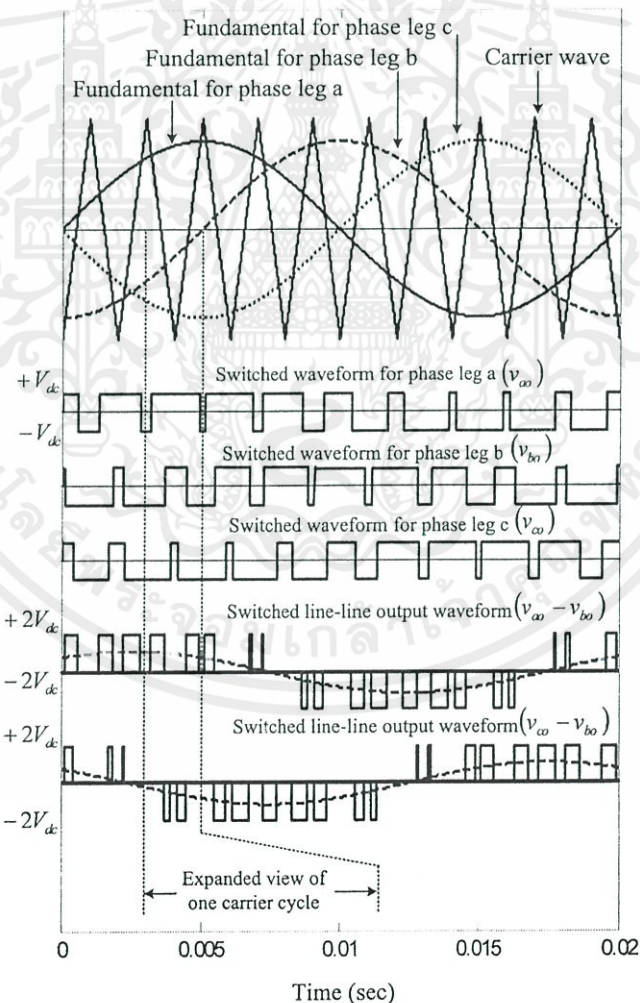


รูปที่ 3.9 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส

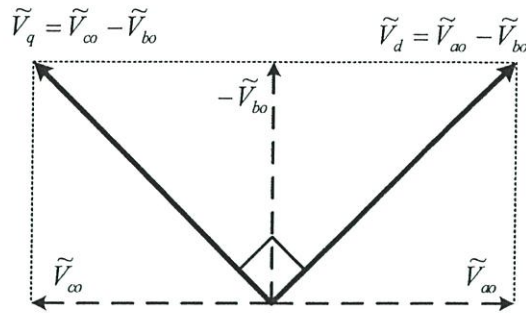
ก่อนที่จะนำเสนอการสร้างสัญญาณขับชุดอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่ง เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสดังแสดงตามรูปที่ 3.9 ด้วยหลักการของสเปซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน ขอกกล่าวถึงหลักการสร้างสัญญาณขับในอดีตที่ผ่านมา ซึ่งมักสร้างสัญญาณด้วยวิธีการที่เรียกว่า Naturally sampled sine-triangle หรือ SPWM[24] เมื่อทำการวิเคราะห์หลักการมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในการขับชุดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้งหกขาค่นั้น มีหลักการที่แตกต่างกับการมอดูเลตสัญญาณแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส กล่าวคือจะต้องสร้างแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เป็นแบบสองเฟสที่มีมุมต่างเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ดังนั้นจากวงจรกำลังในรูปที่ 3.9 จึงกำหนดให้จุด b เป็นจุดต่อร่วม (Common point) โดยกำหนดให้แรงดันสองเฟสที่ป้อนเข้ามอเตอร์ คือแรงดันไลน์ v_{ab} และ v_{cb} นั้นเอง สัญญาณขับด้วยหลักการ Naturally sampled sine-triangle ถูกแสดงไว้ตามรูปที่ 3.10 โดยผลของแรงดันเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์นี้ให้ขนาดแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่มูลฐานเท่ากันและทำมุมต่างเฟส 90 องศา ซึ่งอธิบายหลักการได้จากเวกเตอร์แรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟสตามรูปที่ 3.11 โดยกำหนดให้แรงดันเฟส b มีมุมต่างเฟสแรงดันที่เฟส a เป็นมุม 90 องศา และแรงดันเฟส c ทำมุมห่างจากแรงดันเฟส a เท่ากับ 180 องศา



รูปที่ 3.10 เทคนิคการมอดูเลชันแบบ naturally sampled sine-triangle



รูปที่ 3.11 เวกเตอร์แรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟส

สมการของแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟสมีดังต่อไปนี้

$$v_{ao} = V_o \sin \omega t = mV_{dc} \sin(\omega t) \quad (3.22)$$

$$v_{bo} = V_o \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.23)$$

$$v_{co} = V_o \sin(\omega t - \pi) = mV_{dc} \sin(\omega t - \pi) \quad (3.24)$$

เมื่อกำหนดให้

V_o คือ ขนาดของแรงดันเอาต์พุต (Output voltage amplitude)

V_{dc} คือ ครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีบัส โดยเทียบกับจุด 0 ตามรูปที่ 3.9

m คือ ดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) สำหรับหลักการ naturally sampled sine-triangle (SPWM) มีค่าเท่ากับ V_o/V_{dc} โดยมีค่าอยู่ในช่วง 0-1 สำหรับช่วงเชิงเส้น

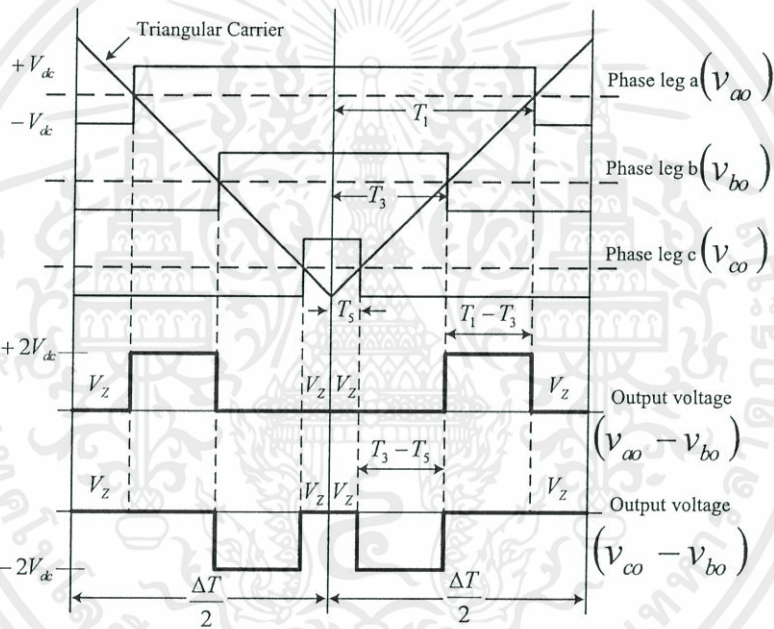
และเมื่อนำสมการที่ (3.22) ถึง (3.24) มาหารกับแรงดัน V_{dc} ก็จะได้สมการสัญญาณการมอดูเลชันหรือฟังก์ชันการมอดูเลต โดยนำรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากสมการที่ได้นี้ มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห่ที่มีขนาดเท่ากับหนึ่งหน่วย ก็จะได้สัญญาณ PWM ดังแสดงในรูปที่ 3.10 โดยหลักการนี้ถูกเรียกว่า Naturally sampled sine-triangle modulation หรือ SPWM ผลต่างของแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ระหว่างกิ่ง จึงกลายเป็นแรงดันเอาต์พุตสองเฟส ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดัน $v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$ และ $v_{cb} = v_{co} - v_{bo}$

สมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสทำมุมห่างกัน 90 องศา มีค่าเท่ากับ

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.25)$$

$$v_{cb} = v_{co} - v_{bo} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.25) และ (3.26) สามารถปรับขนาดของแรงดันเอาต์พุต ได้จากการปรับค่านีการมอดูเลต (m) รูปที่ 3.4 เป็นภาพขยายที่เกิดขึ้นใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ของคลื่นพาร์ (ΔT) ซึ่งแรงดันเอาต์พุต ระหว่างกิ่งของอินเวอร์เตอร์ที่เกิดขึ้นมีจำนวนสองพัลส์ (Two-pulse voltage) มีขนาดเท่ากับ $+2V_{dc}$ หรือ $-2V_{dc}$ โดยเครื่องหมายบวกและลบ ถูกกำหนดได้จากตำแหน่งของแรงดันอ้างอิงในแต่ละเฟสตามรูปที่ 3.12 และในครึ่งคาบเวลาการสวิตช์ ($\Delta T/2$) พบว่าพัลส์ที่เกิดขึ้นนี้ไม่ได้อยู่ในตำแหน่งกึ่งกลางของครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกันกับการมอดูเลชันสัญญาณของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งเหตุผลนี้จึงเป็นข้อแตกต่างระหว่างการมอดูเลต ในหลักการของ หนึ่งเฟสและสามเฟส



รูปที่ 3.12 ภาพขยาย Naturally sampled sine-triangle modulation ในรูปที่ 3.10

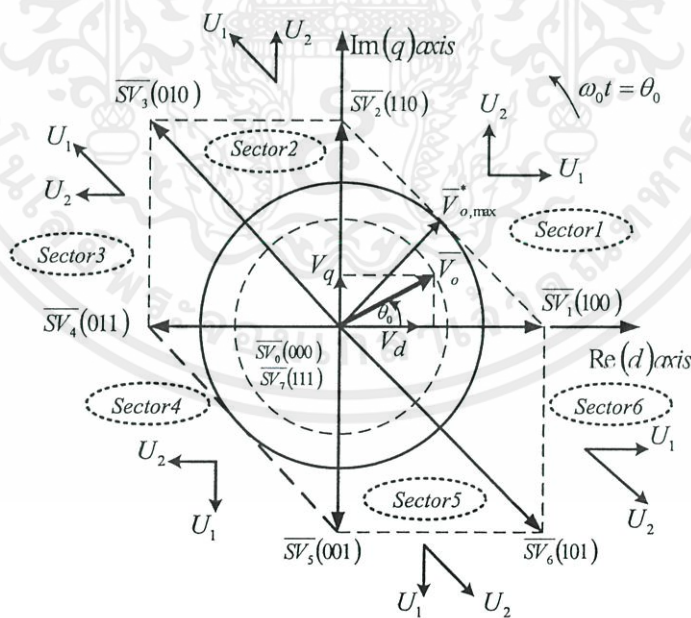
3.4 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกิ่งจ่ายแรงดันสองเฟส

การวิเคราะห์สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสสมดุล (Balanced phase voltage space vector pulse width modulation; B-SVPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกิ่ง ให้ผลของแรงดันเอาต์พุตเป็นแรงดันสองเฟสที่มีขนาดเท่ากันและมีมุมแต่ละเฟสห่างกัน 90 องศา เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับขดลวดแต่ละขดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส จากรูปที่ 3.9 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์กำหนดให้จุด b เป็นจุดต่อร่วม ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดช่วย (v_q) ถูกกำหนดให้เป็นแรงดัน v_{cb} และแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดหลัก (v_d) ถูกกำหนดเป็นแรงดัน v_{ab} และในการกำหนดสถานะของการสวิตช์ ในหลักการ SVPWM จะกำหนดเฉพาะในส่วนอุปกรณ์สวิตช์

อิเล็กทรอนิกส์กำลังสามชุดบน (Upper switches) คือสวิตช์ S1, S3 และ S5 ส่วนชุดล่าง (Lower switches) จะมีสถานะตรงกันข้ามกับสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน โดยเงื่อนไขคือหมายเลข 1 เท่ากับสวิตช์นำกระแส หรือสถานะ “On” และหมายเลข 0 เท่ากับสวิตช์ไม่นำกระแส หรือสถานะ “Off” ตามตารางที่ 3.4 ซึ่งกำหนดให้แรงดันคิซีอินพุตเท่ากับ $2V_{dc}$ และสถานะของการสวิตช์ทั้งหมด แบ่งออกเป็น 8 สถานะ ประกอบไปด้วยเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \dots, \overline{SV}_6$) และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ ($\overline{SV}_0, \overline{SV}_7$) ในระนาบ $d-q$

ตารางที่ 3.4 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ $d-q$

S_1	S_3	S_5	V_d	V_q	\overline{SV}_n
0	0	0	0	0	\overline{SV}_0
1	0	0	$2V_{dc}$	0	\overline{SV}_1
1	1	0	0	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_2
0	1	0	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_3
0	1	1	$-2V_{dc}$	0	\overline{SV}_4
0	0	1	0	$2V_{dc}$	\overline{SV}_5
1	0	1	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	\overline{SV}_6
1	1	1	0	0	\overline{SV}_7

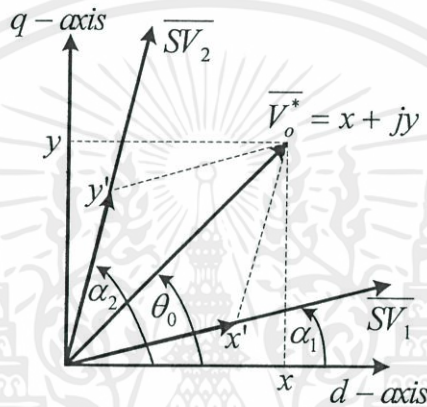


รูปที่ 3.13 ตำแหน่งการวางของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟทั้ง 8 เวกเตอร์

จากตารางที่ 3.4 นำมาเขียนเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟและเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vectors) ให้อยู่ในแกนจริงและจินตภาพในระนาบเชิงซ้อน พบว่าในแต่ละสถานะของการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ ให้ขนาดของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 3.13 โดยมี 4 เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ $(\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5)$ มีขนาดเท่ากับ $2V_{dc}$ และ 2 เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟคือ $\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$ มีขนาด $2\sqrt{2}V_{dc}$ [12],[17],[18] ซึ่งตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในแต่ละเซกเตอร์นำไปใช้สำหรับการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต \overline{V}_o^* ที่ต้องการ โดยเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในแต่ละเซกเตอร์ถูกกำหนดให้เป็น \overline{U}_1 และ \overline{U}_2 (เวกเตอร์ที่อยู่ติดกันในแต่ละเซกเตอร์) เพื่อสอดคล้องกับรูปที่ 3.14 ซึ่งเป็นรูปแบบทั่วไปของการคำนวณแรงดัน \overline{V}_o^* ในแต่ละเซกเตอร์ด้วยวิธีทางตรีโกณมิติ โดยอาศัยเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่อยู่ติดกันในเซกเตอร์เดียวกัน ดังเช่นที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.2



รูปที่ 3.14 รูปทางตรีโกณมิติในแบบทั่วไปสำหรับการคำนวณ \overline{V}_o^*

แรงดัน \overline{V}_o^* คำนวณได้จากสมการที่(3.27)

$$\overline{V}_o^* = V_o \angle \theta_0 = x + jy = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{U}_2 \quad (3.27)$$

กำหนดให้

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

พิจารณาในแนวแกน x (d -axis) และ แนวแกน y (q -axis) จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \cos \alpha_2 \\ \sin \alpha_1 & \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \cos \theta_0 \\ V_o \sin \theta_0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{V_o}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

ตัวอย่างของการคำนวณ ในเซ็กเตอร์ 1 ตามรูปที่ 3.14 ใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติหาค่าของ x' และ y'

$$x' = V_1 \left(\frac{T_{SV1}}{\Delta T / 2} \right) \quad (3.31)$$

$$y' = V_2 \left(\frac{T_{SV2}}{\Delta T / 2} \right) \quad (3.32)$$

แทนค่าสมการที่ (3.31) และ (3.32) ลงในสมการที่ (3.30) ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \frac{T_1}{\Delta T / 2} V_1 \\ \frac{T_2}{\Delta T / 2} V_2 \end{bmatrix} = \frac{V_o}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

โดยที่ $V_o = MV_{dc}$ และ $M =$ ดัชนีการมอดูเลต (กรณีวิเคราะห์แบบหลักการ SVPWM)
 $\Delta T / 2 = T_1 + T_2 + T_0$ โดยที่ $T_0 = T_{SV_0} + T_{SV_7}$; ($T_{SV_0} = T_{SV_7}$)

การกำหนดตัวแปรต่างๆในการคำนวณแรงดัน \vec{V}_o^* ในแต่ละเซ็กเตอร์ แสดงไว้ตามตารางที่ 3.5 โดยที่ V_1 และ V_2 แทนขนาดเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ และ α_1, α_2 แทนมุมของแต่ละเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ และ T_1 และ T_2 คือ ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ (Space vector active time)

ตารางที่ 3.5 การกำหนดเวกเตอร์ \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับ B-SVPWM

Sectors	\bar{U}_1	\bar{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	$\overline{SV_1}$	$\overline{SV_2}$	T_{SV_1}	T_{SV_2}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	0	$\pi/2$
2	$\overline{SV_3}$	$\overline{SV_2}$	T_{SV_3}	T_{SV_2}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	$\pi/2$
3	$\overline{SV_3}$	$\overline{SV_4}$	T_{SV_3}	T_{SV_4}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	π
4	$\overline{SV_5}$	$\overline{SV_4}$	T_{SV_5}	T_{SV_4}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/2$	π
5	$\overline{SV_5}$	$\overline{SV_6}$	T_{SV_5}	T_{SV_6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
6	$\overline{SV_1}$	$\overline{SV_6}$	T_{SV_1}	T_{SV_6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	2π	$7\pi/4$

เมื่อพิจารณาในการคำนวณแรงดันเอาต์พุตในเซ็กเตอร์ 1 ที่อยู่ในช่วง $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$ โดยที่ $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = \frac{\pi}{2}$ และขนาดของเวกเตอร์คือ $\overline{SV}_1 = 2V_{dc}$ และ $\overline{SV}_2 = 2V_{dc}$ คำนวณหาช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ ในส่วนของเซ็กเตอร์ 1 ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (3.34)$$

$$\frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (3.35)$$

ซึ่งผลรวมของ 2 ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ ในแต่ละเซ็กเตอร์จะไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาคลื่นพาห์ เมื่อแทนค่า $M = \frac{V_o}{V_{dc}}$ ลงในสมการที่ (3.34) และ (3.35) หากความสัมพันธ์ของแรงดันเฟสเอาต์พุตได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{SV_1} + T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{\sqrt{2}V_o}{2V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi/2 - 2\theta_0}{2}\right) \leq 1 \quad (3.36)$$

$$V_o = \sqrt{2}V_{dc} \quad \text{หรือ} \quad V_o = MV_{dc}$$

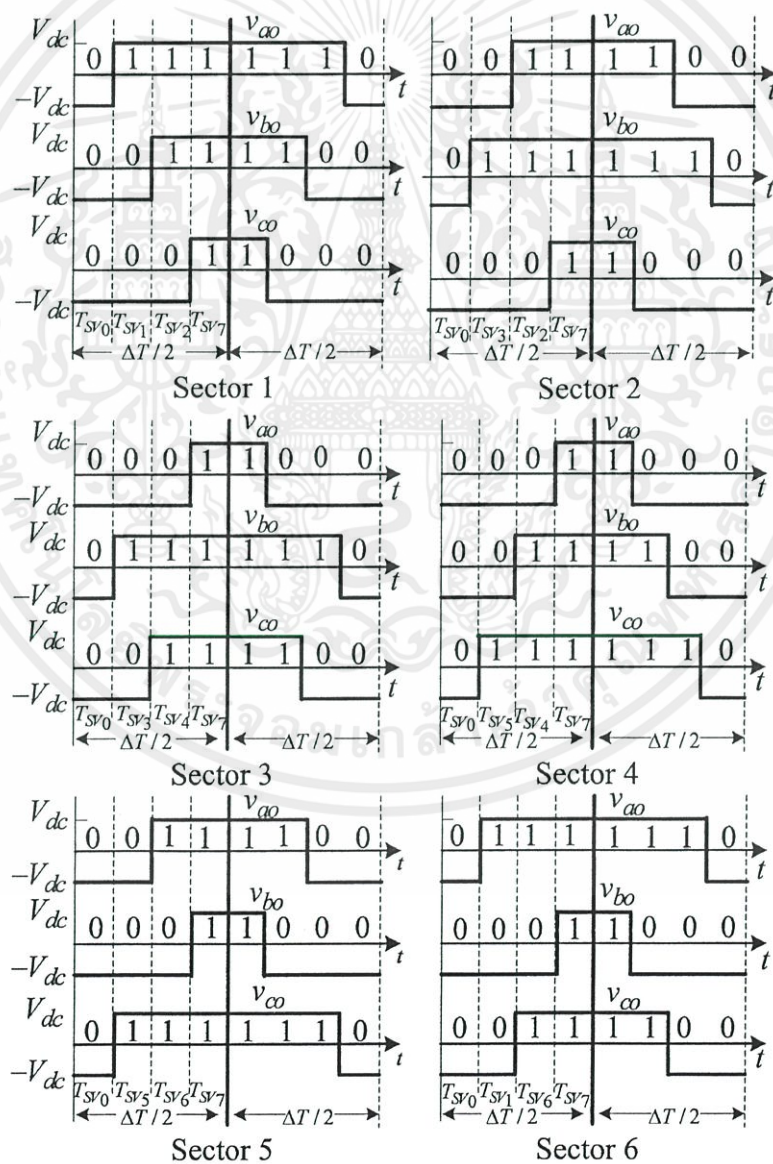
ดังนั้นเงื่อนไขของขนาดแรงดันสูงสุดที่เป็นไปได้ของ แรงดันเอาต์พุต $\overline{V_o^*}$ ในแต่ละเฟส จะเกิดขึ้นเมื่อ $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.36) จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $V_o = \sqrt{2}V_{dc}$ ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (M) ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น คือ $0 \leq M \leq \sqrt{2}$

3.5 ฟังก์ชันการมอดูเลตของหลักการ B-SVPWM

จากการนำเสนอ B-SVPWM ด้วยวิธีการคำนวณเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ ตามตัวอย่างของการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตในเซ็กเตอร์ 1 แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ถูกกำหนดโดยช่วงเวลาของ T_1, T_2 และ ความถี่การสวิตช์ (Switching frequency) ถูกกำหนดโดย ΔT โดยการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงในสมการที่ (3.33) และสำหรับการคำนวณเวลาในเซ็กเตอร์ที่เหลือได้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 3.6 สำหรับการวิเคราะห์สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาห์ซึ่งให้ผลลัพธ์ของการคำนวณหาแรงดันเฟสเอาต์พุตที่เหมือนกันกับการคำนวณเวลานั้น มีความจำเป็นที่จะต้องทำการวิเคราะห์ เนื่องจากวิธีการคำนวณช่วงเวลาที่ได้กล่าวมาแล้ว อาจไม่สามารถมองเห็นภาพของการมอดูเลชันของสัญญาณรวมไปถึงการเปลี่ยนแปลงของขนาดแรงดันเอาต์พุต โดยทั่วไปแล้ววิธีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาห์นี้ให้ความยุ่งยากมากกว่า แต่ก็ง่ายสำหรับการสร้างโดยอาศัยเทคนิคอนาล็อกซึ่งจะถูกนำเสนอในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดุมอดูละชั้นแบบคลื่นพาห้จะต้องทราบแรงดันอ้างอิง เพื่อที่จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห้ ดังนั้นเมื่อทราบช่วงเวลา T_1 และ T_2 ในแต่ละเซ็กเตอร์ จึงนำไปคูณกับแรงดัน V_{dc} ก็จะได้แรงดันค่าเฉลี่ยในแต่ละเฟสอ้างอิง โดยที่ลำดับการสวิตช์ในเซ็กเตอร์ 1 ถูกแบ่งออกเป็นเวกเตอร์แรงดันศูนย์และเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ โดยมีเวกเตอร์แรงดันศูนย์ ($\overline{SV}_0, \overline{SV}_7$) เท่าๆกันอยู่ในช่วงเวลาของ ครึ่งคาบของคลื่นพาห้ (Half carrier period) และมีรูปแบบพัลส์เป็นแบบสมมาตรตัวอย่างเช่นในเซ็กเตอร์ 1 ในรูปที่ 3.15 มีรูปแบบพัลส์ที่ถูกสร้างโดยลำดับพัลส์ของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ และเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในการคำนวณภายในครึ่งคาบของคลื่นพาห้ คือ $\overline{SV}_0 \rightarrow \overline{SV}_1 \rightarrow \overline{SV}_2 \rightarrow \overline{SV}_7$ และ สำหรับเซ็กเตอร์ที่ 2 คือ $\overline{SV}_0 \rightarrow \overline{SV}_3 \rightarrow \overline{SV}_2 \rightarrow \overline{SV}_7$ โดยคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยเทียบกับแรงดันที่จุดกึ่งกลางของบัสไฟตรง (DC-Bus) [26] ตามสมการที่ (3.37), (3.38) และ (3.39)



รูปที่ 3.15 รูปแบบพัลส์ของสเปซเวกเตอร์มอดูละชั้นในแต่ละเซ็กเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.37)$$

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.38)$$

$$v_{co} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.39)$$

จากนั้นแทนค่าช่วงเวลาสเปซเวกเตอร์ที่ได้จากสมการ (3.34)-(3.35) ลงในสมการที่ (3.37)-(3.39) ได้ฟังก์ชันสัญญาณแรงดันอ้างอิงหรือฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating function) เทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ ตามสมการที่ (3.40)-(3.42)

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.40)$$

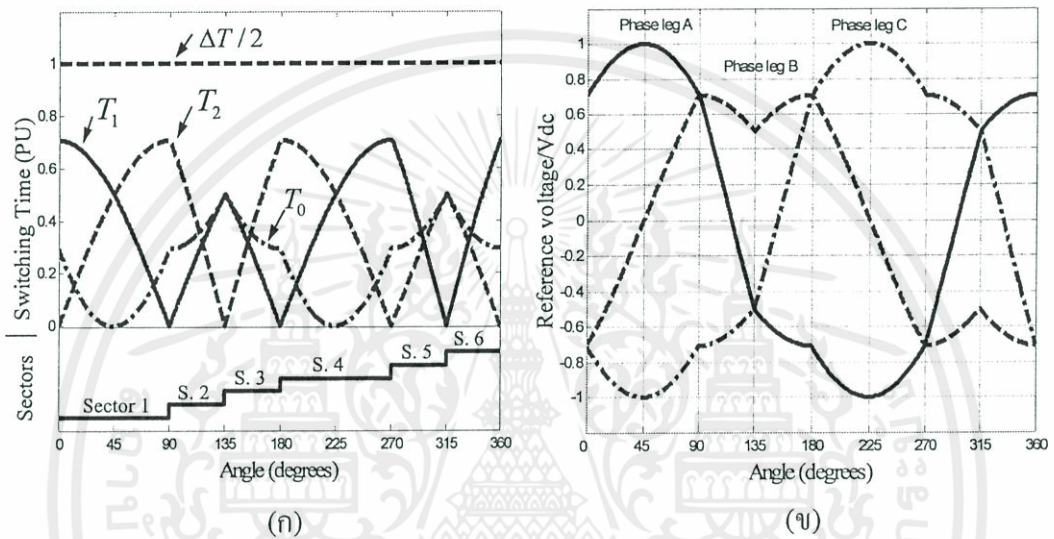
$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.41)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.42)$$

ตารางที่ 3.6 เวลาสวิตซิ่ง และแรงดันอ้างอิงแต่ละเฟส

	Switching times	Phase leg reference voltage		Switching times	Phase leg reference voltage
Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$	Sector 2 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{4}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
Sector 3 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$	Sector 4 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$
Sector 5 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{7\pi}{4}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$	Sector 6 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

สมการช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์หรือช่วงเวลาการสวิตช์และสมการสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงแต่ละเฟสกึ่ง (Phase leg reference voltage signals) ส่วนที่เหลือในแต่ละเซกเตอร์สรุปได้ตามตารางที่ 3.6 โดยนำมาเขียนกราฟ ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ตามรูปที่ 3.16 (ก) และรูปที่ 3.16 (ข) คือรูปสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วย(p.u.) ในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลต แรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วยนี้ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมหนึ่งหน่วย เพื่อให้เกิดสัญญาณ PWM จากรูปที่ 3.16(ก) และ (ข) นี้เป็นการปรับดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ $\sqrt{2}$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดก่อนที่จะเกิดช่วงแรงดัน โอเวอร์มอดูเลชัน (over modulation)



รูปที่ 3.16 (ก) ช่วงเวลาการสวิตช์ (Switching times)

(ข) แรงดันเฟสอ้างอิงหนึ่งหน่วย p.u. ที่ $M = \sqrt{2}$

สำหรับการแปลงฟังก์ชันช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ของ T_1, T_2 และ T_0 ทั้ง 6 เซกเตอร์ ในรูปที่ 3.16 (ก) ไปเป็นสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงหนึ่งหน่วย p.u. ตามรูป 3.16 (ข) พบว่าสัญญาณอ้างอิงทั้ง 3 เฟสมีรูปสัญญาณที่ไม่ใช่สัญญาณไซน์ เนื่องจากหลักการของสเปซเวกเตอร์ได้รวมผลขององค์ประกอบเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage component) เข้าไปด้วย อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาผลของแรงดันไลน์ทูไลน์ของแรงดันสองเฟสอ้างอิง v_{ab} และ v_{cb} มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ ที่มีขนาดแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งเป็นไปตามหลักทฤษฎีของการมอดูเลชันแบบสเปซเวกเตอร์

3.4 สรุปหลักการสเปซเวกเตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร

หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสสมดุล(B-SVPWM) เป็นการดัดแปลงหลักการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง โดยมาประยุกต์ให้สามารถใช้ได้กับการขับเคลื่อน

มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร ซึ่งชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งถูกกำหนดให้แรงดันเฟสถึง b เป็นจุดต่อร่วม ดังนั้นแรงดันไลน์ทูไลน์ทางด้านเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์ จึงกลายเป็นแรงดันสองเฟส v_{ab} และ v_{cb} ที่มีขนาดแรงดันเท่ากันและมีมุมต่างเฟสของแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 90 องศาตลอดเวลา

สำหรับในการนำเสนอหลักการ B-SVPWM ในบทนี้ได้ทำการวิเคราะห์การคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตด้วยวิธีการคำนวณช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์ และฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ของแต่ละกึ่งเฟสของอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง เพื่อที่จะนำเสนอสมการแรงดันเอาต์พุตซึ่งยังไม่มีงานวิจัยใดเคยกล่าวถึงฟังก์ชันการมอดูเลชันมาก่อน



บทที่ 4

หลักการใหม่ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันให้แรงดันเฟส ไม่สมดุลสำหรับมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร

4.1 บทนำ

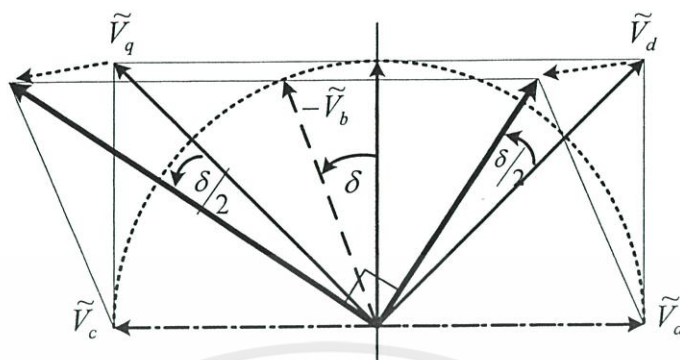
การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตรนั้น จะต้องมีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสที่ไหลเข้าขดลวดหลักและขดลวดช่วยให้มีสัดส่วนตามจำนวนรอบ (Turn ratios) ตามที่ได้มีการพิสูจน์ไว้แล้วตามสมการที่ (2.36) และ(2.37) ในบทที่ 2 เพื่อกำจัดผลของแรงบิดถอยหลัง อันเป็นสาเหตุของการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิดสูงและแรงบิดเริ่มต้นต่ำ อีกทั้งยังทำให้เกิดการสั่นและเสียงคังรบกวน[1], [2], [7] ซึ่งในปัจจุบันมีหลายหลายวิธีที่ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ที่ถูกนำเสนอในงานวิจัยต่างๆ ซึ่งพบว่ายังไม่มีการนำเสนอเทคนิคการควบคุมโดยใช้เทคนิคของ SVPWM ที่สามารถปรับขนาดแรงดันขาออกของชุดอินเวอร์เตอร์ ให้มีค่าขนาดที่แตกต่างกัน เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ สำหรับงานวิจัยนี้ นำเสนอหลักการใหม่จากการดัดแปลงหลักทฤษฎีของ B-SVPWM ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.4 โดยเรียกหลักการใหม่นี้ว่าสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (Unbalanced output voltage Space-vector PWM (U-SVPWM)) โดยได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์ในแบบวงจรถอนาล็อกและแบบดิจิทัลด้วยทฤษฎีการคำนวณเวลาเอกทีฟสเปซเวกเตอร์ พร้อมทั้งได้แสดงวิธีการสร้างสมการคณิตศาสตร์แรงดันเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ ในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลตหรือที่เรียกว่าการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ที่ใช้คลื่นพหุ

4.2 หลักการ SPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล

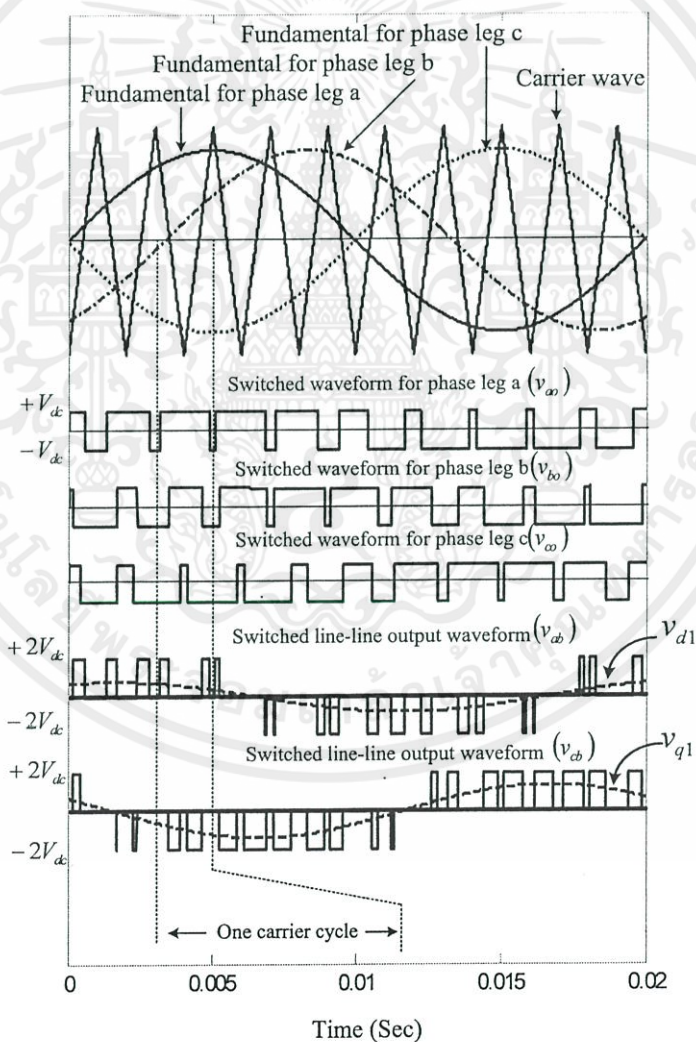
จากหลักการพื้นฐานในหัวข้อการมอดูเลชันแบบ SPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งแบบให้แรงดันเฟสสมดุล เมื่อต้องการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์ ให้มีขนาดแรงดันที่ไม่เท่ากัน เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร มีหลักการพื้นฐานโดยการปรับมุมเฟสของเฟส v_{bo} ตามรูปที่ 3.11 ให้มีมุมเลื่อนเฟส (δ) ซึ่งถูกนิยามว่าเป็นมุมที่ทำให้เกิดแรงดันไม่สมดุลเขียนแผนภาพของเฟสเซอร์แรงดันที่ได้ตามรูปที่ 4.1 [3], [28], [29] โดยกำหนดให้มุม δ มีการเพิ่มขึ้นในทิศทางบวก ผลที่ได้ทำให้ขนาดแรงดันเฟส V_q มีค่าเพิ่มมากขึ้น และในขณะเดียวกัน V_d มีขนาดลดลงโดยที่ผลลัพธ์แรงดัน V_q และ V_d ใหม่มีมุมเฟสเลื่อนไปเป็นมุมเท่ากับ $\delta/2$ ในทางกลับกันเมื่อกำหนดให้มุมเลื่อนเฟสเป็นลบ ผลที่ได้ทำให้ขนาดของ V_q มีค่าลดลง และขนาดของ V_d มีค่าเพิ่มสูงขึ้น สมการของเวกเตอร์แรงดัน v_{bo} และมุมเลื่อนเฟสเป็นไปตามสมการที่ (4.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{bo} = V_o \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) = mV_{dc} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตสองเฟสขณะเพิ่มมุม δ เป็นบวก



รูปที่ 4.2 การมอดูเลชันแบบ SPWM สำหรับเงื่อนไขในการให้แรงดันเอาต์พุตไม่สมดุล

$$v_d = v_{ao} - v_{bo} = \overbrace{m2V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.2)$$

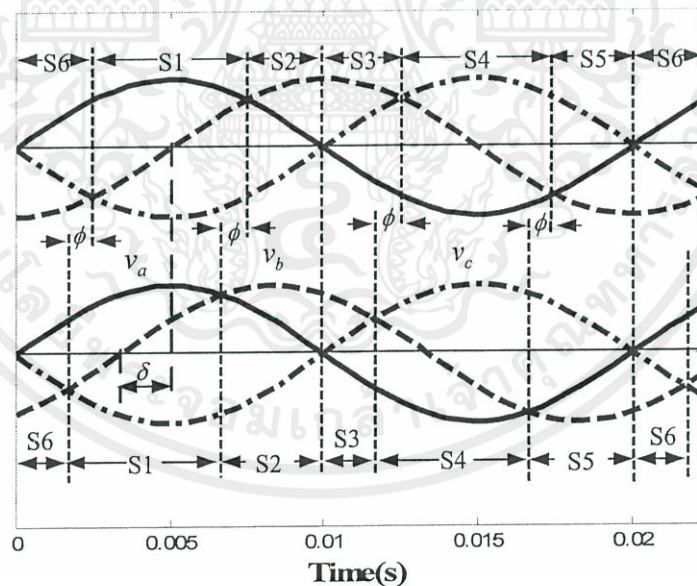
$$v_q = v_{co} - v_{bo} = \overbrace{m2V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.3)$$

โดยที่

$$\sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq 2V_{dc} \quad (4.4)$$

เมื่อ V_d คือขนาดของแรงดันในสมการที่(4.2)และ V_q คือขนาดของแรงดันในสมการที่ (4.3) จากสมการที่ (4.2)-(4.3) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสที่เวลา (t) ใดๆ โดยการวิธีการปรับขนาดแรงดันนั้น ขึ้นอยู่กับตัวแปรคือ m และ δ รูปที่ 4.2 เป็นการแสดงวิธีการมอดูเลต เมื่อมีการปรับขนาด m ที่ 0.8 และมุม δ ที่ 30 องศา ซึ่งจะเห็นว่าขนาดแรงดันมูลฐาน (v_{d1} และ v_{q1}) ของแรงดันไลน์ทูไลน์; v_{ab} และ v_{cb} มีขนาดที่แตกต่างกัน โดยขนาด v_{q1} มากกว่าขนาด v_{d1}

4.3 หลักการใหม่สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล

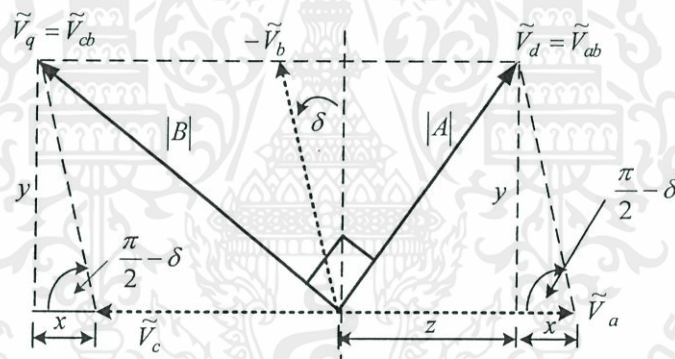


รูปที่ 4.3 การแบ่งเซ็กเตอร์ใหม่สำหรับสเปซเวกเตอร์แบบแรงดันเฟสไม่สมดุล

สำหรับวิธี U-SVPWM ที่นำเสนอใน [34]-[38] ยังคงใช้หลักการเดิมในการคำนวณแรงดันเอาต์พุต ซึ่งความแตกต่างของวิธีที่นำเสนอคือ ขนาดของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่กำหนดให้มีขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม โดยพิจารณาแนวคิดได้จากรูปที่ 4.3 เป็นการเปรียบเทียบหลักการ SPWM ก่อนและหลังการเลื่อนเฟส V_b ไปเป็นมุม δ ซึ่งส่วนที่สัญญาณตัดกันในแต่ละจุด ถูกกำหนดช่วงให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นแต่ละเซ็กเตอร์ในระนาบ $d-q$ ดังได้แสดงไว้ในบทที่ 3 รูปที่ 3.13 ในขณะที่เดือนเฟสของ v_b จะเกิดช่วงมุม ϕ โดยมีค่าเท่ากับ $\delta/2$ ตลอดเวลาตามรูปที่ 4.1 ผลที่ตามมาทำให้ช่วงองศาของเซ็กเตอร์ 2,3 และ 5,6 เปลี่ยนไปจากเดิมที่ซึ่งมี 45 องศาที่ตลอดเวลา ในขณะที่เดียวกันเซ็กเตอร์ 1 และ 4 มีช่วงองศาเท่ากับ 90 องศาที่ ดังนั้นหลักการของการสร้างแรงดันที่ไม่สมดุลจึงจำเป็นที่จะต้องเข้าใจถึงหลักการปรับขนาดเวกเตอร์แรงดัน โดยการพิจารณาจากรูปที่ 4.4 ซึ่งเป็นการจำลองเฟสเซอร์ของแรงดันเอาต์พุต (V_d, V_q) ที่ประกอบไปด้วยแรงดัน v_a, v_b และ v_c ที่มีขนาดแอมพลิจูดเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ และทำมุมเฟสห่างกัน 90 องศา โดยเมื่อกำหนดให้มุม δ มีค่าเป็นศูนย์ เป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟส มีขนาดที่เท่ากัน ($V_d = V_q$) นั้นหมายถึงขนาด voltage factor $|A|$ และ $|B|$ มีขนาด 1 หน่วย ซึ่งเป็นกรณีของ B-SVPWM แต่สำหรับวิธี U-SVPWM ที่นำเสนอ จะมีการกำหนดให้มุม δ มีค่าเป็นบวกหรือลบซึ่งมีขนาดมากกว่าศูนย์จะทำให้ $|A|$ และ $|B|$ มีขนาดที่เปลี่ยนไปจากเดิม ซึ่งหาความสัมพันธ์ของการปรับมุม δ ที่มีผลต่อ $|A|, |B|$ และ $|C|$ ตามสมการที่ (4.6)-(4.8) ผลที่ได้ของ $|A|, |B|$ และ $|C|$ จะนำไปใช้ในการเปลี่ยนขนาดของเวกเตอร์แรงดันตามรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ของ Voltage factor เมื่อปรับมุม δ

$$y = \frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) \quad \text{และ} \quad x = \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) \quad ; \quad z = \frac{1}{\sqrt{2}} - x \quad (4.5)$$

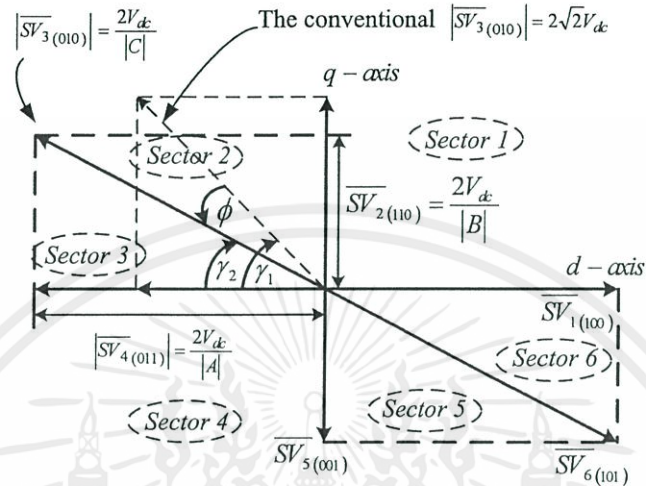
$$|A| = \sqrt{z^2 + y^2} \quad ; \quad |A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.6)$$

$$|B| = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + x\right)^2 + y^2} \quad ; \quad |B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.7)$$

$$\text{และ} \quad |C| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{|A|}\right)^2 + \left(\frac{1}{|B|}\right)^2}} \quad (4.8)$$

โดยสมมุติให้ปรับมุม δ มีค่าเพิ่มขึ้นในทิศทางบวกทำให้ขนาดของเวกเตอร์แรงดันในแนวแกน d มีขนาดเพิ่มขึ้นจากเดิม และเวกเตอร์แรงดันในแนวแกน q มีขนาดลดลง เนื่องจาก $|A|$ มีขนาด

ลดลงและ $|B|$ มีขนาดเพิ่มขึ้น ตัวอย่างเช่นที่มุม $\delta = 40^\circ$ ได้ค่าจากการคำนวณ $|A|, |B|$ และ $|C|$ เท่ากับ 0.59, 1.27 และ 0.53 ตามลำดับ ทำให้ขนาดเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) ที่เป็นผลรวมของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในแนวแกน $d-q$ มีขนาดเพิ่มขึ้นและมีมุมเลื่อนไปจากเดิม โดยกำหนดให้เป็นมุม ϕ ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของมุม δ เสมอ โดยพิสูจน์ได้จากสมการที่ (4.9)-(4.11)



รูปที่ 4.5 มุมเลื่อนของ ϕ ในขณะที่ปรับมุม $\delta > 0$ องศาในทิศทางบวก

$$\tan \gamma_2 = \frac{|A|}{|B|} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)} = \tan\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.9)$$

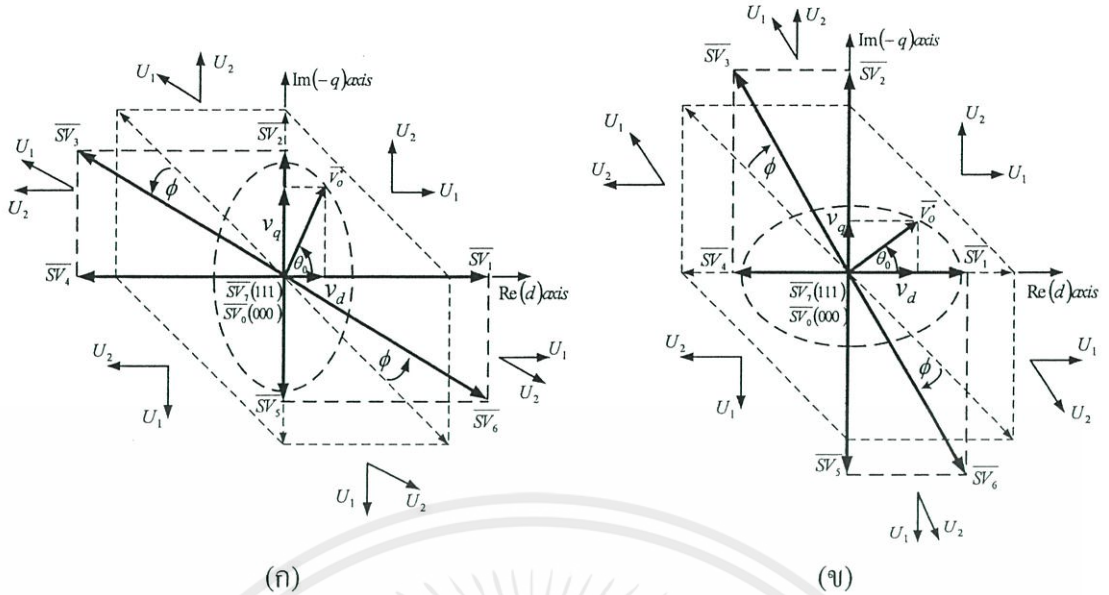
$$\therefore \gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}; \quad \gamma_1 = \frac{\pi}{4} \quad (4.10)$$

$$\phi = \gamma_1 - \gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2} \quad \therefore \phi = \frac{\delta}{2} \quad (4.11)$$

ตารางที่ 4.1 เวกเตอร์แรงดัน \overline{U}_1 และ \overline{U}_2 สำหรับการคำนวณเวลาสวิตชิง

Sector	U_1	U_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV_1}	T_{SV_2}	$\frac{2V_d}{ A }$	$\frac{2V_d}{ B }$	0	$\frac{\pi}{2}$
2	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV_3}	T_{SV_2}	$\frac{2V_d}{ C }$	$\frac{2V_d}{ B }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	$\frac{\pi}{2}$
3	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV_3}	T_{SV_4}	$\frac{2V_d}{ C }$	$\frac{2V_d}{ A }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	π
4	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV_5}	T_{SV_4}	$\frac{2V_d}{ B }$	$\frac{2V_d}{ A }$	$\frac{3\pi}{2}$	π
5	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV_5}	T_{SV_6}	$\frac{2V_d}{ B }$	$\frac{2V_d}{ C }$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{4} + \phi$
6	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV_1}	T_{SV_6}	$\frac{2V_d}{ A }$	$\frac{2V_d}{ C }$	2π	$\frac{7\pi}{4} + \phi$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน (ก) ปรับมุม $\delta > 0^\circ$ (บวก) (ข) ปรับมุม $\delta < 0^\circ$ (ลบ)

จากเงื่อนไขการปรับขนาดของเวกเตอร์แรงดันด้วย Voltage factor $|A|$, $|B|$ และ $|C|$ ตามรูปที่ 4.5 นำมาสรุปเวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในการคำนวณแรงดันเอาต์พุตได้ตามตารางที่ 4.1 โดยตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ในขณะที่ทำการปรับมุม δ แสดงในรูปที่ 4.6 เมื่อปรับมุม $\delta > 0^\circ$ ทำให้แรงดัน V_q มีขนาดสูงกว่าแรงดัน V_d ในทางตรงกันข้าม เมื่อปรับมุม $\delta < 0^\circ$ ทำให้แรงดัน V_d มีขนาดสูงกว่าแรงดัน V_q โดยที่เส้นทางเดินของแรงดันในระนาบ $d-q$ มีลักษณะเป็นวงรีตามแนวตั้งและขวางตามลำดับ

ตัวอย่างการคำนวณในเซกเตอร์ 1 โดยกำหนดให้มุม δ มีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก จะพบว่าขนาดของ SV_1 เพิ่มขึ้น และขนาดของ SV_2 ลดลง ตามตารางที่ 4.1 เมื่อแทนค่าในสมการ (3.33) ในบทที่ 3 โดยช่วงเวลาสเปซเวกเตอร์แอกทีฟ (T_{SV_1}) และ (T_{SV_2}) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} = \frac{M|A|}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (4.12)$$

$$\frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{M|B|}{2} \sin(\theta_0) \quad (4.13)$$

จากนั้นหาสมการแรงดันอ้างอิง(เฉลี่ย) ในช่วงเวลา $\Delta T/2$ โดยแทนสมการที่(4.12) และ (4.13) ลงในสมการที่ (3.37) ถึง (3.39) ในบทที่ 3 ได้สมการแรงดันเฟสอ้างอิงดังต่อไปนี้

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right] \quad (4.14)$$

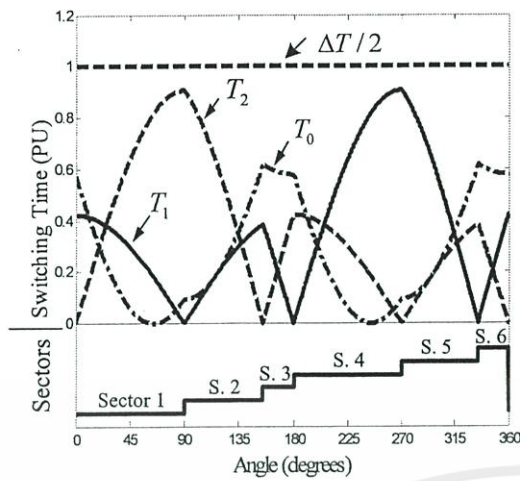
$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right] \quad (4.15)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right] \quad (4.16)$$

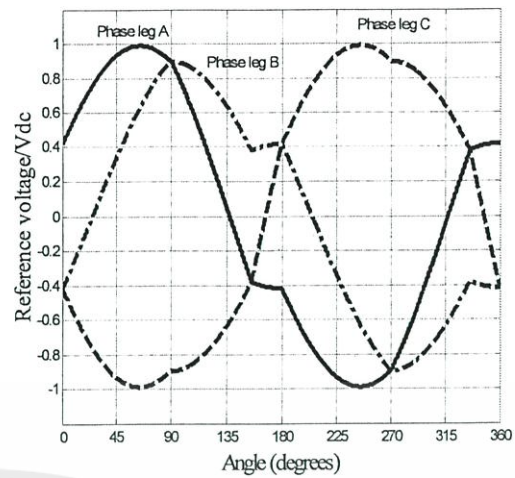
จากสมการคำนวณเวลา(4.12) และ (4.13) และสมการแรงดันเฟสอ้างอิง นำมาสรุปสมการในส่วนเซ็กเตอร์ที่เหลือได้ตามตารางที่ 4.2 และนำสมการทั้ง 6 เซ็กเตอร์นำมาพล็อตกราฟ ในหนึ่งคาบเวลา โดยกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลต (M) มีค่าเท่ากับ $\sqrt{2}$ ได้ตามรูปที่ 4.7(ก) และ (ข) โดยกำหนดให้มุม δ เท่ากับ 40°

ตารางที่ 4.2 เวลาสวิตซิ่งและแรงดันเฟสอ้างอิง ในแต่ละเซ็กเตอร์(U-SVPWM)

	Switching times	Phase leg reference voltage
Sector 1	$\frac{T_{Sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{Sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2	$\frac{T_{Sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right)$ $\frac{T_{Sv_3}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[- C \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right) + B \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[C \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right) + B \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[C \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right) + B \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right) \right]$
Sector 3	$\frac{T_{Sv_3}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{Sv_4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[- C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right) \right]$
Sector 4	$\frac{T_{Sv_4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right)$ $\frac{T_{Sv_5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$
Sector 5	$\frac{T_{Sv_5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right)$ $\frac{T_{Sv_6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[- B \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[B \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[B \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right) \right]$
Sector 6	$\frac{T_{Sv_6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{Sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[A \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[A \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[- A \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.7 (ก) ช่วงเวลาการสวิตช์ ของ T_1, T_2 and T_0 (ข) แรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วย p.u

โดยสามารถคำนวณขนาดของแรงดันทั้งสอง ได้จากสมการที่ (4.18) และ (4.20) โดยมีผลของแรงดันเอาต์พุตที่ได้ ขึ้นอยู่กับการปรับดัชนีการมอดูเลต (M) และการปรับมุมที่ทำให้เกิดแรงดันไม่สมมาตร (δ)

$$V_{ab} = V_d = MV_{dc}|A| \quad (4.17)$$

เมื่อกำหนด

$$|A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)$$

$$V_d = MV_{dc} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{ขนาดแรงดัน } V_d) \quad (4.18)$$

และ

$$V_{cb} = V_q = MV_{dc}|B| \quad (4.19)$$

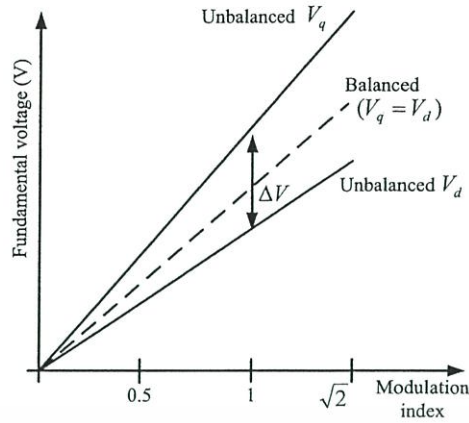
เมื่อ

$$|B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)$$

ดังนั้น

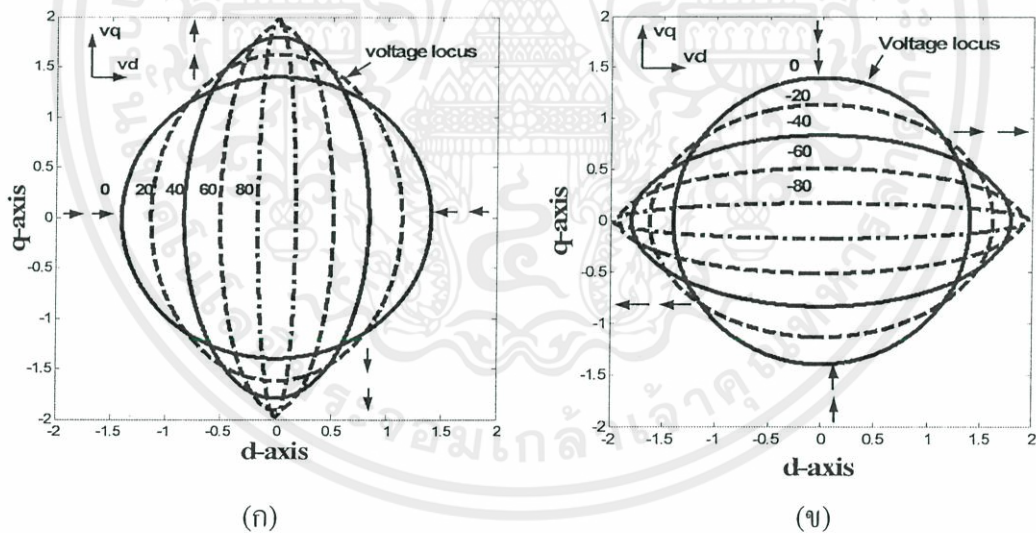
$$V_q = MV_{dc} \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{ขนาดแรงดัน } V_q) \quad (4.20)$$

$$\Delta V = V_q - V_d = MV_{dc} 2 \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{ขนาดผลต่างแรงดัน}) \quad (4.21)$$



รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตระหว่าง B-SVPWM และ U-SVPWM
เมื่อปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

นอกจากนี้ เมื่อพล็อตกราฟแรงดันเอาต์พุตในลักษณะระนาบ $d-q$ ตามรูปที่ 4.9 (ก) โดยปรับให้ขนาดของมุม δ ให้มีค่าเป็นบวกเพิ่มขึ้นจาก 0° จนถึงมุม 80° ที่ดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ $\sqrt{2}$ ลักษณะของทางเดินแรงดันเอาต์พุตมีลักษณะเป็นรูปวงกลมที่มุม $\delta = 0^\circ$ และเป็นรูปวงรีตามแนวตั้งเมื่อปรับมุม δ มากขึ้น



รูปที่ 4.9 แรงดันเอาต์พุต (pu.) (ก) ปรับมุม $0^\circ < \delta < 80^\circ$ (จ) ปรับมุม $-80^\circ < \delta < 0^\circ$

และในทางกลับกัน ในรูปที่ 4.9(จ) เป็นการปรับให้ขนาดของมุม δ ให้มีค่าเป็นลบเริ่มจาก 0° จนถึงมุม -80° ตามลำดับ เป็นผลทำให้ขนาดของแรงดัน v_{ab} มีค่ามากกว่า v_{cb} ในลักษณะของการปรับมุม δ นี้ ทำให้แรงดันทั้งสองเฟสมีขนาดที่แตกต่างกันไปและมีลักษณะทางเดินเป็นรูปวงรีตามแนวขวางเมื่อปรับมุม δ เป็นลบมากขึ้น

4.4 หลักการสร้าง B-SVPWM ด้วยวงจรถ่ายโอน

ในหลักการสร้างสัญญาณขับชุดอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วยหลักการของ B-SVPWM ตามที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น [31]-[32] สิ่งที่เป็นในการคำนวณแรงดันเอาต์พุต คือสัญญาณแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้า (Voltage command; v_d และ v_q) ในรูปของ $d-q$ ระบายเชิงซ้อนและมุมทางไฟฟ้า θ_0 ซึ่งการได้มาของสัญญาณแรงดันจะต้องทำการคำนวณสมการที่ใช้สำหรับการแปลงแกน (stationary reference frame transformation) เฉพาะสำหรับชุดอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งที่ได้นำเสนอตามรูปที่ 3.9 นั้น ซึ่งสมการและหลักการไม่เหมือนกับวิธีการแปลงแกน สำหรับ SVPWM ที่ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากชุดวงจรกำลังนี้ถูกกำหนดให้ จุด b เป็นจุดต่อร่วม เมื่อพิจารณา แรงดันมูลฐานโดยผลของแรงดัน v_{ab} และ v_{cb} เป็นแรงดันสองเฟสที่ป้อนเข้าชุดลดหลักและชุดลดช่วย ความสัมพันธ์ของสมการแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.3 บทที่ 3 สัญญาณแรงดันอ้างอิง(ไลน์ทูไลน์) v_d^* และ v_q^* ทำมุมตั้งฉากกันถูกกำหนดได้ตามสมการต่อไปนี้

$$v_{ar} = m \sin(\omega t) \quad (4.22)$$

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.23)$$

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \pi) \quad (4.24)$$

เมื่อกำหนดให้

v_{ar}, v_{br}, v_{cr} คือ สัญญาณแรงดันอ้างอิงสามเฟส

m คือ ดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) สำหรับหลักการ naturally sampled sine-triangle (SPWM) มีค่าเท่ากับ V_o/V_{dc} โดยมีค่าอยู่ในช่วง 0-1 สำหรับช่วงเชิงเส้น

จากสมการที่ (4.22) ถึง (4.24) นำมาเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมตริกได้ตามสมการที่ (4.25)

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

เมื่อ v_0 เป็นเฟสร่วม (Common phase) ซึ่งก็คือสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่เฟส b เทียบกับจุด o ตามวงจรถ่ายโอนในรูปที่ 3.9 (บทที่ 3) จากการแปลงแกนจาก 3 ไปเป็น 2 แกน โดยการแปลงกลับเมตริกซ์ (Inverse matrix) จากสมการที่ (4.25) จะได้

$$\begin{bmatrix} v_a^{s*} \\ v_b^{s*} \\ v_c^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{s*} \\ v_q^{s*} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

สมการเมตริกที่ (4.26) นำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_a^{s*} = v_d^{s*} + v_z = (v_{ar} - v_{br}) + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + v_z \quad (4.27)$$

$$v_b^{s*} = v_z \quad (4.28)$$

$$v_c^{s*} = v_q^{s*} + v_z = (v_{cr} - v_{br}) + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + v_z \quad (4.29)$$

เมื่อกำหนดให้

v_d^{s*} คือ สัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ต้องการตามแนวแกน d

v_q^{s*} คือ สัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ต้องการตามแนวแกน q

สำหรับสมการที่ (4.26) จะพบว่าแรงดันอ้างอิงที่ต้องการของทั้งสามเฟสก็งมีค่าเท่ากับแรงดัน v_d^{s*} และ v_q^{s*} รวมเข้ากับเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage component; v_z) ซึ่ง v_z มีค่าเท่ากับแรงดัน v_b^{s*} หรือเทียบเท่ากับ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}}$ ตามหลักการของ SVPWM ที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4 บทที่ 3 โดยยกตัวอย่างวิธีการคำนวณหาเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (v_z) สำหรับเซ็กเตอร์ 1 โดยเริ่มจากการคำนวณหาช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ตามสมการที่ (3.34) และ (3.35) ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (4.30)$$

$$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (4.31)$$

จากนั้นนำช่วงเวลาที่ได้ออกมาคำนวณหาแรงดันเฟสที่ b เทียบกับจุดกึ่งกลางของแรงดันดีซีบัส (V_{dc})

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (4.32)$$

นำสมการที่ (4.30) และ (4.31) แทนค่าลงในสมการที่ (4.32)

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดรูปสมการ

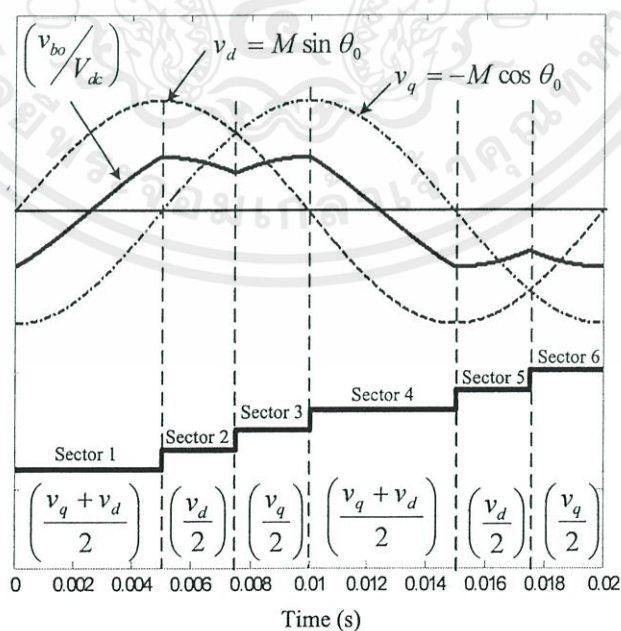
$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} [-\cos \theta_0 + \sin \theta_0] \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.34) กำหนดให้ $v_q = -M \cos \theta_0$ และ $v_d = M \sin \theta_0$ นั้นหมายความว่า v_z ในเซ็กเตอร์ 1 มีค่าเท่ากับสมการที่ (4.35) ในทำนองเดียวกันสำหรับเซ็กเตอร์อื่นๆที่เหลือมีรายละเอียดตามตารางที่ 4.3

$$v_z = \frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{(v_q + v_d)}{2} \quad (4.35)$$

ตารางที่ 4.3 สมการองค์ประกอบแรงดันศูนย์ $\left(\frac{v_{bo}}{V_{dc}}\right)$ ในแต่ละเซ็กเตอร์

Sector	Zero voltage $\left(\frac{v_{bo}}{V_{dc}}\right)$	Sector	Zero voltage $\left(\frac{v_{bo}}{V_{dc}}\right)$
Sector 1	$\frac{M}{2} (-\cos \theta_0 + \sin \theta_0)$	Sector 2	$\frac{M}{2} (\sin \theta_0)$
Sector 3	$\frac{M}{2} (-\cos \theta_0)$	Sector 4	$\frac{M}{2} (-\cos \theta_0 + \sin \theta_0)$
Sector 5	$\frac{M}{2} (\sin \theta_0)$	Sector 6	$\frac{M}{2} (-\cos \theta_0)$



รูปที่ 4.10 สัญญาณแรงดันศูนย์ v_z ที่ได้จากสมการในตารางที่ 4.3

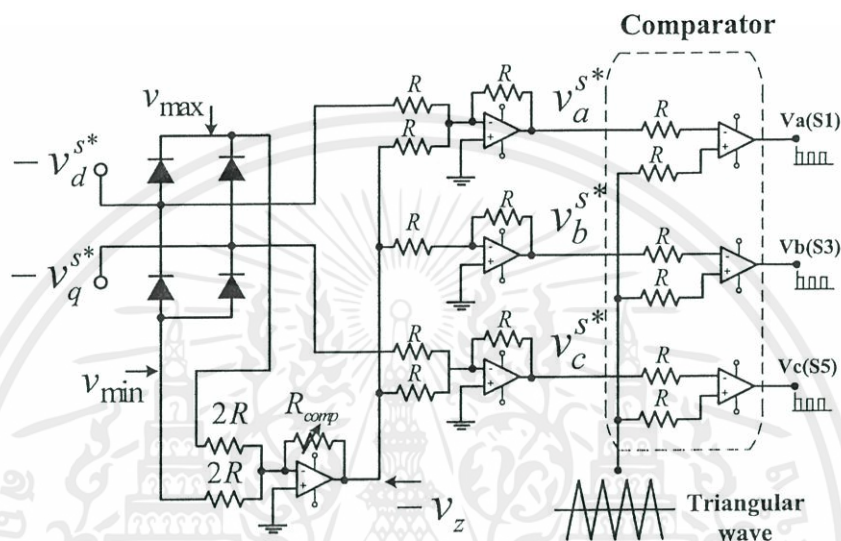
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.3 รูปที่ 4.10 และ นำมาออกแบบชุดวงจรอนาล็อกที่ใช้สร้าง B-SVPWM ตามรูปที่ 4.11 โดยกำหนดให้แรงดันศูนย์ v_z มีค่าเท่ากับ

$$v_z = \frac{v_{\max} + v_{\min}}{2} \quad (4.36)$$

$$v_{\max} = \text{Maximum}\{v_{ds}^*, v_{qs}^*\} \quad (4.37)$$

$$v_{\min} = \text{Minimum}\{v_{ds}^*, v_{qs}^*\} \quad (4.38)$$



รูปที่ 4.11 วงจรการสร้าง SVPWM ด้วยวงจรถอนาล็อก

จากสมการที่ (4.27) ถึง (4.29) หาสมการแรงดันเอาต์พุตได้จากสัญญาณแรงดัน v_{ab}^* และ v_{cb}^* โดยมีขนาดแรงดันเอาต์พุตเท่ากับแรงดันมูลฐาน v_{d1} และ v_{q1} ตามลำดับ ซึ่งผลของแรงดันศูนย์ถูกหักล้างจึงไม่ปรากฏอยู่ในสมการแรงดันเอาต์พุตมูลฐานตามสมการข้างล่างนี้

$$v_{d1} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.39)$$

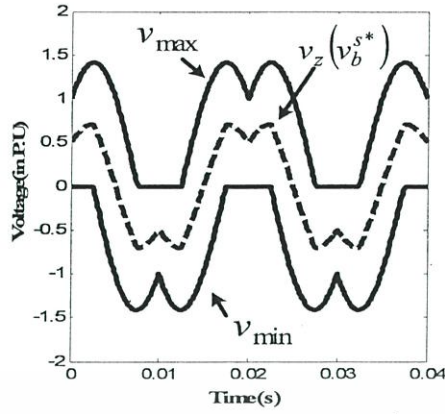
$$v_{q1} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.40)$$

โดยที่ $m = \frac{M}{\sqrt{2}}$ แทนค่าลงในสมการที่ (4.39) และ (4.40) ได้สมการแรงดันเอาต์พุตเป็น

$$v_{d1} = \overbrace{MV_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.41)$$

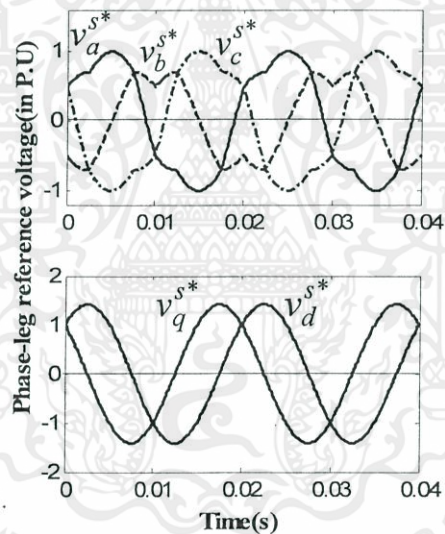
$$v_{q1} = \overbrace{MV_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

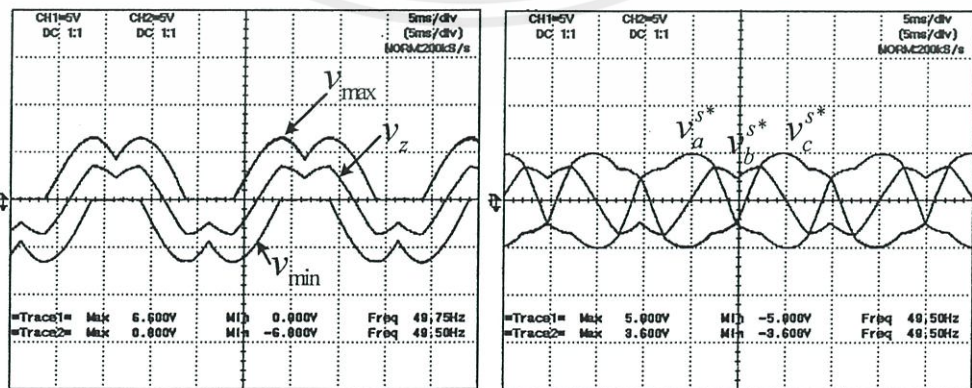


รูปที่ 4.12 สัญญาณแรงดัน v_{max} , v_{min} และ v_z ที่ได้จากการคำนวณ

รูปที่ 4.12 และ 4.13 เป็นผลจากการจำลองและการคำนวณสัญญาณแรงดัน v_{max} , v_{min} , v_z และแรงดันเอาต์พุต v_{ab}^{s*} (v_d^{s*}) และ v_{cb}^{s*} (v_q^{s*}) จากวงจรถอานาล็อกที่นำเสนอ โดยรูปที่ 4.14 เป็นสัญญาณที่ได้จากการวัดจริงเพื่อทำการเปรียบเทียบความถูกต้องของการออกแบบวงจรถอานาล็อก



รูปที่ 4.13 สัญญาณแรงดันอ้างอิงต่อหน่วยและแรงดันเอาต์พุต v_{ab}^{s*} (v_d^{s*}) และ v_{cb}^{s*} (v_q^{s*})



รูปที่ 4.14 สัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรถอานาล็อกที่ได้จากการวัด (B-SVPWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 หลักการสร้าง U-SVPWM ด้วยวงจรถอานาล็อก

หลักการ B-SVPWM ที่นำเสนอ การปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตนั้นได้มาจากการควบคุมขนาดแรงดันอ้างอิง v_d^* และ v_q^* หากต้องการปรับให้แรงดันเอาต์พุตมีขนาดที่แตกต่างกันตามอัตราส่วนจำนวนรอบของมอเตอร์สองเฟสที่ไม่สมมาตรก็ทำได้ด้วยหลักการเดียวกัน กล่าวคือทำการเลื่อนมุมเฟสของเฟส b ให้มีมุม $\pm \delta$ ตามสมการที่ (4.41) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ก็สามารเพิ่มหรือลดขนาดแรงดันเอาต์พุตทั้งสองของอินเวอร์เตอร์ได้ [35] นำสมการที่(4.22),(4.24) และ (4.43) หาความสัมพันธ์ของแรงดันอ้างอิง v_d^* และ v_q^* ตามสมการที่ (4.44) และ (4.45)

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \quad (4.43)$$

$$v_{d1} = \overbrace{m2V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.44)$$

$$v_{q1} = \overbrace{m2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.45)$$

$$\delta = 2 \sin^{-1}\left(\frac{V_q - V_d}{m2\sqrt{2}V_{dc}}\right) \quad (4.46)$$

โดยที่ $m = \frac{M}{\sqrt{2}}$ แทนค่าลงในสมการที่ (4.44) - (4.46) ได้สมการแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่มูลฐานดังสมการต่อไปนี้

$$v_{d1} = \overbrace{M\sqrt{2}V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.47)$$

$$v_{q1} = \overbrace{M\sqrt{2}V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.48)$$

$$\delta = 2 \sin^{-1}\left(\frac{V_q - V_d}{2MV_{dc}}\right) \quad (4.49)$$

การกำหนดขนาดของแรงดันดีซีบัส ($2V_{dc}$) คำนวณได้จาก

$$\sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq 2V_{dc} \quad (4.50)$$

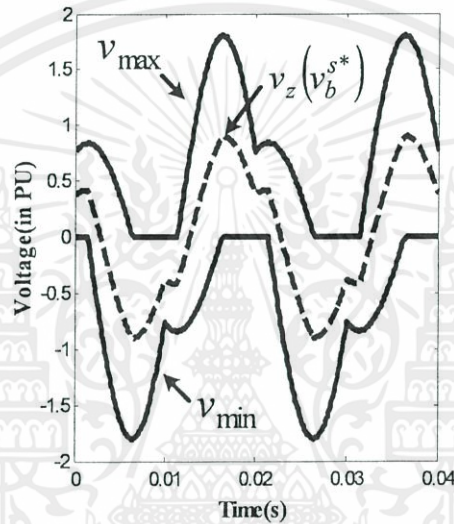
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

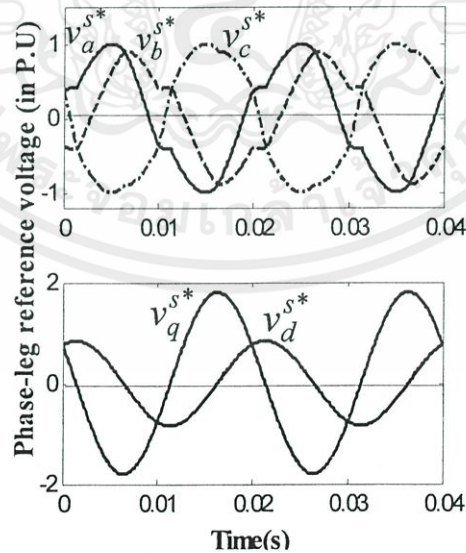
$$V_d = M\sqrt{2}V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.51)$$

$$V_q = M\sqrt{2}V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.52)$$

เงื่อนไขของการมอดูเลตแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุลนี้ ขนาดของแรงดัน V_d และ V_q รวมกันจะต้องไม่เกินพิกัดของแรงดันดีซีบัส ตามสมการที่ (4.50)



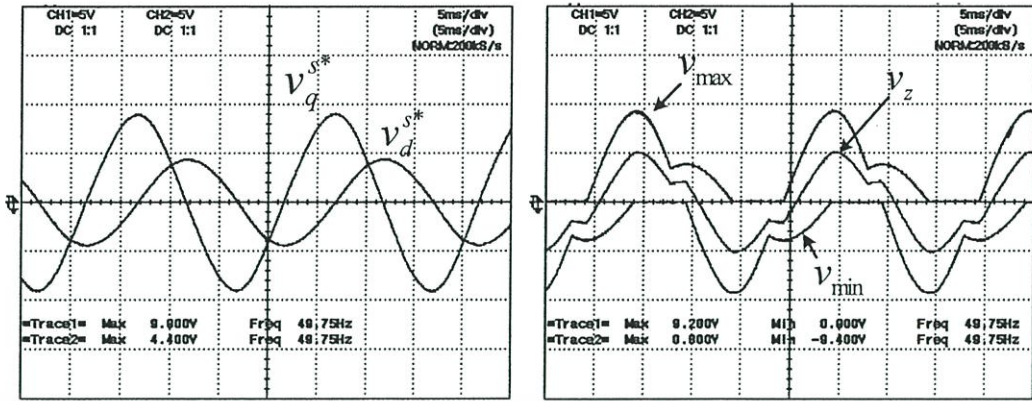
รูปที่ 4.15 ผลการคำนวณสัญญาณแรงดัน v_{\max} , v_{\min} และ v_z กรณี U-SVPWM



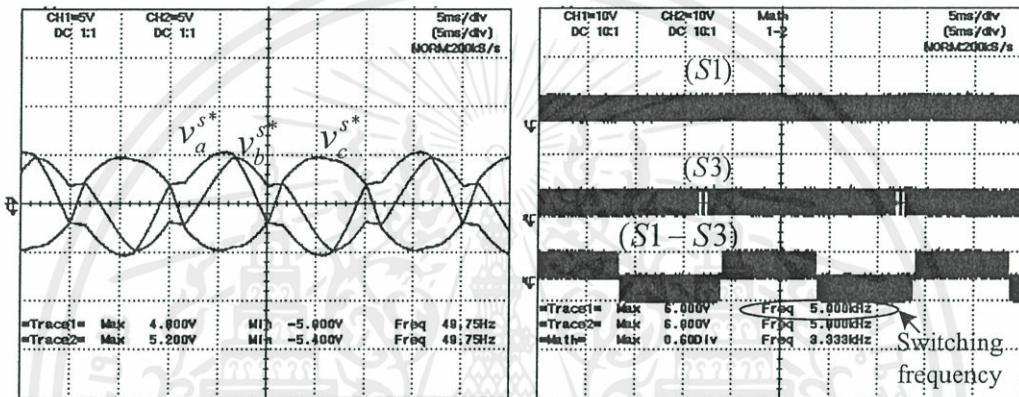
รูปที่ 4.16 สัญญาณแรงดันอ้างอิงกึ่งเฟสต่อหน่วยและแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่ต้องการ

$$v_{ab}^{s*} (v_d^{s*}) \text{ และ } v_{cb}^{s*} (v_q^{s*}) \text{ กรณี U-SVPWM}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 สัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรถอนาล็อกที่ได้จากเครื่องวัด (U-SVPWM)



(ก)

(ข)

รูปที่ 4.18 (ก) สัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส (U-SVPWM)

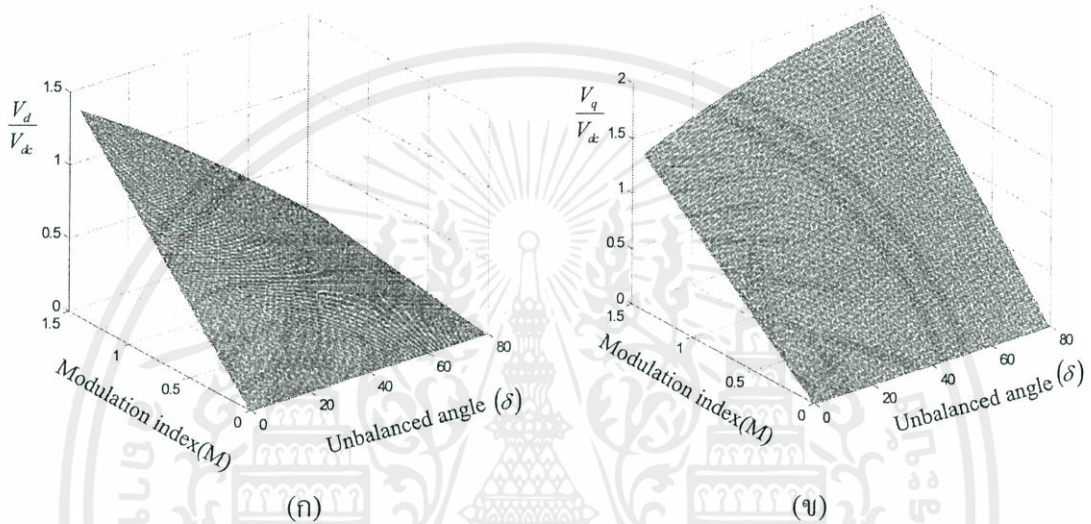
(ข) สัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์ S1 และ S3 และสัญญาณเอาต์พุต PWM เทียบเท่า

รูปที่ 4.15 และ 4.16 เป็นการคำนวณสัญญาณแรงดัน v_{max} , v_{min} , v_z และแรงดันเฟสอ้างอิงในแต่ละเฟสตามลำดับสำหรับกรณี U-SPWM โดยกำหนดให้ขนาดของแรงดัน v_u^* มีขนาดที่สูงขึ้น เป็นผลทำให้แรงดัน v_z เปลี่ยนไป ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 4.7 (ข) รูปที่ 4.17 เป็นสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรถอนาล็อกที่ได้จากการวัดจริงเพื่อยืนยันขั้นตอนการทดสอบ และรูปที่ 4.18 (ก) เป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟสที่ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม หรือสัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่สวิตช์ 5kHz รูปที่ 4.18 (ข) เป็นผลที่ได้จากการเปรียบเทียบของสัญญาณ เพื่อใช้ในการขับอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่อไป

4.6 สรุปหลักการ U-SVPWM

หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอนี้ดัดแปลงมาจากการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบดั้งเดิม(B-SVPWM) ที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่มีขนาดแรงดันเท่ากัน โดยได้ทำการ

วิเคราะห์ฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันเฟสอ้างอิงเทียบเท่าสเปซเวกเตอร์ในแต่ละกิ่งของชุดอินเวอร์เตอร์ ในหลักการใหม่ที่นำเสนอนี้ตั้งชื่อใหม่ว่าสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมมาตร (U-SVPWM) ด้วยหลักการกำหนดขนาดของเวกเตอร์แรงดันในระนาบเชิงซ้อนใหม่ด้วยแฟกเตอร์แรงดัน $|A|, |B|$ และ $|C|$ ที่มีแนวคิดมาจากหลักการ SPWM ตามรูปที่ 4.3 เป็นผลทำให้ช่วงเวลาในแต่ละเซกเตอร์เปลี่ยนไป โดยเงื่อนไขการปรับแรงดันเอาต์พุตของแรงดันทั้งสองเฟสนี้ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต (M) และมุม δ ตามรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ผลของแรงดันเอาต์พุตเมื่อปรับ $0 < M < \sqrt{2}$ และ $0 < \delta < 80^\circ$

(ก) แรงดันเอาต์พุต V_d (U-SVPWM)

(ข) แรงดันเอาต์พุต V_q (U-SVPWM)

ซึ่งเป็นกราฟ 3 มิติ แสดงผลของแรงดันเอาต์พุต V_d/V_{dc} และ V_q/V_{dc} เมื่อปรับดัชนีการมอดูเลตในช่วง $0 - \sqrt{2}$ และมุม δ ในช่วง $0 - 80$ องศา จากกราฟแสดงให้เห็นว่าถ้ากำหนดให้มุม δ มีค่าเท่ากับศูนย์เมื่อทำการปรับดัชนีการมอดูเลตให้สูงขึ้นจาก $0 - \sqrt{2}$ ก็จะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงขึ้น โดยที่ขนาดของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสมีขนาดเท่ากัน

และเมื่อกำหนดให้มุม δ เพิ่มสูงขึ้น ให้สังเกตว่าเมื่อทำการปรับดัชนีการมอดูเลตที่ค่าใดๆ เป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสมีขนาดที่แตกต่างกัน โดยผลต่างของแรงดันเอาต์พุตจะแปรตามขนาดของมุม δ ซึ่งผลที่ได้นี้สอดคล้องกับรูปที่ 4.8 และ 4.9 ผลที่จากการคำนวณทั้งหมดนี้ได้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงในบทต่อไปเพื่อใช้ยืนยันความถูกต้องของหลักการที่นำเสนอ

บทที่ 5

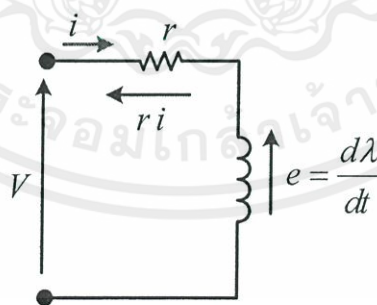
การจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่ สมมาตรและการควบคุมความเร็วรอบ

5.1 บทนำ

สำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบชนิด Capacitor start และ run ที่มีการตัดแปลงโดยการถอดตัวเก็บประจุออก ให้กลายเป็นมอเตอร์สองเฟสแบบที่ไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์นั้น จะต้องสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสองเฟสที่มีขนาดแตกต่างกัน ตามสัดส่วนของจำนวนรอบและมีมุมต่างเฟสกัน 90 องศาด้วยวิธีการของ U-SVPWM ตามที่ได้นำเสนอมาแล้วในบทก่อนหน้า ในบทนี้จะนำหลักการ U-SVPWM อินเวอร์เตอร์มาใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการสร้างแบบจำลองมอเตอร์แบบไดนามิกส์ด้วยโปรแกรม Matlab โดยการทดสอบเน้นถึงการควบคุมความเร็วรอบแบบลูปเปิดและลูปปิดด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่ รวมไปถึงปรากฏการณ์ของแรงบิดแม่เหล็ก ความเร็วรอบของมอเตอร์และฟลักซ์แม่เหล็ก โดยแบ่งเงื่อนไขการจำลองออกเป็น 2 เงื่อนไขคือการจ่ายแรงดันที่พิกัดเท่ากันทั้งสองเฟสซึ่งเป็นวิธีดั้งเดิมและการจ่ายแรงดันที่ไม่เท่ากัน โดยขึ้นอยู่กับอัตราส่วนจำนวนรอบของขอลวดทั้งสอง ทั้งนี้ได้นำผลการจำลองบางส่วนไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบจริงในบทต่อไป

5.2 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์สองเฟสแบบสมมาตร

5.2.1 สมการแรงดันและกระแส



รูปที่ 5.1 วงจรพื้นฐาน R-L

การจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสมีลักษณะเหมือนกันกับการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยเริ่มต้นจากการหาค่าความสัมพันธ์ของสมการแรงดันและกระแสของมอเตอร์ [41] จากสมการแรงดันของ Kirchhoff's voltage law (KVL) ดังรูปที่ 5.1 เป็นวงจร

พื้นฐาน R-L ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับการพันขดลวดในมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยเมื่อใช้กฎของฟาราเดย์ (Faraday's law) ในการกำหนดแรงดันเหนี่ยวนำ (e) ในตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งมีค่าเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ (λ) ต่อเวลา โดยเขียนสมการแรงดันด้านขดสเตเตอร์และสมการแรงดันด้านขดโรเตอร์ด้วยกฎของ KVL ได้ ดังสมการที่ 5.1 และ 5.2

สมการแรงดันด้านขดสเตเตอร์และขดโรเตอร์

$$v_s^s = r_s^s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \quad (5.1)$$

$$v_r^r = r_r^r i_r^r + \frac{d\lambda_r^r}{dt} \quad (5.2)$$

เมื่อกำหนดให้ r_s^s และ r_r^r เป็นค่าความต้านทานของ ตัวต้านทานที่ด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ ต่อเฟส จากความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานทางด้านโรเตอร์ (r_r^r) เมื่อถูกย้ายพารามิเตอร์จากด้านโรเตอร์มายังด้านสเตเตอร์โดยกำหนดให้จำนวนรอบขดลวดสเตเตอร์ (N_s) และจำนวนรอบขดลวดโรเตอร์ (N_r) มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบเป็น $a = N_s / N_r$ เขียนสมการของค่าความต้านทาน ที่ย้ายข้างมาใหม่ได้เป็น

$$r_s^s = a^2 r_r^r \quad (5.3)$$

กระแส แรงดัน และ โรเตอร์ฟลักซ์ด้านโรเตอร์ ย้ายมาทางด้านสเตเตอร์คือ

$$i_r^r = \frac{i_r^r}{a} e^{j\theta_r} \quad (5.4)$$

$$v_r^r = a(v_r^r) e^{j\theta_r} \quad (5.5)$$

$$\lambda_r^r = a\lambda_r^r e^{j\theta_r} \quad (5.6)$$

จากสมการที่ 5.3 และ 5.4 ย้ายข้างสมการ จะได้สมการแรงดันที่โรเตอร์ซึ่งเป็นเทอมแรกของสมการที่ 5.2 ดังแสดง ตามสมการที่ 5.7

$$r_r^r i_r^r = \frac{1}{a} r_s^s i_s^s e^{-j\theta_r} \quad (5.7)$$

และจากสมการ โรเตอร์ฟลักซ์ในสมการที่ 5.6 หาค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของ $\frac{d\lambda_r}{dt}$ ดังต่อไปนี้

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\lambda_r^s e^{-j\theta_r}}{a} \right) \quad (5.8)$$

$$= \frac{1}{a} \left(e^{-j\theta_r} \frac{d(-j\theta_r)}{dt} \lambda_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} e^{-j\theta_r} \right) \quad (5.9)$$

เมื่อ $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ (ความเร็วโรเตอร์)

ดังนั้น

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = \frac{e^{-j\theta_r}}{a} \left(\frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_r \lambda_r^s \right) \quad (5.10)$$

แทนค่าสมการที่ 5.7 และ 5.10 ลงในสมการที่ 5.2 ได้สมการของแรงดันขดลวดด้านโรเตอร์ทางด้านสเตเตอร์เป็น

$$v_r^s = r_r^s i_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_r \lambda_r^s \quad (5.11)$$

เขียนรูปสมการแรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์ทางด้านขดลวดสเตเตอร์ โดยแทน Differentiation operator ด้วย ตัวแปร $p = d/dt$ ได้ดังต่อไปนี้

$$v_s^s = r_s^s i_s^s + p\lambda_s^s \quad (5.12)$$

$$v_r^s = r_r^s i_r^s + (p - j\omega_r)\lambda_r^s \quad (5.13)$$

ฟลักซ์เวกเตอร์ (Flux vector) λ_s^s และ λ_r^s สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์กระแส i_s^s และ i_r^s และตัวเหนี่ยวนำได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^s \\ \lambda_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

เมื่อ

L_m คือค่าความเหนี่ยวนำร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L_s คือค่าความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ ที่เกิดจากผลรวมของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของสเตเตอร์ กับค่าความเหนี่ยวนำร่วม ($L_{ls} + L_m$)

L_r คือค่าความเหนี่ยวนำโรเตอร์ ที่เกิดจากผลรวมของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของโรเตอร์กับค่าความเหนี่ยวนำร่วม ($L_{lr} + L_m$)

แทนค่าสมการ 5.4 ลงในสมการที่ 5.12 และ 5.13 เขียนให้อยู่ในรูปของสมการเมตริก

$$\begin{bmatrix} v_s^s \\ v_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s^s + pL_s & pL_m \\ (p - j\omega_r)L_m & r_r^s + (p - j\omega_r)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

จากสมการที่ได้นี้ยังไม่เหมาะสมกับการวิเคราะห์และจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบพลาวัต ดังนั้นจึงต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปแบบขององค์ประกอบ $d-q$ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} v_s^s &= (r_s^s + pL_s)(i_{ds}^s + ji_{qs}^s) + pL_m(i_{dr}^s + ji_{qr}^s) \\ &= (r_s^s + pL_s)i_{ds}^s + pL_m i_{dr}^s + j[(r_s^s + pL_s)i_{qs}^s + pL_m i_{qr}^s] \end{aligned} \quad (5.16)$$

สมการแรงดันของสเตเตอร์ในเทอม $d-q$

$$v_{ds}^s = (r_s^s + pL_s)i_{ds}^s + pL_m i_{dr}^s \quad (5.17)$$

$$v_{qs}^s = (r_s^s + pL_s)ji_{qs}^s + pL_m i_{qr}^s \quad (5.18)$$

จากสมการแรงดันของโรเตอร์ ตามสมการที่ 5.15 พิจารณาให้อยู่ในเทอม $d-q$ ตามสมการที่ 5.19 ได้สมการแรงดันของโรเตอร์ในเทอม $d-q$ ตามสมการที่ 5.20 และ 5.21

$$v_r^s = (p - j\omega_r)L_m(i_{ds}^s + ji_{qs}^s) + (r_r^s + (p - j\omega_r)L_r)(i_{dr}^s + ji_{qr}^s) \quad (5.19)$$

$$v_{dr}^s = pL_m i_{ds}^s + \omega_r L_m i_{qs}^s + (r_r^s + pL_r)i_{dr}^s + \omega_r L_r i_{qr}^s \quad (5.20)$$

$$v_{qr}^s = -\omega_r L_m i_{ds}^s + pL_m i_{qs}^s - \omega_r L_r i_{dr}^s + (r_r^s + pL_r)ji_{qr}^s \quad (5.21)$$

เมื่อกำหนดให้ Stator flux linkage ในเทอมกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งคือ

$$\lambda_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \quad (5.22)$$

$$\lambda_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \quad (5.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถลดรูปสมการแรงดันสเตเตอร์ ในสมการที่ 5.17 และ 5.18 ได้ดังต่อไปนี้

$$v_{ds}^s = r_s i_{ds}^s + p\lambda_{ds}^s \quad (5.24)$$

$$v_{qs}^s = r_s i_{qs}^s + p\lambda_{qs}^s \quad (5.25)$$

และเมื่อกำหนดให้ Rotor flux linkage ในเทอมกรอบอ้างอิงหยุดหนึ่งคือ

$$\lambda_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s \quad (5.26)$$

$$\lambda_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (5.27)$$

ลดรูปสมการแรงดันโรเตอร์ ในสมการที่ 5.20 และ 5.21 ได้ตามสมการที่ 5.28 และ 5.29

$$v_{dr}^s = r_r i_{dr}^s + p\lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (5.28)$$

$$v_{qr}^s = r_r i_{qr}^s + p\lambda_{qr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (5.29)$$

นำสมการแรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ได้จากสมการที่ 5.17, 5.18, 5.20 และ 5.21 มาเขียนให้อยู่ในรูปสมการเมตริก

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{dr}^s \\ v_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & r_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_0 L_m & r_r + pL_r & \omega_0 L_r \\ -\omega_0 L_m & pL_m & -\omega_0 L_r & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

5.2.2 สมการแรงบิด

จากผลรวมของกำลังไฟฟ้าอินพุตชั่วขณะ (Instantaneous input power) จากทั้งสี่ขดลวด ประกอบไปด้วยขดลวดสเตเตอร์ และขดลวดโรเตอร์ เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$P_m = v_{qs}^s i_{qs}^s + v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qr}^s i_{qr}^s + v_{dr}^s i_{dr}^s \quad (\text{Watt}) \quad (5.31)$$

แทนค่าสมการแรงดัน(5.24, 5.25, 5.28, 5.29) ลงในสมการที่ (5.31) โดยผลของการแทนค่าแบ่งออกเป็นสามเทอมด้วยกันคือ $i^2 r$ (คือผลของ Copper loss), $ip\lambda$ (คือผลของ อัตราการเปลี่ยนแปลงพลังงานสนามแม่เหล็กระหว่างขดลวด) และ $\omega\lambda i$ (คือผลของ อัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงาน

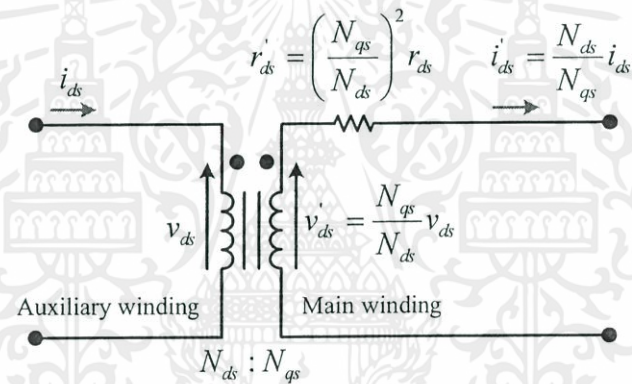
ที่ถูกเปลี่ยนเป็นงานทางกล) โดยที่แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าถูกสร้างจากผลรวมของ $\omega \lambda i$ ซึ่งถูกหารด้วยเทอมของความเร็ทางกล

$$T_{em} \frac{d\theta_{rm}}{dt} = (\lambda_{qr}^s i_{dr}^s - \lambda_{dr}^s i_{qr}^s) \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{Nm}) \quad (5.32)$$

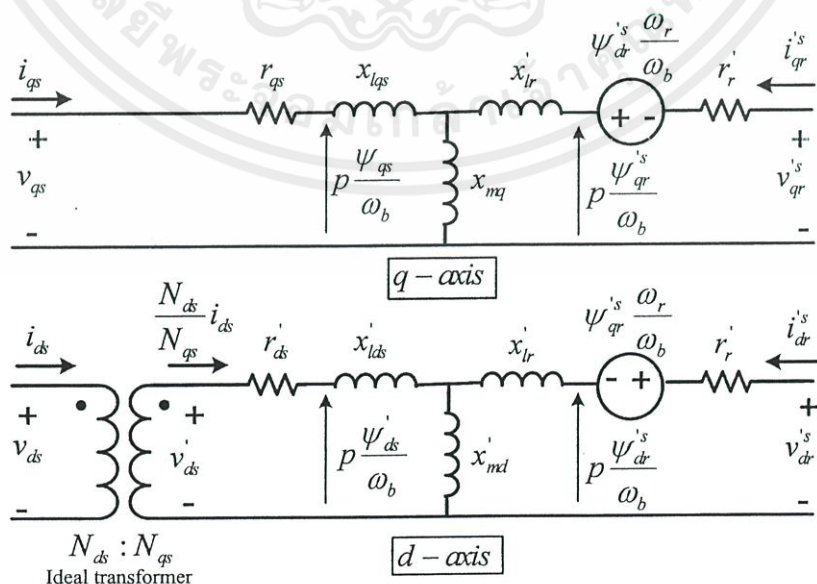
เมื่อความเร็ทางกล $\left(\frac{d\theta_{rm}}{dt}\right)$ ถูกแทนด้วย $\frac{2}{p} \frac{d\theta_r}{dt}$

$$T_{em} = \frac{p}{2} (\lambda_{qr}^s i_{dr}^s - \lambda_{dr}^s i_{qr}^s) \quad (\text{Nm}) \quad (5.33)$$

5.3 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร



รูปที่ 5.2 การย้ายพารามิเตอร์ด้านขดลวดช่วยไปยังขดลวดหลัก



รูปที่ 5.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรในระนาบแกน $d-q$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย เป็นมอเตอร์หนึ่งเฟส ชนิด Capacitor run ซึ่งนำมาดัดแปลงเป็นมอเตอร์สองเฟส โดยไม่ได้มีการดัดแปลงขนาดและจำนวนรอบของขดลวดช่วยขดลวดหลัก ดังนั้นขดลวดทั้งสองของมอเตอร์สองเฟสนี้จึงมีคุณสมบัติของพารามิเตอร์ที่แตกต่างกัน และเพื่อง่ายต่อการจำลองในสภาวะไดนามิกส์ ในรูปแบบของการอ้างอิงขดลวดหนึ่งขดของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรนี้ เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจึงต้องย้ายพารามิเตอร์ทั้งหมด ของขดลวดทางด้านขดลวดช่วยไปยังด้านขดลวดหลัก โดยมีหลักการย้ายพารามิเตอร์ดังแสดงไว้ในรูปวงจรที่ 5.2 และสำหรับรูปที่ 5.3 เป็นวงจรสมมูลของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งทั้งหมดนี้ได้ถูกย้ายพารามิเตอร์ต่างๆ ไปอ้างอิงกับขดลวดหลัก โดยจากรูปที่ 5.3 และสมการที่ 5.14 เขียนสมการของ Flux linkages ใหม่ได้ดังต่อไปนี้ [39]-[42]

$$\lambda_{qs}^s = L_{lqs}^s i_{qs}^s + L_{mq} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (5.34)$$

$$\lambda_{ds}^s = L_{lds}^s i_{ds}^s + L_{mq} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (5.35)$$

$$\lambda_{qr}^s = L_{lqr}^s i_{qr}^s + L_{mq} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (5.36)$$

$$\lambda_{dr}^s = L_{ldr}^s i_{dr}^s + L_{mq} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (5.37)$$

จากสมการที่ 5.24 และ 5.25 เขียนสมการแรงดันด้านสเตเตอร์ใหม่ได้เป็น

$$v_{ds}^s = r_{ds}^s i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s \quad (5.38)$$

$$v_{qs}^s = r_{qs}^s i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s \quad (5.39)$$

และจากสมการที่ 5.28 และ 5.29 เขียนสมการแรงดันด้านโรเตอร์ใหม่ได้เป็น

$$v_{dr}^s = r_r i_{dr}^s + p \lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (5.40)$$

$$v_{qr}^s = r_r i_{qr}^s + p \lambda_{qr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (5.41)$$

เมื่อกำหนดให้

$$v_{ds}^s = \frac{N_{qs}}{N_{ds}} v_{ds}^s$$

$$i_{ds}^s = \frac{N_{ds}}{N_{qs}} i_{ds}^s$$

$$L_{mq} = N_{qs}^2 P_g$$

$$L_{md} = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 N_{ds}^2 P_g = L_{mq}$$

$$L_{lds}^s = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 L_{lds}$$

$$r_{ds}^s = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 r_{ds}$$

$$\begin{aligned} L'_{lr} &= \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 L_{lr} & r'_r &= \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 r_r \\ v'_{qr} &= \frac{N_{qs}}{N_r} v_{qr} & v'_{dr} &= \frac{N_{qs}}{N_r} v_{dr} \\ i'_{qr} &= \frac{N_r}{N_{qs}} i_{qr} & i'_{dr} &= \frac{N_r}{N_{qs}} i_{dr} \\ \lambda'_{qr} &= \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 \lambda_{qr} & \lambda'_{dr} &= \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 \lambda_{dr} \end{aligned}$$

5.3.1 การวิเคราะห์วงจรสมมูลในแกน q-axis

แทนค่า $\psi = \omega_b \lambda$ (หน่วยแรงดัน) เมื่อกำหนดให้ ω_b คือ ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าที่สอดคล้องกับความถี่พิกัด และ $x = \omega_b L$ จากกฎพื้นฐานของ KVL พิจารณาแรงดันทางด้านขดลวดสเตเตอร์ในแกน q ตามรูปที่ 5.3

$$\psi_{qs} = i_{qs} x_{lqs} + \psi_{mq} \quad (5.42)$$

ดังนั้น หาค่ากระแส i_{qs} ได้ตามสมการที่

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{x_{lqs}} \quad (5.43)$$

เมื่อ $\frac{d\lambda}{dt} = \frac{\psi}{\omega_b}$ ดังนั้นแรงดัน v_{qs} มีค่าเท่ากับ

$$v_{qs} = r_{qs} i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt \omega_b} \quad (5.44)$$

จากสมการที่ 5.44 ย้ายข้างสมการหาปริมาณของ ψ_{qs} และแทนค่าสมการ i_{qs} จากสมการที่ 5.43

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{qs}}{dt \omega_b} &= v_{qs} - r_{qs} \left(\frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{x_{lqs}} \right) \\ \psi_{qs} &= \omega_b \int \left(v_{qs} + \frac{r_{qs}}{x_{lqs}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right) dt \quad (V) \quad (5.45) \end{aligned}$$

และเมื่อพิจารณาแรงดันทางด้านขดลวดโรเตอร์ในแกน q ตามรูปที่ 5.3

$$v_{qr}^s = r_r' i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \frac{\psi_{qr}^s}{\omega_b} - \omega_r \frac{\psi_{dr}^s}{\omega_b} \quad (5.46)$$

ย้ายข้างสมการเพื่อหาค่าแรงดัน ψ_{qr}^s

$$\frac{d}{dt} \frac{\psi_{qr}^s}{\omega_b} = v_{qr}^s - r_r' i_{qr}^s + \omega_r \frac{\psi_{dr}^s}{\omega_b} \quad (5.47)$$

เมื่อกำหนดให้ $i_{qr}^s = \frac{\psi_{qr}^s - \psi_{mq}}{x_{lr}'}$

แทนค่ากระแส i_{qr}^s ในสมการที่ 5.47 ได้สมการแรงดัน ψ_{qr}^s ตามสมการที่ 5.48

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \frac{\psi_{qr}^s}{\omega_b} &= v_{qr}^s - r_r' \frac{\psi_{qr}^s - \psi_{mq}}{x_{lr}'} + \omega_r \frac{\psi_{dr}^s}{\omega_b} \\ \psi_{qr}^s &= \omega_b \int \left(v_{qr}^s + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{dr}^s + \frac{r_r'}{x_{lr}'} (\psi_{mq} - \psi_{qr}^s) \right) dt \quad (V) \end{aligned} \quad (5.48)$$

จากรูปที่ 5.3 ทางแกน q และ ψ_{qm} มีค่าเท่ากับ

$$\psi_{mq} = x_{mq} (i_{qs} + i_{qr}^s) \quad (5.49)$$

และ $i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{x_{lqs}}$; $i_{qr}^s = \frac{\psi_{qr}^s - \psi_{mq}}{x_{lr}'}$

แทนค่ากระแส i_{qs} และ i_{qr}^s ลงในสมการที่ 5.49

$$\begin{aligned} \psi_{mq} &= x_{mq} \left(\frac{\psi_{qs} - \psi_{mq}}{x_{lqs}} + \frac{\psi_{qr}^s - \psi_{mq}}{x_{lr}'} \right) \\ \psi_{mq} \left(1 + \frac{x_{mq}}{x_{lqs}} + \frac{x_{mq}}{x_{lr}'} \right) &= x_{mq} \left(\frac{\psi_{qs}}{x_{lqs}} + \frac{\psi_{qr}^s}{x_{lr}'} \right) \end{aligned} \quad (5.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ $\frac{1}{x_{mq}}$ คูณในสมการทั้งสองข้างจะได้

$$\begin{aligned}\psi_{mq} \left(\frac{1}{x_{mq}} + \frac{1}{x_{lqs}} + \frac{1}{x_{lr}} \right) &= \frac{\psi_{qs}}{x_{lqs}} + \frac{\psi_{qr}^s}{x_{lr}} \\ \psi_{mq} &= X_{Mq} \left(\frac{\psi_{qs}}{x_{lqs}} + \frac{\psi_{qr}^s}{x_{lr}} \right)\end{aligned}\quad (5.51)$$

เมื่อ

$$X_{Mq} = \frac{1}{\frac{1}{x_{mq}} + \frac{1}{x_{lqs}} + \frac{1}{x_{lr}}}$$

5.3.2 การวิเคราะห์วงจรสมมูลในแกน d-axis

จากรูปวงจรสมมูลที่ได้อธิบายไว้ในรูปที่ 5.3 กำหนดให้แกน d แทนปริมาณพารามิเตอร์ต่างๆของขดลวดช่วยที่ซึ่งถูกย้ายพารามิเตอร์ไปอ้างอิงกับขดลวดหลัก โดยที่กระแส และแรงดันที่อ้างอิงใหม่นี้ กำหนดได้จากสมการที่ 5.52 และ 5.53 ตามลำดับ

$$i_{ds}' = \frac{\psi_{ds}' - \psi_{md}'}{x_{lds}} \quad (5.52)$$

$$v_{ds}' = r_{ds}' i_{ds}' + \frac{d}{dt} \frac{\psi_{ds}'}{\omega_b} \quad (5.53)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ 5.52 และ 5.53 หาแรงดันทางด้านโรเตอร์ตามแนวแกน d ได้ดังสมการที่ 5.56

$$\frac{d}{dt} \frac{\psi_{ds}'}{\omega_b} = v_{ds}' - r_{ds}' \left(\frac{\psi_{ds}' - \psi_{md}'}{x_{lds}} \right) \quad (5.54)$$

$$\psi_{ds}' = \omega_b \int \left(v_{ds}' + \frac{r_{ds}'}{x_{lds}} (\psi_{md}' - \psi_{ds}') \right) dt \quad (5.55)$$

$$v_{dr}^s = r_r' i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \frac{\psi_{dr}^s}{\omega_b} + \omega_r \frac{\psi_{qr}^s}{\omega_b} \quad (5.56)$$

ย้ายข้างสมการ 5.56 เพื่อหาปริมาณของ ψ_{dr}^s

$$\frac{d}{dt} \frac{\psi_{dr}^s}{\omega_b} = v_{dr}^s - r_r' i_{dr}^s - \omega_r \frac{\psi_{qr}^s}{\omega_b} \quad (5.57)$$

เมื่อกำหนดให้

$$i'_{dr} = \frac{\psi'_{dr} - \psi'_{md}}{x'_{lr}}$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\psi'_{dr}}{\omega_b} = v'_{dr} - r'_r \frac{\psi'_{dr} - \psi'_{md}}{x'_{lr}} - \omega_r \frac{\psi'_{qr}}{\omega_b}$$

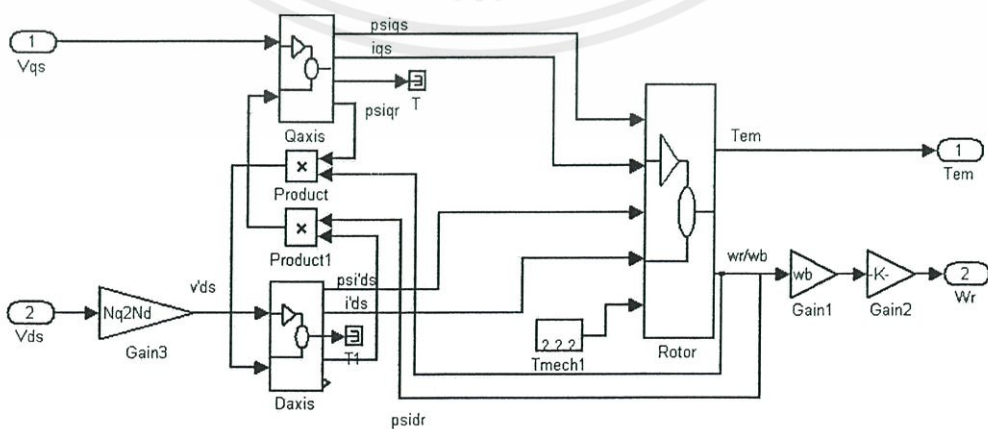
$$\psi'_{dr} = \omega_b \int \left(v'_{dr} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi'_{md} - \psi'_{dr}) \right) dt \quad (5.58)$$

เมื่อ $\psi'_{md} = X_{Md} \left(\frac{\psi'_{ds}}{x'_{lds}} + \frac{\psi'_{dr}}{x'_{lr}} \right)$ (5.59)

และ $X_{Md} = \frac{1}{\frac{1}{x_{mq}} + \frac{1}{x'_{lds}} + \frac{1}{x'_{lr}}}$ (5.60)

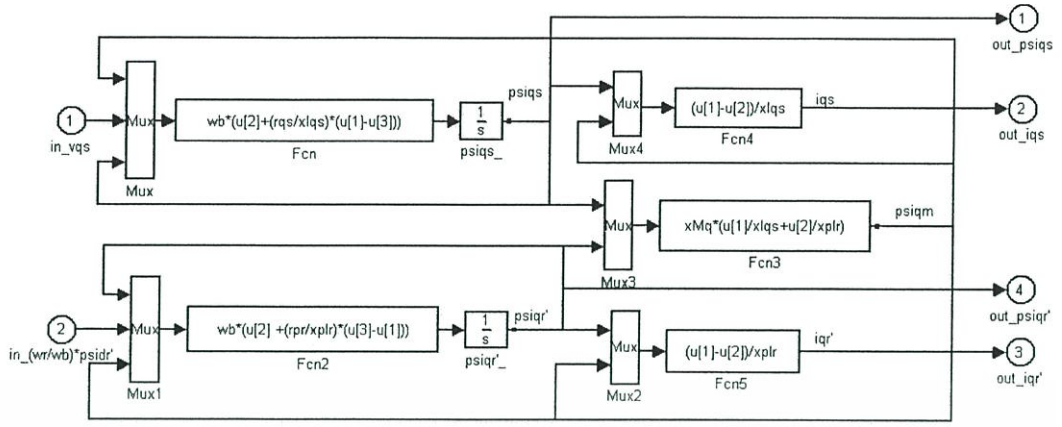
5.4 การจำลองทางพลวัตด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMILINK

การจำลอง โมเดลมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร ด้วยหลักการของกรอบอ้างอิงนิ่งตามรูปที่ 5.3 เป็นวงจรสมมูล โดยแยกออกเป็นสองส่วนกล่าวคือ แกน q ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ในส่วนของขดลวดหลักและ แกน d ซึ่งเป็นส่วนของขดลวดช่วยเมื่อนำการวิเคราะห์หสัมการต่างๆของไดนามิกส์สำหรับมอเตอร์สองเฟส ตามสมการที่ 5.42 – 5.58 โดยนำมาวิเคราะห์หลักการจำลองโมเดลโดยใช้โปรแกรม Matlab/Simulink สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วนหลักๆ คือการคำนวณฟลักซ์ กระแส และแรงดันตามแนวแกน $d-q$ และการคำนวณหาค่าแรงบิดของมอเตอร์ ที่อยู่ในส่วนของโรเตอร์ตามรูปที่ 5.4 – 5.7

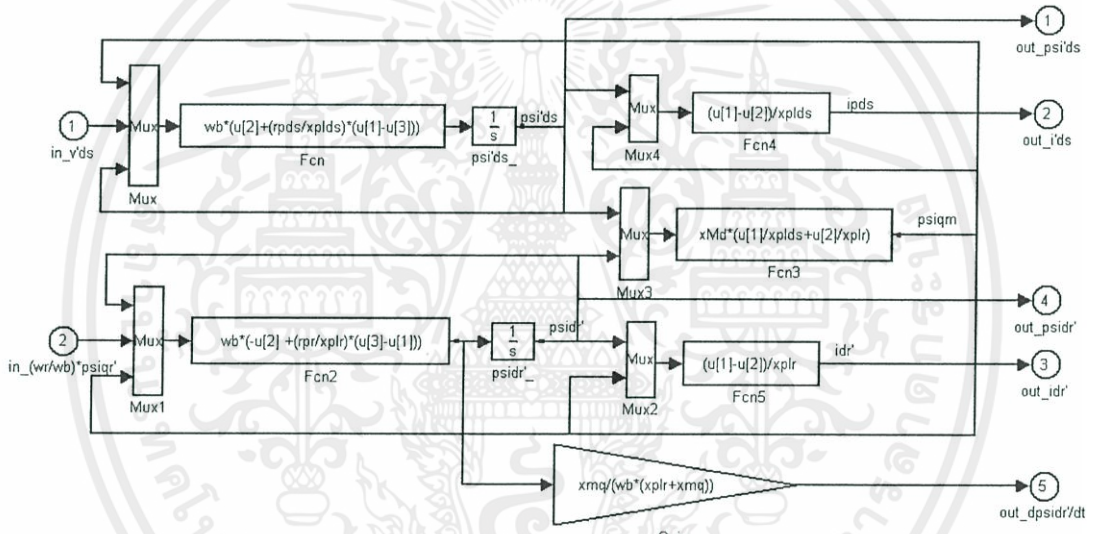


รูปที่ 5.4 แบบการจำลองของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร

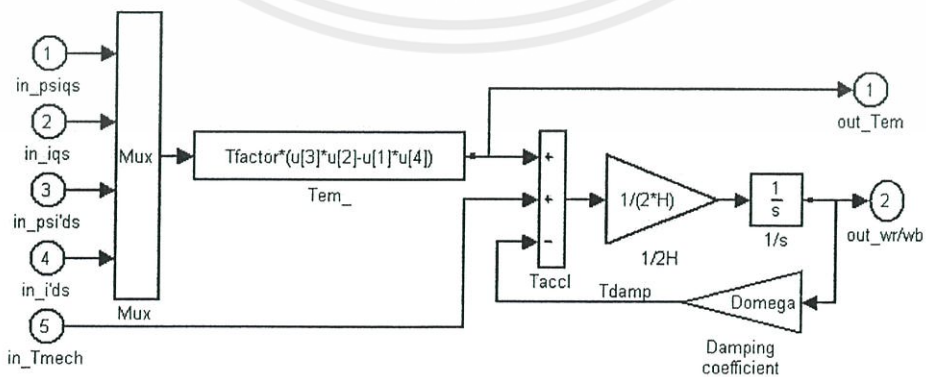
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 บล็อกไคอะแกรม (q-axis)



รูปที่ 5.6 บล็อกไคอะแกรม (d-axis)



รูปที่ 5.7 บล็อกไคอะแกรมของโรเตอร์

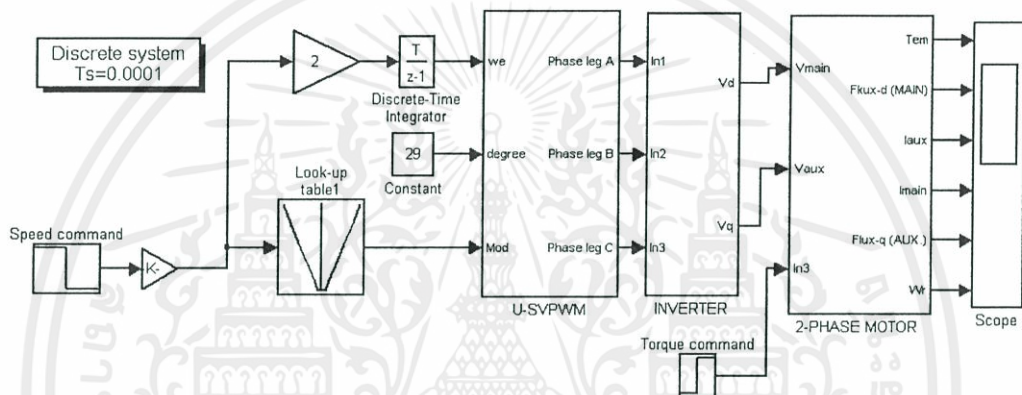
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 ผลการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสร่วมกับ U-SVPWM อินเวอร์เตอร์

จากการวิเคราะห์การสร้างสมการการจำลองมอเตอร์ในสภาวะไดนามิกส์ ในหัวข้อที่ผ่านมา ได้นำมาจำลอง โดยการจ่ายแรงดันสองเฟสที่ได้มาจากหลักการของ U-SVPWM อินเวอร์เตอร์ โดยกำหนดเงื่อนไขการจำลองคือ

- การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์แบบเปิดที่ความเร็วรอบต่างๆ
- การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์แบบปิด

5.5.1 การจำลองที่ความเร็วรอบ 1500rpm (ความถี่ 50Hz)

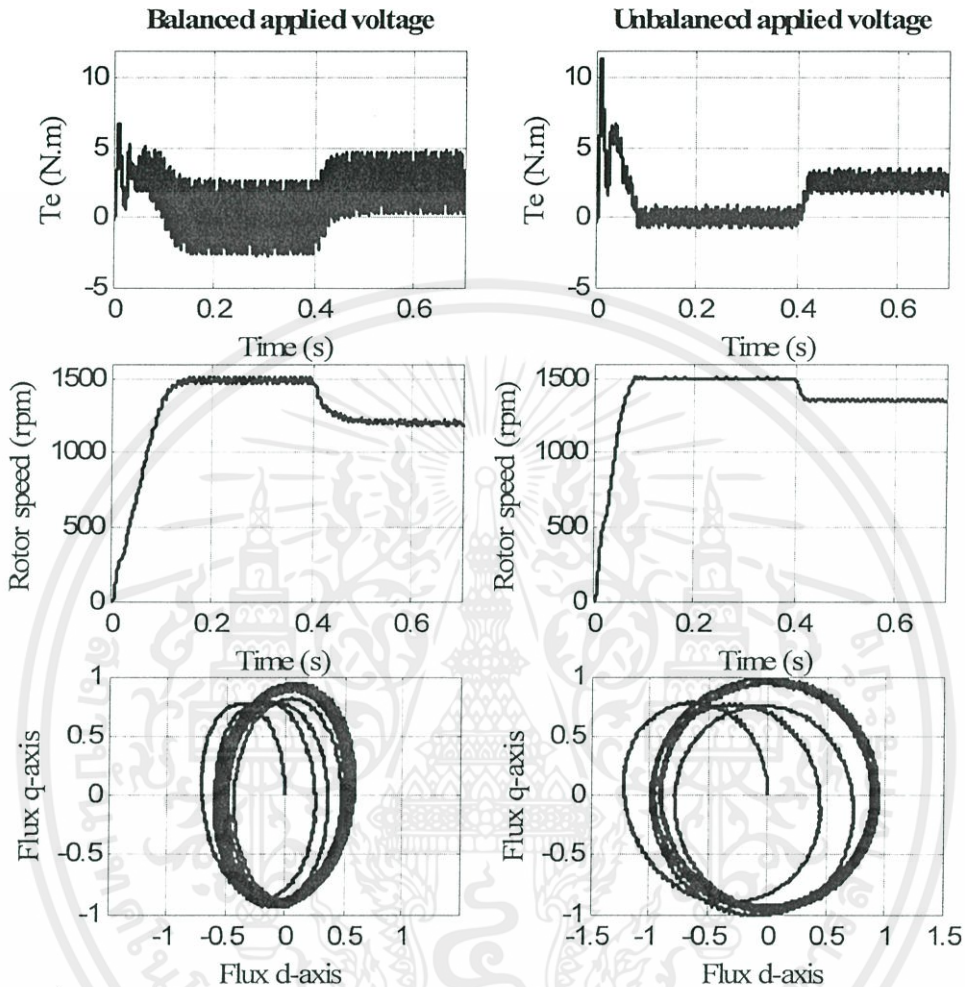


รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมจำลองระบบแบบเปิด

จากรูปที่ 5.8 เป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับทดสอบมอเตอร์ร่วมกับชุด U-SVPWM อินเวอร์เตอร์แบบเปิด โดยใช้หลักการแรงดันต่อความถี่ที่ ในการจำลองนี้ได้มีเงื่อนไขการกำหนดแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดทั้งสอง โดยแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ การจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองเท่ากันที่ $220V_{rms}$ และการจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองตามอัตราส่วนจำนวนรอบกล่าวคือแรงดันที่ขดลวดหลักเท่ากับ $220V_{rms}$ และแรงดันที่ขดลวดช่วยเท่ากับ $385V_{rms}$ โดยการควบคุมมอเตอร์นี้ได้ตั้งค่าความเร็วไว้ที่ 1500rpm จากนั้นทำการเริ่มเดินมอเตอร์ (Direct start) หลังจากนั้นจำลองการใส่โหลด 2.5N.m ที่เวลา 0.4 วินาที ซึ่งผลการจำลองถูกแสดงไว้ในรูปที่ 5.9

ผลการจำลองพบว่าในเงื่อนไขที่ป้อนแรงดันให้กับมอเตอร์ไม่เท่ากัน มีผลของการเปรียบเทียบกระเพื่อมของแรงบิดต่ำกว่าการป้อนแรงดันเท่ากันที่พิกัด การใช้เวลาของความเร็วรอบจาก 0-1500rpm ในเงื่อนไขการป้อนแรงดันให้กับมอเตอร์ไม่เท่ากันใช้น้อยกว่าและเมื่อมีโหลดทันทีทันใดที่ 2.5N.m มีความเร็วรอบลดลงต่ำกว่าเงื่อนไขที่ป้อนแรงดันเท่ากัน เมื่อพิจารณาที่พลาซซ์ของขดลวดทั้งสองพบว่าเงื่อนไขที่ป้อนแรงดันเท่ากันมีเส้นทางเดินพลาซซ์เป็นรูปวงรี ในทางกลับกันเงื่อนไขที่ป้อนแรงดันไม่เท่ากันมีเส้นทางเดินพลาซซ์เป็นรูปกลม นั่นหมายความว่า ความ

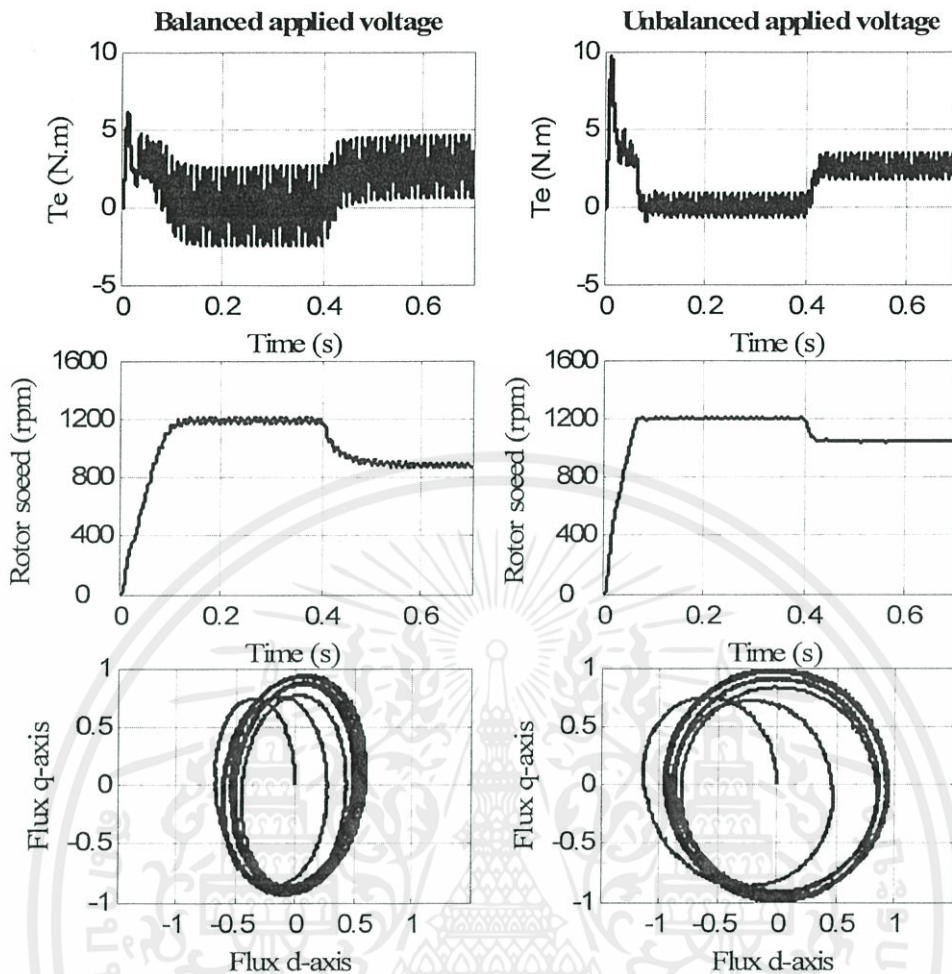
สมมาตรของ MMF ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยมีขนาดเท่าๆกันทำให้สามารถลดผลของแรงบิดกระเพื่อมและสามารถรับภาระโหลดสูงขึ้นได้



รูปที่ 5.9 ผลการจำลองมอเตอร์แบบลูเปิดที่ความถี่ 50Hz

5.5.2 การจำลองที่ความเร็วรอบ 1200rpm (ความถี่ 40Hz)

ในการจำลองนี้ได้มีเงื่อนไขการกำหนดแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดทั้งสอง โดยแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ การจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองเท่ากันที่ $176V_{rms}$ และการจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองตามอัตราส่วนจำนวนรอบกล่าวคือแรงดันที่ขดลวดหลักเท่ากับ $176V_{rms}$ และแรงดันที่ขดลวดช่วยเท่ากับ $308V_{rms}$ โดยการควบคุมมอเตอร์นี้ได้ตั้งค่าความเร็วไว้ที่ 1200rpm จากนั้นทำการเริ่มเดินมอเตอร์ (Direct start) หลังจากนั้นจำลองการใส่โหลด 2.5N.m ที่เวลา 0.4 วินาที ซึ่งผลการจำลองถูกแสดงไว้ในรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 ผลการจำลองมอเตอร์แบบลูเปิดที่ความถี่ 40Hz

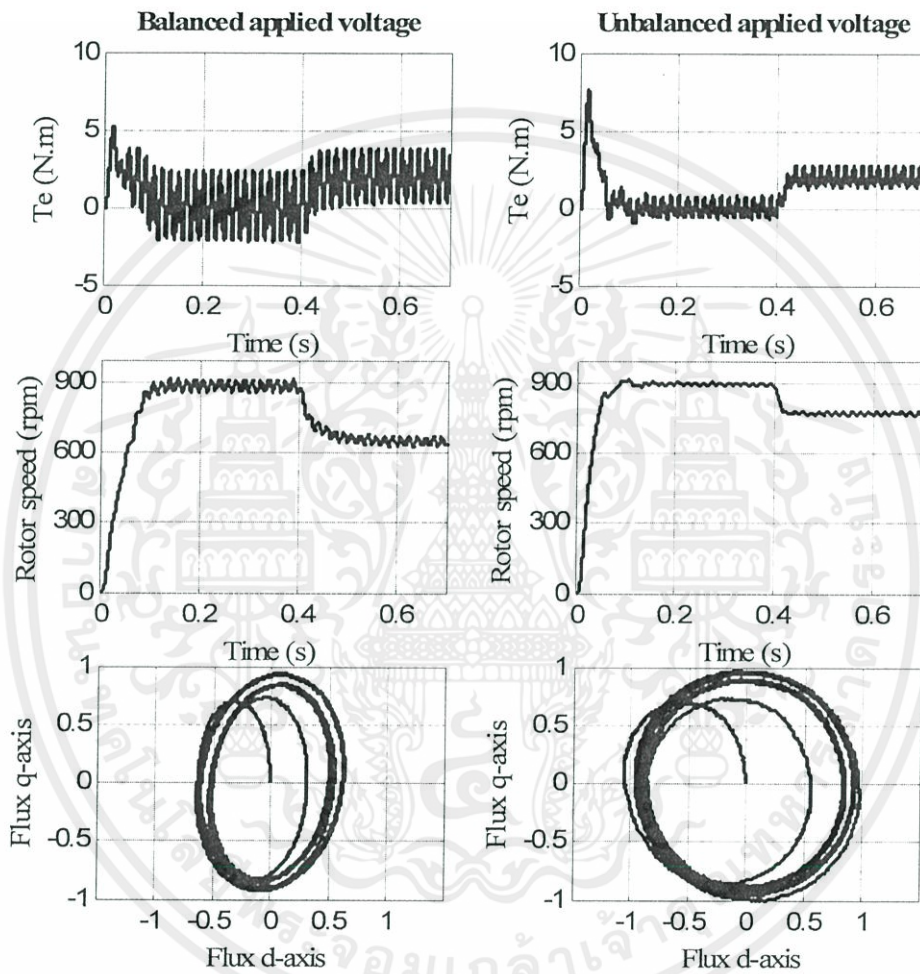
5.5.3 การจำลองที่ความเร็วรอบ 900rpm (ความถี่ 30Hz)

ในการจำลองนี้ได้มีเงื่อนไขการกำหนดแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดทั้งสอง โดยแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไขคือ การจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองเท่ากันที่ $132V_{\text{rms}}$ และการจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองตามอัตราส่วนจำนวนรอบกล่วคือแรงดันที่ขดลวดหลักเท่ากับ $132V_{\text{rms}}$ และแรงดันที่ขดลวดช่วยเท่ากับ $231V_{\text{rms}}$ โดยการควบคุมมอเตอร์นี้ได้ตั้งค่าความเร็วไว้ที่ 900rpm จากนั้นทำการเริ่มเดินมอเตอร์ (Direct start) หลังจากนั้นจำลองการใส่โหลด 2N.m ที่เวลา 0.4 วินาที ซึ่งผลการจำลองถูกแสดงไว้ในรูปที่ 5.11

จากผลการจำลองมอเตอร์ที่ความเร็วรอบ 1500rpm, 1200rpm และ 900rpm เพื่อศึกษาสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสขณะที่ป้อนแรงดันสองเฟสที่เท่ากันแล้วไม่เท่ากัน สิ่งที่เห็นได้ชัดเจนคือแรงบิดของมอเตอร์ในเงื่อนไขที่จ่ายแรงดันไม่เท่ากันพบว่าสเตเตอร์ฟลักซ์มีเส้นทางเดินในระนาบ $d-q$ เป็นวงกลม เป็นผลทำให้แรงบิดถอยหลังที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรมีค่าต่ำมาก ๆ ซึ่งสังเกตได้จากการกระเพื่อมของแรงบิดที่มีขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

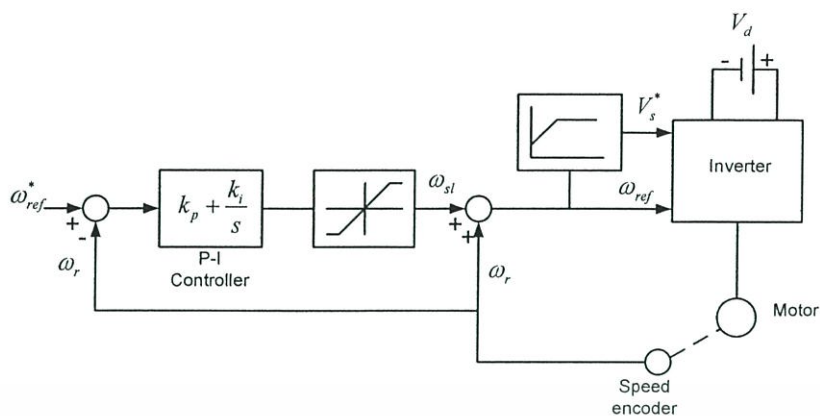
ลดลงและความเร็วรอบของมอเตอร์ในขณะที่ใส่โหลดทันทีทันใดที่พิกัด มีความเร็วรอบลดต่ำลงเล็กน้อยเนื่องจากขนาดของแรงบิดเค้นหน้ามีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งลักษณะผลลัพธ์ในการทดลองที่ความเร็วรอบต่างๆเป็นไปในทิศทางเดียวกัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการชดเชยแรงดันที่ขดลวดช่วยให้มีค่าสูงกว่าขดลวดหลักตามอัตราส่วนจำนวนรอบ มีผลที่ได้เป็นไปตามหลักการและทฤษฎีที่ได้นำเสนอไปแล้ว



รูปที่ 5.11 ผลการจำลองมอเตอร์แบบลูปเปิดที่ความถี่ 30Hz

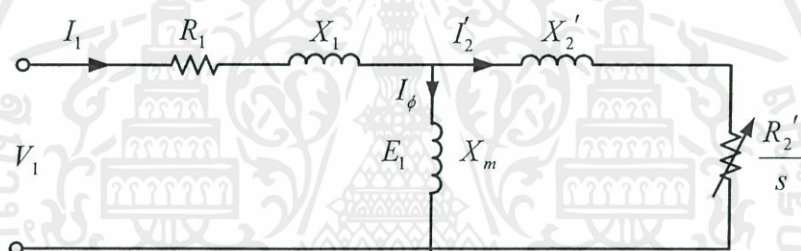
5.6 การออกแบบชุดควบคุมสำหรับการควบคุมแรงดันต่อความถี่ที่

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาออกแบบตัวควบคุมที่มีโครงสร้างการควบคุมแบบลูปปิดบนพื้นฐานการควบคุมมอเตอร์ตามหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่หรือเรียกว่าการควบคุมแบบสเกลลา และสำหรับงานวิจัยนี้ได้กำหนดโครงสร้างระบบควบคุมไว้ดังรูปที่ 5.12 [44]



รูปที่ 5.12 โครงสร้างระบบควบคุม

สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรนั้นเมื่อทำการชดเชยกระแสและแรงดันตามหลักการที่ได้นำเสนอข้างต้นทำให้ได้มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรที่มีวงจรมูลของมอเตอร์ดังรูปที่ 5.12 [43]



รูปที่ 5.13 วงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร

จากวงจรมูลในรูปที่ 5.13 สมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์เขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$T_e = \frac{2 \frac{|V_1|^2 R_2'}{S}}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right) + (X_1 + X_2')^2} \quad (5.61)$$

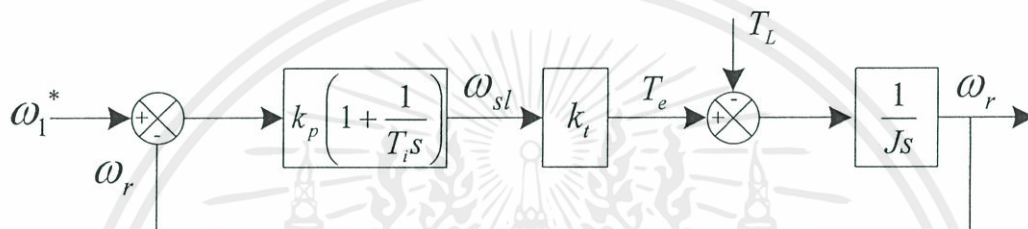
เมื่อพิจารณาสมการที่ (5.61) เห็นได้ว่าความสัมพันธ์ของความเร็รรอบและแรงบิดจะแปรตามสัดส่วนคงที่ของความถี่ป้อนเข้าจากแหล่งจ่ายต่อเส้นแรงแม่เหล็กในช่องอากาศ ถ้ากำหนดเงื่อนไขให้ $\frac{R_2'}{S} \gg R_1$ และ $\frac{R_2'}{S} \gg X_1 + X_2'$ ดังนั้นสมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นเขียนใหม่ได้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_e = \frac{|V_1|^2}{\omega_1^2} \frac{S\omega_1}{R'_2} \quad (5.62)$$

ในสมการที่ (5.62) ถ้าอัตราส่วนของ $|V_1|/f$ คงที่แล้วนั้นแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของสลิปกับความถี่ป้อนเข้า ($T_e \propto S\omega_1$) ดังนั้นจึงเรียกได้ว่าโครงสร้างการควบคุมในรูปที่ 5.12 ที่นำเสนอเป็นการควบคุมความเร็วสลิป (slip speed) นั้นเอง

ดังนั้นจากสมการที่ (5.62) สามารถกำหนดแบบจำลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตรโดยการคุมค่าความเร็วรอบที่อาศัยตัวควบคุม PI ได้ดังรูปที่ 5.14 โดยที่ $\omega_{ref}^* = \omega_1^*$ และ $\omega_{sl} = S\omega_1$



รูปที่ 5.14 ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุม

สำหรับสมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วสลิปตามหลักการข้างต้นแสดงได้ดังนี้ คือ

$$T_e = k_t \omega_{sl} \quad (5.63)$$

หรือ

$$T_e = k_t S \omega_1 \quad (5.64)$$

เมื่อกำหนดให้ $k_t = \frac{T_{rated}}{\omega_{sl}}$ โดยที่สมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่สัมพันธ์กับความเร็วทางกลและแรงบิดโหลดของมอเตอร์เขียนเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (5.65)$$

จากสมการที่ (5.63) และ (5.64) ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมในกรณีค่า B และ T_L เท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$T_e(s) = k_t \omega_{sl}(s) \quad (5.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_r(s) = \frac{T_e(s)}{Js} \quad (5.67)$$

หรือ

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_{sl}(s)} = \frac{k_t}{Js} \quad (5.68)$$

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (5.68) เมื่อรวมกับตัวควบคุม PI แล้วนั้นสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \cdot \left(\frac{k_t}{Js} \right) \\ &= \frac{k_p k_t (1 + T_i s)}{(T_i s)(Js)} \end{aligned} \quad (5.69)$$

และใน(5.69) นั้นค่าคงที่ k_p และ T_i ของตัวควบคุมPI สามารถคำนวณได้โดยกำหนดให้ขนาดและเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนจากเงื่อนไขดังต่อไปนี้ [45]

$$|H(s)| = |H(j\omega_c)| = 1 \quad (5.70)$$

$$\phi_M = 180^\circ + \tan^{-1}(\omega_c T_i) - 90^\circ - 90^\circ \quad (5.71)$$

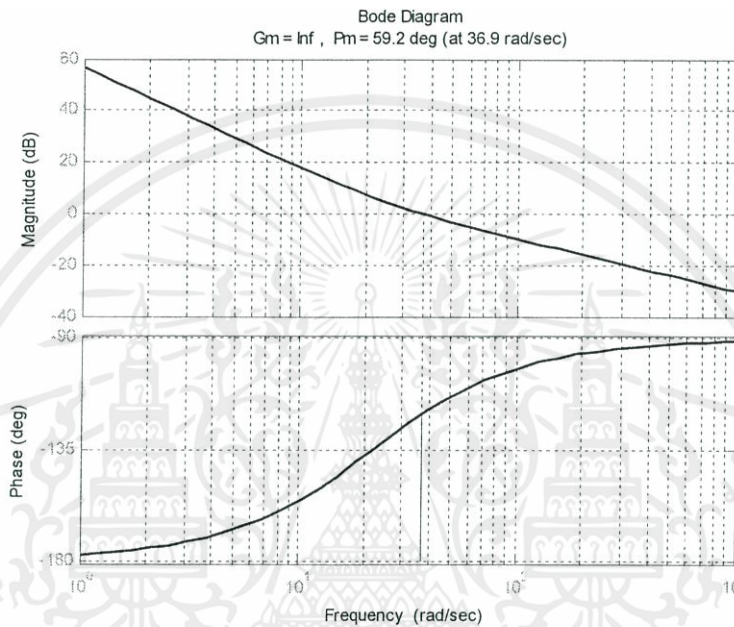
จากสมการที่ (5.71) พบว่า T_i กำหนดได้ตามสมการที่ (5.72) นั่นคือ

$$T_i = \frac{\tan \phi_M}{\omega_c} \quad (5.72)$$

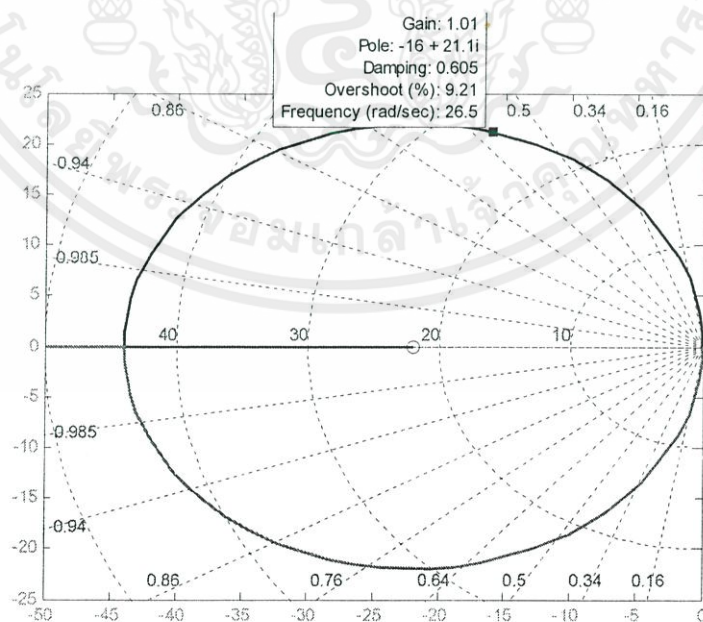
และเงื่อนไขในสมการที่ (5.70) เมื่อแทน $s = j\omega_c$ ดังนั้นค่า k_p คำนวณได้ตามสมการที่ (5.73) คือ

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{T_i J s^2}{k_t + k_t T_i s} \\ &= \frac{T_i J (\omega_c)^2}{k_t \sqrt{1 + (T_i \omega_c)^2}} \end{aligned} \quad (5.73)$$

สำหรับขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวข้างต้นนั้น ในงานวิจัยนี้เมื่อพิจารณาจากการพล็อตของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดดังรูปที่ 5.14 พบว่าความถี่ตัดข้าม $\omega_c = 36.9$ rad/sec ดังนั้นถ้าเลือกส่วนเฟส 60° จะได้ $T_i = 0.047$ วินาที โดยที่ค่าคงที่ $k_t = 0.196$ ดังนั้นค่าคงที่ $k_p = 1.65$ และ $k_i = 35.1$ และควมมีเสถียรภาพของระบบควบคุมที่ได้ ออกแบบตรวจสอบได้จากทางเดินรากของระบบควบคุมวงปิดดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 ซึ่งเห็นได้ว่าระบบมีโพลอยู่ทางซ้าย



รูปที่ 5.15 โบทเดโอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด

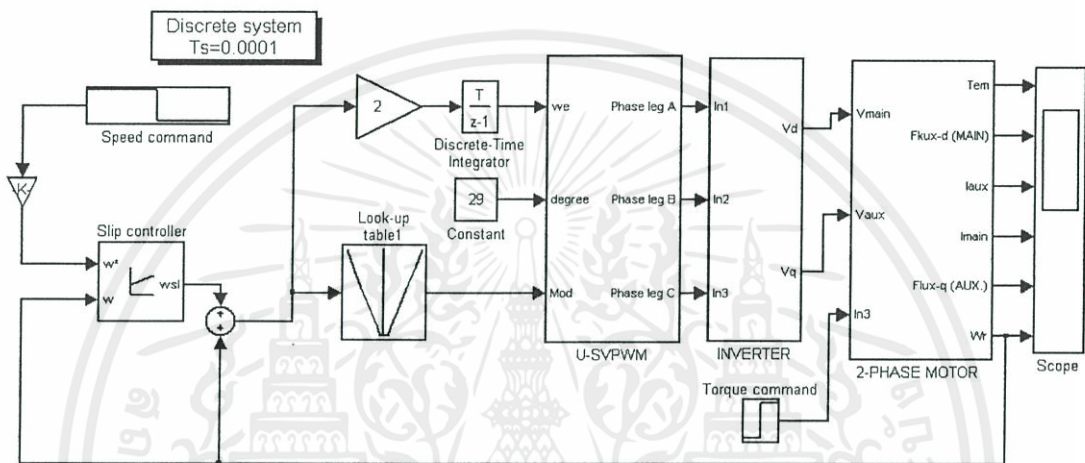


รูปที่ 5.16 ทางเดินรากของระบบควบคุมวงปิด

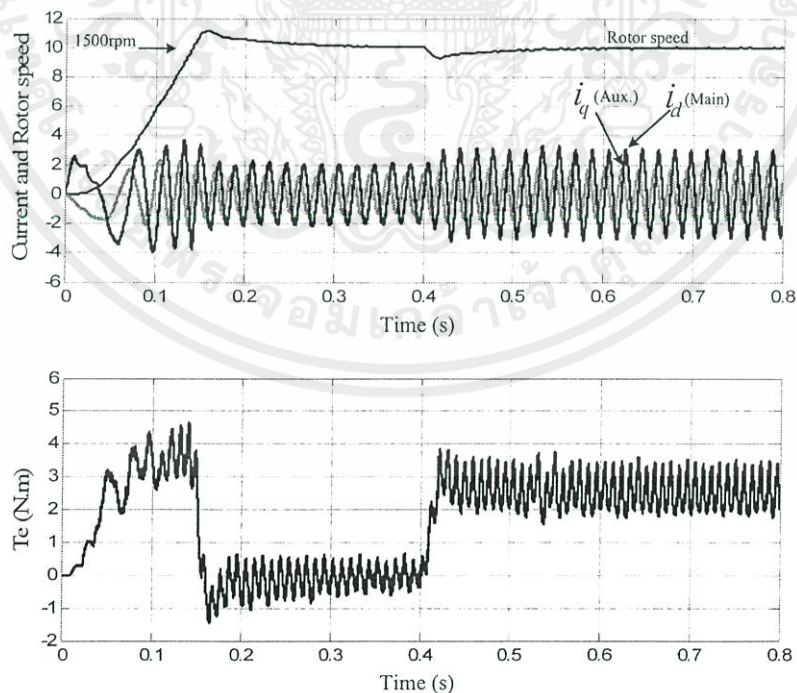
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 การควบคุมแบบลูปปิดด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่

ตัวอย่างการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ไม่สมมาตร ที่ใช้สำหรับทดสอบหลักการและความเป็นไปได้ของ U-SVPWM ที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น ในงานวิจัยนี้เลือกใช้หลักการควบคุมแบบสเกลล่า โดยการควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.17 จากภาคผนวก ก. พิกัดแรงดันของมอเตอร์มีค่าเท่ากับ $220V_{rms}$ และอัตราส่วนจำนวนรอบคือ 1.75 ดังนั้นแรงดันที่พิกัดของขดลวดช่วยมีค่าเท่ากับ $385V_{rms}$ ดังนั้นแรงดันคิซิปส์มีค่าเท่ากับ $626V$ ตามการคำนวณในสมการที่ (4.50) บทที่ 4 หัวข้อที่ 4.5



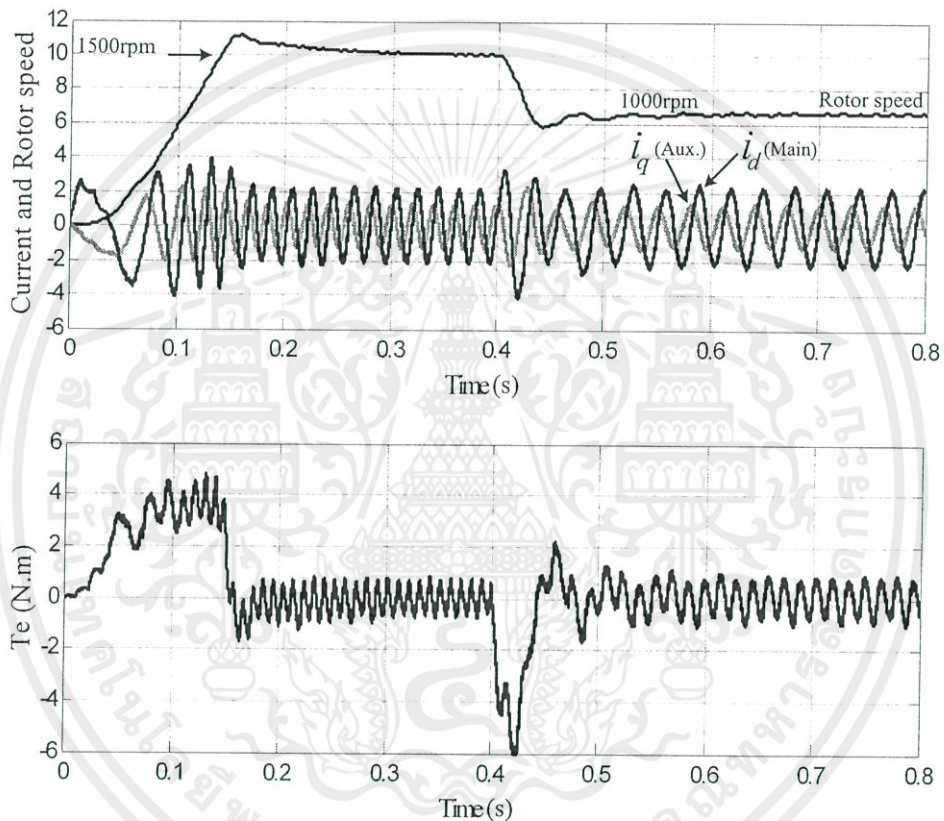
รูปที่ 5.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมความเร็วรอบด้วยหลักการแรงดันต่อความถี่คงที่



รูปที่ 5.18 การตอบสนองของความเร็ว กระแส และแรงบิดแม่เหล็กขณะเริ่มเดินและการรบกวนของโหลด 2.5 Nm ทันทีทันใดที่เวลา 0.4 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากผลต่างของแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดทั้งสองมีขนาดที่ไม่เท่ากัน (ΔV) ตามสมการที่(4.21) เมื่อแทนค่า ΔV ลงในสมการคำนวณมุม δ มีค่าเท่ากับ 29 องศา ซึ่งผลของแรงดันต่อความถี่จะมีลักษณะตามรูปที่ 4.8 จากรูปที่ 5.18 แสดงการตอบสนองของความเร็ว กระแส และแรงบิดแม่เหล็กขณะเริ่มเดินมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสจนกระทั่งมอเตอร์หมุนที่ความเร็วตั้งค่าที่ 1500rpm จากนั้นใส่โหลด 2.5N.m ทันทีทันทีที่เวลา 0.4 วินาที เป็นผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ตกลงเล็กน้อยและกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองเพิ่มสูงขึ้นและผลการตอบสนองของแรงบิดแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงตามคำสั่งของแรงบิดโหลด



รูปที่ 5.19 การตอบสนองของความเร็ว กระแส และแรงบิดแม่เหล็กขณะเริ่มเดินและลดความเร็วรอบจาก 1500rpm ไปเป็น 1000rpm ที่เวลา 0.4 วินาที

รูปที่ 5.19 เป็นการแสดงการตอบสนองของความเร็ว กระแส และแรงบิดแม่เหล็กขณะเริ่มเดินจนกระทั่งความเร็วรอบมีค่าเท่ากับ 1500rpm ในสภาวะที่ไม่มีโหลด จากนั้นสั่งลดความเร็วรอบไปที่ 1000rpm อย่างทันทีทันใดที่เวลา 0.4 วินาที ผลการตอบสนองของแรงบิดแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดขณะที่สั่งลดความเร็วรอบไปที่ 1000rpm และจากรูปสัญญาณกระแสจะสังเกตว่ากระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้งสองมีความถี่ลดต่ำลง เมื่อมอเตอร์ถูกควบคุมให้ความเร็วรอบต่ำลง

5.8 สรุป

ในบทที่ 5 ได้นำเสนอการจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร และระบบขับเคลื่อน โดยแบ่งการจำลองออกเป็นสองส่วนใหญ่ๆคือ ส่วนของชุดอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันด้วยวิธี U-SVPWM ที่ได้นำเสนอ และการจำลองส่วนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยเมื่อสร้างแบบจำลองของทั้งสองเสร็จแล้ว ได้นำมาทดสอบโดยการต่อชุดแหล่งจ่ายแรงดันเข้ากับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

ซึ่งการจำลองในขั้นแรกนี้ เป็นการจำลองเปรียบเทียบผลของการจ่ายแรงดันขนาดที่เท่ากัน และจ่ายแรงดันที่มีขนาดที่แตกต่างกันให้กับมอเตอร์แบบลูปเปิด ผลที่ได้พบว่าการที่จ่ายขนาดแรงดันที่ไม่เท่ากันตามอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง ไม่ว่าจะเป็นที่ความถี่ใดก็ตาม ทำให้มอเตอร์มีสมรรถนะดีขึ้น กล่าวคือมอเตอร์สามารถรับภาระโหลดได้มากขึ้น ผลของการกระเพื่อมของแรงบิดลดต่ำลง และ ความเร็วรอบขณะที่ใช้โหลดที่พิกัด 2.5N.m ตกลงเล็กน้อย นอกจากนี้ยังให้ผลของฟลักซ์สเตเตอร์มีเส้นทางเดินเป็นวงกลมอีกด้วย

ตอนที่สองของการทดสอบคือการควบคุมแบบลูปปิด โดยการทดสอบในเงื่อนไขนี้จะต้องจ่ายแรงดันที่ไม่เท่ากัน เนื่องจากการจ่ายแรงดันเท่ากันไม่สามารถทำการควบคุมมอเตอร์แบบลูปปิดได้ ผลที่ได้จากการจำลองแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ของหลักการควบคุมโดยใช้หลักการ U-SVPWMอินเวอร์เตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยผลของการตอบสนองต่อการทำงานของมอเตอร์ในสภาวะคงตัวและสภาวะไดนามิกส์มีการตอบสนองที่รวดเร็ว ซึ่งจะได้นำผลการจำลองนี้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบในบทที่ 6 ต่อไป

บทที่ 6

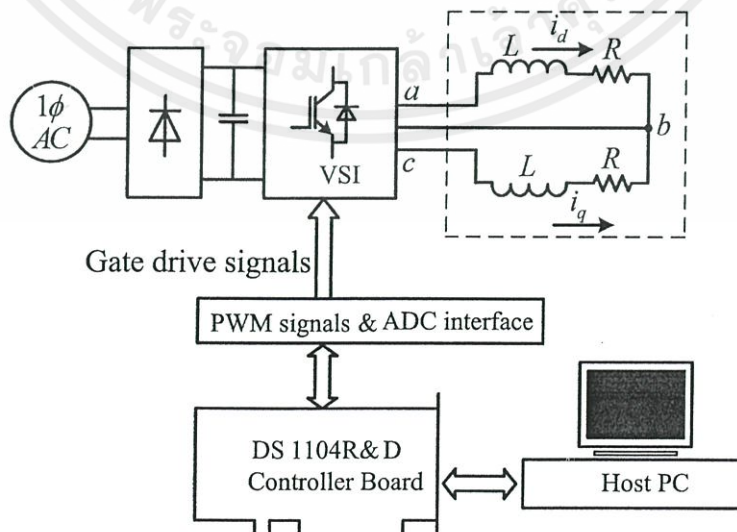
การทดสอบหลักการทำงานของสเปซเวกเตอร์และการควบคุม ความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

6.1 บทนำ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทดสอบหลักการทำงานของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดโมดูเลชันที่ให้แรงดันเฟสเอาต์พุตไม่สมดุล(U-SVPWM)โดยนำมาประยุกต์ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ ในการดำเนินงานใช้ชุด DSP controller board รุ่น DS1104 ของบริษัท dSPACE ซึ่งประกอบไปด้วย ชุดประมวลผล digital signal processor เบอร์ TMS320F240 ใช้งานผ่านการ์คอินเตอร์เฟส DS1104 และชุดวงจรกำลังประกอบด้วยชุดอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่ง โดยเลือกใช้ IGBT 1200V IPM รุ่น PM25RSB120 เป็น อุปกรณ์สวิตซ์กำลัง และกำหนดความถี่สวิตซ์เท่ากับ 5kHz และเวลาในการสุ่มสัญญาณ (Sampling time) ของชุดประมวลผล DSP เท่ากับ $100 \mu s$ โดยแบ่งเงื่อนไขการทดสอบ ออกเป็น 3 เงื่อนไขคือ

- การทดสอบการจ่ายแรงดันของชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งด้วยหลักการ U-SVPWM โดยใช้โหลด RL สองเฟสแบบสมดุลตามรูปที่ 6.1
- การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยมีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50Hz, 40Hz, 30Hz และ 20Hz แบบลูปเปิด
- การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรแบบลูปปิด

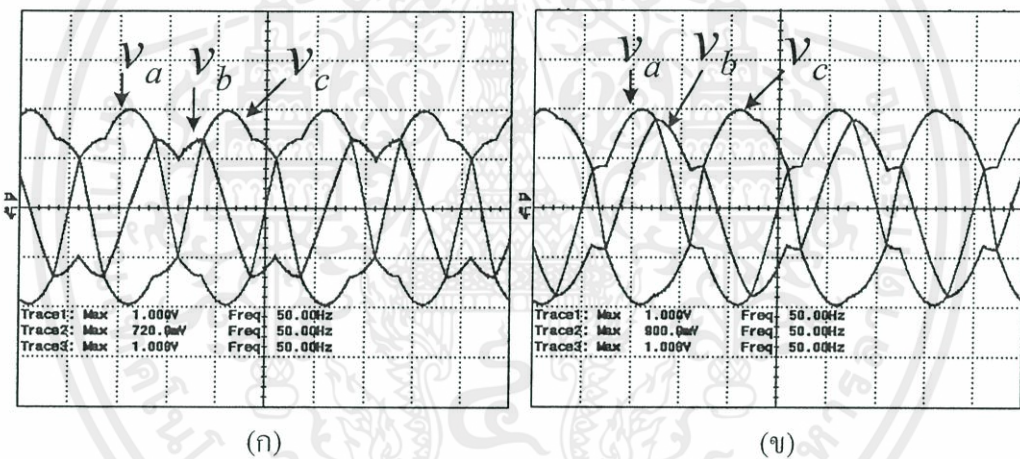
6.2 การทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์ U-SVPWM



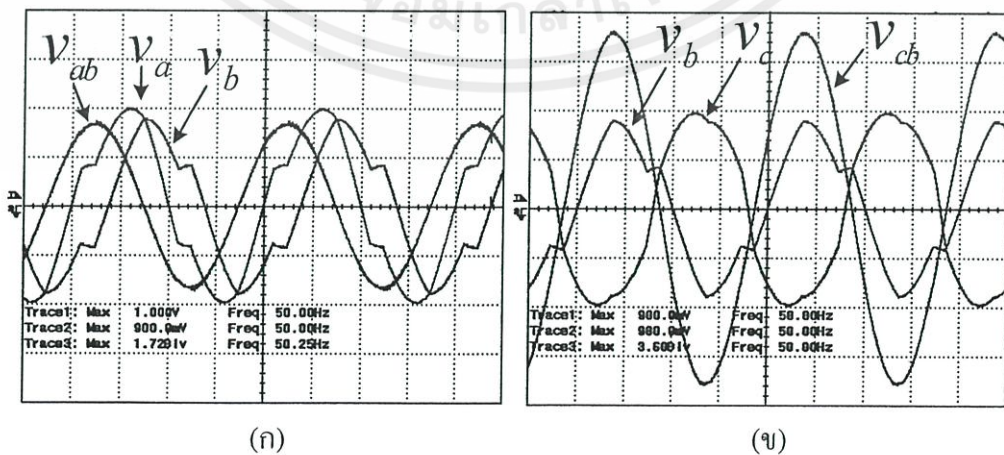
รูปที่ 6.1 การทดสอบโหลด RL สองเฟสแบบสมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.1 เป็นรูประบบการทดสอบ ของหลักการจ่ายแรงดันที่ไม่สมดุลด้วยหลักการของ U-SVPWM โดยชุดอินเวอร์เตอร์นี้จ่ายแรงดันให้กับโหลดตัวต้านทาน $R=24\Omega$ และ ตัวเหนี่ยวนำ $L=134mH$ เพื่อที่จะยืนยันหลักการทำงานของหลักการใหม่ U-SVPWM ที่นำเสนอ จึงได้ทำการคำนวณสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงทั้งสามเฟสในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลตตามสมการในตารางที่ 4.2 จากชุด DSP โดยให้สัญญาณผ่านชุดอินเวอร์เตอร์เฟสในการแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก ดังแสดงตามรูปที่ 6.2 (ก) และ (ข) ที่มุม δ เท่ากับ 0 องศา (กรณีแรงดันสมดุล) และ 40 องศา (กรณีแรงดันไม่สมดุล) ตามลำดับ จากรูปสัญญาณนี้พบว่าสัญญาณแรงดันเฟส v_a และ v_c มีมุมต่างเฟสกัน 180 องศาไม่ว่าจะมุม δ มีค่าเท่าใดก็ตาม นอกจากนั้นขนาดของสัญญาณแรงดันทั้งสองมีค่าเท่ากันเสมอ เมื่อพิจารณาขนาดของสัญญาณแรงดันที่เฟส v_b ในรูปที่ 6.2 (ก) มีขนาดแรงดันประมาณ 70% ของเฟส v_a และ v_c ในรูปที่ 6.2 (ข) ที่มุม δ เท่ากับ 40 องศา ขนาดแรงดันที่เฟส v_b มีขนาดที่สูงขึ้น นั่นหมายความว่าแรงดันไลน์ (v_{ab}) และ (v_{cb}) ของสัญญาณเฟสอ้างอิงทั้งสามเมื่อเทียบกับแรงดันที่เฟส v_b มีขนาดที่เปลี่ยนไป ซึ่งสังเกตได้จากการนำเสนอในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.2 สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิง (ก) $\delta = 0^\circ$ (ข) $\delta = 40^\circ$ (500mV/div, 5ms/div)

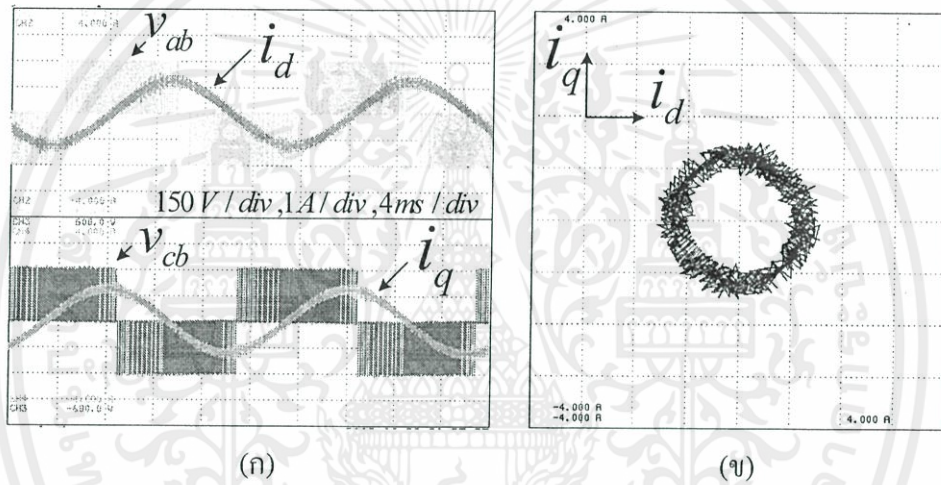


รูปที่ 6.3 (ก) $v_d(v_{ab})$ (ข) $v_q(v_{cb})$ (500mV/div, 5ms/div)

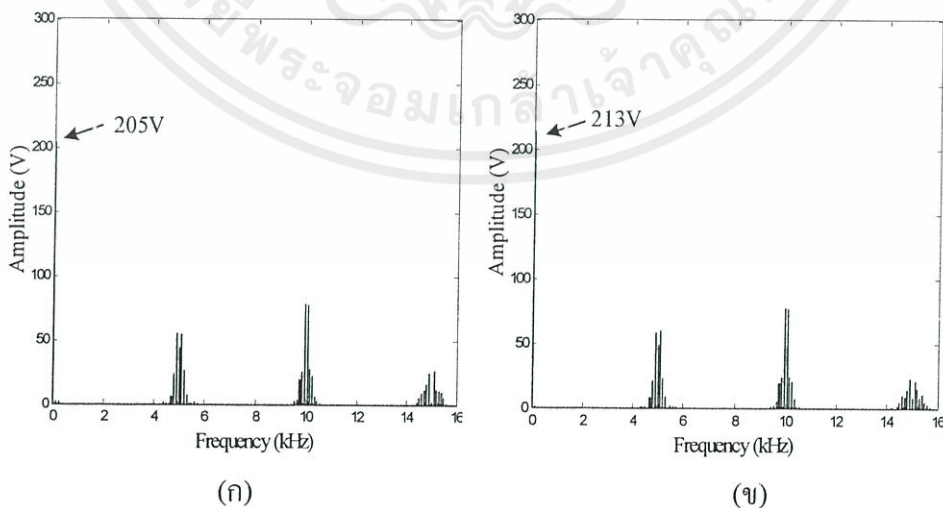
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.3(ก) และ (ข) เป็นแรงดันสองเฟสอ้างอิง $v_d(v_{ab})$ และ $v_q(v_{cb})$ ที่ได้จากผลต่างของสัญญาณอ้างอิงระหว่างเฟส a-b และ c-b ตามลำดับ จะสังเกตเห็นว่าแรงดันอ้างอิงสองเฟส v_{ab} และ v_{cb} มีรูปสัญญาณเป็นรูปไซน์ ที่มีขนาดไม่เท่ากันในแต่ละเฟส เป็นผลมาจากแรงดันศูนย์ v_z ได้ถูกหักล้างไป โดยจากรูปสัญญาณกำหนดให้มุม $\delta = 40^\circ$ ดังนั้นขนาดแรงดัน $v_q(v_{cb})$ จึงมีค่ามากกว่าขนาดแรงดัน $v_d(v_{ab})$ โดยเป็นไปตามทฤษฎีของ ฟังก์ชันการมอดูเลตของ U-SVPWM ที่นำเสนอในกรณีที่ปรับมุม δ ให้มีค่าเป็นบวก

การสร้างสัญญาณ PWM แบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชันแบบคลื่นพาร์ ทำได้โดยการนำสัญญาณอ้างอิงของเฟสทั้งที่ได้กล่าวมานี้ ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพาร์ หลักการนี้ดูได้จากรูปที่ 1.6 ในบทที่ 1 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ PWM ในการขับสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่อไป

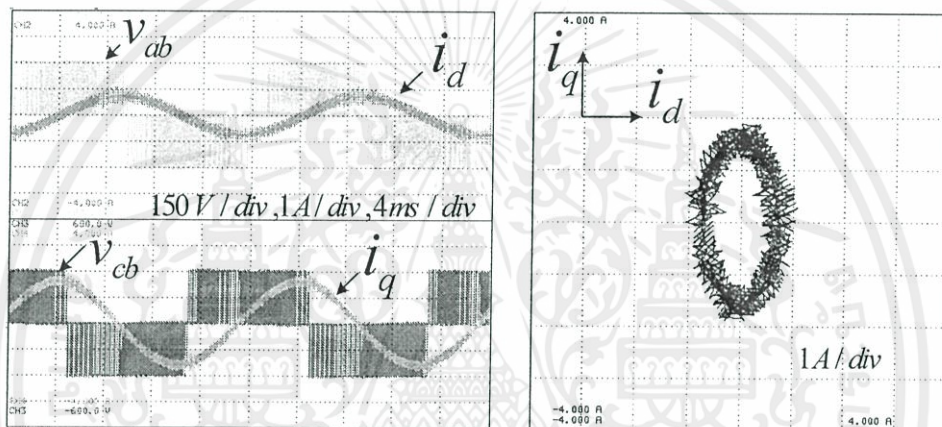


รูปที่ 6.4 (ก) แรงดันและกระแสที่โหลด RL แบบสมมูลเงื่อนไข $\delta = 0^\circ$
 (ข) เส้นทางการเดินของกระแส เงื่อนไข $\delta = 0^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$



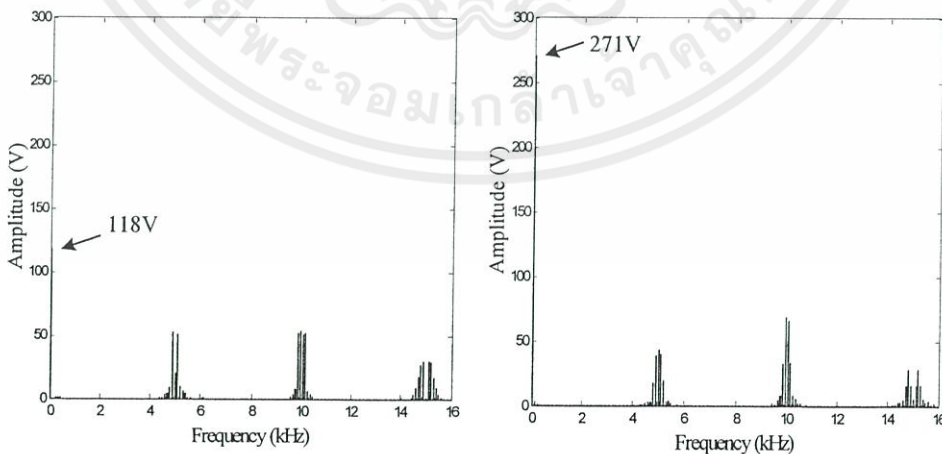
รูปที่ 6.5 ฮาร์มอนิกแรงดันที่เงื่อนไข $\delta = 0^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$
 (ก) แรงดันที่ขดลวดหลัก (V_d) (ข) แรงดันที่ขดลวดช่วย (V_q)

ในการทดสอบหลักการจ่ายแรงดันสองเฟสให้กับชุดโหลดตัวต้านทาน (R) ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) ที่มีค่าเท่ากับทั้งสองเฟสตามรูปที่ 6.1 โดยงานวิจัยนี้ออกแบบให้มีขนาดแรงดันคิซีบัสมีค่าเท่ากับ 300V เนื่องจากมีการทดสอบการปรับมุม δ ที่เพิ่มสูงขึ้นอาจทำให้โหลดมีขนาดแรงดันตกคร่อมเกินพิกัดได้ ในรูปที่ 6.4 (ก) และ (ข) เป็นแรงดันและกระแสที่โหลด RL และเส้นทางเดินของกระแสที่เงื่อนไขการปรับมุม $\delta = 0^\circ$ มีลักษณะทางเดินของกระแสเป็นวงกลมเนื่องจากเป็น โหลดสองเฟสแบบสมมูล และแรงดันที่ความถี่มูลฐานด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีขนาดที่เท่ากัน ซึ่งเป็นกรณีของแรงดันเอาต์พุตสองเฟสสมมูล โดยพิจารณาได้จากรูปฮาร์มอนิกแรงดันในรูปที่ 6.5 ซึ่งคุณสมบัติของการเกิดฮาร์มอนิกแรงดันจะสอดคล้องกับการเกิดฮาร์มอนิกของสามเฟส SVPWM ที่ใช้กับมอเตอร์สามเฟส



(ก) (ข)

รูปที่ 6.6 (ก) แรงดันและกระแสที่โหลด RL แบบสมมูลเงื่อนไข $\delta = 40^\circ$
 (ข) เส้นทางเดินของกระแส เงื่อนไข $\delta = 40^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$

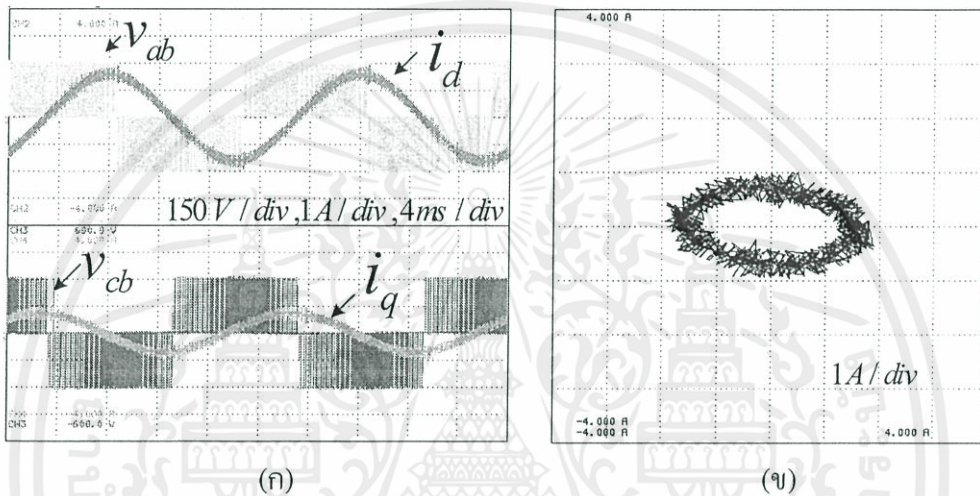


(ก) (ข)

รูปที่ 6.7 ฮาร์มอนิกแรงดันที่เงื่อนไข $\delta = 40^\circ$ และ $M = \sqrt{2}$
 (ก) แรงดันที่ขดลวดหลัก (V_d) (ข) แรงดันที่ขดลวดช่วย (V_q)

และความถี่สวิตช์มีค่าเท่ากับ 5kHz สามารถตรวจสอบได้จากกลุ่มฮาร์มอนิกรอบข้าง (Side band) ในกลุ่มแรกและกลุ่มอื่นๆก็จะเป็นจำนวนเท่าของความถี่สวิตช์

รูปที่ 6.6(ก) และ (ข) เป็นแรงดันและกระแสที่โหลด RL และเส้นทางเดินของกระแส ที่เงื่อนไขการปรับมุม $\delta = 40^\circ$ ตามลำดับ จะสังเกตได้ว่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสมีขนาดที่แตกต่างกันตามรูปที่ 6.7 (ก) และ (ข) โดยผลของแรงดันมูลฐาน V_q มีขนาดสูงกว่า V_d ผลจากการปรับมุม δ ที่ 40 องศา เมื่อโหลดสองเฟสที่ใช้เป็นแบบสมมูล ซึ่งสังเกตได้จากเส้นทางเดินของกระแสมีลักษณะเป็นวงรีตามแนวตั้ง



รูปที่ 6.8 (ก) แรงดันและกระแสที่โหลด RL (ข) เส้นทางเดินของกระแส เงื่อนไข $\delta = -40^\circ$

ในทางกลับกันเมื่อปรับมุม δ ให้มีค่าเป็น -40 องศา ตามรูปที่ 6.8 ก็สามารถปรับขนาดของแรงดันเอาต์พุตให้เปลี่ยนไป กล่าวคือจะทำให้ขนาดของแรงดัน V_q มีขนาดแรงดันต่ำกว่าแรงดัน V_d จะสังเกตได้จากรูป 6.8(ก) โดยที่แรงดันและกระแสในแต่ละเฟสมีมุมต่างเฟสกัน 90 องศา และรูปที่ 6.8(ข) เป็นเส้นทางเดินของกระแสที่เงื่อนไขการปรับมุม δ ให้มีค่าเป็น -40 องศา ทำให้เส้นทางเดินของกระแสมีลักษณะเป็นวงรีตามแนวขวางเนื่องจากขนาดแรงดันผลการทดสอบนี้แสดงให้เห็นว่าการปรับขนาดของแรงดันทั้งสองเฟสขึ้นอยู่กับตัวแปรคือ δ และ M

6.3 การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่แบบดูเปิด

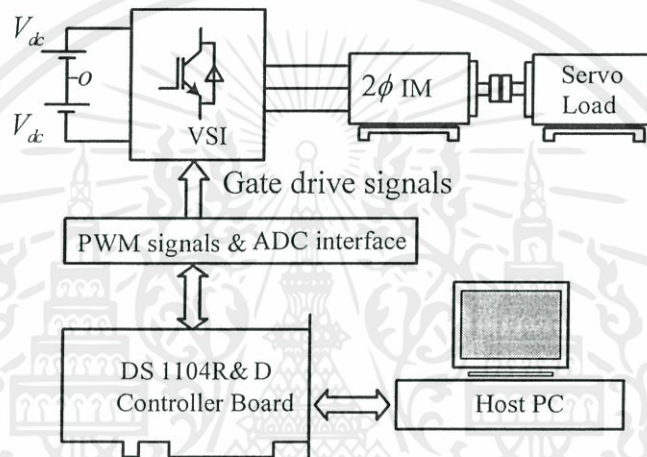
สำหรับการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร สิ่งที่ต้องการคือลดผลแรงบิดกระเพื่อม และ เพิ่มแรงบิดเริ่มต้นให้กับมอเตอร์ ดังนั้นการควบคุมด้วยวิธีแรงดันต่อความถี่คงที่ จึงเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดต่อการทดสอบหลักการของ U-SVPWM ที่นำมาควบคุม โดยจะต้องกำหนดอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้มีค่าคงที่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งมอเตอร์ที่นำมาควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นมอเตอร์สองเฟสที่ไม่สมมาตร ดังนั้นจึงต้องทำการเพิ่มขนาดแรงดันป้อนเข้าให้กับขดลวดช่วย ให้มีค่าสูงกว่าขดลวดหลักเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนขดลวด โดยขนาดแรงดันของขดลวดทั้งสองถูกกำหนดตามตารางที่ 6.1 ที่อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 1.75 เท่า

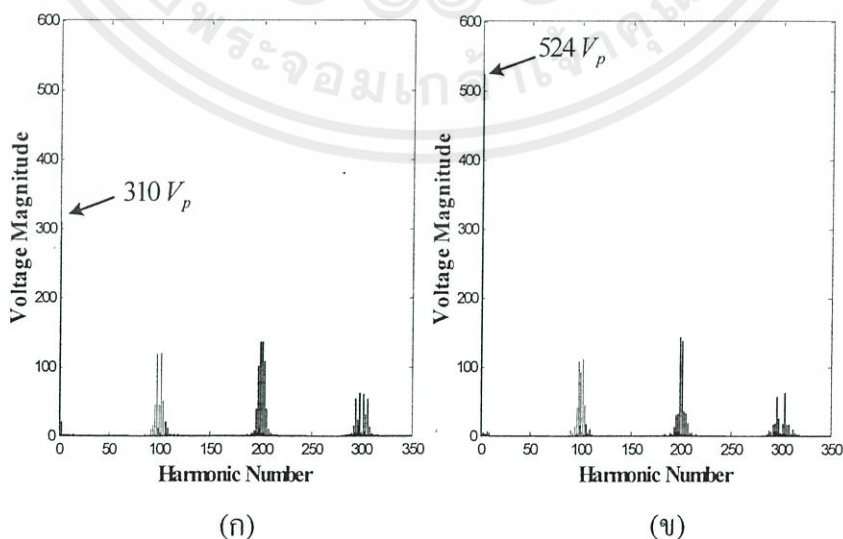
ตารางที่ 6.1 แรงดันที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยในแต่ละความถี่ในการควบคุมแบบ V/Hz

แรงดันอินพุต	50Hz	40Hz	30Hz	20Hz
แรงดันขดลวดหลัก	220V _{rms}	176V _{rms}	132V _{rms}	88V _{rms}
แรงดันขดลวดช่วย	385V _{rms}	308V _{rms}	231V _{rms}	154V _{rms}



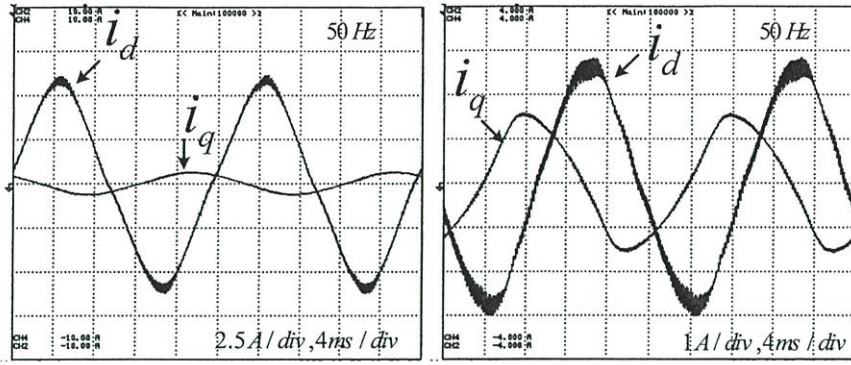
รูปที่ 6.9 บล็อกไดอะแกรมระบบการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบรูปเปิด

6.3.1 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 50Hz



รูปที่ 6.10 ฮาร์มอนิกแรงดันที่ 50Hz ได้จากการวัดที่พิกัดโพล (ก) (V_d) (ข) (V_q)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

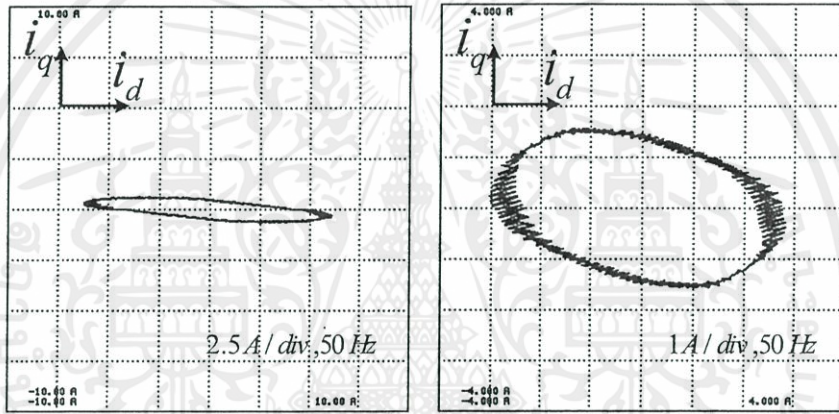


(ก)

(ข)

รูปที่ 6.11 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 50Hz ที่พิกัดโหลด 2.5N.m

(ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน

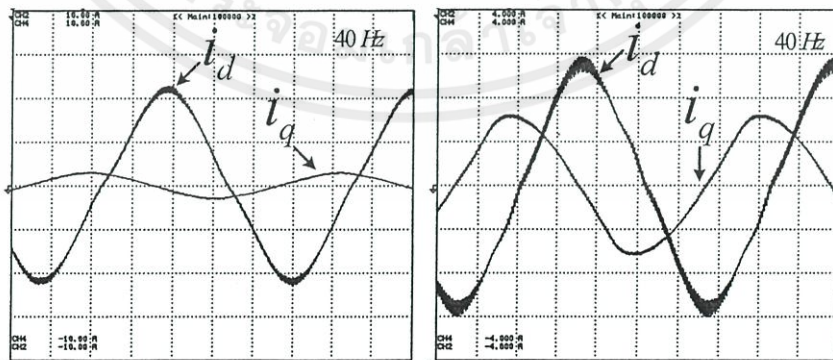


(ก)

(ข)

รูปที่ 6.12 เส้นทางเดินของกระแส ที่50Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน

6.3.2 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 40Hz



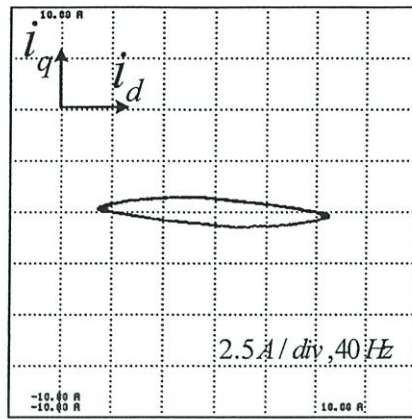
(ก)

(ข)

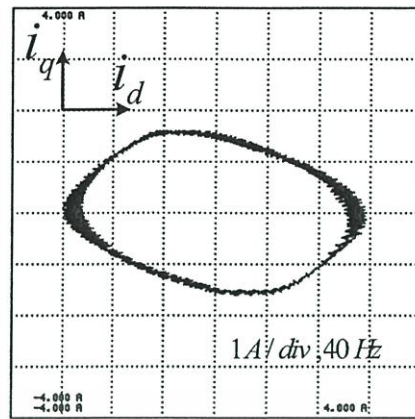
รูปที่ 6.13 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 40Hz ที่พิกัดโหลด 2.5N.m

(ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



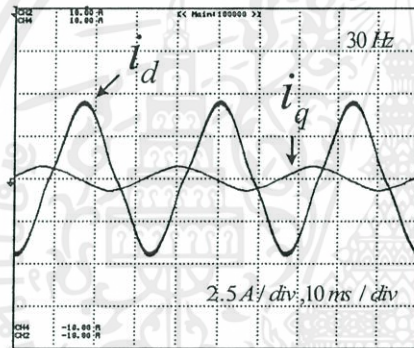
(ก)



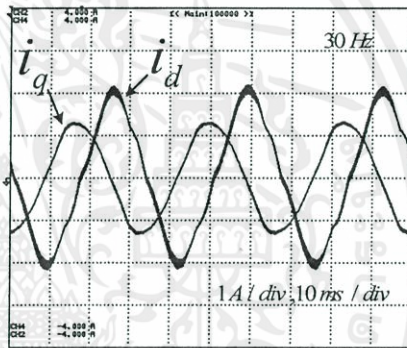
(ข)

รูปที่ 6.14 เส้นทางเดินของกระแส ที่ 40Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน

6.3.3 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 30Hz



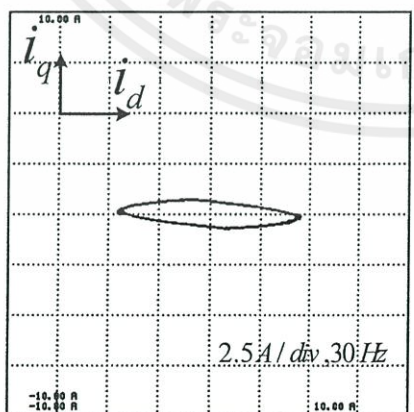
(ก)



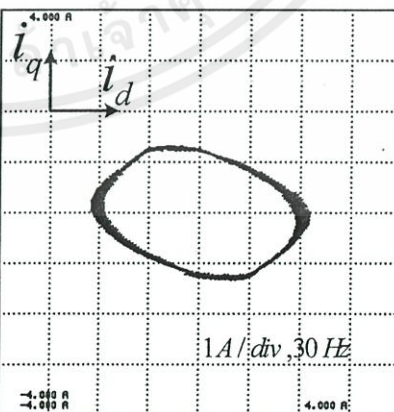
(ข)

รูปที่ 6.15 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 30Hz ที่ โทลด์ 1.7 N.m

(ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน



(ก)

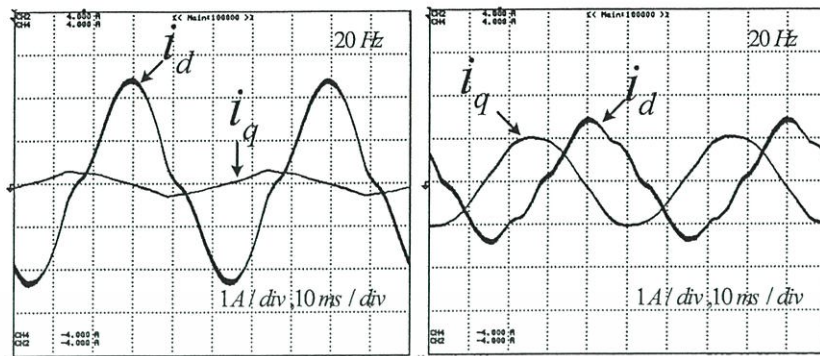


(ข)

รูปที่ 6.16 เส้นทางเดินของกระแส ที่ 30Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3.4 ผลการทดสอบจ่ายแรงดันที่ความถี่ 20Hz

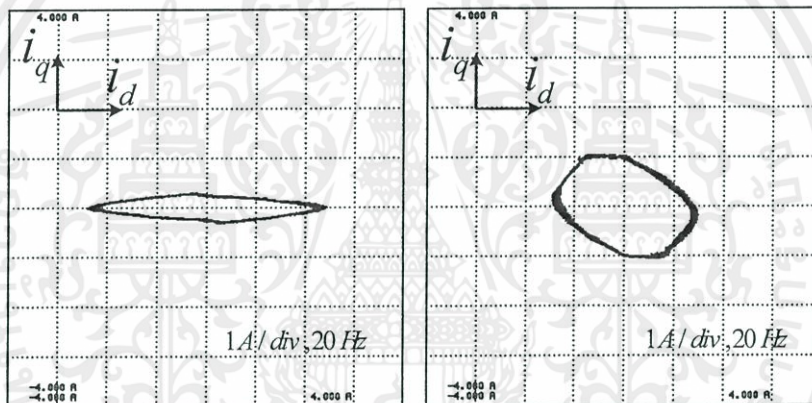


(ก)

(ข)

รูปที่ 6.17 แรงดันและกระแสมอเตอร์ที่ 20Hz ที่โหลด 1 N.m

(ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน



(ก)

(ข)

รูปที่ 6.18 เส้นทางเดินของกระแส ที่ 20Hz (ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน (ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน

จากการทดสอบการจ่ายแรงดันต่อความถี่ที่แบบรูปเปิด โดยเริ่มจากการจ่ายแรงดันที่ความถี่ 50Hz ตามตารางที่ 6.1 โดยแรงดันดีซีบัลต์ที่ใช้ในการทดสอบมีค่าเท่ากับ 620V ซึ่งกำหนดได้จากสมการที่ (4.50) ในบทที่ 4 ความถี่คลื่นพาห้มีค่าเท่ากับ 5kHz และ จำนวนหามุม σ ตามค่าผลต่างของแรงดันในสมการที่ (4.21) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 29 องศาที่ทุกๆความถี่ทดสอบ ผลจากเครื่องมือวัดแรงดันที่จ่ายเข้ามอเตอร์ทั้งสองเฟสที่พิกัดโหลด 2.5N.m ได้แสดงในรูปที่ 6.10 โดยที่ลำดับของฮาร์มอนิกสักรุ่นแรกเกิดที่ 100 ซึ่งสอดคล้องกับความถี่สวิทซ์ที่ 5kHz

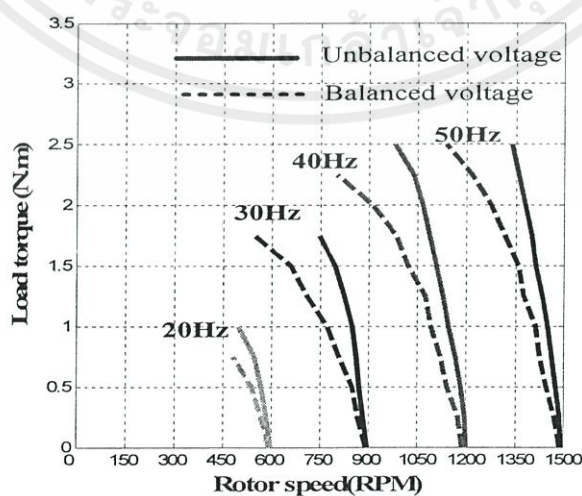
รูปที่ 6.11 แสดงการเปรียบเทียบ การจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนาสองเฟส ในขณะที่จ่ายแรงดันที่เท่ากันและจ่ายแรงดันที่ไม่เท่ากัน เมื่อพิจารณาในรูปที่ 6.11(ก) เป็นรูปกระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้งสองโดยเงื่อนไขการจ่ายแรงดันที่เท่ากันให้กับขดลวดทั้งสอง กระแสที่ไหลเข้าขดลวดหลักมีค่าสูงมากเนื่องมาจากค่าอิมพีแดนซ์ในขดลวดหลักมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขดลวดช่วยและในขณะเดียวกันกระแสที่ไหลเข้าขดลวดช่วยมีค่าต่ำมาก เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์สูง เมื่อทำการเปรียบเทียบกับรูปที่ 6.11(ข) ซึ่งเป็นการจ่ายแรงดันที่ไม่เท่ากันตามอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด โดยที่แอมพลิจูดของแรงดันมูลฐานถูกแสดงในรูปที่ 6.10 จากผลการทดสอบพบว่าขนาดของกระแสที่ไหลในขดลวดหลักมีขนาดลดลงและกระแสที่ไหลในขดลวดช่วยมีขนาดเพิ่มขึ้น โดยมีขนาดของกระแสทั้งสองเป็นไปตามสัดส่วนจำนวนรอบขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก เมื่อพิจารณาทางเดินของกระแสในรูปที่ 6.12 ซึ่งเป็นเส้นทางเดินของกระแสที่ความถี่ 50Hz ในรูป(ก) จ่ายแรงดันเท่ากัน และรูป(ข) จ่ายแรงดันไม่เท่ากัน ลักษณะของเส้นทางเดินของกระแสเมื่อจ่ายแรงดันไม่เท่ากันจะมีรูปร่างเป็นวงรีที่มีขนาดใหญ่กว่าการจ่ายแรงดันที่เท่ากัน แสดงให้เห็นว่าผลของขนาดกระแสที่เป็นสัดส่วนเดียวกับจำนวนรอบทำให้ขนาดของ MMFs ของขดลวดทั้งสองมีขนาดที่เท่ากัน เมื่อพิจารณาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ความเร็วรอบต่างๆที่ความถี่ 40Hz, 30Hz และ 20 Hz ในรูปที่ 6.13 ถึง 6.18 มีผลที่ได้ไปในทิศทางเดียวกัน

6.3.5 ผลการเปรียบเทียบการรับภาระโหลดที่ความเร็วรอบต่างๆ

จากการที่ทดสอบมอเตอร์แบบลูปเปิดที่ความถี่ต่างๆ ในเงื่อนไขการจ่ายแรงดันที่เท่ากันและไม่เท่ากัน พบว่าการจ่ายแรงดันที่ไม่เท่ากันทำให้ขนาดกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองมีขนาดตามสัดส่วนเดียวกันกับจำนวนรอบ ทำให้ขนาดของ MMFs ของขดลวดทั้งสองมีขนาดที่เท่ากัน ซึ่งสามารถลดผลของแรงบิดถอยหลังได้ ผลที่ตามมาทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรรับภาระโหลดได้มากขึ้นและความเร็วสลิปมีค่าลดต่ำลงนั่นคือการคงค่าความเร็วจะดีกว่า ดังแสดงให้เห็นตามกราฟแรงบิดและความเร็วรอบในรูปที่ 6.19 โดยเปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างของแรงบิดที่ได้จากเงื่อนไขการทดสอบ แต่อย่างไรก็ตามที่ความถี่ต่ำลงมอเตอร์ไม่สามารถรับโหลดได้ที่พิกัด โดยการจ่ายแรงดันไม่เท่ากันยังคงให้สมรรถนะที่ดีกว่า

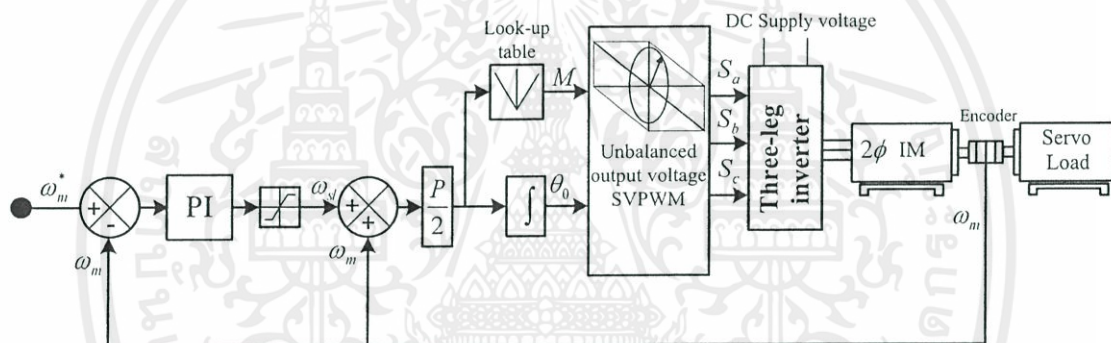


รูปที่ 6.19 กราฟแรงบิดและความเร็วรอบที่ความถี่ 20Hz, 30Hz, 40Hz และ 50Hz

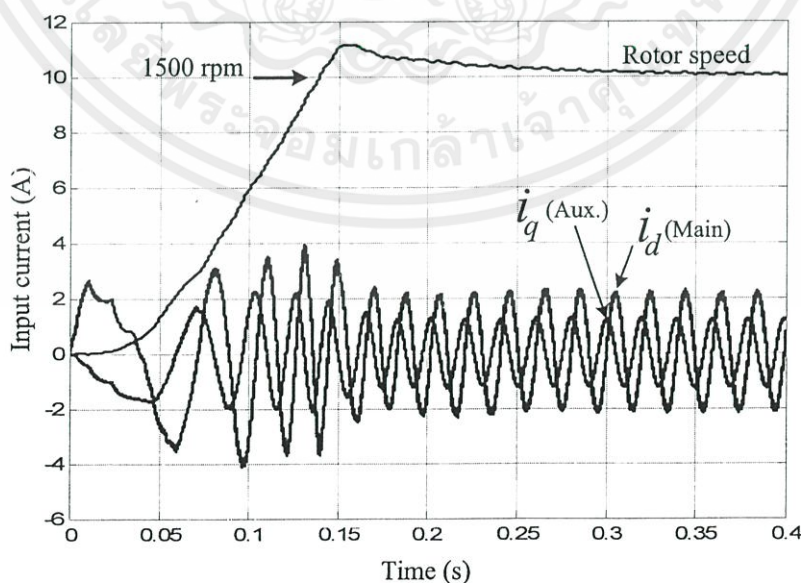
6.4 ผลการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบลูปปิด

การทดสอบหลักการของ U-SVPWM อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร ที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้นใช้หลักการแรงดันต่อความถี่ซึ่งในการควบคุมแบบลูปเปิดที่ความเร็วรอบต่างๆ ซึ่งในหัวข้อนี้ได้ศึกษาความถี่รอบของมอเตอร์ที่ได้จากชุด Encoder มาทำการป้อนกลับในการควบคุมความเร็วให้มีค่าคงที่ตามรูปที่ 6.20 โดยโหลดที่ใช้ยังคงเป็นชุด Servo load วิธีการควบคุมแรงดันต่อความถี่ซึ่งในการนำเสนอของงานวิจัยนี้ เป็นวิธีการควบคุมอย่างง่าย โดยไม่คิดผลของแรงดันตกคร่อมในตัวความต้านทานในขดลวดของขดลวดหลักและขดลวดช่วย จึงไม่ได้กำหนดเงื่อนไขแรงดันบูส(Boost-voltage)ของขดลวดทั้งสอง โดยเงื่อนไขการทดสอบแบ่งออกเป็น

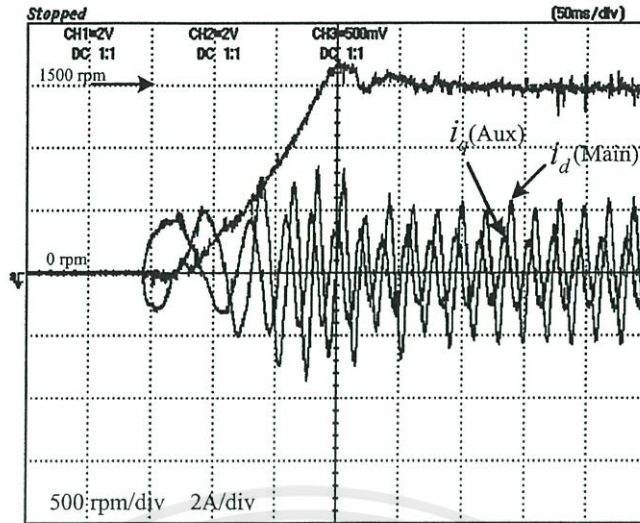
- เงื่อนไขการเริ่มเดินมอเตอร์จาก 0-1500rpm
- เงื่อนไขการใส่โหลดที่พิกัด 2.5 N.m ทันทีทันใด



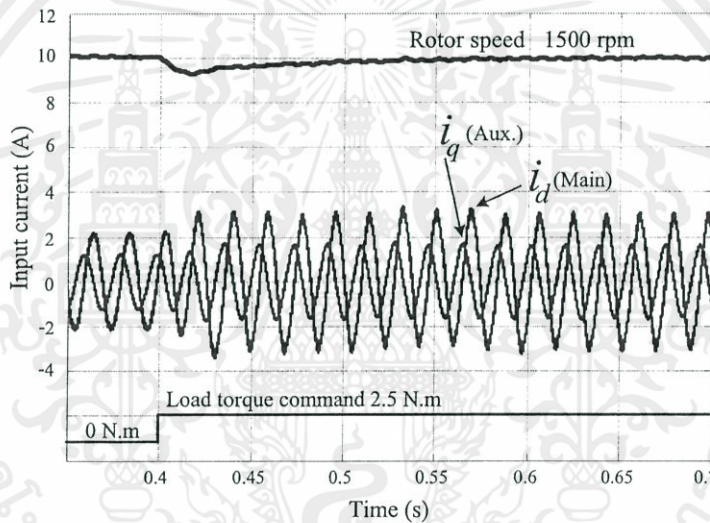
รูปที่ 6.20 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุม V/F คงที่แบบลูปปิด



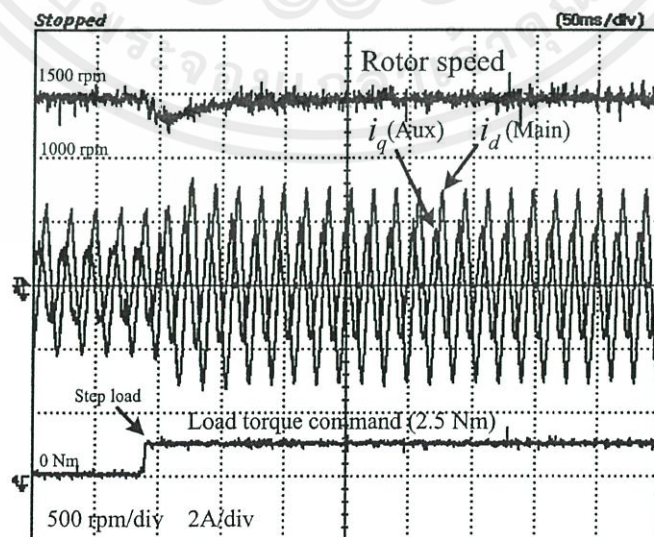
รูปที่ 6.21 การจำลองกระแสและความถี่รอบมอเตอร์ที่ความเร็วจาก 0-1500rpm



รูปที่ 6.22 การทดลองกระแสและความเร็วรอบมอเตอร์ที่ความเร็วจาก 0-1500rpm



รูปที่ 6.23 การจำลองกระแสและความเร็วรอบขณะใส่โหลด 2.5 N.m ที่เวลา 0.4 วินาที



รูปที่ 6.24 การทดสอบกระแสและความเร็วรอบเมื่อใส่โหลด 2.5 N.m ที่เวลา 0.4 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดสอบเงื่อนไขการเริ่มเดินมอเตอร์จาก 0rpm-1500rpm ได้ทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองและผลการทดสอบซึ่งมีค่าใกล้เคียงกันแสดงตามรูปที่ 6.21 และ 6.22 ตามลำดับ โดยความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ได้จากการทดสอบเข้าสู่สภาวะคงเมื่อเวลาประมาณ 0.25 วินาที ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องและความเป็นไปได้ของเทคนิคที่น่าเสนอ ตลอดจนค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

ในเงื่อนไขการใส่โหลดที่พิกัด 2.5N.m ทันทีทันทีตามรูปที่ 6.23 และ 6.24 ได้ทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองและผลการทดสอบตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน จากผลการทดสอบในรูปที่ 6.24 ช่วงเวลาฟื้นตัวหลังจากใส่โหลดมีค่าเท่ากับ 0.1 วินาที ซึ่งเป็นที่ยอมรับได้ โดยกระแสที่ไหลในขณะใส่โหลดที่พิกัดมีแอมพลิจูดเท่ากับรูปที่ 6.11(ข) ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสามารถของระบบที่น่าเสนอในแง่ของการรักษาความเร็วรอบให้คงที่

6.5 สรุปผลการทดสอบ

ในเงื่อนไขการทดสอบหลักการของ U-SVPWM และการนำหลักการ U-SVPWM ไปประยุกต์ใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร พบว่าหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของ U-SVPWM สามารถทำได้ง่ายด้วยการควบคุมดัชนีการมอดูเลตหรือการควบคุมขนาดของแรงดันอินพุตโดยตรง สำหรับในงานวิจัยนี้ ตัวแปรที่สำคัญ U-SVPWM ในการควบคุมด้วยหลักการแรงดันต่อความถี่คือ ดัชนีการมอดูเลตที่ได้มาจากความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนจากความถี่เชิงโคจร (ω_r) ไปเป็นแรงดัน และการเปลี่ยนจากความถี่เชิงโคจรไปเป็นมุมองศาที่ใช้ในการหมุนสเปซเวกเตอร์ส่วนมุม θ ถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ โดยคิดคำนวณจากผลต่างของขนาดแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดช่วยต่อขดลวดหลัก ผลที่ได้จากการควบคุมทำให้มอเตอร์มีสมรรถนะสูงขึ้น ไม่ว่าจะเป็นแบบลูเปิดหรือแบบลูปิดสังเกตได้จากกราฟแรงบิดและความเร็วรอบ หรือจากการควบคุมในสถานะไดนามิกส์ ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองและการทดสอบสอดคล้องกันและเป็นไปในทิศทางเดียวกัน

อนึ่งผลของแรงดันดีซีบัสที่ใช้ในงานวิจัยมีค่าสูงเนื่องจากอัตราส่วนของจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลักมีค่ามาก(1.75เท่า) ดังนั้นในการใช้งานจริงจะต้องมีวงจรเพิ่มแรงดันสำหรับใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงให้กับชุดอินเวอร์เตอร์

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการใหม่ของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์โดยอาศัยคลื่นพาห้ สำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันแบบสามกึ่งที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสไม่สมดุลสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอนี้ดัดแปลงมาจากการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบดั้งเดิมที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสไม่สมดุล ซึ่งจากการนำเสนอแนวคิดใหม่ของ U-SVPWM นี้สามารถเพิ่มสมรรถนะให้กับการควบคุมมอเตอร์ นอกจากนี้ยังนำไปใช้งานได้กับการควบคุมแบบลูปปิดได้เป็นอย่างดี ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการใช้งานเชิงพาณิชย์ โดยจะเห็นว่าผลการจำลองระบบและการทดสอบจริงมีผลที่ได้เหมือนกัน

สรุปรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ที่ได้นำเสนอมาแล้วดังนี้

1. ศึกษาหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสสมดุล(B-SVPWM) โดยวิเคราะห์ถึงการบูรณาการฟังก์ชันคณิตศาสตร์ ของแรงดันอ้างอิงเทียบกับสเปซเวกเตอร์ของแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์ซึ่งยังไม่เคยมีปรากฏในบทความใด ๆ มาก่อน ซึ่งสัญญาณพัลส์บวกลวเอมที่ได้จากหลักการนี้ สามารถถูกสร้างได้ทั้งเทคนิคทางอนาล็อกและดิจิทัล
2. ทำการดัดแปลงหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุล (U-SVPWM) ซึ่งเป็นหลักการใหม่ โดยบูรณาการฟังก์ชันคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงทั้ง 3 กึ่งเฟส ที่เทียบกับสเปซเวกเตอร์ของแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์ เพื่อที่จะใช้สนับสนุนแนวทางของการปรับแรงดันในแต่ละเฟสของชุดอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากการวิเคราะห์แรงดันเอาต์พุตด้วยสมการคำนวณเวลา Switching times อาจทำให้มองเห็นภาพสัญญาณของแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปได้ยาก และนอกจากนี้ยังได้นำเสนอหลักการสร้างสัญญาณเทียบกับสเปซเวกเตอร์ของแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรอนาล็อก โดยทำการวิเคราะห์ถึงแรงดันศูนย์ของหลักการ(U-SVPWM) ซึ่งวงจรอนาล็อกที่ออกแบบนี้มีวงจรที่ง่ายไม่ซับซ้อนและราคาถูก
3. การจำลองแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรมีความสำคัญมาก เนื่องจากการจำลองสามารถบ่งบอกถึงแนวทางในการวิเคราะห์และการทำงานความถูกต้อง โดยจะต้องยืนยันความถูกต้องของการจำลองแบบมอเตอร์โดยการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยผลที่ได้จากการทดสอบ ยิ่งไปกว่านั้นการดำเนินงานวิจัยนี้ใช้ชุด DSP

digital signal processor เบอร์ TMS320F240 ใช้งานผ่านการ์ดอินเตอร์เฟส DS1104 เป็นอุปกรณ์ในการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดุมอดูเลชัน และใช้ดำเนินงานในการควบคุมมอเตอร์แบบลูปปิด ซึ่งความง่ายของอุปกรณ์ชุดนี้คือสามารถแปลงภาษากราฟฟิกจากโปรแกรม Matlab ให้เป็นภาษาเครื่องลงไป DSP เบอร์ TMS320F240 ดังนั้นหากการจำลองแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรนี้มีข้อผิดพลาดถึงแม้ว่าจะทำการออกแบบชุดควบคุม PI อย่างถูกต้องก็ตาม ก็จะไม่สามารถทำการควบคุมแบบลูปปิดได้เลย

7.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากเทคนิคที่นำเสนอ (U-SVPWM) ต้องการแรงดันไฟตรงที่มีค่าสูงจำเป็นที่ต้องมีชุดวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายแรงดันไฟตรงได้เพียงพอ [33]
2. ที่ความถี่ต่ำถ้าต้องการให้มอเตอร์รับแรงบิดโหลดได้ที่พิกัดจำเป็นต้องมีการบัสแรงดันที่เหมาะสม
3. หลักการที่นำเสนอสามารถนำไปใช้ได้กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ต้องการการตอบสนองและสมรรถนะสูงเช่นการควบคุมแรงบิดโดยตรง(Direct torque control) และการควบคุมฟลักซ์เวกเตอร์ (Field oriented vector) เป็นต้น ซึ่งคาดว่าจะเป็นที่สนใจสำหรับงานวิจัยต่อไป เนื่องจากงานวิจัยส่วนใหญ่ นำหลักการควบคุมที่กล่าวมาใช้กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสมมาตร [46]-[50]

บรรณานุกรม

- [1] D. G. Holmes, and A. Kotsopoulos, “**Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter**”, IEEE Proc. IAS-93. Conf., Vol. 1, pp. 613-620 , 1993.
- [2] C-M. Young, C-C. Liu, C-H. Liu, “**New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives**”, IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, No. 6, pp. 458-466, 1996.
- [3] E.R. Benedict and T. A. Lipo, “**Improved PWM Modulation for a Permanent-Split Capacitor Motor**”, IEEE Proc., IAS, Conf., Vol.3 pp. 2004-2010, 2000.
- [4] C. Yuanhai, F. Blaabjerg, G. Andersen, “**An Asymmetrical Space Vector Method for Single Phase Induction Motor**”, in Proc., IEEE ISIE 2002, Vol.4, 8-11 July, pp.1276-1278 , 2002.
- [5] Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon, “**Space-vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors**”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, No. 2 pp. 542-549, 2003.
- [6] 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 Industrial Electronics, Vol.51, No. 5, pp.1081-1088, 2004.
- [7] S. Sinthusonthichat, and V. Kinnares, “**A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using a Three-Leg Voltage Source Inverter**”, IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.125, No. 6 pp. 482-491, 2005.
- [8] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, and M. Tonnes, “**Evaluation of Low-Cost Topologies for Two Phase Induction Motor Drives**”, IEEE Proc. PCC-2002 Conf, Vol. 4, pp. 2358-2365, 2002.
- [9] A. Ba-Thunya, R. Khopkar, K. Wei and H. A. Toliyat, “**Single Phase Induction Motor Drives-A Literature Survey**”, Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International , pp. 911-916, 2001.
- [10] E. R. Collins, Jr., and R. E. Ashley, “**Operating Characteristics of Single-Phase Capacitor Motors Driven from Variable Frequency Supplies**”, IEEE IAS-91. Conf., vol. 1, pp. 52-57, 1991.

- [11] Do-Hyun Jang, J. S Won, “**Voltage, Frequency, and Phase-Difference Angle Control of PWM Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors**”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.9, No. 4, pp.377-381, 1994.
- [12] M. F. Rahman and L. Zhong, “**A Variable Speed Single-Phase Induction Motor Drive Using a Smart Power Module**”, Power Electronic and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on Conf. Publ., No.429, 23-25 Sept., pp.407-412, 1996.
- [13] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, and A. Aupke, “**Comparison of Variable Speed Drives for Single-Phase Induction Motors**”, IEEE Proc. Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002 Proceeding of the Vol 3, 2-5 April, pp. 1328-1333, 2002.
- [14] M.B de. Rossiter Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva: “**Adjustable-Speed Single-Phase Induction Motor Drive**”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002 Seventeenth Annual IEEE, Vol.2 , pp. 770-776, 2002.
- [15] E. R. Collins, Jr., H. B. Puttgen, and W. E. Sayle,II, “**Single-Phase Induction Motor Adjustable Speed Drive: Direct phase Angle Control of The Auxiliary Winding Supply**”, IEEE IAS-88. Conf., Vol. 1 pp. 246-252, 1988.
- [16] J. Sinthusonthichat, and V. Kinnares, “**Performance Evaluation of Variable Speed Two-Phase Induction Motors**”, IEEE Proc. PowerCon 2002 Conf. pp. 2565-2568, 2002.
- [17] J. Sinthusonthichat, R. Areehamad, and V. Kinnares, “**Comparative Performance Evaluation of Two-Phase PWM Inverter Fed Induction Motor Drives with Various Topologies**”, IEEE Proc. IPEC 2003 Conf. ,2003.
- [18] N. M. Abdel-Rahim and A. A. Shaltout, “**Slip-Frequency Control of Single-Phase Induction Motor Operated as Two-Phase Motor**”, Industrial Electronics Society, IECON 2004, 30th Annual Conference of IEEE, Vol.2 , pp. 1417-1422, 2004.
- [19] S. D. Umans, “**Steady-State, Lumped-Parameter Model for Capacitor-Run, Single-Phase Induction Motors**”, Industry Applications Society Annual Meeting. 1994 Conference Record of the 1994 IEEE, 2-6 Oct.,Vol.1 , pp. 164-174, 1994.
- [20] Emeritus, “**Electrical Machines Drives, and Power System**”, Pearson Prentice Hall
- [21] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr. and Stephen D. Umans, “**Electrical Machinery**”, McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, 1990.

- [22] Leander W. Matsch, Late and J. Derald Morgan, **“Electromagnetic Electromechanical Machines**, Third Edition, John Wiley & Sons, 1998.
- [23] D. G. Holmes, **“The Significance of Zero Space Vector Placement for Carrier-Based PWM Schemes”**, Industry Applications, IEEE Trans. on Vol 32, Issua 5, pp. 1122-1124, 1996 .
- [24] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, **“Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives”**. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.14, No.1, pp.49-61, (1999).
- [25] K. Zhou and D. Wang, **“Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis”** IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.49, No.1, pp.186-196, 2002.
- [26] D. G. Holmes, Thromas A. Lipo: **“Pulse Width Modulation for Power Converters”**, Wiley Interscience, IEEE Press, pp.259-270, 2003.
- [27] 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. on Power Electronics, Vol. 7, No. 14, pp.517-523, 2002.
- [28] Do-Hyun Jang: **“PWM methods for two-phase inverters”**, IEEE on Industry Applications Magazine, Vol. 13, No. 5, pp. 50-61, 2007.
- [29] J. Yao, J. Krase and T. A. Lipo: **“Design Considerations for Motor-Controller Integration of a Single Phase Induction Motor Packaged Drive”**, IEMDC 03 Conf., Vol. 2, pp.1239-1244, 2003.
- [30] D. C. Martins, L. C. Tomaselli, T. B. Lazzarin, and I. Barbi, **“Drive for a Symmetrical Two-phase Induction Machine Using Vector Modulation”**, IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.126, No.7, pp.853-840, 2006.
- [31] V. Blasko, **“A Hybrid PWM Strategy Combining Modified Space Vector and Triangle Comparison Methods”**, Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE Vol 2, pp. 1872-1878, 1996.
- [32] Sheng-Ming Yang, Feng-Chieh Lin, and Ming-Chung Chen, **“Control of a Two-Phase Linear Stepping Motor with Three-Phase Voltage Source Inverter”**, in Proc., IEMDC 03 Conf., Vol. 3, pp. 1720-1725, 2003.

- [33] I. Takahashi and H. Haga, “**Inverter Control Method of IPM Motor to Improve Power Factor of Diode Rectifier**”, Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the Vol 1, 2-5 April 2002.
- [34] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives**”, Electric Power Systems Research, Vol. 79, No. 7 pp. 1127-1135, 2009.
- [35] Vijit Kinnares and Chakrapong Charumit, “**Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-leg VSI fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors**”, IEEE Trans. on Power Electronics, In press.
- [36] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Realization of a Carrier-Based Unbalanced Output Space Vector PWM Strategy Using Analogue and Digital Techniques for Three-leg Voltage Source Inverter Fed Two-Phase Induction Motors**”, IEEJ Trans. on Industry Applications Society, Section D, Vol. 129, No. 6, 2009.
- [37] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Implementation of Space Vector PWM for a Two-Phase Three-leg Voltage Source Inverter**”, ECTI Trans., Vol. 7, No. 1, 2009.
- [38] Chakrapong Charumit and Vijit Kinnares, “**Analogue Space Vector Modulator for Two-Phase loads using a Three-Leg Voltage Source Inverter**”, IEEE Proc Robio Conf., In Press.
- [39] S. Kim, E. Benedict, F. Fatehi, N. Patel, A. Homaifar and T. A. Lipo, “**Adjustable Speed Drive Control Based on Random Pulse Width Modulation**”, IEEE
- [40] D. Vanata and J. M. Marti, “**PSpice Model for Asymmetrical Two-Phase Induction Motors**”, Power Electronic's and Variable Speed Crives, 2000 Eighth International Conference on (IEEE conf. Publ. No 475), 2000.
- [41] P. C. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhoff, “**Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**”, IEEE Press series on Power Engineering, John Wiley & Sons, Inc. Publication, 2002.
- [42] P. C. Krause, “**Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines**”, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, No. 11, 1965.
- [43] Naser M. ABDEL-RAHIM, A.A. SHALTOU, “**Slip-Frequency Control of Single and Two Phase Induction Motors Operated as Two-Phase Motor**” The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2-6, 2004,

- [44] Bimal K. Bose, “**Modern Power Electronics and AC Drives**”, Prentice Hall PTR, 2002.
- [45] Ned Mohan, “**Electric Drives an Integrative Approach**”, Mnpre Minneapolis, 2000.
- [46] S. Vaez-Zadeh and Sh. Reicy H, “**Sensorless Vector Control of Single-Phase Induction Motor Drives**”, Electrical Machines and System ; 2005. ICEMS2005. Proceedings of the Eighth International conference on Vol 3, 29-29 Sept., 2005.
- [47] Francisco A. S. Neves and Regis P. Landim, “**Single-Phase Induction Motor Drives with Direct Torque Control**”, Electrical Machines and System; 2005. Proceedings of the Eighth International conference, Vol 1, 5-8 Nov., 2002.
- [48] M.B de. Rossiter Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva and A. M. N. Lima, “**Vector Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive Systems**”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.51, No.5, pp.1073-1080, 2004.
- [49] M. B. de S. Vaez-Zadeh and Sh. Reicy H, “**Decoupling Vector Control of Single-Phase Induction Motor Drives**”, Power Electronics Specialists Conference, PESC’05. IEEE 36th , pp. 733-738, 2005.
- [50] M. Guerreiro, D. Foito, A. Cordeiro, “**A phasor speed control of a single or two phase induction motor**”, IEEE Electrical Machines, ICEM , pp. 1-4, 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

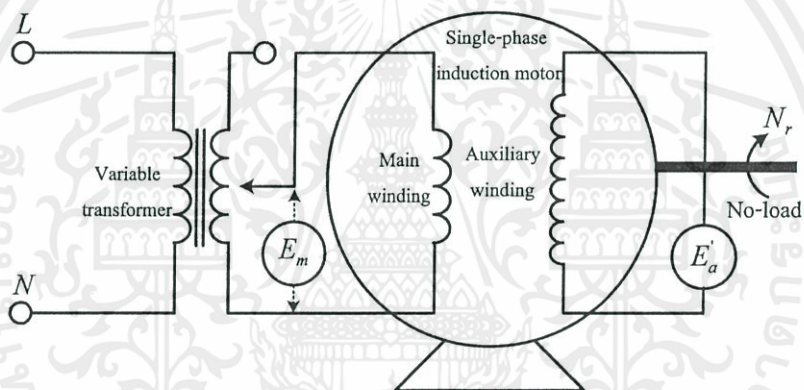


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

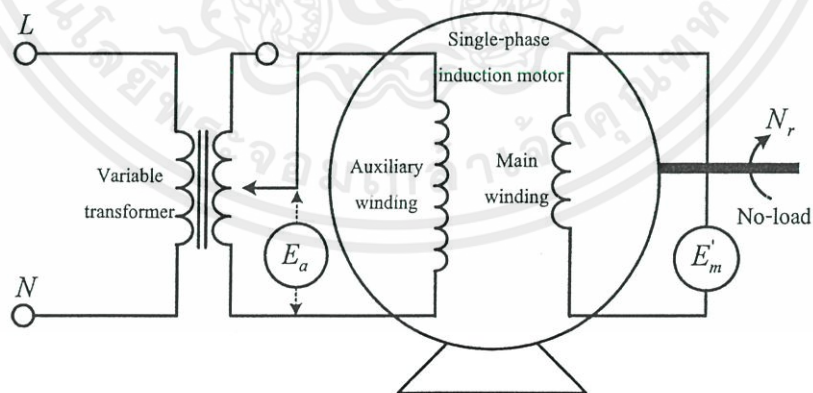
มอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เลือกใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบ Capacitor run โดยมีพิกัดดังต่อไปนี้

พิกัดกำลังไฟฟ้า	370 W
พิกัดแรงดัน	220 V _{rms}
พิกัดความถี่	50 Hz
พิกัดกระแส	2.8 A
พิกัดความเร็ว	1370 rpm
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	4 Pole
Motor Inertia	0.011 kg.m ²

1.1 การทดสอบอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turns ratio test; α)



(ก) การป้อนแรงดันที่ขดลวดหลัก



(ข) การป้อนแรงดันที่ขดลวดช่วยหมุน

รูปที่ ก-1 วงจรที่ใช้สำหรับการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ

จากรูปที่ ก-1 เป็นการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยมีผลการทดสอบแสดงในตารางที่ ก-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก-1 ข้อมูลของการทดสอบหาอัตราส่วนจำนวนรอบ

E_m (V)	E'_a (V)	E_a (V)	E'_m (V)
220	265	220	86

อัตราส่วนจำนวนรอบหาได้จาก

$$\alpha = \sqrt{\frac{E_m E'_a}{E_a E'_m}} = \sqrt{\frac{(220)(265)}{(220)(86)}} = 1.755$$

1.2 การทดสอบ DC Test

Main Winding DC Test

ตารางที่ ก-2 Main Winding DC Test

V(V)	6V	12V	18V	24V	25.4V
I(A)	0.68A	1.32A	2.0A	2.7A	2.8A
R _m (Ω)	8.82	9.09	9.00	8.89	9.07

$$R_{1m} = 8.97\Omega$$

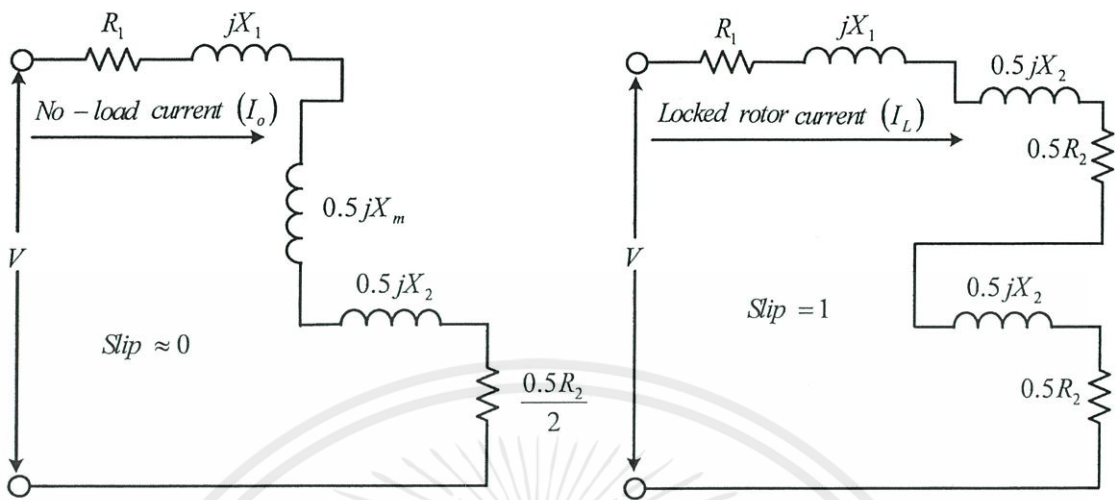
Auxiliary Winding DC Test

ตารางที่ ก-3 Auxiliary Winding DC Test

V(V)	10	20	30	40	50	60	70
I(A)	0.2	0.42	0.62	0.84	1.04	1.22	1.38
R _a (Ω)	50	47.62	48.39	47.62	48.08	49.18	50.72

$$R_{1a} = 48.80\Omega$$

1.3 การทดสอบ No-load test และ Locked-rotor test ที่ขดลวดหลัก



(ก) No-load test

(ข) Locked-rotor test

รูปที่ ก-2 วงจรการทดสอบ No-load test และ Locked-rotor test

ตารางที่ ก-4 Main Winding No-Load Test

V(V)	I(A)	P(W)	PF
220	2.273	110	0.22

จากข้อมูลในตารางที่ ก-4 Main Winding No-Load test

$$Z = \frac{V}{I \angle \theta} = \frac{220}{2.273 \angle -77.29} = 21.29 + j94.4$$

ดังนั้น

$$R_o = 21.29 \Omega \quad \text{และ} \quad X_o = 94.4 \Omega$$

จากรูปวงจรที่ ก-2(ก) ผลรวมของค่า Reactance ทั้งหมดมีค่าตามสมการ

$$X_o = X_1 + 0.5X_m + 0.5X_2$$

ทำการทดสอบ Locked-rotor test เพื่อหาค่า X_1 , X_m และ X_2

ตารางที่ ก-5 ผลการทดสอบ Locked-rotor ที่ขดลวดหลัก

V(V)	I(A)	P(W)	PF
102	2.808	180	0.63

$$Z = \frac{V}{I \angle \theta} = \frac{102}{2.808 \angle -50.95} = 22.89 + j28.22$$

$$R_L = 22.89 \Omega$$

$$X_L = 28.22 \Omega$$

จาก Locked-rotor test

$$X_1 = X_2 = \frac{X_L}{2}$$

ค่า X_L คือค่า Locked-rotor reactance

ดังนั้น

$$X_1 = X_2 = \frac{28.22}{2} = 14.11 \Omega$$

และ Magnetizing reactance มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} X_m &= 2X_o - 1.5X_L \\ &= 2(94.4) - 1.5(28.22) \end{aligned}$$

$$X_m = 146.47 \Omega$$

$$P_{rot} = P_{nl} - I_{nl}^2 (R_1 + 0.25R_2)$$

$$= 110 - (2.273)^2 (8.95 + 0.25(13.879))$$

$$= 45.833W$$

จากผลการ Locked-rotor

$$R_2 = (R_L - R_1) \left(\frac{X_2 + X_m}{X_m} \right)^2$$

$$R_2 = 16.7 \Omega$$

1.4 การทดสอบ Locked-rotor ที่ขดลวดช่วย

ตารางที่ ก-6 ผลการทดสอบ Locked-Rotor ที่ขดลวดช่วย

V(V)	I(A)	P(W)	PF
86.2	0.58	31	0.62

จากข้อมูลการทดสอบ Locked rotor test ที่ขดลวดช่วย

$$Z = \frac{V}{I \angle \theta} = \frac{86.2}{0.58 \angle -51.68} = 92.15 + j116.6$$

$$R_L = 92.15 \Omega$$

$$X_L = 116.6 \Omega$$

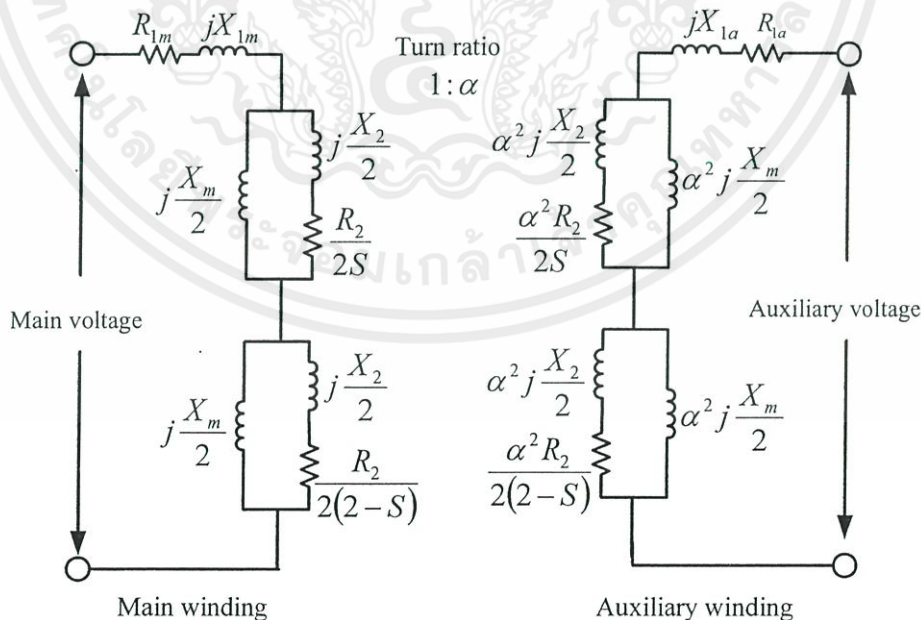
จาก Locked-rotor test

$$X_1 = X_2 = \frac{X_L}{2}$$

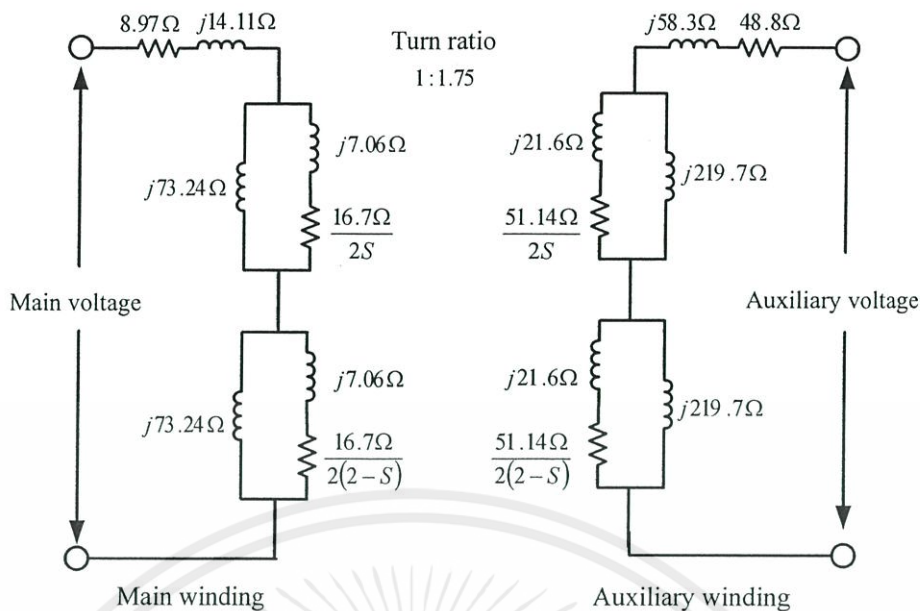
ค่า X_L คือค่า Locked-rotor reactance

ดังนั้น

$$X_1 = X_2 = \frac{116.6}{2} = 58.3 \Omega$$



รูปที่ ก-3 วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร



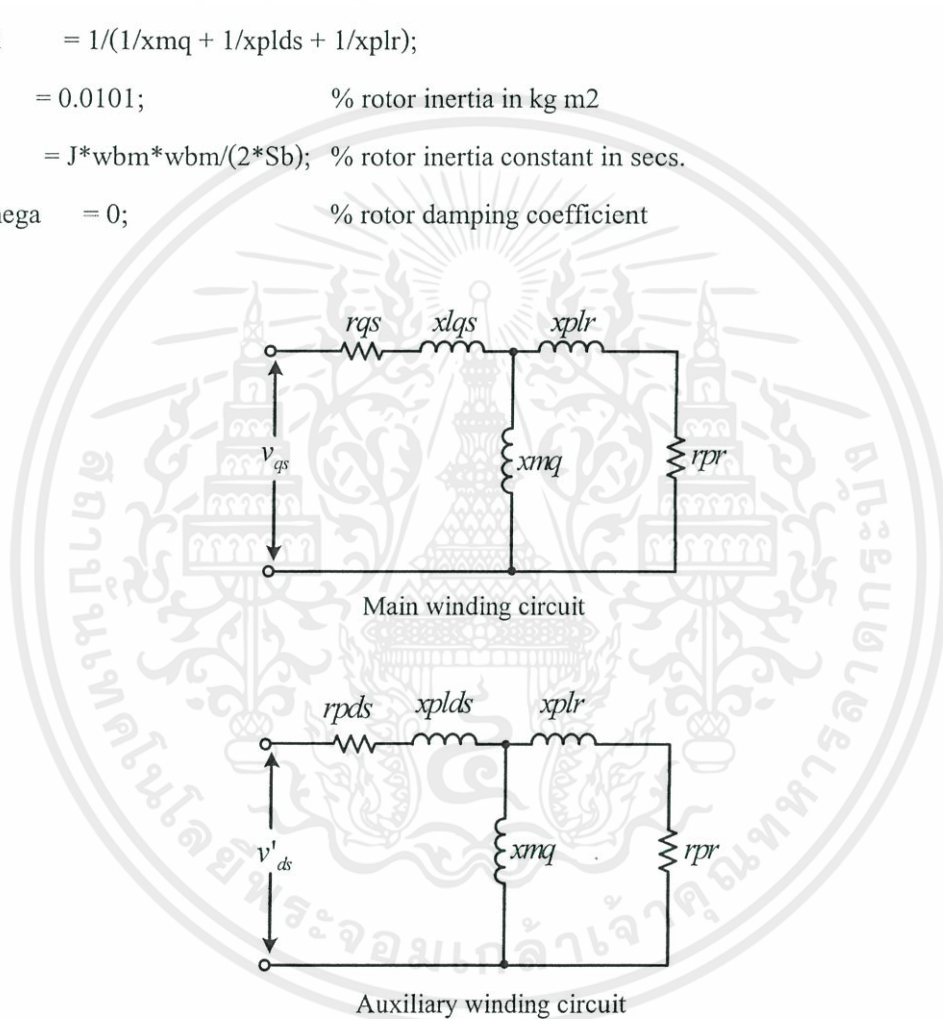
รูปที่ ก-4 การกำหนดค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรสมมูล
มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร

Parameters of two-phase induction motor
For dynamic modeling

- Sb = 370; % 1/2 hp rating in VA
- Vrated = 220; % rated rms voltage in V
- P = 4; % number of poles
- frated = 50; % rated frequency in Hz
- wb = 2*pi*frated; % base electrical frequency
- wbm = 2*wb/P; % base mechanical frequency
- Vb = Vrated*sqrt(2); % magnitude of phase voltage
- Tfactor = P/(2*wb); % torque expression coefficient
- Nq2Nd = 1/1.76; % Nqs/Nds main to aux wdg turns ratio
- rqs = 8.9; % main wdg resistance
- xlqs = 14.13; % main leakage reactance
- rds = 48.8; % aux wdg resistance

```

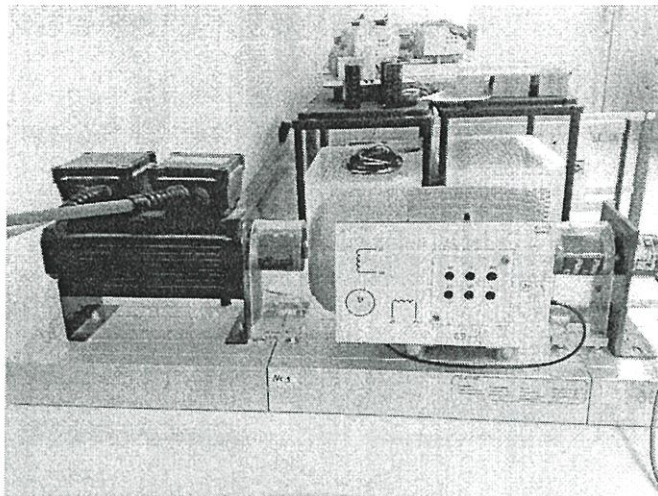
xlds = 58.27; % aux leakage reactance
rpds = (Nq2Nd^2)*rds; % aux wdg resistance referred to main wdg
xplds = (Nq2Nd^2)*xlds; % aux wdg leakage reactance referred to main wdg
xplr = 14.12; % rotor leakage reactance referred to main wdg
rpr = 14.128; % rotor wdg resistance referred to main wdg
xmqs = 146.3; % magnetizing reactance referred to main wdg
xMq = 1/(1/xmqs + 1/xlds + 1/xplr);
xMd = 1/(1/xmqs + 1/xplds + 1/xplr);
J = 0.0101; % rotor inertia in kg m2
H = J*wbm*wbm/(2*Sb); % rotor inertia constant in secs.
Domega = 0; % rotor damping coefficient
    
```



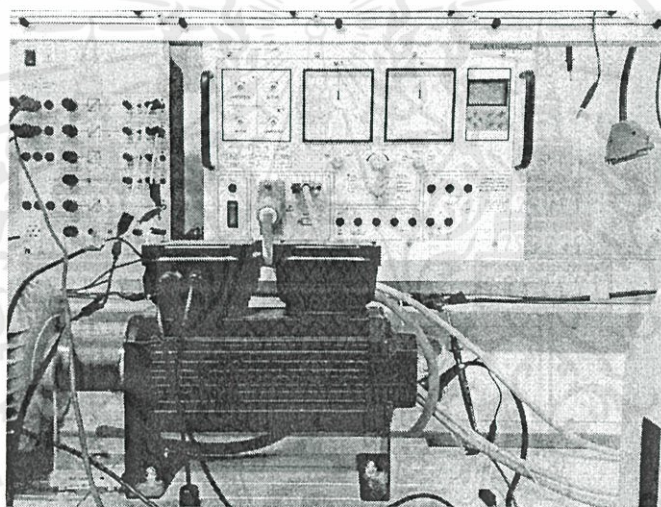
รูปที่ ก-5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ใช้ในการจำลอง



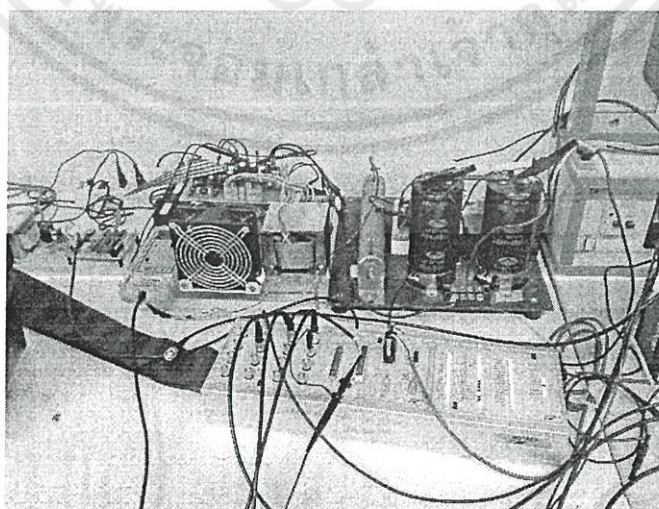
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข-1 มอเตอร์หนึ่งเฟสแบบ Capacitor run ต่อร่วมกับชุด Servo load



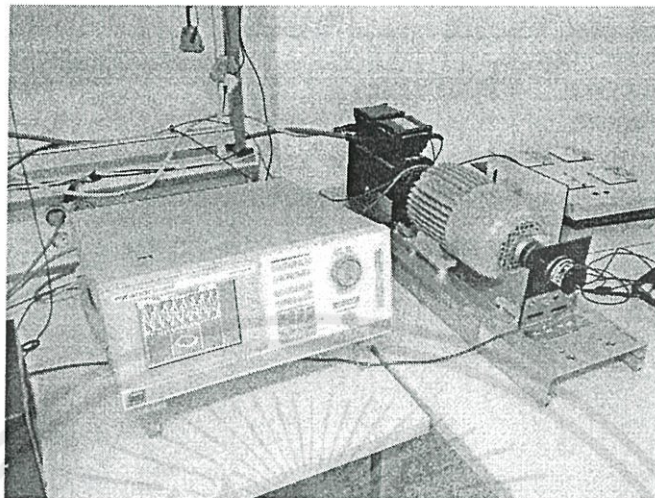
รูปที่ ข-2 ชุด Servo load พร้อมแผงควบคุม



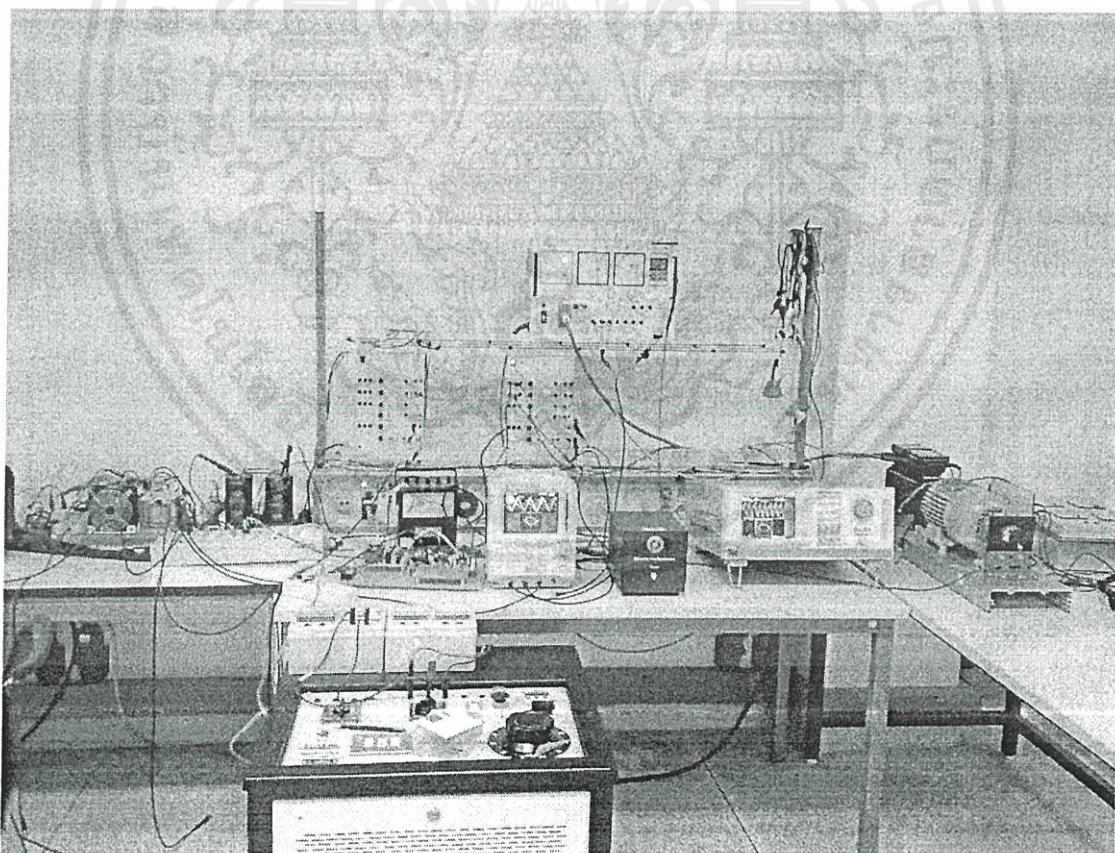
รูปที่ ข-3 คอนเน็คเตอร์ CP1104 สำหรับต่อเชื่อมโยงกับบอร์ด DS1104 กับ I/O ภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DSP controller board รุ่น DS1104 ของบริษัท dSPACE ซึ่งประกอบไปด้วย ชุดประมวลผล digital signal processor เบอร์ TMS320F240 ใช้งานผ่านการ์ดอินเตอร์เฟส DS1104



รูปที่ ข-4 Power Analyzer (PZ4000) สำหรับบันทึกข้อมูลต่างๆ



รูปที่ ข-5 อุปกรณ์และเครื่องมือสำหรับทดสอบควบคุมความเร็วมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ ใ้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [1] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives**”, Electric Power Systems Research, Vol. 79, No. 7 pp. 1127-1135, 2009.
- [2] Vijit Kinnares and Chakrapong Charumit, “**Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-leg VSI fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors**”, IEEE Transactions on Power Electronics, In press.
- [3] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Realization of a Carrier-Based Unbalanced Output Space Vector PWM Strategy Using Analogue and Digital Techniques for Three-leg Voltage Source Inverter Fed Two-Phase Induction Motors**”, IEEJ Trans. on Industry Applications Society, Section D, Vol. 129, No. 6, 2009.
- [4] Ch. Charumit and V. Kinnares, “**Implementation of Space Vector PWM for a Two-Phase Three-leg Voltage Source Inverter**”, ECTI Trans., Vol. 7, No. 1, 2009.
- [5] Chakrapong Charumit and Vijit Kinnares, “**Analogue Space Vector Modulator for Two-Phase loads using a Three-Leg Voltage Source Inverter**”, IEEE Proc Robio Conf., In Press.



VOLUME 79 ISSUE 7 JULY 2009 ISSN 0378-7796

ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH

Editor in Chief: B. Doo Russell
 Regional Editor for Asia: L. Goel
 Regional Editor for Europe and Africa: C.A. Nucci
 Associate Editor: J.D. Morgan

 ScienceDirect

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Contents lists available at ScienceDirect

Electric Power Systems Research

journal homepage: www.elsevier.com/locate/epsr

Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives

Ch. Charumit*, V. Kinnares

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10250, Thailand

ARTICLE INFO

Article history:

Received 18 February 2008

Received in revised form 3 November 2008

Accepted 10 February 2009

Available online xxx

Keywords:

Carrier-based space vector PWM
Asymmetrical parameter type two-phase
induction motor
Three-leg voltage source inverter

ABSTRACT

This paper proposes a space vector pulse width modulation (SVPWM) method based on a carrier providing unbalanced phase voltages for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives using a three-leg voltage source inverter (VSI). The principle is fully described. The proposed space vector equivalent phase leg reference voltages are derived from conventional ones. With the proposed SVPWM method, the output voltages are displaced at 90° with controllable amplitudes. The validity of the proposed method is verified by both calculated and experimental results.

© 2009 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

In recent years, single-phase induction motors (SPIMs) have been widely used in low power residential and industrial applications. SPIMs are normally supplied with a single-phase ac source of constant frequency and voltage. As a consequence, there is a decrease in efficiency, when decreasing the load. When energy saving is seriously concerned, a variable speed SPIM drive is likely to play an important role. It is not easy to achieve high performance over wide ranges of operating conditions without using variable frequency drives. However, SPIMs have experienced several problems such as low efficiency, low power factor, torque pulsations and so on [1,2]. Many research efforts have been made in improving drive performance not only by a control method but also by a PWM strategy [3–5]. With the advent of microprocessor and switching device technologies, improvement of PWM methods and suitable converter configurations have been made possible. An asymmetrical parameter type two-phase induction motor is probably adapted from an existing single-phase split capacitor induction motor (SPCIM) by removing a capacitor out from the auxiliary winding and separating main and auxiliary windings.

Digital techniques for generating PWM patterns seem to be more interested due to the advent of a microprocessor technology resulting in precision, ease of implementation and flexibility. Space

vector pulse width modulation (SVPWM) is well established for a three-phase system with the digital implementation [6–9]. It offers many advantages over other PWM techniques. For a two-phase system, particularly for unbalanced outputs there are a few works to reveal the explicit principle and space vector equivalent mathematical functions. As shown in Fig. 1, a three-leg voltage source inverter (VSI) providing two-phase outputs is increasingly interested for two-phase drive applications due to good dc voltage utilization, reduced total harmonic distortion of currents and availability of three-leg modules [3,6,12]. When comparing with the two-leg VSI for a two-phase induction motor, the three-leg VSI offers zero space vectors resulting in a reduction in the motor current ripple and more or less 20% higher output phase voltages [6,17]. Also, the problem of unbalanced voltages across two DC-link capacitors is absent for the three-leg VSI. Performance evaluation of converter topologies for two-phase induction motor drives can be found in [18]. However, the kind of a PWM strategy suitable for those topologies was not reported. The proposed PWM method in this paper is applicable to such low cost topologies in a certain range. Unbalanced two-phase voltage supplies with variable frequency have proved better performance of an asymmetrical parameter type two-phase induction motor [3] and [10–14]. In order to achieve such improvement, the relationship between voltages and frequency for both windings is shown in Fig. 2. Before reaching a rated value, the auxiliary winding voltage is higher than the main winding voltage with the linear relationship of $V_q = \alpha V_d$ where α is the turns ratio of windings (auxiliary/main), v_d is the main winding voltage and v_q is the auxiliary winding voltage [3,12,13]. After reaching a rated value of the auxiliary winding voltage, the both winding voltages

* Corresponding author. Tel.: +66 2988 3655x3088; fax: +66 2988 4040.

E-mail addresses: ch.charumit@hotmail.com, kkwijit@kmitl.ac.th (Ch. Charumit).

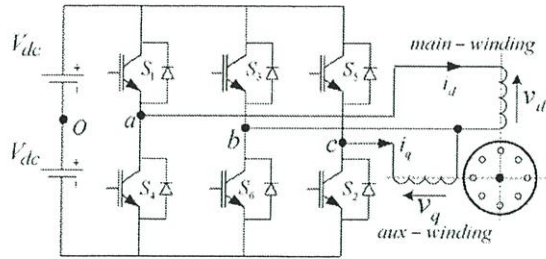


Fig. 1. Three-leg PWM voltage source inverter supplying a two-phase induction motor.

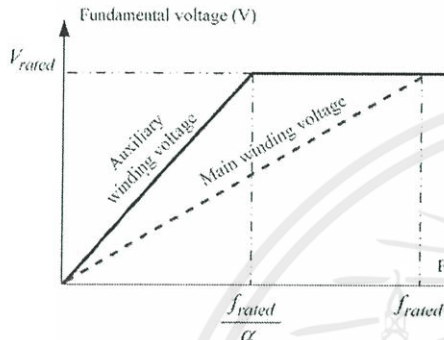


Fig. 2. Relationship between appropriate voltages and frequency for both windings of an asymmetrical parameter type two-phase induction motor.

are independent. The requirement of such appropriate voltages for both windings of such motor is possible with the proposed method.

This paper focuses on describing the principle and implementation of the proposed SVPWM method through a mathematical approach. The generation method of the proposed PWM patterns and corresponding waveforms at various points of the main power circuit (Fig. 1) can be illustrated in Fig. 3.

2. Conventional balanced two-phase output SVPWM method

The principle of two-phase SVPWM for the three-leg VSI is derived from three-phase space vector modulation which divides

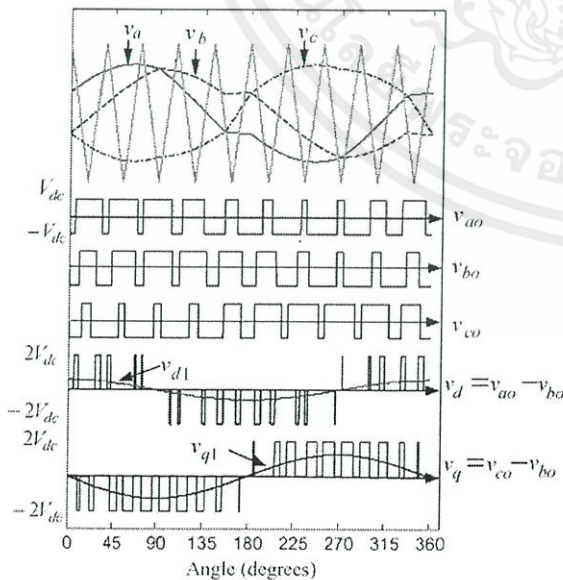


Fig. 3. Principle of the proposed SVPWM method.

Table 1
Switching states, corresponding output voltages and space vectors.

S_1	S_3	S_5	V_d	V_q	\overline{SV}_n
0	0	0	0	0	\overline{SV}_0
1	0	0	$2V_{dc}$	0	\overline{SV}_1
1	1	0	0	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_2
0	1	0	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_3
0	1	1	$-2V_{dc}$	0	\overline{SV}_4
0	0	1	0	$2V_{dc}$	\overline{SV}_5
1	0	1	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	\overline{SV}_6
1	1	1	0	0	\overline{SV}_7

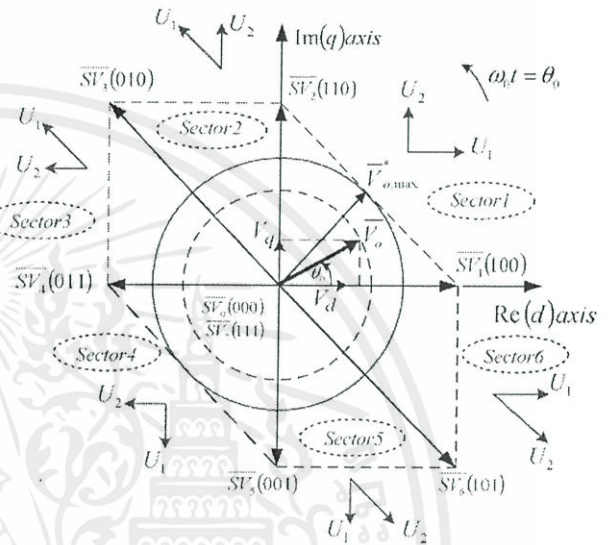


Fig. 4. Conventional location of active space vectors in a $d-q$ plane and an arbitrary output voltage.

into six hexagonal sectors with 60° depart each sector [15,16]. For two-phase SVPWM, the common leg is used. As a result, voltages between leg voltages provide two-phase outputs, namely v_{ab} as v_d and v_{cb} as v_q . In the switching states of SVPWM, the upper switches S_1, S_3 and S_5 of the main power circuit are assigned with either "1" or "0" equal to turn-on and turn-off, respectively. The lower switches S_4, S_6 and S_2 are opposite states against the upper switches in the same leg. The DC bus voltage is $2V_{dc}$. The switching states, corresponding output voltages and space vectors are shown in Table 1.

As shown in Fig. 4, there are six possible voltage vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2 \dots \overline{SV}_6$) and two null vectors ($\overline{SV}_0, \overline{SV}_7$). Four active vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$) have a length of $2V_{dc}$ and two active vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) have a length of $2\sqrt{2}V_{dc}$. Desired output voltage space vector V_o^* in a vector form, which is a rotating vector with a circular trajectory, can be calculated in terms of the average of a number of these space vectors within a half carrier period in each sector as

$$\overline{V}_o^* = V_o \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{U}_2 \tag{1}$$

Table 2
Quantities of the conventional SVPWM.

Sectors	\overline{U}_1	\overline{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\overline{SV}_1	\overline{SV}_2	T_{SV1}	T_{SV2}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	0	$\pi/2$
2	\overline{SV}_3	\overline{SV}_2	T_{SV3}	T_{SV2}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	$\pi/2$
3	\overline{SV}_3	\overline{SV}_4	T_{SV3}	T_{SV4}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	π
4	\overline{SV}_5	\overline{SV}_4	T_{SV5}	T_{SV4}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/2$	π
5	\overline{SV}_5	\overline{SV}_6	T_{SV5}	T_{SV6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
6	\overline{SV}_1	\overline{SV}_6	T_{SV1}	T_{SV6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	2π	$7\pi/4$

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnares, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epsr.2009.02.003

ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดักแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 3
Space vector active times and modulating functions of balanced output voltage SVPWM in each sextant.

	Switching times	Phase leg reference voltage
Sector 1: $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{6}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
	$\frac{T_{SV0}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2: $\frac{\pi}{6} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{4}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \frac{\pi}{2}) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{4}\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{T_{SV0}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
Sector 3: $\frac{\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{4}\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{T_{SV0}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
Sector 4: $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{4}$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0 - \frac{3\pi}{4})$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
	$\frac{T_{SV0}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
Sector 5: $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
	$\frac{T_{SV0}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$	$v_{dc} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

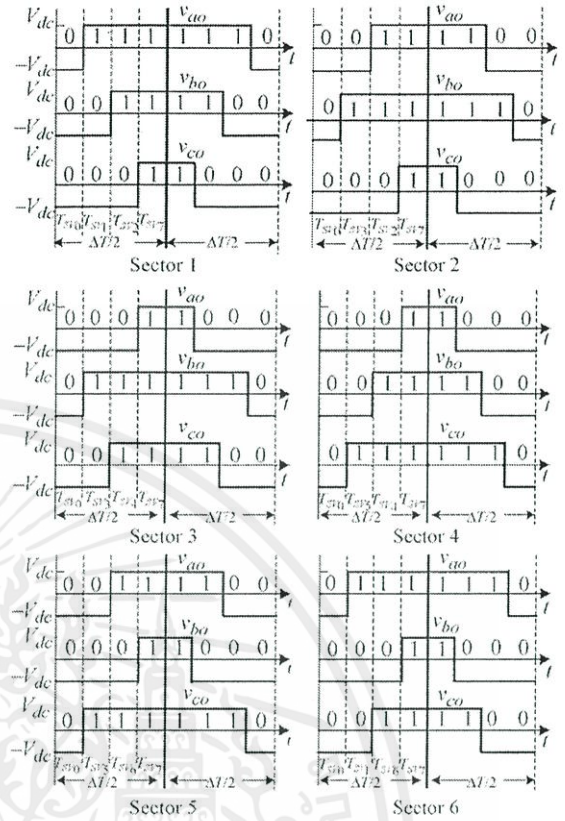


Fig. 5. Symmetric pulse patterns of space vector modulation in each sector.

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

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

$$\frac{\Delta T}{2} = T_1 + T_2 + T_{SV0} + T_{SV7} \quad (4)$$

where \bar{U}_1 and \bar{U}_2 are the two adjacent vectors; V_1, V_2 are the magnitudes of the space vectors; θ_0 is sapling position; α_1, α_2 are angles for the two adjacent vectors; T_1, T_2 are active times for the two adjacent vectors; T_{SV0}, T_{SV7} are times for null vectors; ΔT is a carrier period. Generally, for a symmetric space vector pulse pattern, space vector time for each zero switching state (T_{SV0}, T_{SV7}) is set to be equal. The relationship between active times and the desired output voltage for each sector can be expressed in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ \Delta T/2 \\ T_2 \\ \Delta T/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{V_0}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Active space vectors and corresponding times magnitudes and location for all sectors are shown in Table 2. By using (5) and Table 2, space vector active times (T_{SV1}, T_{SV2}) for sector 1 are arranged as follows:

$$T_{SV1} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \frac{\Delta T}{2} \quad (6)$$

$$T_{SV2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \frac{\Delta T}{2} \quad (7)$$

where $M = V_0/V_{dc}$ which is the modulation index.

It is noted that $T_{SV1} + T_{SV2} \leq \Delta T/2$. Using (6) and (7) yields

$$\frac{T_{SV1} + T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{\sqrt{2}V_0}{2V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) \leq 1 \quad (8)$$

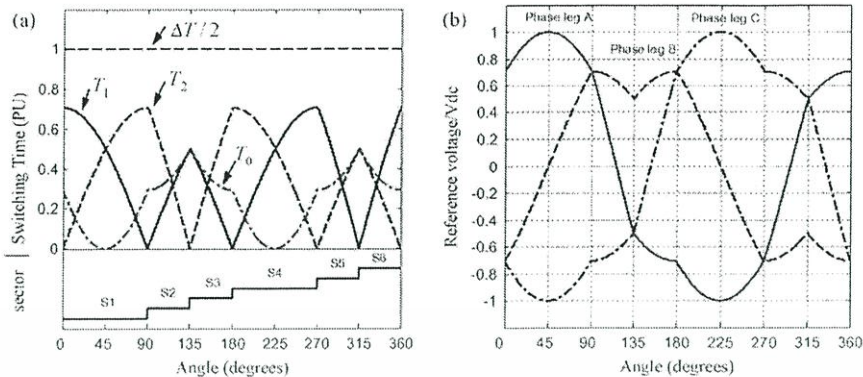


Fig. 6. (a) Calculated switching times of T_1 , T_2 and T_0 (in p.u.) at $M = \sqrt{2}$. (b) Calculated phase leg reference voltage waveforms at $M = \sqrt{2}$.

From (8), the condition for maximum possible magnitude of V_o occurs at $\theta_0 = \pi/4$ which gives $V_o = \sqrt{2}V_{dc}$. As a consequence, $0 \leq M \leq \sqrt{2}$. The maximum phase voltage is approximately 70% of DC-link voltage [7,17]. This characteristic is one of the major advantages of the three-leg VSI. 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 conventional space vector PWM with equally spaced zero space vector SV_0 and SV_7 . The reference (average) values for the three-phase leg voltages over the time interval $\Delta T/2$, which have a switching sequence for sector 1 in a half period of switching as $SV_0 \rightarrow SV_1 \rightarrow SV_2 \rightarrow SV_7$ [15] are

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (9)$$

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (10)$$

$$v_{co} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (11)$$

By substituting (6) and (7) into (9)–(11), 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

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (12)$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (13)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (14)$$

Similarly, according to Tables 2 and 5, with the same process, space vector active times and modulating functions for the remain-

ing sectors can be achieved as shown in Table 3. Switching times T_1 , T_2 and T_0 in the half period of the carrier can be plotted as Fig. 6(a). Corresponding phase leg reference voltage waveforms can be shown in Fig. 6(b). These are space vector equivalent waveforms which will be used to compare with a common triangular carrier to generate PWM patterns.

3. Proposed unbalanced two-phase output SVPWM method

The principle of the carrier-based unbalanced two-phase output SVPWM using the three-leg VSI is derived from the conventional balanced two-phase output SVPWM. The differences are magnitudes and location. The magnitudes of the proposed space vectors are obtained by scaling the magnitude of the conventional ones by voltage factors $|A|$, $|B|$ and $|C|$. Voltage factors can be determined which are based on the principle of considering unbalanced output voltages proposed in [4,5]. As shown in Fig. 7, each phasor of phases a , b , and c has a length equal to $1/\sqrt{2}$. \tilde{V}_a and \tilde{V}_c are out of phase and $-\tilde{V}_b$ is controlled by angle shift, δ . By using phase b as a common, the phase difference between \tilde{V}_{ab} and \tilde{V}_{cb} (i.e. terminal voltages \tilde{V}_d and \tilde{V}_q) is 90° . When considering Fig. 7, by using trigonometry relationship, voltage factors $|A|$ and $|B|$ responsible for direct and quadrature output voltages, respectively can be expressed as follows:

$$|A| = \sqrt{z^2 + y^2}; \quad |A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \delta\right) \quad (15)$$

$$|B| = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + x\right)^2 + y^2}; \quad |B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \delta\right) \quad (16)$$

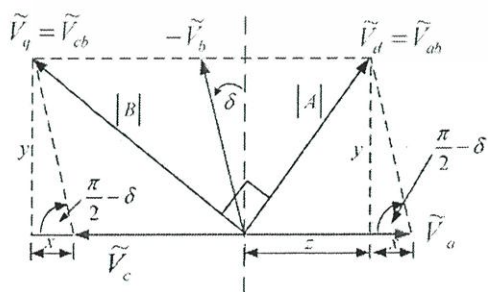


Fig. 7. Geometrical relationship modified from [4] for determining voltage factors for a given value of positive δ .

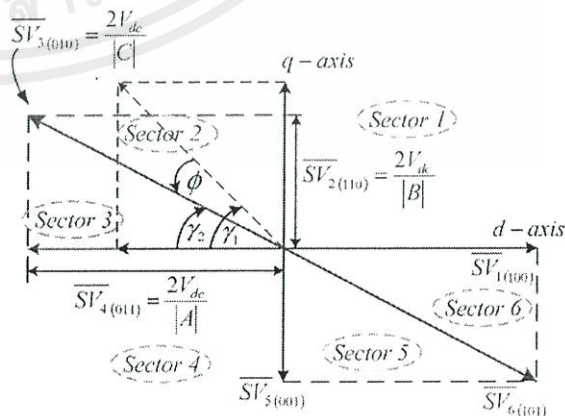


Fig. 8. Proposed location of active space vectors SV_3 and SV_6 .

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnares, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epsr.2009.02.003

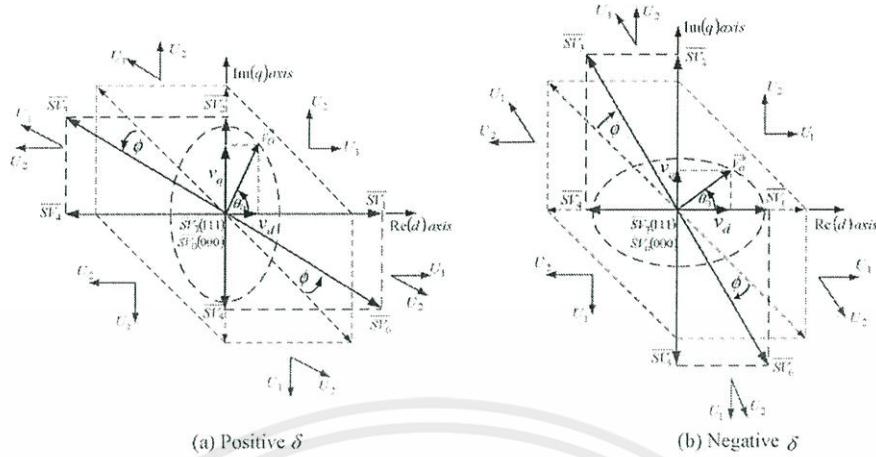


Fig. 9. Proposed location of six active space vectors and an arbitrary voltage vector trajectory. (a) Positive δ and (b) negative δ .

Then let

$$|C| = \frac{1}{\sqrt{(1/|A|)^2 + (1/|B|)^2}} \quad (17)$$

If let $\delta=0$, then $|A|$ and $|B|=1$ which is a condition for balanced two-phase output voltages with 90° phase difference. When changing a value of δ , voltage factors $|A|$, $|B|$ and $|C|$ will change in accordance with (15)–(17). As a consequence, the changes in both the location and the length for two active space vectors (SV_3, SV_6) and in only the length for four active space vectors (SV_1, SV_2, SV_4, SV_5) occur. The voltage factors are used for varying the amplitudes of the active space vectors in each sector. The range of $|A|$, $|B|$ and $|C|$ values is between 0 and $\sqrt{2}$. As shown in Fig. 8, ϕ is the angle that the proposed two active vectors (SV_3, SV_6) are shifted from the conventional ones resulting from a change in δ . In order to find the relationship between ϕ and δ , by performing trigonometry, the

following equations are derived.

$$\tan \gamma_2 = \frac{|A|}{|B|} = \frac{\sin((\pi/4) - (\delta/2))}{\cos((\pi/4) - (\delta/2))} = \tan\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (18)$$

Then, $\gamma_2 = (\pi/4) - (\delta/2)$. Since $\gamma_1 = \pi/4$, thus

$$\phi = \gamma_1 - \gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2} \quad (19)$$

Then,

$$\phi = \frac{\delta}{2} \quad (20)$$

The desired output voltage and space vector plane can be displayed in Fig. 9 for a given δ in positive and negative directions. Unlike the desired balanced output voltage yielding a circular trajectory, the desired unbalanced output voltage gives an elliptical trajectory as the dotted line. The axis of the elliptical trajectory can be either vertical or horizontal depending on the direction of δ (i.e. positive δ for vertical ($V_q > V_d$), negative δ for horizontal ($V_d > V_q$)).

Table 4
Quantities of the proposed SVPWM.

Sectors	U_1	U_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	$SV_1(1\ 0\ 0)$	$SV_2(1\ 1\ 0)$	T_{SV_1}	T_{SV_2}	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	0	$\frac{\pi}{2}$
2	$SV_3(0\ 1\ 0)$	$SV_2(1\ 1\ 0)$	T_{SV_3}	T_{SV_2}	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	$\frac{\pi}{2}$
3	$SV_3(0\ 1\ 0)$	$SV_4(0\ 1\ 1)$	T_{SV_3}	T_{SV_4}	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	π
4	$SV_5(0\ 0\ 1)$	$SV_4(0\ 1\ 1)$	T_{SV_5}	T_{SV_4}	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{3\pi}{2}$	π
5	$SV_5(0\ 0\ 1)$	$SV_6(1\ 0\ 1)$	T_{SV_5}	T_{SV_6}	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{4} + \phi$
6	$SV_1(1\ 0\ 0)$	$SV_6(1\ 0\ 1)$	T_{SV_1}	T_{SV_6}	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	2π	$\frac{7\pi}{4} + \phi$

Table 5
Proposed space vector active times in each sextant.

Sector 1	$\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$	Sector 4	$\frac{T_{SV_4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$
	$\frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0)$		$\frac{T_{SV_5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0 - \pi)$
Sector 2	$\frac{T_{SV_3}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin((\pi/4)+\phi)} \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)$	Sector 5	$\frac{T_{SV_6}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin((\pi/4)+\phi)} \sin\left(\frac{7\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)$
	$\frac{T_{SV_4}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin((\pi/4)+\phi)} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$		$\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin((\pi/4)+\phi)} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$
Sectors 3	$\frac{T_{SV_5}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4-\phi)} \sin(\pi - \theta_0)$	Sector 6	$\frac{T_{SV_6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4-\phi)} \sin(2\pi - \theta_0)$
	$\frac{T_{SV_6}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin(\pi/4-\phi)} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right)$		$\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin(\pi/4-\phi)} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right)$

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnares, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epr.2009.02.003

Due to the similar principle to the conventional balanced SVPWM, the mathematical calculation of switching times for the proposed method can be dealt with in the same manner as for the conventional one as mentioned earlier. According to Fig. 9, the location, magnitudes and active times of the proposed space vectors can be summarized in Table 4. Space vector active times (T_{SV1} , T_{SV2}) for sector 1 can be determined by using (5) and Table 4 as follows:

$$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M|A|}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \tag{21}$$

$$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M|B|}{2} \sin(\theta_0) \tag{22}$$

where $0 \leq M \leq \sqrt{2}$.

The proposed phase leg reference voltages with respect to the midpoint of the dc input voltage, which have a space vector sequence for sector 1 over the half period are expressed as follows:

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \left(\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2}\right) = \frac{M}{2} (|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0)) \tag{23}$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \left(-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2}\right) = \frac{M}{2} (-|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0)) \tag{24}$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \left(-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2}\right) = \frac{-M}{2} (|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0)) \tag{25}$$

Table 6
Proposed modulating functions of unbalanced output voltage SVPWM in each sextant.

Sector 1	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} [A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0)]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} [- A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0)]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} [A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0)]$
Sector 2	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)+\phi)} [- C \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + B \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)+\phi)} [C \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + B \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin((\pi/4)+\phi)} [C \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + B \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)]$
Sector 3	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin((\pi/4)-\phi)} [C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right)]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)-\phi)} [C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right)]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)-\phi)} [- C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right)]$
Sector 4	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} [B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} [- B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} [B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)]$
Sector 5	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)+\phi)} [- B \sin\left(\frac{2\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin((\pi/4)+\phi)} [B \sin\left(\frac{2\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)+\phi)} [B \sin\left(\frac{2\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)]$
Sector 6	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)-\phi)} [A \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0)]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin((\pi/4)-\phi)} [A \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0)]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin((\pi/4)-\phi)} [A \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0)]$

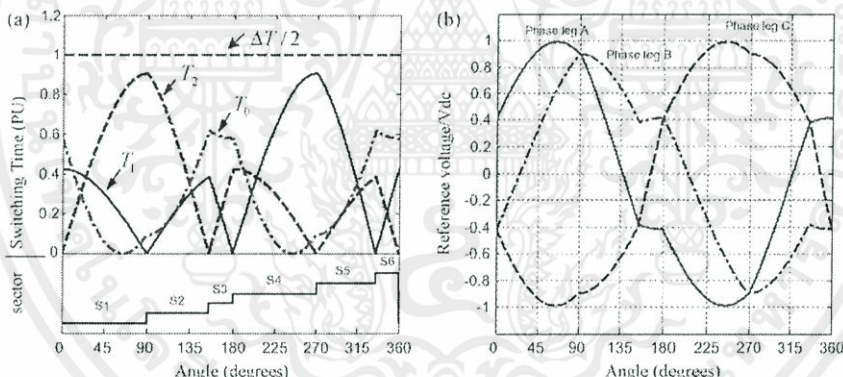


Fig. 10. (a) Calculated switching times of T_1 , T_2 and T_0 (in p.u.) at $\delta = 40^\circ$, $M = \sqrt{2}$. (b) Calculated phase leg reference voltage waveforms at $\delta = 40^\circ$, $M = \sqrt{2}$.

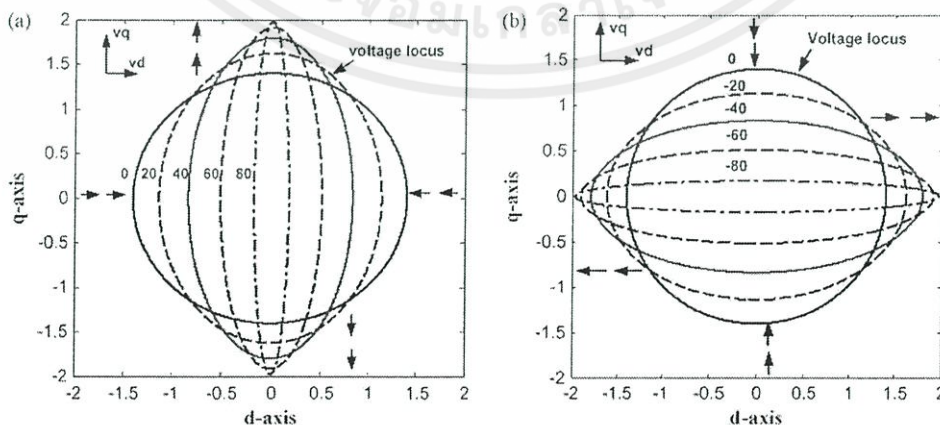


Fig. 11. Calculated voltage trajectory (in p.u.). (a) $0^\circ < \delta < 80^\circ$ and (b) $-80^\circ < \delta < 0^\circ$.

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnaree, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epsr.2009.02.003

Similarly, according to Tables 4 and 5, space vector active times and modulating functions for the remaining sectors can also be expressed in the same procedure and given in Tables 5 and 6. The magnitudes of the orthogonal output voltages for the unbalanced two-phase system can be expressed as

$$V_{ab} = V_d = MV_{dc}|A| \quad (26)$$

$$V_d = MV_{dc}\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{using peak voltage}) \quad (27)$$

$$V_{cb} = V_q = MV_{dc}|B| \quad (28)$$

$$V_q = MV_{dc}\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{using peak voltage}) \quad (29)$$

According to (27) and (29), output voltages can be adjusted by changing values of the modulation index M and δ which δ depends on the voltage factors. Therefore, desired unbalanced output voltages are achieved with changing such parameters. For example, calculated active times for each sector over a period and reference voltage waveforms at $\delta = 40^\circ$ and $M = \sqrt{2}$ can be plotted as shown in Fig. 10. These results can be compared with the results from Fig. 6 and from the publications in [7,8,17] which are for balanced output voltages to see how the characteristics of the proposed method are different from. It is noted that, obviously, sectors 2, 3, 5 and 6 occupy the angle range different from the balanced case. Fig. 11 shows the calculated voltage space vector trajectory (normalized with V_{dc}) under a variation of δ for positive and negative at maximum $M = \sqrt{2}$. For the positive δ , an increase in a value of δ causes an increase in the magnitude of the major axis of the elliptical locus and a decrease in the magnitude of the minor axis (i.e. $V_q > V_d$). Similarly, for the negative δ , an increase in a value of δ

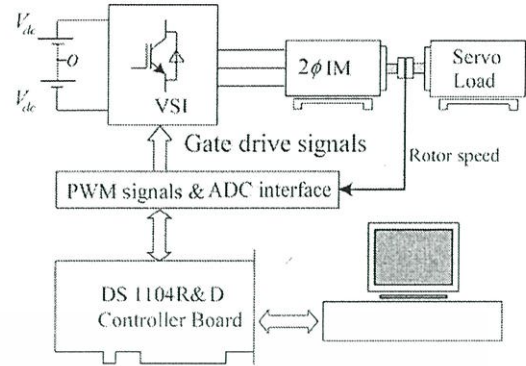


Fig. 12. Overall proposed system.

causes the same manner as for the positive δ except different axis (i.e. $V_d > V_q$).

4. Experimental results

The Overall system for verifying the proposed method is shown in Fig. 12. Reference voltage waveforms and SVPWM patterns are generated by a dSPACE DS1104 DSP controller board with a TMS320F240 slave digital signal processor. The three-leg IGBT Intelligent power module inverter is used. The servo drive provides accurate load torque. In order to verify the correctness of the implementation, the test was conducted with conditions of $\delta = 0^\circ$ for a balanced case and $\delta = 40^\circ$ for an unbalanced case. Fig. 13 illustrates experimental modulating voltage waveforms for both cases. It is evident that the measured reference voltage waveforms as

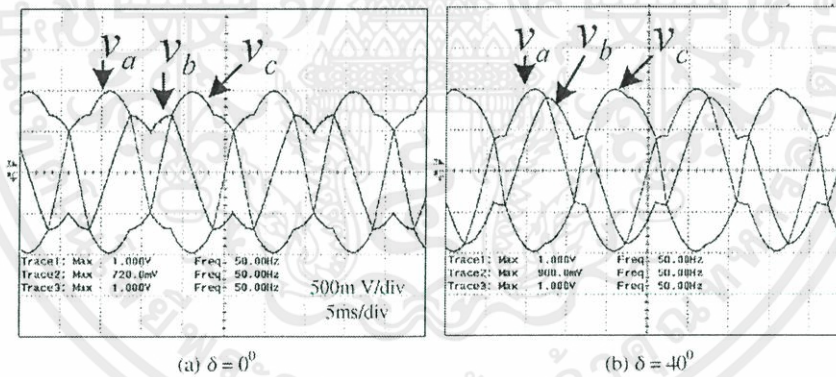


Fig. 13. Experimental modulating voltage waveforms. (a) $\delta = 0^\circ$ and (b) $\delta = 40^\circ$.

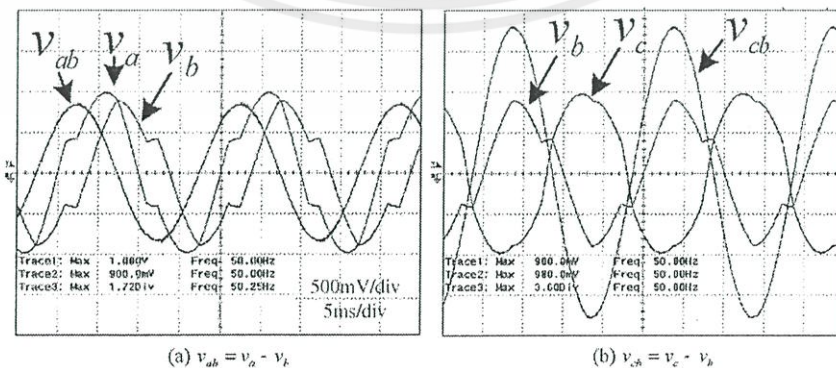


Fig. 14. Unbalanced reference phase voltages at $\delta = 40^\circ$. (a) $v_{ab} = v_a - v_b$ and (b) $v_{cb} = v_c - v_b$.

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnares, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epsr.2009.02.003

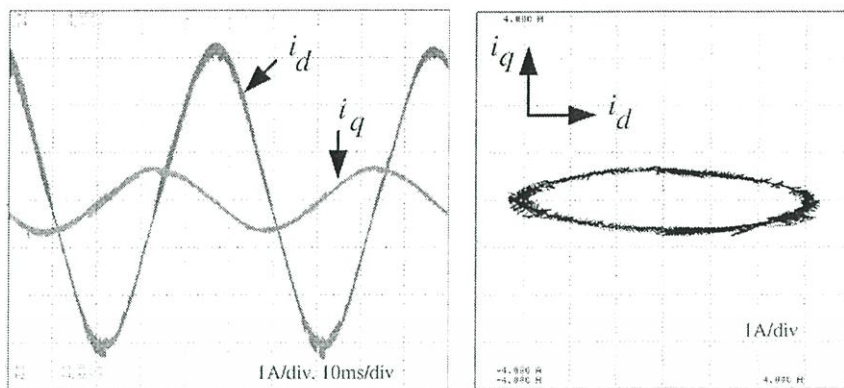


Fig. 15. Motor current waveforms for both windings of the balanced applied voltages case and corresponding trajectory at inverter of 20 Hz and switching frequency of 5 kHz.

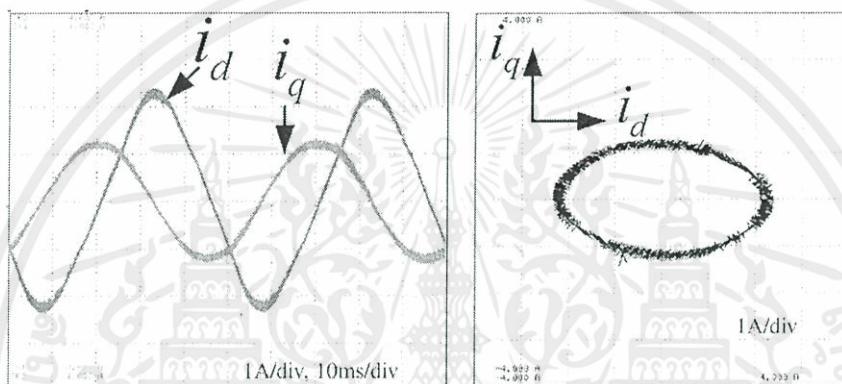


Fig. 16. Motor current waveforms for both windings of the unbalanced applied voltages case and corresponding trajectory at inverter of 20 Hz and switching frequency of 5 kHz.

shown in Fig. 13(a) and (b) are identical with the calculated ones as shown in Figs. 6(b) and 10(b) for the balanced and unbalanced cases, respectively. Fig. 14 illustrates the phase reference voltages and the unbalanced reference outputs. It can be seen that the phase leg reference voltages are nonsinusoidal waveforms, but the two line-to-line reference voltages are purely sinusoidal waveforms with unbalanced values. Obviously, it implies that the actual unbalanced phase outputs occur (i.e. $V_q > V_d$ for the positive δ). This confirms the validity of the proposed method.

The another test with an asymmetrical type two-phase induction motor having parameters given in Appendix A was conducted with balanced and unbalanced applied voltages. For the unbalanced case, the applied voltage levels for both windings are in accordance with Fig. 2, as mentioned before. Fig. 15 shows the motor currents and corresponding current vector trajectory for the balanced applied voltages at low speed. The inverter frequency and switching frequency are 20 Hz and 5 kHz, respectively. The auxiliary winding current leads the main winding current and has lower level due to the higher impedance of the auxiliary winding. The current vector trajectory is perfectly elliptical path with horizontal major axis. Fig. 16 demonstrates the motor currents and corresponding vector trajectory for the unbalanced case providing the voltage compensation of the auxiliary winding. Evidently, the auxiliary winding current is higher than that of the balanced voltage case and still leads the main winding current. The current vector trajectory is considerably circular. This implies that the better performance is achieved resulting in reduced torque pulsations as mentioned in [3,4,12,13].

Again, in order to confirm the capability of the proposed method (i.e. unbalanced phase outputs) for the improvement of the electro-

magnetic torque when comparing with the conventional method (i.e. balanced phase outputs), the test with varying inverter frequency and motor load torque has been conducted. As shown in Fig. 17, at the same load torque, the slip speed of the motor supplied with the proposed method is lower than that supplied with the balanced voltages. This means that the proposed method provides the improved electromagnetic torque thus obtaining the better speed regulation.

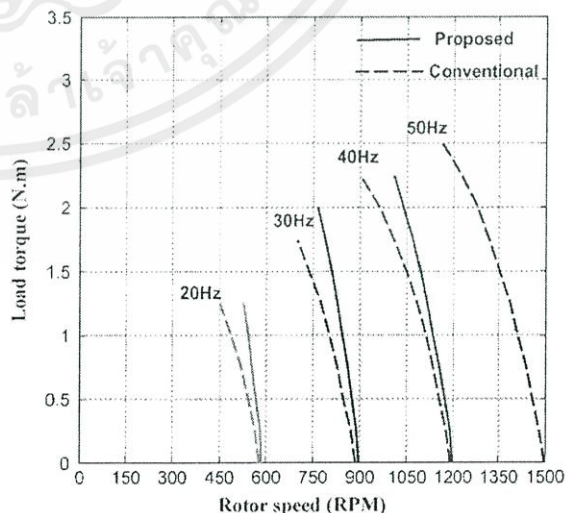


Fig. 17. Open loop torque-speed curve.

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnarees, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epsr.2009.02.003

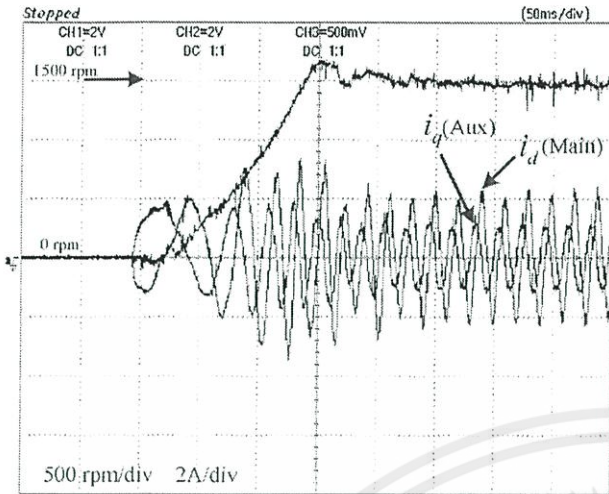


Fig. 18. Experimental start-up from 0 to 1500 rpm; motor currents and rotor speed at no load.

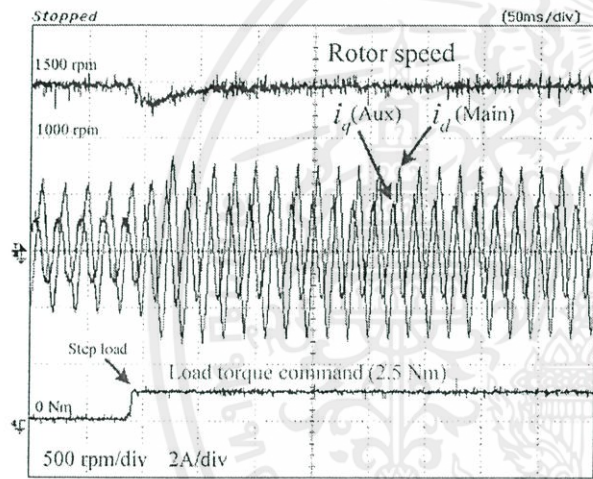


Fig. 19. Experimental step load change at 1500 rpm.

In order to verify the capability of the proposed method applied to a closed loop speed control system, the test under motor start-up and load disturbance conditions was conducted. Simple scalar control with constant volts-per-hertz (V/F) was used. Fig. 18 shows the motor performance during the starting period at the base speed command. The motor speed response is reasonable. The motor current response is also satisfactory. Obviously, there are no high starting currents for both windings. These characteristics are typical for a closed loop scalar control system.

Fig. 19 illustrates the speed holding capability at the base speed. The motor speed and current responses are satisfactory as well. The motor speed is able to be kept constant at the speed command during a sudden load increase at the rated load torque. From the dynamic response of the closed loop speed control, it confirms that the proposed method can be used in practice as variable voltage variable frequency (VVVF) drives.

5. Conclusions

This paper has proposed a carrier-based unbalanced output phase voltage SVPWM method for asymmetrical two-phase induction motor drives using a three-leg VSI. The principle and implementation have been fully given. The mathematical equations

representing space vector equivalent phase leg reference voltages for the conventional and the proposed method have been derived. The proposed method provides unbalanced voltages of the two-phase outputs controlled by varying the modulation index and the voltage factors whilst the phase difference angle is always kept at 90°. The results have shown apparently the correctness and improvement of the motor performance.

Acknowledgements

The authors wish to thank Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University and Assoc. Prof. Wekin Piyarat for the provision of research facilities and the valuable help. Also, the financial support for a scholarship by Mahanakorn University of Technology is gratefully acknowledged.

Appendix A. Parameters of the asymmetrical two-phase induction motor

	Main winding	Auxiliary winding
1 ϕ , IM, 370 W, 220 V, 1375 rpm, 2.8 A, $\alpha = 1.71$		
R_1	9.04 Ω	45.25 Ω
X_1	13.73 Ω	44.79 Ω
R_2	7.56 Ω	26.76 Ω
X_2	6.87 Ω	22.40 Ω
X_m	234.96 Ω	288.20 Ω

References

- [1] C.-M. Young, C.-C. Liu, C.-H. Liu, New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives, in: IEE Proc. on Electric Power Applications, vol. 143, no. 6, 1996, pp. 458-466.
- [2] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, M. Tonnes, Evaluation of low-cost topologies for two phase induction motor drives, in: IEEE Proc. PCC-2002 Conf., 2002, pp. 2358-2365.
- [3] S. Sinthusonthichat, V. Kinnares, A new modulation strategy for unbalanced two phase induction motor drives using a three-leg voltage source inverter, IEEJ Trans. Ind. Appl. 125 (6) (2005) 482-491.
- [4] E.R. Benedict, T.A. Lipo, Improved PWM modulation for a permanent-split capacitor motor, in: IEEE Proc., IAS, Conf., vol. 3, 2000, pp. 2004-2010.
- [5] J. Yao, J. Krass, T.A. Lipo, Design considerations for motor-controller integration of a single phase induction motor packaged drive, in: IEMDC 03 Conf., vol. 2, 2003, pp. 1239-1244.
- [6] M.B. de Rossiter Correa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, A three-leg voltage source inverter for two-phase ac motor drive systems, IEEE Trans. Power Electr. 17 (4) (2002) 517-523.
- [7] M.A. Jabbar, A.M. Khambadkone, Z. Yanfeng, Space-vector modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation, IEEE Trans. Ind. Electr. 51 (5) (2004) 1081-1088.
- [8] D.C. Martins, L.C. Tomaselli, T.B. Lazzarin, I. Barbi, Drive for a symmetrical two-phase induction machine using vector modulation, IEEJ Trans. Ind. Appl. 126 (7) (2006) 834-840.
- [9] D.-H. Jang, PWM methods for two-phase inverters, IEEE Ind. Appl. Mag. 13 (2) (2007) 50-61.
- [10] J. Sinthusonthichat, V. Kinnares, Performance evaluation of variable speed two-phase induction motors, in: Proc. IEEE Power Con 2002 Conf., vol. 4, 2002, pp. 2565-2568.
- [11] J. Sinthusonthichat, R. Areehamad, V. Kinnares, Comparative performance evaluation of two-phase PWM inverter fed induction motor drives with various topologies, in: IEEE IPEC Conf., 2003.
- [12] D.G. Holmes, A. Kotsopoulos, Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter, IEEE IAS-93. Conf., vol. 1 (1993) 613-620.
- [13] E.R. Collins Jr., H.B. Puttgen, W.E. Sayle II., Single-phase induction motor adjustable speed drive: direct phase angle control of the auxiliary winding supply, IEEE IAS-88. Conf., vol. 1 (1988) 246-252.
- [14] E.R. Collins Jr., R.E. Ashley, Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable frequency supplies, IEEE IAS-91, Conf., vol. 1 (1991) 52-57.
- [15] D.G. Holmes, T.A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters, Wiley Interscience, IEEE Press, 2003, pp. 259-270.
- [16] D.-H. Jang, D.-Y. Yoon, Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors, IEEE Trans. Ind. Appl. 39 (2) (2003) 542-549.
- [17] S.-M. Yang, F.-C. Lin, M.-C. Chen, Control of a two-phase linear stepping motor with three-phase voltage source inverter, IEMDC 03 Conf., vol. 3 (2003) 1720-1725.
- [18] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, M. Tonnes, Two-phase induction motor drives, IEEE Ind. Appl. Mag. 10 (2004) 24-32.

Please cite this article in press as: Ch. Charumit, V. Kinnares, Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives, Electr. Power Syst. Res. (2009), doi:10.1016/j.epsr.2009.02.003

IEEE Xplore[®] RELEASE 2.6 Home | Login | Logout | Access Information | Alerts | Purchase History | Cart | Sitemap | Help
 Welcome Mahanakorn Univ of Technology Celebrating 125 Years of Engineering the Future IEEE

Search Results BROWSE SEARCH IEEE XPLORÉ GUIDE SUPPORT
 e-mail printer friendly

Results for "((charumit)<in>au)"
 Your search matched 1 of 2007509 documents.
 A maximum of 100 results are displayed, 25 to a page, sorted by Relevance in Descending order.

New [Beta] Application Notes
 POWERED BY GLOBALSPEC

Search Options
[View Session History](#)
[New Search](#)

Key
 Open access content
 IEEE JNL IEEE Journal or Magazine
 IET JNL IET Journal or Magazine
 IEEE CNF IEEE Conference Proceeding
 IET CNF IET Conference Proceeding
 IEEE STD IEEE Standard

Modify Search
 Search >

Check to search only within this results set
 Display Format: Citation Citation & Abstract

IEEE/ET Books Educational Courses Application Notes [Beta]
 IEEE/ET journals, transactions, letters, magazines, conference proceedings, and standards.

[view selected items](#) [Select All](#) [Deselect All](#)

1. Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors
 Charumit, C.; Kinnaree, V.;
 Power Electronics, IEEE Transactions on: Accepted for future publication
 Volume PP, Forthcoming, 2008 Page(s):1 - 5
 Digital Object Identifier 10.1109/PEL.2008.2011908
[AbstractPlus](#); Full Text: PDF(536 KB) IEEE JNL

Help Contact Us Privacy & Security IEEE.org
 © 2008 IEEE. All Rights Reserved.

Inferred by
 Inspec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Letters

Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors

Vijit Kinnares, *Member, IEEE*, and Chakrapong Charumit

Abstract—Modulating functions or space-vector-equivalent references of a carrier-based unbalanced two-phase output space vector pulsewidth modulation (SVPWM) strategy applied to a three-leg voltage source inverter are proposed in this letter. These functions are derived from a conventional balanced two-phase SVPWM method. The proposed SVPWM method is implemented using a DS1104 dSPACE controller board. With the proposed method, the appropriate voltages for both windings of an asymmetrical-parameter-type two-phase induction motor can be achieved for improving the motor performance. Experimental and calculated results confirm the validity of the proposed method.

Index Terms—Modulating functions, space vector pulsewidth modulation (SVPWM), three-leg voltage source inverter (VSI).

I. INTRODUCTION

SVPWM is well established for a three-phase system with digital implementation [1]. For a two-phase system [2]–[4], particularly for unbalanced outputs, there are a few publications that reveal the explicit space vector modulating functions. As shown in Fig. 1, a three-leg voltage source inverter (VSI) providing two-phase outputs is increasingly interesting for two-phase drive applications due to good dc voltage utilization, reduced total harmonic distortion of currents, and availability of three-leg modules [2]–[5]. Unbalanced two-phase voltage supplies with variable frequency have proved better performance of an unsymmetrical-parameter-type two-phase induction motor [4], [5]. The requirement of appropriate voltages for both main and auxiliary windings of such a motor is possible with the proposed method providing unbalanced two-phase outputs.

This letter focuses on the principle and modulation functions determination of the unbalanced two-phase SVPWM applied to the three-leg VSI. The validity of the proposed method is demonstrated by both calculated and experimental results.

II. PROPOSED METHOD

The principle of the conventional balanced two-phase output SVPWM using the three-leg VSI was proposed on the

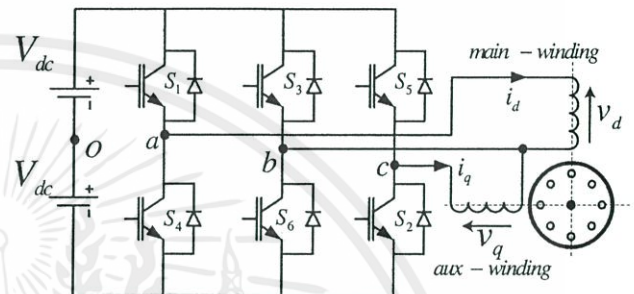


Fig. 1. Three-leg PWM VSI supplying a two-phase induction motor.

basis of classical three-phase SVPWM [2], [3]. The output voltages can be displayed in the space vector plane. There are six possible voltage vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \dots, \overline{SV}_6$) and two null vectors ($\overline{SV}_0(0, 0, 0), \overline{SV}_7(1, 1, 1)$). Four active vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$) have a length of $2V_{dc}$, and two active vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) a length of $2\sqrt{2}V_{dc}$. The principle of the proposed SVPWM is derived from the conventional balanced two-phase output SVPWM. The differences are the magnitude and the location of the basic space vectors. The desired output voltage and space vector plane can be displayed in Fig. 2. Unlike the desired balanced output voltage vector yielding a circular trajectory, the desired unbalanced output voltage vector gives an elliptical trajectory as the dotted line. The solid line vertical elliptic represents the trajectory of the possible maximum output voltage. Due to a principle similar to the conventional SVPWM, mathematical calculation of switching times for the proposed method can be dealt with in the same manner as for the conventional one. The desired output voltage \overline{V}_o^* in vector form, which is a rotating vector, can be calculated in terms of the average of a number of these space vectors within a switching period in each sector as

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

where

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

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

and

$$\frac{\Delta T}{2} = T_1 + T_2 + T_{SV0} + T_{SV7}. \quad (4)$$

Manuscript received October 8, 2008; accepted December 10, 2008. Recommended for publication by Associate Editor J. R. Rodriguez.

The authors are with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail: kkwijit@kmitl.ac.th; ch_charumit@hotmail.com).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2008.2011906

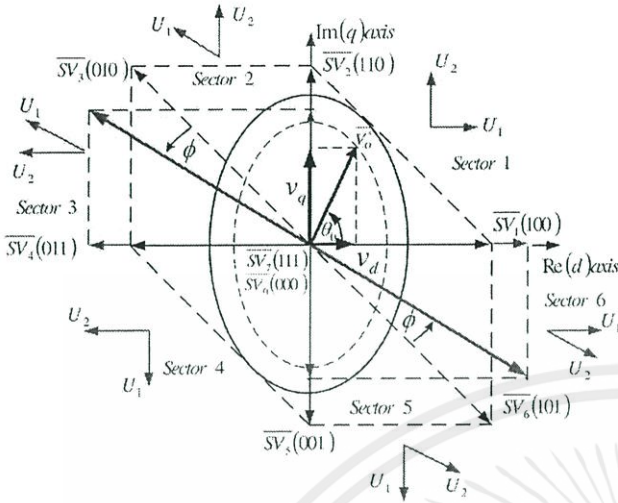


Fig. 2. Proposed location of eight active space vectors and desired output voltage.

$\overline{U}_1, \overline{U}_2$ are two basic adjacent vectors; V_1, V_2 are magnitudes of the two basic adjacent space vectors; θ_0 is the sampled angular position; α_1, α_2 are angles for the two basic adjacent vectors; T_1, T_2 are active times for the two basic adjacent vectors; T_{SV0}, T_{SV7} are times for null vectors; and ΔT is the carrier period. Generally, for a symmetrical space vector pattern, space vector time for each zero switching state (T_{SV0}, T_{SV7}) is set to be equal. More detailed description for these quantities can be found in [2] and [3]. From (1)–(4), the relationship between space vector active times and the desired output voltage for each sector can be expressed in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} \frac{T_1}{\Delta T/2} V_1 \\ \frac{T_2}{\Delta T/2} V_2 \end{bmatrix} = \frac{V_O}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Note that the sum of active times in each sector is less than the half carrier period (i.e. $T_1 + T_2 \leq \Delta T/2$) [1]–[3].

The magnitude of the proposed space vectors is obtained by scaling the magnitude of the conventional ones with voltage factors $|A|, |B|$, and $|C|$. Voltage factors can be determined and these are based on the principle of considering unbalanced output voltages proposed in [4]. As shown in Fig. 3, each phasor of phases a, b , and c (i.e., $\tilde{V}_a, \tilde{V}_b, \tilde{V}_c$) has a length equal to $1/\sqrt{2}$ per unit (p.u.). By using phase b as a common, the phase difference angle between \tilde{V}_{ab} and \tilde{V}_{cb} (i.e., terminal voltages \tilde{V}_d and \tilde{V}_q) is 90° . When considering Fig. 3, by using a trigonometric relationship, voltage factors $|A|$ and $|B|$ responsible for direct and quadrature axis output voltages, respectively, can be expressed as follows:

$$|A| = \sqrt{z^2 + y^2}, \quad |A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (6)$$

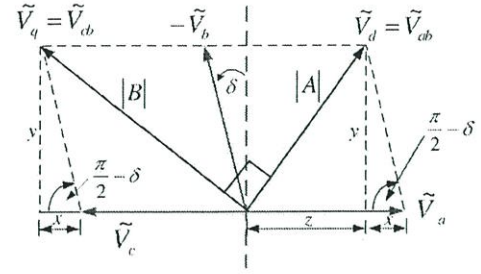


Fig. 3. Phasor diagrams for determining voltage factors with increased δ .

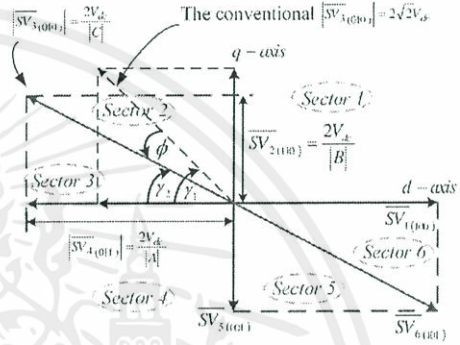


Fig. 4. Proposed location of the active space vectors \overline{SV}_3 and \overline{SV}_6 extended from Fig. 2.

$$|B| = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + x\right)^2 + y^2}, \quad |B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right). \quad (7)$$

Then, let

$$|C| = \frac{1}{\sqrt{(1/|A|)^2 + (1/|B|)^2}}. \quad (8)$$

If we let $\delta = 0$, then $|A|$ and $|B|$ become 1, which is a condition for balanced two-phase output voltages with 90° phase difference angle. When changing the value of δ , voltage factors $|A|, |B|$, and $|C|$ will change in accordance with (6)–(8). As a consequence, we observe changes in both the location and length for two active space vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) and in only the length for four active space vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$).

The voltage factors are used for varying the amplitudes of active space vectors in each sector. The proposed locations of the two active space vectors $\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$ are illustrated in Fig. 4. ϕ is the angle by which the proposed two active vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) are shifted from the conventional ones as a result of a change in δ . By considering (6)–(8) together with performing trigonometry from Fig. 4, the relationship between ϕ and δ is

$$\phi = \frac{\delta}{2}. \quad (9)$$

The summary of these amplitudes, space vectors, and locations is shown in Table I. The range of $|A|, |B|$, and $|C|$ values is between 0 and $\sqrt{2}$.

TABLE I
DEFINITION OF SPACE VECTORS U_1 AND U_2 FOR EACH SECTOR OF THE
PROPOSED SVPWM

Sector	U_1	U_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV1}	T_{SV2}	$\frac{2V_{\phi}}{ A }$	$\frac{2V_{\phi}}{ B }$	0	$\frac{\pi}{2}$
2	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV3}	T_{SV2}	$\frac{2V_{\phi}}{ C }$	$\frac{2V_{\phi}}{ B }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	$\frac{\pi}{2}$
3	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV3}	T_{SV4}	$\frac{2V_{\phi}}{ C }$	$\frac{2V_{\phi}}{ A }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	π
4	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV5}	T_{SV4}	$\frac{2V_{\phi}}{ B }$	$\frac{2V_{\phi}}{ A }$	$\frac{3\pi}{2}$	π
5	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV5}	T_{SV6}	$\frac{2V_{\phi}}{ B }$	$\frac{2V_{\phi}}{ C }$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{4} + \phi$
6	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV1}	T_{SV6}	$\frac{2V_{\phi}}{ A }$	$\frac{2V_{\phi}}{ C }$	2π	$\frac{7\pi}{4} + \phi$

TABLE II
PROPOSED SWITCHING TIMES

Sector 1	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$	Sector 4	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0)$		$\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0 - \pi)$
Sector 2	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)$	Sector 5	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\frac{7\pi}{4} + \phi - \theta_0\right)$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$		$\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$
Sector 3	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin(\pi - \theta_0)$	Sector 6	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin(2\pi - \theta_0)$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right)$		$\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right)$

III. MODULATING FUNCTIONS

Space vector active times (T_{SV1}, T_{SV2}) for sector 1 are derived by using (5) and Table I. Then

$$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M|A|}{2} \sin(\pi/2 - \theta_0) \quad (10)$$

$$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M|B|}{2} \sin(\theta_0) \quad (11)$$

where $M = V_o/V_{dc}$ is the modulation index, and $0 \leq M \leq \sqrt{2}$.

Phase leg reference voltages with respect to the midpoint of the dc input voltage [1], representing modulating functions that have a space vector sequence for sector 1 over the half period of the switching as $\overline{SV}_0 \rightarrow \overline{SV}_1 \rightarrow \overline{SV}_2 \rightarrow \overline{SV}_7$, are expressed as follows:

$$\begin{aligned} \frac{v_{ao}}{V_{dc}} &= \left(\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right) \\ &= \frac{M}{2} \left(|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{v_{bo}}{V_{dc}} &= \left(-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right) \\ &= \frac{M}{2} \left(-|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{v_{co}}{V_{dc}} &= \left(-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right) \\ &= \frac{-M}{2} \left(|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Similarly, by using Table I together with (5), space vector active times and modulating functions for the remaining sectors can also be calculated and shown in Tables II and III, respectively. For example, calculated active times and reference voltage waveforms at $\delta = 40^\circ$, $M = \sqrt{2}$ can be plotted as shown in Fig. 5. The magnitudes of the orthogonal output voltages for

the unbalanced two-phase system can be expressed as

$$V_q = MV_{dc} \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (15)$$

$$V_d = MV_{dc} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (16)$$

$$\overline{V}_o^* = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq 2V_{dc}. \quad (17)$$

From (15) and (16), output voltages can be adjusted by changing values of the modulation index and δ .

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

Reference voltage waveforms and SVPWM patterns are generated by a DS1104 dSPACE DSP controller board with a TMS320F240 slave digital signal processor. The three-leg insulated gate bipolar transistor intelligent power module inverter is used with constant switching frequency of 5 kHz (i.e., carrier frequency). Fig. 6 illustrates experimental modulating function waveforms for $\delta = 40^\circ$, $M = \sqrt{2}$ and fundamental frequency of 50 Hz. It is evident that the measured reference voltage waveforms are identical with the calculated ones as shown in Fig. 5(b).

An asymmetrical-type two-phase induction motor with a rating of 370 W, 220 V, 50 Hz, 4 P, 1375 r/min is used for the test with balanced (i.e., conventional SVPWM) and unbalanced (i.e., the proposed SVPWM) applied voltages. For the unbalanced case, the applied voltages for both windings are in accordance with $V_q = 1.7V_d$ in which 1.7 is the value of the turns ratio. Figs. 7(a) and 8(a) show the motor currents and corresponding current vector trajectories, respectively, for the balanced applied voltages at a load torque of 2.5 N·m. The auxiliary winding current (i_q) leads the main winding current (i_d) and has a lower amplitude due to the higher impedance of the auxiliary winding. The current vector trajectory has a considerably elliptical path with perfectly horizontal major axis. This implies that the

TABLE III
PROPOSED NORMALIZED PHASE LEG VOLTAGES

Sector 1	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$	Sector 4	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$
Sector 2	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[- C \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + B \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[C \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + B \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[C \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + B \sin\left(\frac{3\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) \right]$	Sector 5	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[- B \sin\left(\frac{7\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[B \sin\left(\frac{7\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[B \sin\left(\frac{7\pi}{4} + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$
Sector 3	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[- C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4} - \phi\right) \right]$	Sector 6	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[A \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[A \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[- A \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4} - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

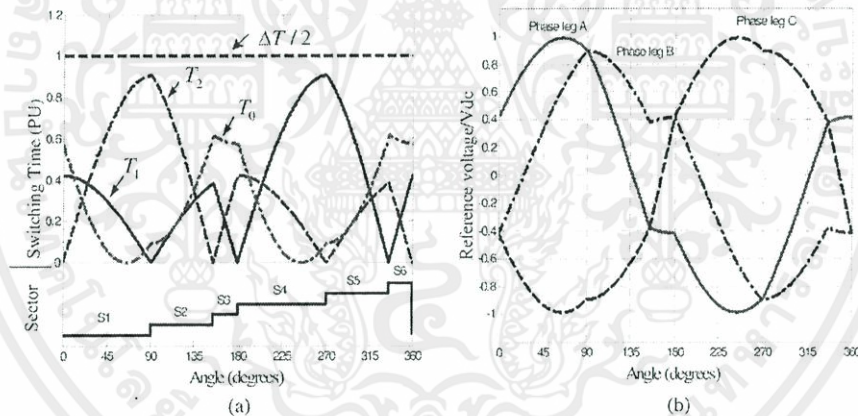


Fig. 5. (a) Calculated switching times of T_1 , T_2 and T_0 in p.u. and corresponding sectors in one period. (b) Calculated phase leg reference voltage waveforms.

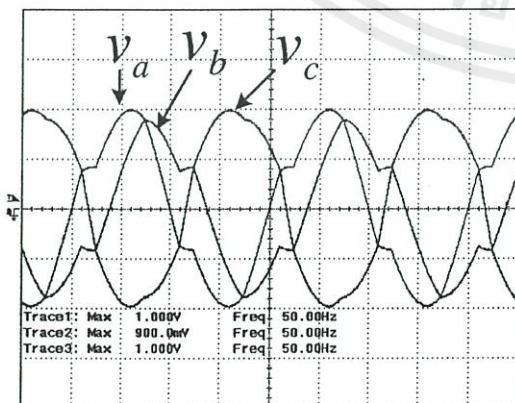


Fig. 6. Experimental three-phase reference signals.

low motor performance could be achieved due to unbalanced magnetomotive force (MMF). Subsequently, significant torque ripple may arise. Figs. 7(b) and 8(b) show the motor currents and its current trajectories, respectively, for the unbalanced applied voltages at the same load torque as the balanced case. Obviously, the auxiliary winding current is increased while the main winding current is decreased. The ratio of the amplitudes of i_d to i_q is about 1.7, which is close to the turns ratio of the windings. These results show good agreement with [4] and [5]. The current trajectory becomes a bigger ellipse and the major axis of the ellipse is not perfectly horizontal. As a consequence, better balanced MMF is possibly achieved. This implies that better performance could be achieved by applying unbalanced voltages to both windings as mentioned in [4] and [5].

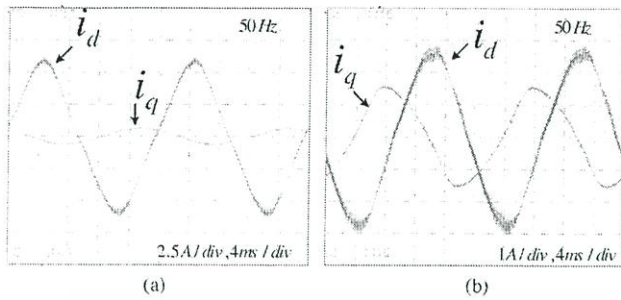


Fig. 7. Motor current waveforms for both windings. (a) Balanced applied voltages. (b) Unbalanced applied voltages.

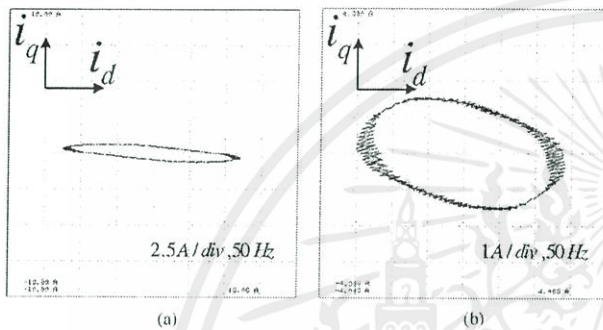


Fig. 8. Corresponding current trajectory. (a) Balanced applied voltages. (b) Unbalanced applied voltages.


V. CONCLUSION

The implementation of an SVPWM strategy providing unbalanced two-phase output voltages using a three-leg VSI has been proposed. With the proposed SVPWM method, the amplitudes of the two-phase voltage outputs can be controlled by varying the modulation index and voltage factors while the phase difference angle is kept constant at 90° . It is possible to apply the proposed method to an unbalanced two-phase induction motor drive for improved performance.

REFERENCES

- [1] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*. Piscataway, NJ/New York: IEEE Press/Wiley Interscience, 2003, ch. 6.
- [2] D. C. Martins, L. C. Tomaselli, T. B. Lazzarin, and I. Barbi, "Drive for a symmetrical two-phase induction machine using vector modulation," *Inst. Electr. Eng. J. Trans. Ind. Appl.*, vol. 126, no. 7, pp. 835–840, 2006.
- [3] 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. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1081–1088, Oct. 2004.
- [4] E. R. Benedict and T. A. Lipo, "Improved PWM modulation for a permanent-split capacitor motor," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Conf.*, 2000, vol. 3, pp. 2004–2010.
- [5] S. Sinthusonthisat and V. Kinnarares, "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. 6, pp. 482–491, 2005.

Site map Member


 The Institute of Electrical Engineers of Japan

- About the IEEJ
- Become a Member
- Member Services
- Publications
- Journal and Papers
- Conferences & Events
- Committees
- News
- Links

Fundamentals and Materials

Power and Energy

Electronics, Information and Systems

Industry Applications

Sensors and Micromachines

The Institute of
Electrical Engineers
of Japan

Headquarters

- Announce of the General Meeting
- Minutes of the General Meeting
- Minutes of the Board of Directors Meeting

International Activities Committee ▶▶▶

Technical Societies

- [A] Fundamentals and Materials
- [B] Power and Energy
- [C] Electronics, Information and Systems
- [D] Industry Applications
- [E] Sensors and Micromachines

Branches

- Hokkaido	- Kansai
- Tohoku	- Chugoku
- Tokyo	- Shikoku
- Tokai	- Kyushu
- Hokuriku	

Member's MY Page

Browse and update personal information, and look up career histories of committee members

Topics

What's New

- [Oct. 18, 2007] English version homepage renewal
- [Feb. 18, 2008] International Conference on Electrical Engineering 2008

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Realization of a Carrier-Based Unbalanced Output Space Vector PWM Strategy Using Analogue and Digital Techniques for Three-leg Voltage Source Inverter Fed Two-Phase Induction Motors

Ch. Charumit* Non-member

V. Kinnares* Non-member

This paper proposes the realization of a carrier-based space vector pulsewidth modulation (SVPWM) method using analogue and digital techniques. This PWM method provides unbalanced phase outputs for a two-phase three-leg voltage source inverter (VSI). The principle is fully described. The proposed space vector equivalent phase leg reference voltages are derived from conventional ones. With the proposed SVPWM method, the amplitude of the unbalanced phase voltages can be easily controlled as required whilst the phase difference angle is kept at 90 degrees. This characteristic is suitable for a control method of an asymmetrical type two-phase induction motor. The validity of the proposed method is verified by both calculated and experimental results under a variation of PWM parameters with resistive-inductive and motor loads in terms of space vector equivalent reference waveforms, current waveforms and space vector trajectories and so on.

Keywords : Carrier-based space vector PWM, asymmetrical parameter type two-phase induction motor, three-leg voltage source inverter

1. Introduction

In recent years, single-phase induction motors (SPIMs) have been widely used in low power residential and industrial applications. However the motors have experienced several problems such as low efficiency, low power factor, torque pulsations and so on [1]-[3]. They are normally supplied from a single-phase ac source of constant frequency and voltage resulting in single speed operation. As a consequence, the motors encounter low efficiency particularly under a light load condition. When energy saving is seriously concerned, a variable speed SPIM drive is likely to play an important role since it can arrange the proper match between supplied power and load power consumption over a wide speed range. It is not easy to achieve high performance over a wide range of operating conditions without using variable frequency drives. The reduction in the cost of the power electronic circuitry and importance of energy saving issue has made possible the use of a variable single phase induction motor drive system. Many research efforts have been made in improving the drive performance not only by a control method but also by a PWM strategy [1]-[14]. The comparative performance evaluation between two-leg and four-leg VSI drives can be found in [1]. A two-leg VSI provides the lower motor performance than a four-leg VSI because of the quality of PWM scheme as well as dc link voltage utilization. Some publications have reported the three-leg VSI drives with their own modulation strategies [3]-[6] and [12]. The conclusions of almost the same performance between three-leg and four-leg topologies were reported in [6]. However, the four-leg VSI has a main drawback in switching device counts. Additionally, the three-leg topology is now available in a commercially compact intelligent power

module (IPM). To optimize between cost and performance of the drive system, three-leg VSI is a good trade. Since each motor winding voltage supplied from the three-leg VSI has the same common node at the inverter branch, the normal regulating function cannot be succeeded for the unbalanced two-phase voltage control methodology. A specially modulating PWM strategy to accomplish a wide range of variable speed operation of commonly existing machines for the three-leg drive is needed. An asymmetrical parameter type two-phase induction motor is probably adapted from an existing single-phase split capacitor induction motor (SPCIM) by removing a capacitor out from the auxiliary winding and separating main and auxiliary windings. This modified two-phase induction motor could be considered as an alternative choice for household appliance in which a three-phase induction motor and three-phase mains supply are not available and the performance of an existing SPCIM needs to be improved for variable speed drives.

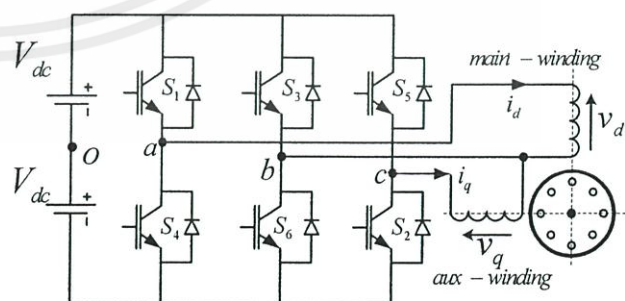


Fig. 1. Three-leg PWM voltage source inverter supplying a two-phase induction motor.

As shown in Fig.1, a three-leg VSI providing two phase outputs is increasingly interested for two-phase drive applications due to

*Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10250, Thailand

good dc voltage utilization, reduced total harmonic distortion of currents and availability of three-leg modules [3], [6] and [12]. Unbalanced two-phase voltage supplies with variable frequency have proved better performance of an asymmetrical parameter type two phase induction motor [3] and [10]-[14]. In order to achieve such improvement, the relationship between voltages and frequency for both windings is that the auxiliary winding voltage is higher than the main winding voltage with the linear relationship of $V_q = \alpha V_d$ where α is the turns ratio of windings (auxiliary/main) [1],[3]-[5], and [12]. The requirement of such appropriate voltages for both windings of the motor is possible with the proposed method in this paper.

The aims of this paper are to implement the new unbalanced two-phase output SVPWM by both analogue and digital techniques, to derive mathematically modulating functions for both the conventional balanced two-phase output SVPWM and the proposed one for the digital method, to verify the correctness of the proposed method and to improve the performance of the modified unbalanced parameter type two-phase induction motor. This paper starts with fully describing the principle and mathematical equations for the conventional and new methods. Then, the simple analogue modulator is realized. The proposed PWM method is derived from the convention one. The proposed digital SVPWM method is implemented by a DSP platform. The experimentally space vector equivalent references and SVPWM patterns obtained from the DSP are compared with those obtained from the analogue modulator. The experimental results are also compared with the calculated ones. The R-L and motor load testing has been conducted to verify the validity of the proposed method.

2. Two-Phase Output SVPWM Strategy

Presently, SVPWM is a popular method, particularly for a three-phase VSI since it offers various advantages over other strategies such as simplicity in implementation, wide linear modulation range and less harmonic distortion [18]. SVPWM is well established for a three-phase system with the digital implementation [6]-[9] and [15]. For a two-phase system, particularly for unbalanced outputs there are a few works to reveal the explicit principle and space vector equivalent mathematical functions.

Carrier-based SVPWM is an alternative method to classical SVPWM which is easy to be implemented not only by digital but also by analogue techniques [15] and [18]. It can reveal obviously the space vector equivalent modulating functions. SVPWM based on the analogue method is seldom reported although it offers low cost implementation, an essential basis for being derived to other techniques and a better understanding of modulating functions.

A generation method of the proposed carrier-based unbalanced two-phase output SVPWM patterns and corresponding waveforms at various points of the main power circuit is illustrated in Fig. 2. $v_a^{s*}, v_b^{s*}, v_c^{s*}$ are space vector equivalent references of each phase leg which are non-sinusoidal waveforms contaminated with odd harmonic components. Switched waveforms for each leg are obtained from a comparison between a common triangular carrier wave and each space vector equivalent reference. By using phase leg b as a common phase leg, two-phase outputs are achieved from a difference of voltages between points a-b denoting as v_d and

voltages between points c-b denoting as v_q . The resultant fundamentals of the two-phases can be adjustable whilst the phase difference angle is kept constant at 90 degrees.

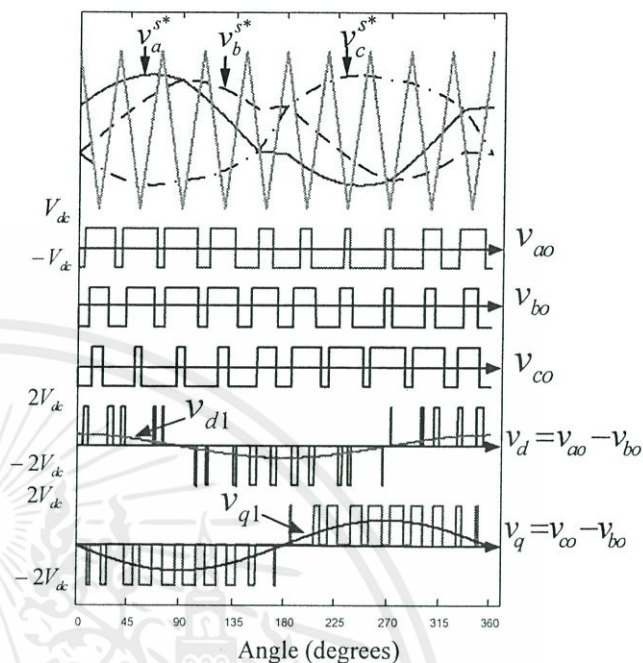


Fig. 2. Carrier-based unbalanced output SVPWM signals, three-phase leg output voltages and unbalanced two-phase output voltages.

2.1 Analogue Method

2.1.1 Conventional Balanced Output SVPWM

If let phase b be a common phase, two-phase reference signals are v_d^s for v_{ab} and v_q^s for v_{cb} . The relationship between two-phase and three-phase reference systems can be written in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

where v_0 is a common phase .

From (1), a phasor diagram for the relationship between two-phase and three-phase systems can be drawn as Fig.3.

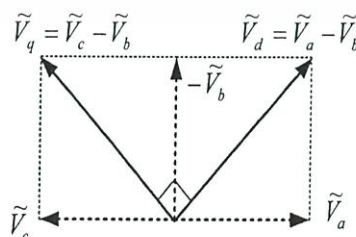


Fig. 3. Relationship between three-phase and two-phase phasors for balanced outputs.

According to Fig. 3, representing the phasors of the

fundamentals of phase leg voltages and two-phase output voltages, the three phase reference signals can be expressed as

$$v_{ar} = m \sin(\omega t) \dots\dots\dots(2)$$

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \dots\dots\dots(3)$$

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \pi) \dots\dots\dots(4)$$

can be compensated approximately by Rcomp. However this voltage drop compensation is not accurate due to non-linear characteristics of the diodes.

By using (2)-(4) in conjunction with the DC voltage, the fundamental output voltages for each phase are expressed as follows:

$$v_{d1} = \frac{\text{Amplitude}}{m\sqrt{2}V_{dc}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \dots\dots\dots(12)$$

$$v_{q1} = \frac{\text{Amplitude}}{m\sqrt{2}V_{dc}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \dots\dots\dots(13)$$

The inverse matrix of (1) in terms of the required references is obtained as

$$\begin{bmatrix} v_a^{s*} \\ v_b^{s*} \\ v_c^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{s*} \\ v_q^{s*} \\ v_z \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

Therefore

$$v_a^{s*} = v_d^{s*} + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + v_z \dots\dots\dots(6)$$

$$v_b^{s*} = v_z \dots\dots\dots(7)$$

$$v_c^{s*} = v_q^{s*} + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + v_z \dots\dots\dots(8)$$

where

v_d^{s*} = required direct axis reference

v_q^{s*} = required quadrature axis reference

m = the modulation index and $0 \leq m \leq 1$

$$v_z = \frac{v_{\max} + v_{\min}}{2} \dots\dots\dots(9)$$

$$v_{\max} = \text{Maximum}\{v_{ds}^*, v_{qs}^*, 0\} \dots\dots\dots(10)$$

$$v_{\min} = \text{Minimum}\{v_{ds}^*, v_{qs}^*, 0\} \dots\dots\dots(11)$$

The max/min expression defined in (10-11) centers the sinusoidal reference around zero at all times [17]. From (6) and (8) the zero sequence component signal (v_z) is added to the required direct and quadrature axis voltages for the required phase a and phase c references v_a^{s*} , v_c^{s*} , respectively. The required phase b reference v_b^{s*} is set to be the zero sequence component signal.

From (1)-(11), an analogue space vector modulator for generating SVPWM patterns can be implemented as shown in Fig.4. The detail of the circuit operation can be described as follows. Firstly, the desired two-phase references are rectified to produce their envelope magnitude, this magnitude is scaled by 0.5 and is then added as an offset to each voltage reference. The outputs of the summing circuit are the required three-phase reference signals. These signals are a production of the transformation between two-phase and three phase references. Then these signals are compared with a high frequency triangular carrier to obtain PWM signals for upper switches (S_1 , S_3 , S_5) of the main power circuit. Note that the voltage drop across diodes

The fundamental voltage waveforms represented by the above equations can be seen in Fig.2.

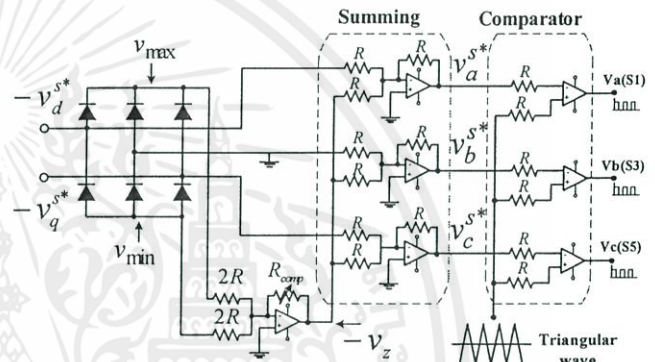


Fig. 4. Naturally sampled analogue space vector modulator.

Fig.5 shows the calculated waveforms of the space vector equivalent phase leg b reference (v_b^{s*}) or the zero component signal (v_z). Note that the average of the sum v_{\max} and v_{\min} are used for determining v_z . The 50 Hz space vector equivalent references for each leg of the VSI (v_a^{s*} , v_b^{s*} , v_c^{s*}) are illustrated in Fig. 6 which will be used to compare with the common triangular carrier for generating SVPWM patterns. It is noted that these waveforms are non-sinusoidal due to contamination of the zero component. Space vector equivalent waveforms of phases a and c are out of phase. The phase difference of these waveforms is in accordance with the phasors in Fig. 3.

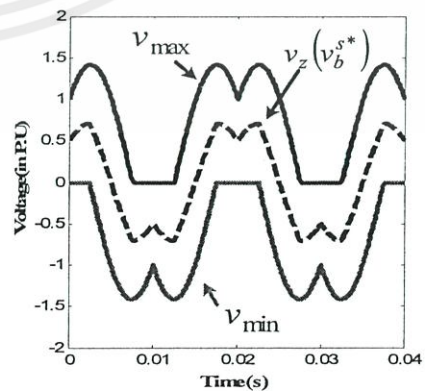


Fig. 5. Calculated voltage signals at various points of the proposed analogue circuit for balanced two-phase outputs.

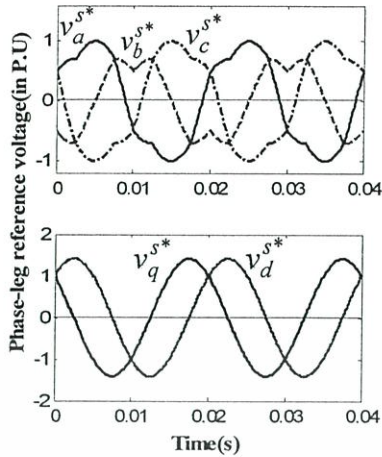


Fig. 6. Upper: calculated three-phase leg reference signals, bottom: resultant two-phase reference waveforms ($v_d^{s*} = v_a^{s*} - v_b^{s*}$, $v_q^{s*} = v_c^{s*} - v_b^{s*}$).

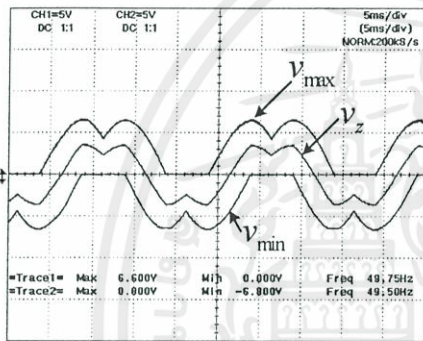


Fig. 7. Measured waveforms at various points of the proposed analogue circuit for balanced two-phase output SVPWM.

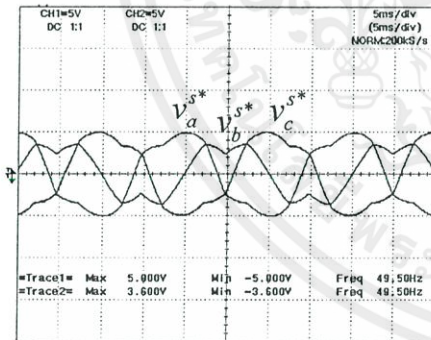


Fig. 8. Measured three-leg reference signals.

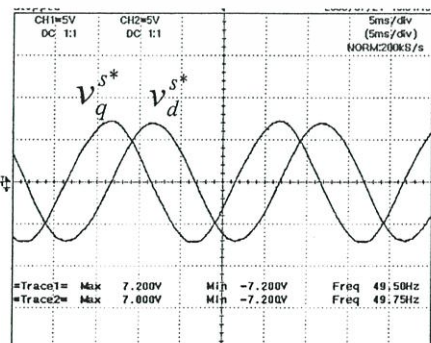


Fig. 9. Experimentally resultant two-phase reference signals.

In order to verify the correctness of the proposed principle, the modulator was designed and implemented with appropriate parameters. Figs.7-8 show examples of experimental results measured from the implemented modulator. Fig.9 shows the resultant two-phase references obtained from the signal difference between phases a and b ($v_a^{s*} - v_b^{s*}$) for the direct axis reference voltage signal and between phases c and b ($v_c^{s*} - v_b^{s*}$) for the quadrature axis reference voltage signal. This shows that harmonic components contaminated in three phase references are eliminated for two-phase references. This also confirms the relationship between three-phase and two-phase references of the transformation. Obviously, the results from Figs. 7-9 are identical with the calculated ones from Figs.5-6. Therefore these results confirm that the proposed modulator operates correctly and efficiently.

2.1.2 Proposed Unbalanced Output SVPWM

In order to implement new unbalanced output SVPWM, the phasor diagram of the balanced output SVPWM is used as a reference. The phasor diagram can be created as shown in Fig. 10 adapted from [4]. Phase b is shifted by a phase angle δ resulting in a change in amplitude values of direct axis voltage (V_d) and quadrature axis voltage (V_q). As a consequence the amplitude value of v_q is higher than that of v_d whilst the phase difference angle is still 90 degrees. The instantaneous equation of v_{br} is only changed into

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \dots\dots\dots(14)$$

This equation will be used in the same process as the balanced SVPWM in generating PWM patterns. (i.e, (1)-(11))

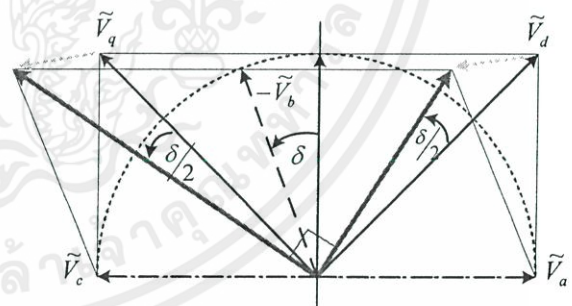


Fig. 10. Relationship between two-phase and three-phase phasors for unbalanced outputs.

The fundamental output voltages for quadrature and direct axis voltages are as follows:

$$v_{d1} = \overbrace{m2V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \dots\dots\dots(15)$$

$$v_{q1} = \overbrace{m2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \dots\dots\dots(16)$$

where

$$\delta = 2 \sin^{-1} \left(\frac{V_q - V_d}{m2\sqrt{2}V_{dc}} \right) \dots\dots\dots (17)$$

$$\text{and } \sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq 2V_{dc} \quad (\text{DC bus voltage}) \dots\dots\dots (18)$$

where V_d and V_q are the amplitudes of the direct and quadrature axis voltages, respectively.

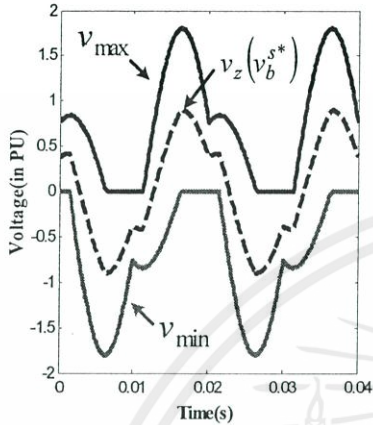


Fig. 11. Signals at various points of the proposed analogue circuit for unbalanced outputs.

It is noted that if δ is zero, (15) and (16) are the same as (12) and (13), respectively for the balanced SVPWM. Figs.11-12 illustrate the calculated waveforms at various points of the proposed circuit for the unbalanced outputs. As shown in Figs.13-15, again, for unbalanced SVPWM, the measured results are identical with the calculated ones. These confirm the effectiveness and correctness of the proposed modulator. As an example for unbalanced SVPWM, the PWM pattern switches are given in Fig.16 and the equivalent PWM output is also displayed by subtraction between S1 and S3 signals. Obviously, it can be seen that the frequency of switches is 5kHz from the display of the digital oscilloscope. This value is the carrier frequency or the switching frequency.

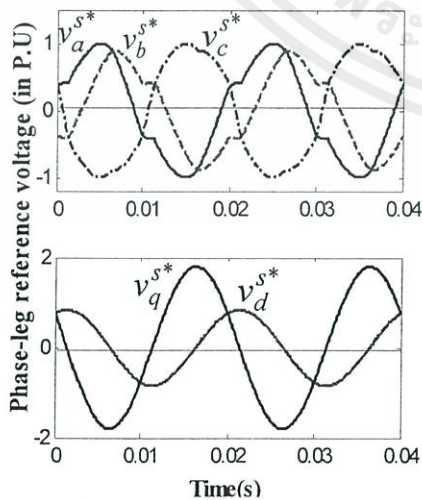


Fig. 12. Calculated three-phase leg reference waveforms and two-phase reference waveforms for unbalanced outputs.

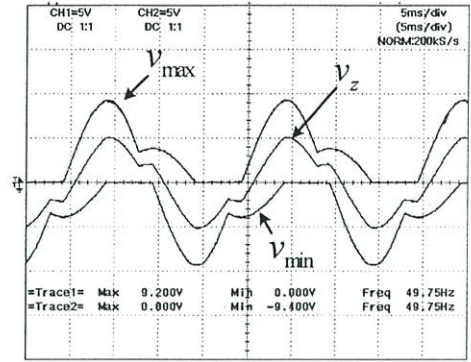


Fig. 13. Measured waveforms at various points of the proposed analogue circuit for unbalanced outputs.

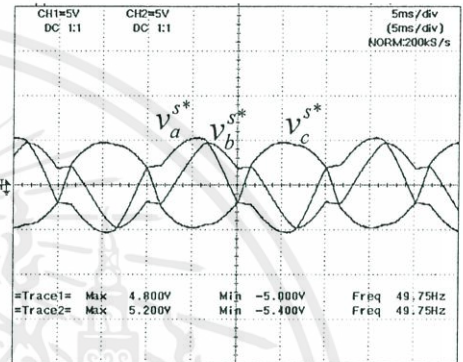


Fig. 14. Measured three-leg reference waveforms for unbalanced outputs.

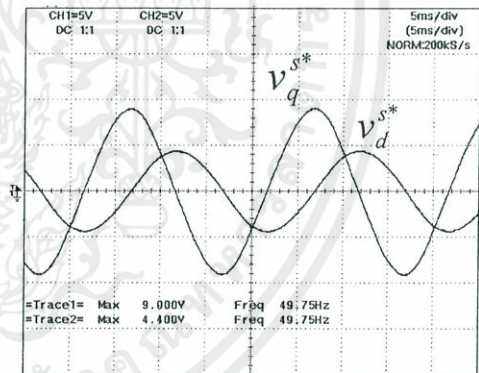


Fig. 15. Experimental two-phase reference voltage waveforms for unbalanced outputs.

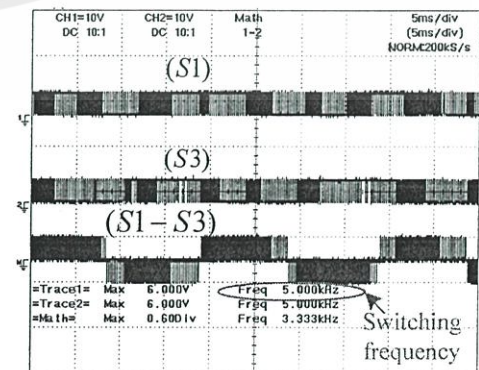


Fig. 16. PWM patterns from the modulator (from S1, S3 and resultant difference between S1 and S3).

2.2 Digital Method

2.2.1 Conventional Balanced Output SVPWM

The principle of two-phase SVPWM for the three-leg VSI is derived from three-phase space vector modulation which divides into six hexagonal sectors with 60 degrees depart each sector [15] and [16]. For two-phase SVPWM, the common leg must be used. In this work, phase b is used as the common phase. In the switching states of SVPWM, the upper switches S_1, S_3 and S_5 of the main power circuit are assigned with either “1” or “0” equal to turn-on and turn-off, respectively. The lower switches S_4, S_6 and S_2 are opposite states against the upper switches in the same leg. The DC bus voltage is $2V_{dc}$. The switching states, corresponding output voltages and space vectors are shown in Table 1.

Table 1. Switching states, corresponding output voltages and space vectors.

S_1	S_3	S_5	v_d	v_q	\overline{SV}_n
0	0	0	0	0	\overline{SV}_0
1	0	0	$2V_{dc}$	0	\overline{SV}_1
1	1	0	0	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_2
0	1	0	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_3
0	1	1	$-2V_{dc}$	0	\overline{SV}_4
0	0	1	0	$2V_{dc}$	\overline{SV}_5
1	0	1	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	\overline{SV}_6
1	1	1	0	0	\overline{SV}_7

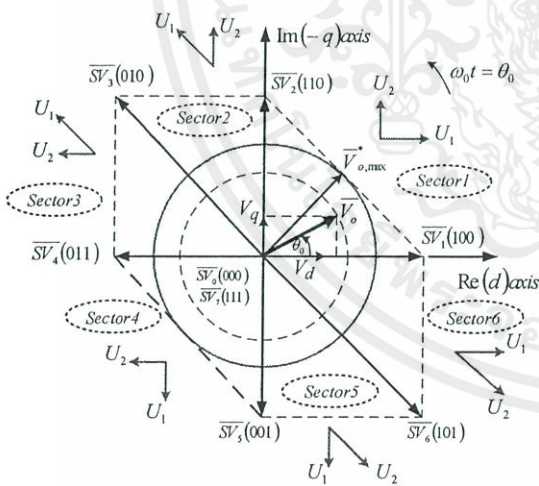


Fig. 17. Conventional location of active space vectors in a d-q plane and an arbitrary output voltage.

As shown in Fig. 17, there are six possible voltage vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \dots, \overline{SV}_6$) and two null vectors ($\overline{SV}_0, \overline{SV}_7$). Four active vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$) have a length of $2V_{dc}$ and two active vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) have a length of $2\sqrt{2}V_{dc}$. Desired output voltage space vector V_o^* in a vector form, which is a rotating vector with a circular trajectory, can be calculated in terms of the average of a number of these space vectors within a half carrier period in each sector as

$$\overline{V}_o^* = V_o \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{U}_2 \dots\dots\dots(19)$$

$$\overline{U}_1 = V_1 e^{j\alpha_1} \dots\dots\dots(20)$$

$$\overline{U}_2 = V_2 e^{j\alpha_2} \dots\dots\dots(21)$$

$$\frac{\Delta T}{2} = T_1 + T_2 + T_{SV0} + T_{SV7} \dots\dots\dots(22)$$

where \overline{U}_1 and \overline{U}_2 are the two adjacent vectors; V_1, V_2 are the magnitudes of the space vectors; θ_0 is sapling position; α_1, α_2 are angles for the two adjacent vectors; T_1, T_2 are active times for the two adjacent vectors; T_{SV0}, T_{SV7} are times for null vectors; ΔT is a carrier period. More details can be found in [7]. Generally, for a symmetric space vector pulse pattern, space vector time for each zero switching state (T_{SV0}, T_{SV7}) is set to be equal. The relationship between active times and the desired output voltage for each sector can be expressed in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} \frac{T_1}{\Delta T/2} V_1 \\ \frac{T_2}{\Delta T/2} V_2 \end{bmatrix} = \frac{V_o}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(23)$$

Active space vectors and corresponding times magnitudes and location for all sectors are shown in table 2.

Table 2. Quantities of the conventional SVPWM.

Sectors	\overline{U}_1	\overline{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\overline{SV}_1	\overline{SV}_2	T_{SV1}	T_{SV2}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	0	$\pi/2$
2	\overline{SV}_3	\overline{SV}_2	T_{SV3}	T_{SV2}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	$\pi/2$
3	\overline{SV}_3	\overline{SV}_4	T_{SV3}	T_{SV4}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	π
4	\overline{SV}_5	\overline{SV}_4	T_{SV5}	T_{SV4}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/2$	π
5	\overline{SV}_5	\overline{SV}_6	T_{SV5}	T_{SV6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
6	\overline{SV}_1	\overline{SV}_6	T_{SV1}	T_{SV6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	2π	$7\pi/4$

By using (23) and Table 2, space vector active times (T_{SV1}, T_{SV2}) for sector 1 are arranged as follows.

$$T_{SV1} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \frac{\Delta T}{2} \dots\dots\dots(24)$$

$$T_{SV2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \frac{\Delta T}{2} \dots\dots\dots(25)$$

where $M = \frac{V_o}{V_{dc}}$ which is the modulation index.

It is noted that $T_{SV1} + T_{SV2} \leq \frac{\Delta T}{2}$. Using (24) and (25) yields

$$\frac{T_{SV_1} + T_{SV_2}}{\Delta T/2} = \frac{\sqrt{2}V_o}{2V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) \leq 1 \dots\dots\dots(26)$$

From (26), the condition for maximum possible magnitude of V_o occurs at $\theta_0 = \pi/4$ which gives $V_o = \sqrt{2}V_{dc}$. As a consequence, $0 \leq M \leq \sqrt{2}$. The maximum phase voltage is approximately 70 % of DC-link voltage [7] and [17]. This characteristic is one of the major advantages of the three-leg VSI. Fig. 18 shows the pulse patterns of the phase leg voltages with respect to the midpoint of the DC bus voltage, corresponding space vector states, and space vector times in each sector for conventional space vector PWM with equally spaced zero space vector \overline{SV}_0 and \overline{SV}_7 .

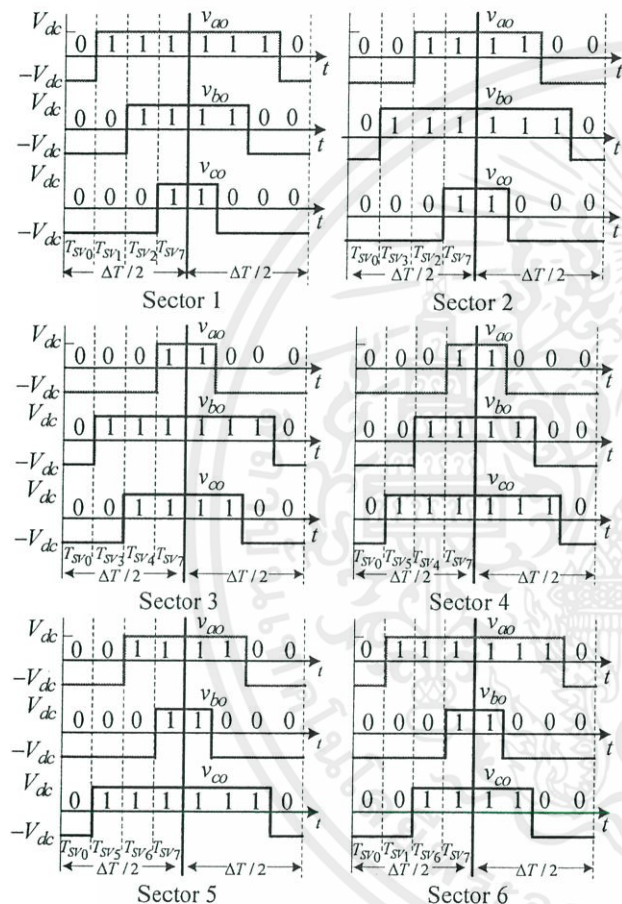


Fig. 18. Symmetric pulse patterns of space vector modulation in each sector.

The reference (average) values for the three-phase leg voltages over the time interval $\Delta T/2$, which have a switching sequence for sector 1 in a half period of switching as $\overline{SV}_0 \rightarrow \overline{SV}_1 \rightarrow \overline{SV}_2 \rightarrow \overline{SV}_7$ [15] are

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \right] \dots\dots\dots(27)$$

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \right] \dots\dots\dots(28)$$

$$v_{co} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV_1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV_2}}{\Delta T/2} \right] \dots\dots\dots(29)$$

By substituting (24-25) into (27-29), phase leg reference voltages with respect to the midpoint of the DC bus voltage, which are considered as modulating functions representing equivalent space vectors, can be expressed as

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \dots\dots\dots(30)$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \dots\dots\dots(31)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \dots\dots\dots(32)$$

Similarly, according to Table 2 and (23), with the same process, space vector active times and modulating functions for the remaining sectors can be achieved as shown in Table 3. Switching times T_1 , T_2 and T_o in the half period of the carrier can be plotted as shown in Fig. 19(a). Corresponding phase leg reference voltage waveforms can also be shown in Fig. 19(b). These are space vector equivalent waveforms which will be used to compare with a common triangular carrier to generate PWM patterns.

Table 3. Switching times and Normalized phase leg voltages

	Switching times	Phase leg reference voltages
Sector 1	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
Sector 3	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
Sector 4	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$
Sector 5	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$
Sector 6	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

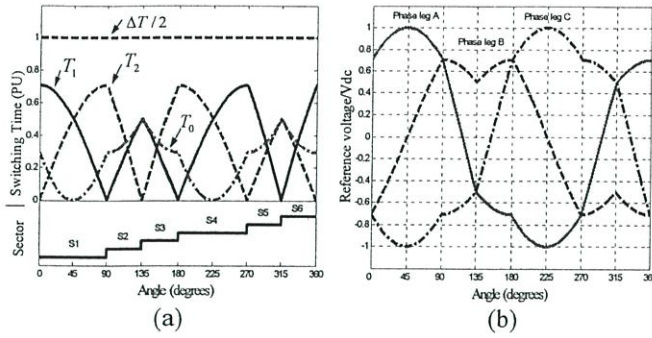


Fig. 19. (a) Calculated switching times of T_1, T_2 and T_0 (in p.u.)
 (b) Calculated phase lag reference voltage waveforms.

2.2.2 Proposed Unbalanced Output SVPWM

The principle of the carrier-based unbalanced two-phase output SVPWM using the three-leg VSI is derived from the conventional balanced two-phase output SVPWM as mentioned before. The differences are magnitudes and location. The magnitudes of the proposed space vectors are obtained by scaling the magnitude of the conventional ones by voltage factors $|A|, |B|$ and $|C|$. Voltage factors can be determined which are based on the principle of considering unbalanced output voltages proposed in [4], [5] and [12].

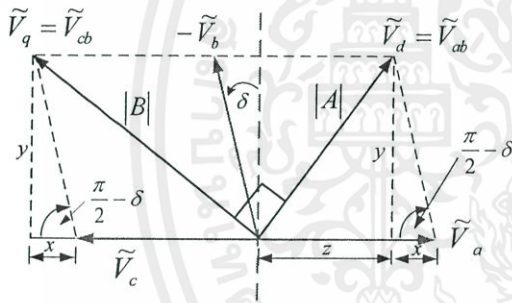


Fig. 20. Geometrical relationship for determining voltage factors for a given value of positive δ .

As shown in Fig. 20, let each phasor of phases a, b, and c has a length equal to $1/\sqrt{2}$ p.u. By using phase b as a common, the phase difference angle between \tilde{V}_{ab} and \tilde{V}_{cb} (i.e. terminal voltages \tilde{V}_d and \tilde{V}_q) is 90 degrees. When considering Fig.20, by using trigonometry relationship, voltage factors $|A|$ and $|B|$ responsible for direct and quadrature output voltages, respectively can be expressed as follows.

$$|A| = \sqrt{z^2 + y^2}; |A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \dots\dots\dots(33)$$

$$|B| = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + x\right)^2 + y^2}; |B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \dots\dots\dots(34)$$

Then let $|C|$ be the another scale factor responsible for the diagonal space vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) as shown in Fig. 21. By using trigonometry, $|C|$ becomes

$$|C| = \frac{1}{\sqrt{(1/|A|)^2 + (1/|B|)^2}} \dots\dots\dots(35)$$

If let $\delta = 0$, then $|A|, |B|=1$ and $|C|=1/\sqrt{2}$ which is a condition for balanced two-phase output voltages with 90 degrees phase difference angle. When changing a value of δ , voltage factors $|A|, |B|$ and $|C|$ will change in accordance with (33)-(35). As a consequence, the changes in both the location and the length for two active space vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) and in only the length for four active space vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$) occur. The voltage factors are used for varying the amplitudes of the active space vectors in each sector. The range of $|A|, |B|$ and $|C|$ values is between 0 and $\sqrt{2}$.

As shown in Fig. 21, ϕ is the angle that the proposed two active vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) are shifted from the conventional ones resulting from a change in δ . In order to find the relationship between ϕ and δ , by performing trigonometry, the following equations are derived.

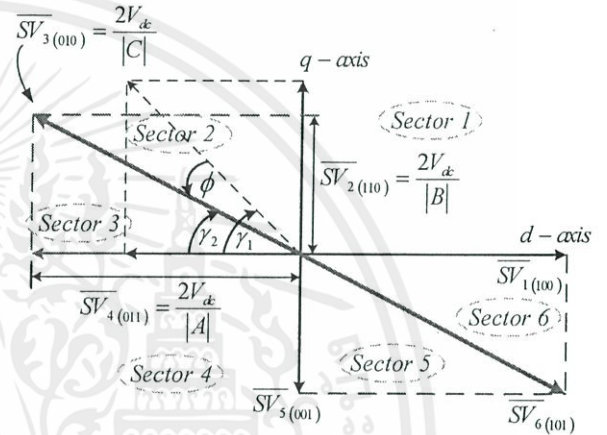


Fig.21. Proposed location of active space vectors \overline{SV}_3 and \overline{SV}_6 .

$$\tan \gamma_2 = \frac{|A|}{|B|} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)} = \tan\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \dots\dots\dots(36)$$

Then, $\gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}$. Since $\gamma_1 = \frac{\pi}{4}$, thus

$$\phi = \gamma_1 - \gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2} \dots\dots\dots(37)$$

Then, $\phi = \frac{\delta}{2} \dots\dots\dots(38)$

The desired output voltage and space vector plane can be displayed in Fig.22 for a given positive δ . Unlike the desired balanced output voltage yielding a circular trajectory, the desired unbalanced output voltage gives an elliptical trajectory as the dotted line. The axis of the elliptical trajectory can be either vertical or horizontal depending on the direction of δ (i.e. positive δ for vertical ($V_q > V_d$), negative δ for horizontal ($V_d > V_q$)). Due to the similar principle to the conventional balanced SVPWM, the mathematical calculation of switching times for the proposed method can be dealt with in the same manner as for the conventional one as mentioned earlier. According to Fig. 22, the location, magnitudes and active times of the proposed space vectors can be summarized in Table 4.

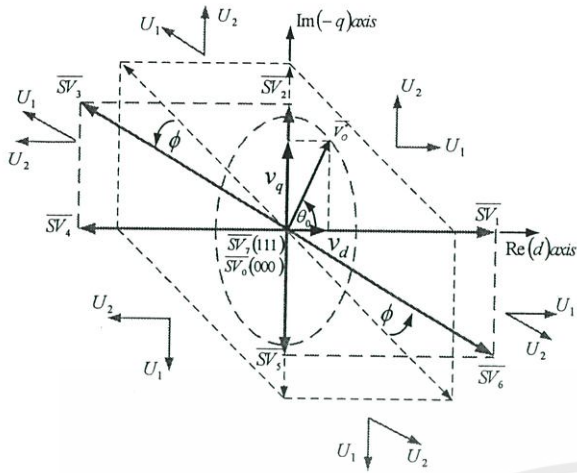


Fig. 22. Proposed location of six active space vectors and an arbitrary voltage vector trajectory at positive δ .

Space vector active times (T_{SV1}, T_{SV2}) for sector 1 can be determined by using (23) and Table 4 as follows.

$$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M|A|}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \dots \dots \dots (39)$$

$$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M|B|}{2} \sin(\theta_0) \dots \dots \dots (40)$$

where $0 \leq M \leq \sqrt{2}$.

Table. 4 Quantities of the proposed SVPWM.

Sector	U_1	U_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV1}	T_{SV2}	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	0	$\frac{\pi}{2}$
2	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV3}	T_{SV2}	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$3\pi/4 + \phi$	$\frac{\pi}{2}$
3	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV3}	T_{SV4}	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$3\pi/4 + \phi$	π
4	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV5}	T_{SV4}	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$3\pi/2$	π
5	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV5}	T_{SV6}	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$3\pi/2$	$7\pi/4 + \phi$
6	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV1}	T_{SV6}	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	2π	$7\pi/4 + \phi$

The proposed phase leg reference voltages with respect to the midpoint of the DC bus voltage, which have a space vector sequence for sector 1 over the half period are expressed as follows.

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left(|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right) \dots \dots \dots (41)$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left(-|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right) \dots \dots \dots (42)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left(|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right) \dots \dots \dots (43)$$

Similarly, according to Table 4 and (23), space vector active times and modulating functions for the remaining sectors can also be expressed in the same procedure and given in Tables 5 and 6, respectively.

Table 5. Proposed Switching times

Sector 1	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$	Sector 4	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right)$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0)$		$\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0 - \pi)$
Sector 2	$\frac{T_{SV3}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right)$	Sector 5	$\frac{T_{SV3}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right)$
	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right)$		$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right)$
Sector 3	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin(\pi - \theta_0)$	Sector 6	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin(2\pi - \theta_0)$
	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right)$		$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right)$

Table 6. Proposed normalized phase leg voltages

Sector 1	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$
	$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$
	$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[- C \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right) + B \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[C \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right) + B \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[C \sin\left(\theta_0 - \pi/2\right) + B \sin\left(3\pi/4 + \phi - \theta_0\right) \right]$
Sector 3	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right) \right]$
	$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right) \right]$
	$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[- C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin\left(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi\right) \right]$
Sector 4	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$
	$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin\left(3\pi/2 - \theta_0\right) \right]$
Sector 5	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[- B \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right) \right]$
	$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[B \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right) \right]$
	$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right)} \left[B \sin\left(7\pi/4 + \phi - \theta_0\right) + C \sin\left(\theta_0 - 3\pi/2\right) \right]$
Sector 6	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[A \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
	$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[A \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$
	$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin\left(\frac{\pi}{4} - \phi\right)} \left[- A \sin\left(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi\right) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

The magnitudes of the orthogonal output voltages for the unbalanced two-phase system can be expressed as

$$V_{ab} = V_d = MV_{dc}|A| \dots\dots\dots(44)$$

$$V_d = MV_{dc}\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \text{ (using peak voltage)} \dots\dots\dots(45)$$

$$V_{cb} = V_q = MV_{dc}|B| \dots\dots\dots(46)$$

$$V_q = MV_{dc}\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \text{ (using peak voltage)} \dots\dots\dots(47)$$

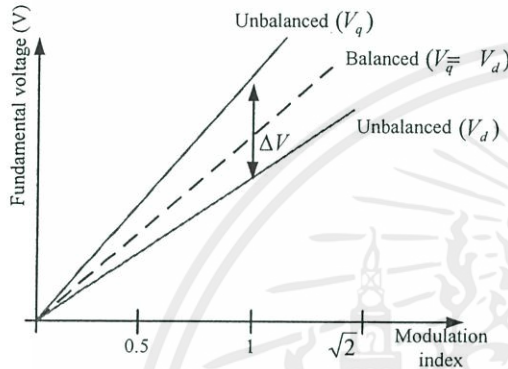


Fig. 23. Fundamental voltages against the modulation index.

Fig. 23 shows the variation of magnitudes of fundamental output voltages with the modulation index for both balanced and unbalanced cases. ΔV is the voltage difference of the two-phase outputs in the case of $V_q > V_d$. This characteristic of the voltages is suitable for an asymmetrical type two-phase induction motor drives which gives $V_q = \alpha V_d$ [1],[3]-[5] and [12].

According to (45) and (47), output voltages can be adjusted by changing values of the modulation index M and δ which δ depends on the voltage factors. Therefore, desired unbalanced output voltages are achieved with changing such parameters.

For example, calculated active times for each sector over a period and reference voltage waveforms using Tables 5 and 6 at $\delta = 40^\circ$ and $M = \sqrt{2}$ can be plotted as shown in Figs. 24 and 25 respectively.

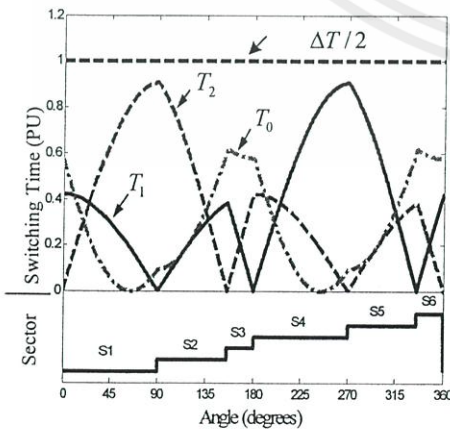


Fig. 24. (a) Calculated switching times of T_1, T_2 and T_0 (in p.u.) at $\delta = 40^\circ, M = \sqrt{2}$.

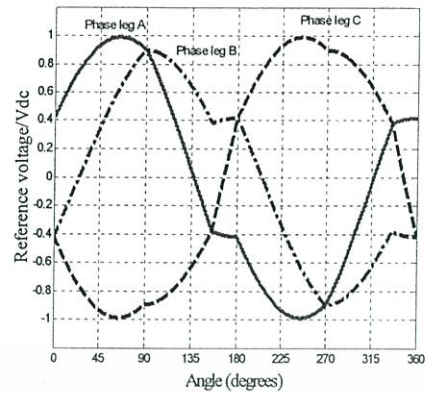


Fig. 25. Calculated phase leg reference voltage waveforms at $\delta = 40^\circ, M = \sqrt{2}$.

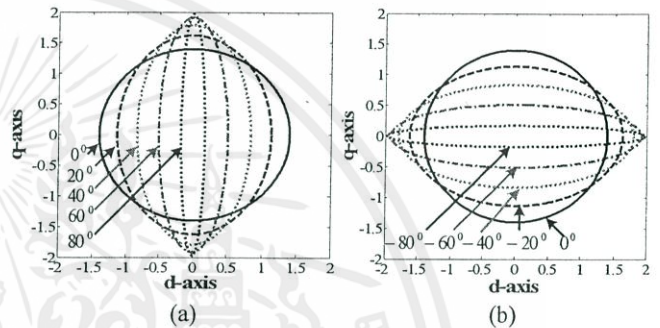


Fig. 26. Calculated voltage trajectory (in p.u.) (a) $0^\circ \leq \delta \leq 80^\circ$, (b) $-80^\circ \leq \delta \leq 0^\circ$.

These calculated results can be compared with the results from Fig. 19 and from the publications in [7], [8] and [17] which are for balanced output voltages to see how the characteristics of the proposed method are different from. It is noted that, obviously, sectors 2,3,5 and 6 occupy the angle range different from the balanced case. Fig.26 shows the calculated voltage space vector trajectory (normalized with V_{dc}) under a variation of δ for positive and negative values at maximum $M = \sqrt{2}$. For the positive δ , an increase in a value of δ causes an increase in the magnitude of the major axis of the elliptical locus and a decrease in the magnitude of the minor axis (i.e. $V_q > V_d$). Similarly, for the negative δ , an increase in a value of δ causes the same manner as for the positive δ except opposite axis (i.e. $V_d > V_q$). For $\delta = 0$, the voltage trajectory is circular which is the balanced outputs (i.e. $V_d = V_q$).

3. Experimental Results

The Overall system for verifying the proposed method using the digital technique is shown in Fig. 27. Reference voltage waveforms and SVPWM patterns are generated by a dSPACE DS1104 DSP controller board with a TMS320F240 slave digital signal processor. The three-leg IGBT Intelligent power module inverter is used. In an initial stage, in order to verify the correctness of the proposed method, a balanced load with highly inductive RL type was used. Each phase of the load has a fixed $R=24\Omega$ and $L=426\text{mH}$. Constant switching frequency, inverter frequency and DC input voltage are 5 kHz, 50 Hz, and 300V, respectively. The test was performed with conditions

of $\delta = 0^0$, $M = \sqrt{2}$ for a balanced output case and $\delta = \pm 40^0$, $M = \sqrt{2}$ for an unbalanced output case.

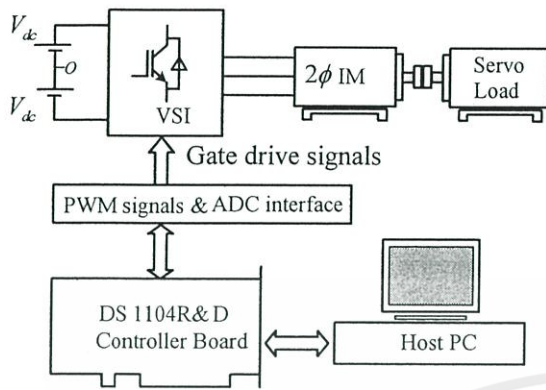


Fig. 27 Overall proposed system.

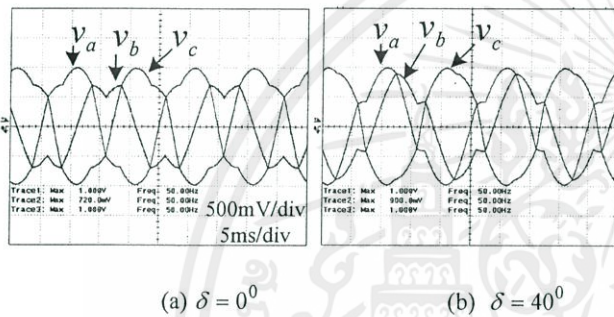


Fig. 28. Experimental three-phase reference signals.

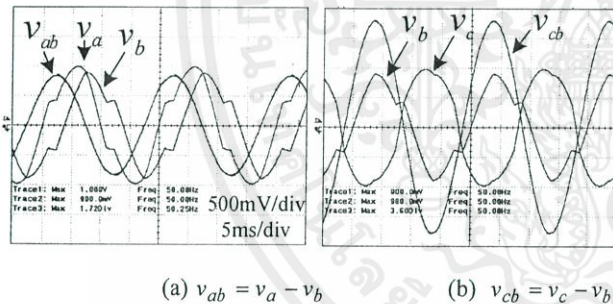


Fig. 29. Experimental two-phase reference signals at $\delta = 40^0$.

Fig. 28 illustrates experimental modulating function waveforms for both cases. It is evident that for the measured reference voltage waveforms as shown in Figs. 28 (a) and (b) are identical with the calculated ones as shown in Figs. 19(b) and 25 for the balanced and the unbalanced cases, respectively. Fig. 29 illustrates the resultant unbalanced two-phase reference signals. It can be seen that the phase leg reference signals are non-sinusoidal waveforms, but the two-phase reference signals are purely sinusoidal waveforms with different amplitude. The amplitude of v_{cb} is greater than that of v_{ab} . Obviously, it implies that the actual unbalanced phase outputs occur (i.e. $V_q > V_d$ for the positive δ). The results show excellent agreement with those obtained from the analogue method as presented earlier. These confirm the validity of the proposed method. PWM output voltage and current waveforms for both cases are shown in Figs. 30(a) and 31(a).

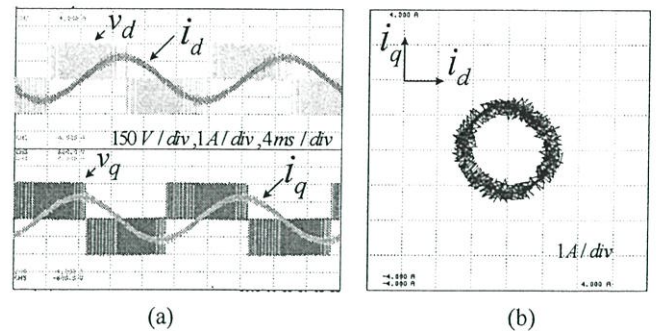


Fig. 30. (a) Output phase voltages (v_d, v_q) and output phase currents (i_d, i_q) at $\delta = 0^0$. (b) Current trajectory at $\delta = 0^0$.

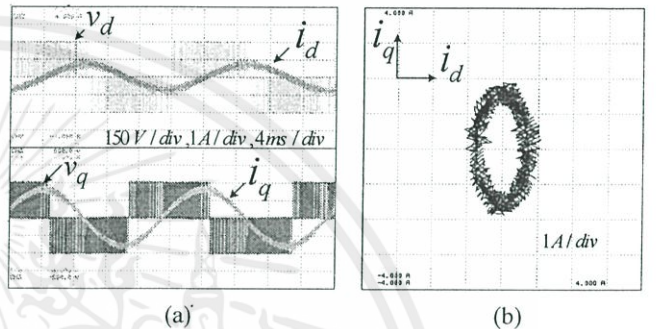


Fig. 31(a) Output phase voltages (v_d, v_q) and output phase current currents (i_d, i_q) at $\delta = 40^0$ (b) Current trajectory at $\delta = 40^0$.

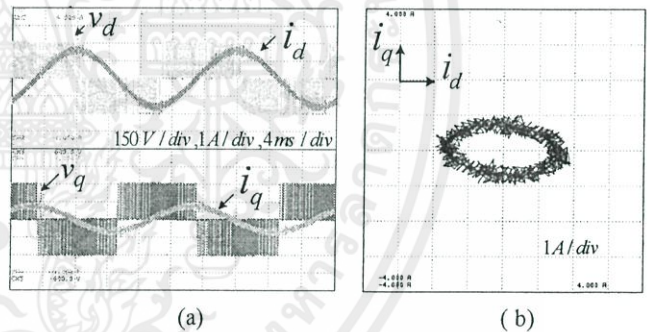


Fig. 32 (a) Output phase voltages (v_d, v_q) and output phase currents (i_d, i_q) at $\delta = -40^0$ (b) Current trajectory at $\delta = -40^0$.

It can be seen that for the balanced case, the amplitude of the currents for each phase is equal whilst for the unbalanced case, the amplitude of the currents for each phase is unequal. This is due to the balanced load but unbalanced applied voltages. Apparently, both cases yield 90 degrees phase difference angles between d and q phases for both PWM output voltages and currents. As shown in Figs. 30 (b) and 31(b), the current vector trajectory in the complex plane for the balanced case has a perfectly circular path whilst the current trajectory for the unbalanced case has a perfectly elliptical path with vertically major axis. Fig. 32 shows voltages and currents for the unbalanced case with $\delta = -40^0$. This condition gives $V_q < V_d$ thus $i_q < i_d$. Therefore the current vector trajectory has a perfectly elliptical path with horizontally major axis. Results from Figs. 31 and 32 show the conditions in accordance with Fig. 26. According to all results, they confirm that the proposed method can be implemented correctly and effectively.

The another test with the asymmetrical type two-phase induction motor having parameters given in the appendix A was performed with balanced and unbalanced applied voltages. For the unbalanced case, the applied voltages for both windings are in accordance with $V_q = 1.7V_d$. Figs. 33 (a) and 34(a) show the motor currents and corresponding current vector trajectory for the balanced applied voltages at low speed and load torque of 1 Nm. The auxiliary winding current (i_q) leads the main winding current (i_d) and has a lower amplitude value due to the higher impedance of the auxiliary winding. The current vector trajectory has a considerably elliptical path with perfectly horizontal major axis. This implies that the low motor performance could be achieved due to the high level of backward torque. Subsequently, the significant torque ripple may arise. Figs. 33(b) and 34(b) show the motor currents and its current trajectory for the unbalanced applied voltages. Obviously, the auxiliary winding current is increased whilst the main winding current is decreased. The ratio of the amplitudes of i_d to i_q is about 1.7 which is in close agreement with turn ratio of the windings (α) as given in Appendix A. These results show good agreement with [4] and [5]. As a consequence the current trajectory becomes a bigger ellipse and the major axis of the ellipse is not perfectly horizontal. This implies that the better performance by applying unbalanced voltages to both windings could be achieved resulting in reduced torque pulsations as mentioned in [3]-[5] and [12].

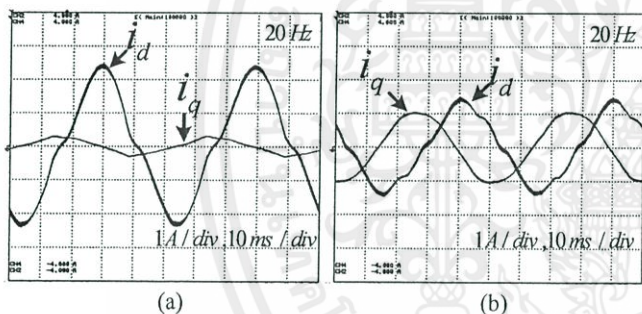


Fig. 33. motor current waveforms for both windings at inverter of 20 Hz (a) balanced applied voltage case (b) unbalanced applied voltage case.

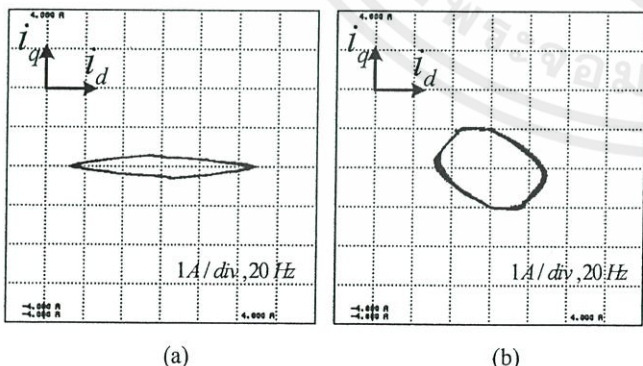


Fig. 34. corresponding current trajectory at inverter of 20 Hz (a) balanced applied voltage case (b) unbalanced applied voltage case.

Figs. 35 and 36 show the motor currents and their trajectories at high speed and load torque of 2.5 Nm for both cases. The characteristics are similar to the low speed operation except current amplitudes and shape sizes of trajectories due to the

increased load torque.

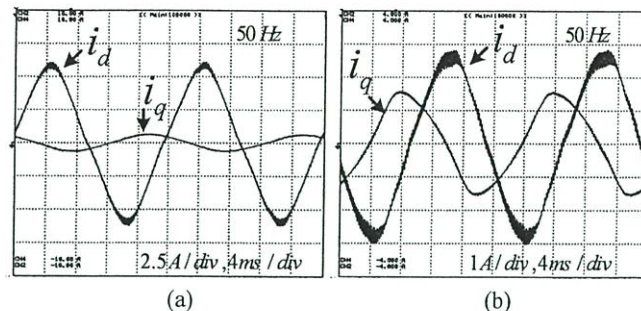


Fig. 35. Motor current waveforms for both windings (a) balanced applied voltages (b) unbalanced applied voltages case.

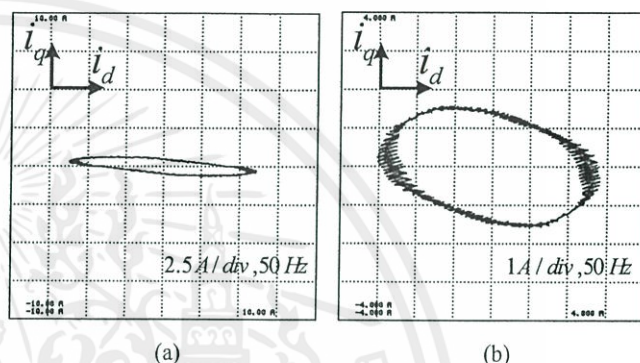


Fig. 36. Corresponding current trajectory at inverter of 50 Hz (a) balanced applied voltages (b) unbalanced applied voltages case.

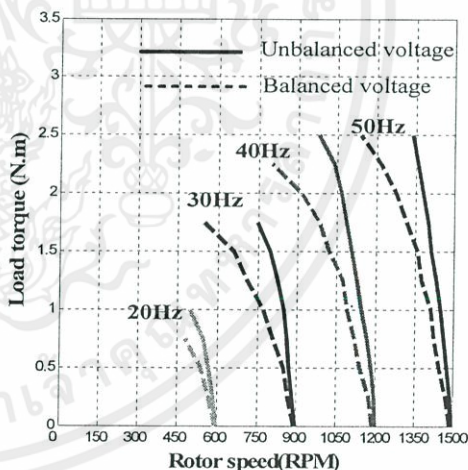


Fig. 37. Comparison of torque-speed characteristic curves at various inverter frequencies.

Again, in order to confirm the capability of the proposed method (i.e. unbalanced phase outputs) for the improvement of the electromagnetic torque when comparing with the conventional method (i.e. balanced phase outputs), the test with varying the inverter frequency and motor load torque has been conducted. As shown in Fig. 37, at the same load torque, the slip speed of the motor supplied from the proposed method is lower than that supplied from the balanced voltages. This means that the proposed method provides the improved electromagnetic torque thus obtaining the better speed regulation.

4. Conclusions

This paper has proposed a carrier-based unbalanced output phase voltage SVPWM method for asymmetrical two-phase induction motor drives using a three-leg VSI. The principle and implementation have been fully given through both analogue and digital techniques. The mathematical equations representing space vector equivalent phase leg reference voltages for the conventional and proposed method have been derived. The proposed method provides unbalanced voltages of the two-phase outputs controlled by varying the modulation index and the voltage factors whilst the phase difference angle is kept at 90 degrees. The results have shown apparently the correctness of the proposed method and improvement of the motor performance.

Appendix A

Parameters of the asymmetrical two-phase induction motor.

$I\phi, IM, 370W, 220V, 1375rpm, 2.8A, \alpha = 1.71$		
	Main winding	Auxiliary winding
R_1	9.04 Ω	45.25 Ω
X_1	13.73 Ω	44.79 Ω
R_2	7.56 Ω	26.76 Ω
X_2	6.87 Ω	22.40 Ω
X_m	234.96 Ω	288.20 Ω

Acknowledgements

The authors would like to give special thanks to Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University and Assoc. Prof. Wekin Piyarat for valuable help and equipment support. Also, the authors wish to gratefully acknowledge the scholarship support received from Mahanakorn University of Technology.

References

- (1) C-M. Young, C-C. Liu, C-H. Liu: "New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives", IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, No. 6, pp. 458-466 (1996).
- (2) F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, and M. Tonnes: "Evaluation of Low-Cost Topologies for Two Phase Induction Motor Drives", IEEE Proc. PCC-2002 Conf, Vol. 4, pp. 2358-2365 (2002).
- (3) S. Sinthusonthichat, and V. Kinnares: "A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using a Three-Leg Voltage Source Inverter", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.125, No. 6 pp. 482-491 (2005).
- (4) E.R. Benedict and T. A. Lipo: "Improved PWM Modulation for a Permanent-Split Capacitor Motor", IEEE Proc., IAS, Conf., Vol.3 pp. 2004-2010 (2000).
- (5) J. Yao, J. Krase and T. A. Lipo: "Design Considerations for Motor-Controller Integration of A Single Phase Induction Motor Packaged Drive", IEMDC 03 Conf, Vol. 2, pp.1239-1244 (2003).
- (6) 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. on Power Electronics, Vol. 7, No. 14, pp.517-523 (2002).
- (7) 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 Industrial Electronics, Vol.51, No. 5, pp.1081-1088 (2004).

- (8) Denizar C. Martins, Luis C. Tomaselli, Telles B. Lazzarin, and Ivo Barbi: "Drive for a Symmetrical Two-phase Induction Machine Using Vector Modulation", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.126, No.7, pp.853-840 (2006).
- (9) Do-Hyun Jang: "PWM methods for two-phase inverters", IEEE on Industry Applications Magazine, Vol. 13, No. 5, pp. 50-61 (2007).
- (10) J. Sin thusonthichat, and V. Ki nnares: "Performance Evaluation of Variable Speed Two-Phase Induction Motors", IEEE Proc. PowerCon 2002 Conf. pp. 2565-2568 (2002).
- (11) J. Sinthusonthichat, R. Areehamad, and V. Kinnares: "Comparative Performance Evaluation of Two-Phase PWM Inverter Fed Induction Motor Drives with Various Topologies", IEEE Proc. IPEC 2003 Conf. (2003).
- (12) D.G. Holmes, and A. Kotsopoulos: "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter", IEEE Proc. IAS-93. Conf., Vol. 1, pp. 613-620 (1993).
- (13) E. R. Collins, Jr., H. B. Puttgen, and W. E. Sayle,II: "Single-Phase Induction Motor Adjustable Speed Drive: Direct phase Angle Control of The Auxiliary Winding Supply", IEEE IAS-88. Conf., Vol. 1 pp. 246-252 (1988).
- (14) E. R. Collins, Jr., and R. E. Ashley: "Operating Characteristics of Single-Phase Capacitor Motors Driven from Variable Frequency Supplies", IEEE IAS-91. Conf., vol. 1, pp. 52-57 (1991).
- (15) D. G. Holmes, Thomas A. Lipo: "Pulse Width Modulation for Power Converters", Wiley Interscience, IEEE Press, pp.259-270 (2003).
- (16) Do-Hyun jang and Duck-Yong Yoon: "Space-vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, No. 2 pp. 542-549 (2003).
- (17) Sheng-Ming Yang, Feng-Chieh Lin, and Ming-Chung Chen: "Control of a Two-Phase Linear Stepping Motor with Three-Phase Voltage Source Inverter", in Proc., IEMDC 03 Conf., Vol. 3, pp. 1720-1725 (2003).
- (18) K. Zhou and D. Wang: "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis" IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.49, No.1, pp.186-196, (2002).

Chakrapong Charumit (Non-member)



He received the B.Eng. Degree in electrical engineering from Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand, and received the M.Eng. Degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. He is pursuing the D.Eng degree at

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. He is currently a lecturer in the Electrical Power Engineering Department, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology. His research interests are in the fields of electric drives and power electronics.

Vijit Kinnares (Non-member)



He received the B. Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand and the Ph.D. degree from the University of Nottingham, UK. He is currently an Associate Professor in the Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His research interests are in the fields of electrical machines, electric drives and power electronics.

Transactions

on Electrical Eng., Electronics, and Communications
Volume 7, No. 1, February 2009



U
E
E
E
E
E
E

REGULAR PAPERS

Performance of an Interleaved Spread Spectrum OFDM Systems over Frequency Selective Multipath Fading Channels	<i>P. Lu, X. Huang and F. Du</i>	1
Radio Wave Scattering from Lampposts in Microcell Urban Mobile Propagation Channel	<i>M. Chikashi, J. Takata and T. Imai</i>	14
Two-Stage Detection Using ISI Cancelling for Multipath Fading Channels	<i>J. S. Joo</i>	21
A Distributed Topology Adjustment Algorithm for Wireless Networks with Mobile Base Stations	<i>A. B. Gupta and S. K. Saha</i>	24
Robust Stability Condition for a Class of Time-Delay Plants with Uncertainty	<i>K. Yamada, T. Hayashi and H. Yamamoto</i>	34
A Design Method for Simple Repetitive Controllers for Time-Delay Plants	<i>K. Yamada, H. Yamada, H. Takemura and M. Kobayashi</i>	42
Optimal Minimax Controller Design for Plants with Four Oscillatory Modes Using Grobner Basis Approach	<i>C. Charvattanasupparat</i>	52
BCH-based Compactors with Data Compression for Test	<i>T. Rongprajakul, A. Uthairat and S. Meechai</i>	62
A New Structural No-Reference Ride Based Blur Meme for Classification of Blurred Home Photos	<i>P. Shivakumara, Basavaraj S. Anami and G. Hemant Kumar</i>	73
Implementation of Space Vector PWM for a Two-Phase Three-Leg Voltage Source Inverter	<i>A. Chiranti and U. Gowaraj</i>	82

Manuscript Submission Guideline

<http://www.ecti-thailand.org>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Implementation of Space Vector PWM for a Two-Phase Three-leg Voltage Source Inverter

Ch. Charumit and V. Kinnares

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand (ch_charumit@hotmail.com, kkwijit@kmitl.ac.th)

ABSTRACT

This paper proposes the implementation of a carrier-based balanced two-phase output space vector pulsewidth modulation (SVPWM) strategy for a three-leg voltage source inverter (VSI). The principle based on analogue and digital techniques is fully described. The space vector equivalent waveforms and SVPWM patterns are generated by a digital signal processor (DSP). The correctness of the proposed method is verified by calculated and experimental results.

Keywords: Space vector pulsewidth modulation, Three-leg voltage source inverter.

1. INTRODUCTION

Pulsewidth modulation (PWM) has been studied for a long period in order to achieve better characteristics such as wide linear modulation range, less switching loss, less total harmonic distortion (THD) and easy implementation[1],[2],[6],[8],[12]. Generally, a PWM inverter plays an important role in industrial and residential applications since it offers several advantages such as reduced low order harmonics, small filter size and light weight. In the past, sinusoidal pulsewidth modulation (SPWM) was commonly used for an inverter and easily implemented by an analogue technique based on a comparison between a high frequency carrier wave and a sinusoidal reference wave. Presently, digital techniques for generating PWM patterns seem to be more attracted attentions due to the advent of a microprocessor technology resulting in precision, ease of implementation and flexibility. SVPWM is well established for a three-phase system with digital implementation. The carrier-based SVPWM and digital SVPWM are equivalent [12]. The implementation of SVPWM as carrier-based PWM can be made by either an analogue circuit or a digital technique. Although, for a two phase system particularly for a three-leg inverter [2-6],[11], there are a few publications to reveal the explicit principle and mathematically modulating functions. As shown in Fig.1, a three-leg VSI providing two phase outputs is increasingly attractive for two-phase drive applications due to good dc voltage utilization, reduced total harmonic distortion of currents and availability of three-leg modules[6],[11]. PWM techniques especially based on SVPWM applicable to this three-leg configuration have been proposed in many publications [3-5],[11]. Although a SVPWM strategy for the two-phase system offers many

advantages over other techniques, a mathematical approach representing equivalent space vector still has not been reported. Therefore, this paper focuses on the principle and implementation based on the mathematical approach and DSP of the balanced two-phase SVPWM applied to the three-leg VSI. The validity of the proposed method tested with a balanced resistive-inductive load and an asymmetrical parameter type two-phase induction motor is demonstrated.

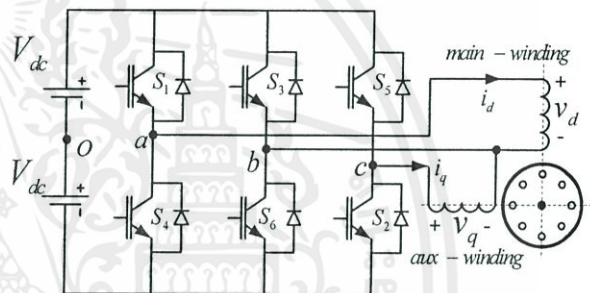


Fig.1: Two-phase three-leg VSI supplying a two-phase induction motor

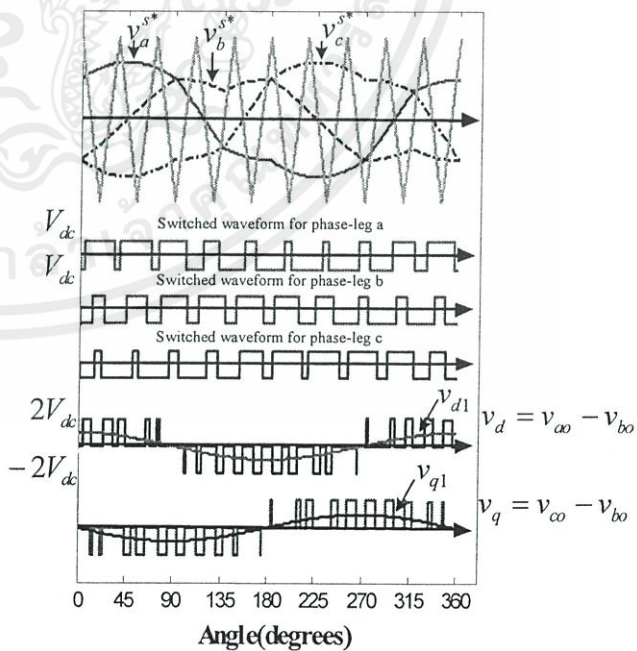


Fig.2: Principle of the proposed carrier-based two-phase SVPWM.

2. TWO-PHASE SVPWM STRATEGY

The principle of a modulation strategy of carrier-based two-phase SVPWM using the three-leg VSI is illustrated in Fig.2. $v_a^{s*}, v_b^{s*}, v_c^{s*}$ are space vector equivalent references of each phase leg. The mathematical equations for the space vector equivalent references will be derived and given in the next section. Switched waveforms for each leg are obtained from a comparison between a common triangular carrier wave and each space vector equivalent reference. By using phase leg b as a common phase leg, two-phase outputs are achieved from a difference of voltages between points a-b denoting as " v_d " and voltages between points c-b denoting as " v_q ". The resultant fundamentals of the two phases have the same amplitude but different phase angle of 90 degrees.

2.1 Analogue implementation

The relationship between two-phase stationary (d-q) and three-phase reference systems[3],[7] for the three-leg VSI can be written in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where a zero sequence component (v_0) is equal to v_{br} . In order to achieve the phase difference angle between v_d^s and v_q^s is 90 degrees, the three phase reference signals can be expressed as

$$v_{ar} = m \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3)$$

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \pi) \quad (4)$$

where

$$m = \text{Modulation index and } 0 \leq m \leq 1.$$

In order to obtain the required three-phase references for the three-leg VSI, a zero component (v_z) is introduced. The inverse matrix of (1) which is the relationship for the transformation from a three-phase system[7] into a two-phase system is obtained as

$$\begin{bmatrix} v_a^{s*} \\ v_b^{s*} \\ v_c^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{s*} \\ v_q^{s*} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (5)$$

where

$$v_a^{s*} = v_d^{s*} + v_z = v_{ar} - v_{br} + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + v_z \quad (6)$$

$$v_b^{s*} = v_z \quad (7)$$

$$v_c^{s*} = v_q^{s*} + v_z = v_{cr} - v_{br} + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + v_z \quad (8)$$

v_d^{s*} = required direct axis reference

v_q^{s*} = required quadrature axis reference

$$v_z = \frac{v_{\max} + v_{\min}}{2} \quad (9)$$

where

$$v_{\max} = \text{Maximum}\{v_d^{s*}, v_q^{s*}, 0\} \quad (10)$$

$$v_{\min} = \text{Minimum}\{v_d^{s*}, v_q^{s*}, 0\} \quad (11)$$

The max/min expression centres the sinusoidal reference defined in (10-11) around zero at all times.

In order to achieve the switching patterns of the SVPWM strategy as shown in Fig.2, a simple circuit for implementing space vector equivalent references can be designed in accordance with (1)-(11), as shown in Fig.3. The desired two-phase references are rectified to produce their envelope magnitude, this magnitude is scaled by 0.5 and is then added as an offset to each voltage reference. The voltage drop across bridge diodes is compensated by R_{Comp} . The fundamental output voltages of the main power circuit can be derived based on (6-8) as

$$v_{d1} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (12)$$

$$v_{q1} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (13)$$

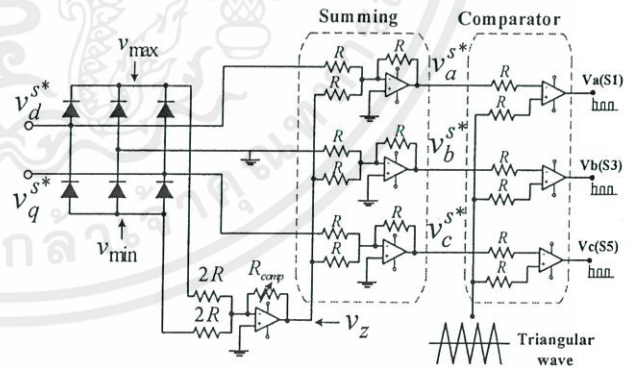


Fig.3: Naturally sampled analogue space vector modulator.

Waveforms obtained from (9)-(11) can be plotted as shown in Fig. 4. The resultant space vector equivalent waveforms ($v_a^{s*}, v_b^{s*}, v_c^{s*}$) are illustrated in Fig.5 which will be used to compare with the common triangular carrier for generating SVPWM patterns. It is noted that these waveforms are non-sinusoidal due to the contamination of the zero signal. Space vector equivalent waveforms of phases a and b are out of phase. The

difference between these phase leg references gives the two phase output references (i.e. $v_d^{s*} = v_a^{s*} - v_b^{s*}$, $v_q^{s*} = v_c^{s*} - v_b^{s*}$) as shown in Fig.5.

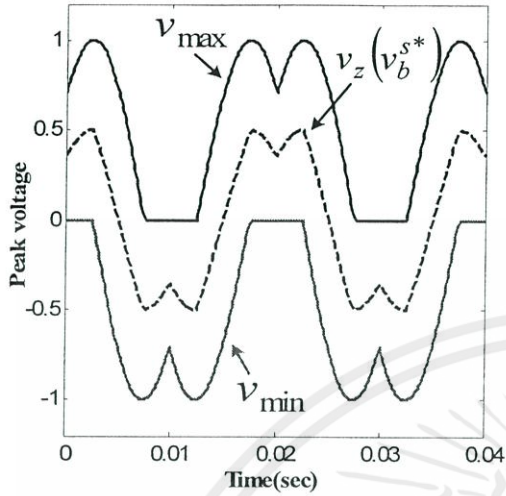


Fig. 4: Corresponding waveforms at various points of the proposed analog circuit.

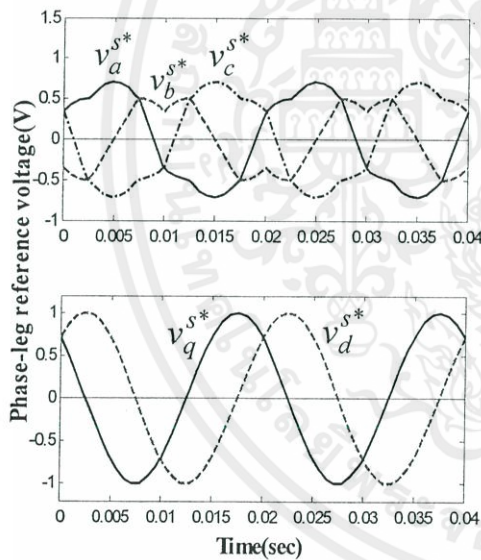


Fig.5: Phase leg reference and two-phase reference waveforms

2.2 Digital implementation

The principle of the two-phase SVPWM for the three-leg VSI is derived from the conventional three-phase space vector modulation which divides into six hexagonal sectors with 60 degrees displacement for each sector [3],[8]. For the two-phase SVPWM, the common leg is used. As a result, voltages between legs provide two-phase outputs, namely v_{ab} as the main winding voltage (v_d) and v_{cb} as the auxiliary winding voltage (v_q). In the switching states of SVPWM, the upper switches S_1 , S_3 and S_5 of the main power circuit

are assigned with either “1” or “0” equal to turn-on and turn-off, respectively. The lower switches S_4 , S_6 and S_2 are opposite states against the upper switches in the same leg. The DC bus voltage is $2V_{dc}$. The switching states, corresponding output voltages and space vectors are shown in Table 1.

Table 1: Switching patterns, output voltages and space vectors in d-q plane

S1	S3	S5	V_d	V_q	\overline{SV}_n
0	0	0	0	0	\overline{SV}_0
1	0	0	$2V_{dc}$	0	\overline{SV}_1
1	1	0	0	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_2
0	1	0	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_3
0	1	1	$-2V_{dc}$	0	\overline{SV}_4
0	0	1	0	$2V_{dc}$	\overline{SV}_5
1	0	1	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	\overline{SV}_6
1	1	1	0	0	\overline{SV}_7

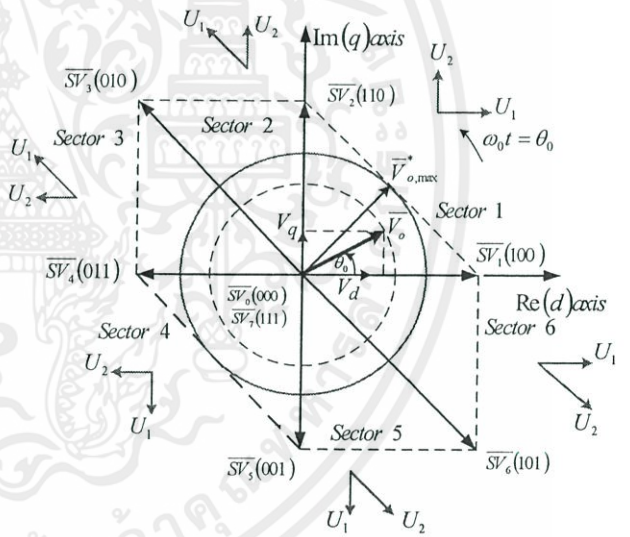


Fig. 6: Eight possible stationary voltage vectors

As shown in Fig.6, there are six possible voltage vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \dots, \overline{SV}_6$) and two null vectors ($\overline{SV}_0, \overline{SV}_7$). Four active vectors ($\overline{SV}_1, \overline{SV}_2, \overline{SV}_4, \overline{SV}_5$) have a length of $2V_{dc}$ and two active vectors ($\overline{SV}_3, \overline{SV}_6$) have a length of $2\sqrt{2}V_{dc}$. Desired output voltage space vector V_o^* in a vector form, which is a rotating vector with a circular trajectory, can be calculated in terms of the average of a number of these space vectors within a half carrier period in each sector as

$$\overline{V}_o^* = V_o \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{U}_2 \quad (14)$$

$$\overline{U}_1 = V_1 e^{j\alpha_1} \quad (15)$$

$$\overline{U}_2 = V_2 e^{j\alpha_2} \quad (16)$$

$$\frac{\Delta T}{2} = T_1 + T_2 + T_{SV0} + T_{SV7} \quad (17)$$

where \overline{U}_1 and \overline{U}_2 are the two adjacent vectors; V_1, V_2 are the magnitudes of the space vectors; θ_0 is sampling position; α_1, α_2 are angles for the two adjacent vectors; T_1, T_2 are active times for the two adjacent vectors; T_{SV0}, T_{SV7} are times for null vectors; ΔT is a carrier period. Generally, for a symmetric space vector pulse pattern, space vector times for each zero switching state (T_{SV0}, T_{SV7}) are set to be equal. The relationship between active times and the desired output voltage for each sector can be expressed in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} \frac{T_1}{\Delta T/2} V_1 \\ \frac{T_2}{\Delta T/2} V_2 \end{bmatrix} = \frac{V_o}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Active space vectors, magnitude and location for all sectors are shown in table 2.

Table 2: Definitions for Vectors \overline{U}_1 and \overline{U}_2 of SVPWM

Sector	\overline{U}_1	\overline{U}_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\overline{SV}_1	\overline{SV}_2	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	0	$\pi/2$
2	\overline{SV}_3	\overline{SV}_2	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	$\pi/2$
3	\overline{SV}_3	\overline{SV}_4	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	π
4	\overline{SV}_5	\overline{SV}_4	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/2$	π
5	\overline{SV}_5	\overline{SV}_6	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
6	\overline{SV}_1	\overline{SV}_6	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	2π	$7\pi/4$

By using (18) together with Table 2, space vector active times (T_{SV1}, T_{SV2}) for sector 1 are arranged as follows.

$$T_{SV1} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \frac{\Delta T}{2} \quad (19)$$

$$T_{SV2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \frac{\Delta T}{2} \quad (20)$$

where

$$M = \frac{V_o}{V_{dc}} \text{ which is the modulation index.}$$

It is noted that $T_{SV1} + T_{SV2} \leq \frac{\Delta T}{2}$. Using (19) and (20) yields

$$\frac{T_{SV1} + T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{\sqrt{2}V_o}{2V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \theta_0\right) \leq 1 \quad (21)$$

From (21), the condition for maximum possible magnitude of $\overline{V}_{o,\max}^*$ occurs at $\theta_0 = \pi/4$ which gives $V_o = \sqrt{2}V_{dc}$. As a consequence, $0 \leq M \leq \sqrt{2}$. The maximum phase voltage is approximately 70 % of DC-link voltage [4],[5]. This characteristic is one of the major advantages of the three-leg VSI.

3. Modulating Functions

In order to identify modulating functions of the SVPWM, the calculation of switching times for the overall sector in a period is performed.

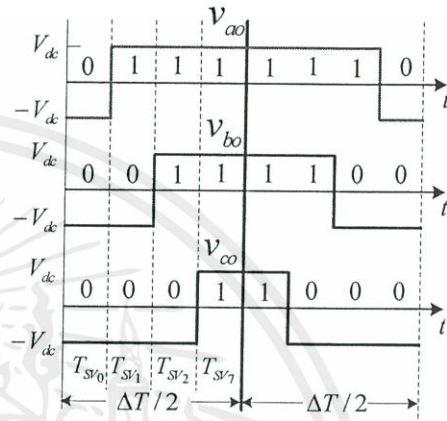


Fig. 7: Pulse pattern for the first sextant

Fig.7 shows example of 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 the first sector for the conventional space vector PWM with equally spaced zero space vector SV_0 and SV_7 . The reference (average) values for the three-phase leg voltages over the time interval $\Delta T/2$, which have a switching sequence for sector 1 in a half period of switching as $SV_0 \rightarrow SV_1 \rightarrow SV_2 \rightarrow SV_7$ [8] are

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (22)$$

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (23)$$

$$v_{co} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (24)$$

By substituting (19-20) into (22-24), 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

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (25)$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (26)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (27)$$

Similarly, according to Table 2 and (18), with the same process, space vector active times and modulating functions for the remaining sectors can be achieved as shown in Table 3. Switching times T_1 , T_2 and T_0 in the half period of the carrier for maximum $M = \sqrt{2}$ can be plotted as shown in Fig.8. Corresponding phase leg reference voltage waveforms can be shown in Fig.9. These are space vector equivalent waveforms which will be used to compare with the common triangular carrier to generate PWM patterns.

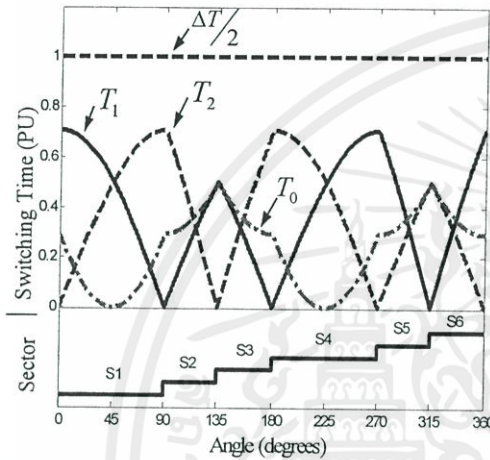


Fig. 8: Switching times and corresponding sectors

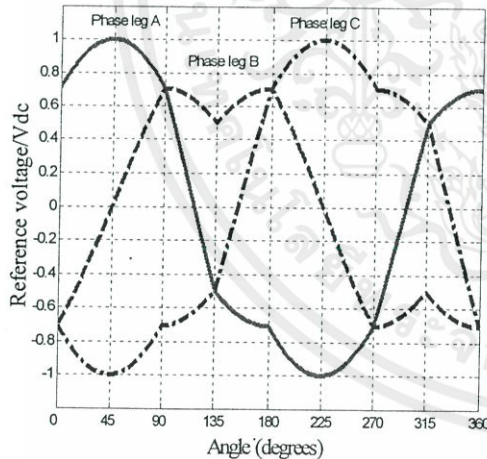


Fig. 9: Calculated reference voltages of phase leg a, b, and c for $M = \sqrt{2}$

4. EXPERIMENTAL RESULTS

Reference voltage waveforms and SVPWM patterns are generated by using a dSPACE, DSP controller board DS1104. The board consists of a digital signal processor TMS320F240. The three leg IGBT inverter is used with switching frequency of 5kHz and dc link voltage of 300V. The R-L load ($R=24\Omega$, $L=426\text{mH}$) for a balanced load case and an asymmetrical parameter type two-phase

induction motor for an unbalanced load case (see parameters in Appendix A) are used.

Table 3: Switching times and modulating functions for overall sectors.

	Switching times	Phase leg reference voltages
Sector 1	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
Sector 3	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
Sector 4	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$
Sector 5	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$
Sector 6	$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

Fig.10 shows the experimental space vector equivalent reference waveforms. It is evident that the experimental references are identical with the calculated ones as shown in Fig.9. The phase difference angle between v_a and v_c is 180 degrees (out of phase) as mentioned in the analogue implementation. Fig.11 shows the experimental two-phase output references (i.e $v_{ab} = v_a - v_b$ and $v_{cb} = v_c - v_b$) having phase difference angle of 90 degrees and sinusoidal waveforms. The reason for obtaining sinusoidal waveforms of the two-phase references is that the zero component is cancelled. These confirms the validity of the proposed technique. Output voltage and current waveforms can be shown in Fig.12 for the two-phase balanced load. Fig.13 shows corresponding circular current vector trajectory. It can be seen that the amplitudes of the currents for each

phase are equal and the phase difference angle is 90 degrees thus giving a circular shape locus due to the balanced R-L load. The phase difference angle is also 90 degrees for PWM output voltages.

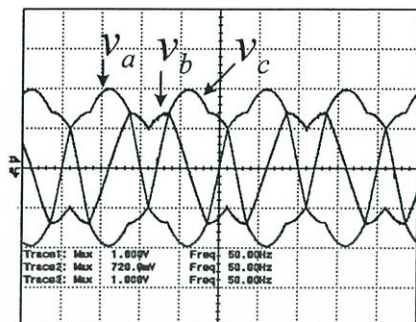


Fig. 10: Reference voltage waveforms for phase-legs (500mV/div, 5ms/div)

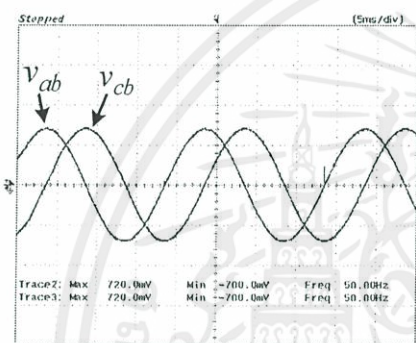


Fig. 11: Two-phase Reference waveforms

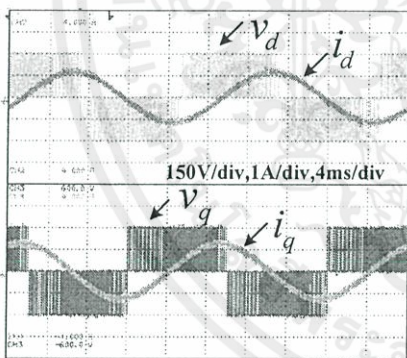


Fig. 12: Two-phase output voltages (v_d, v_q) and corresponding currents (i_d, i_q)

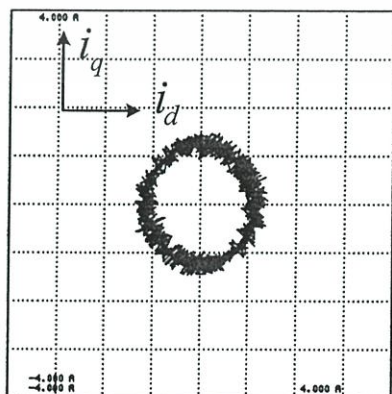


Fig. 13: Current trajectory (1A/div)

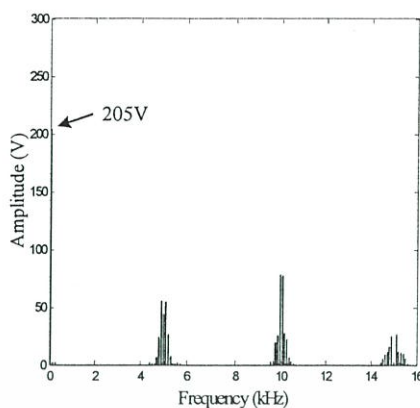


Fig. 14: Measured harmonic voltage spectrum of v_d

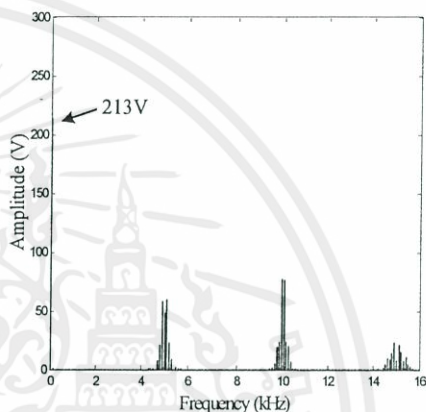


Fig. 15: Measured harmonic voltage spectrum of v_q

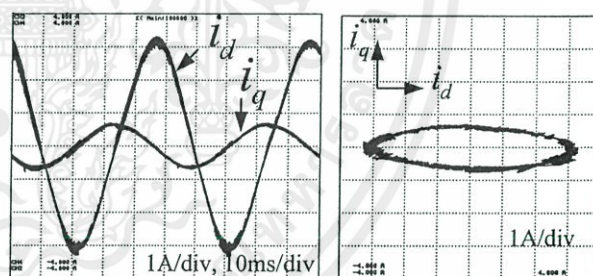


Fig. 16: Two-phase motor currents and space vector trajectory at motor torque of 1.25 Nm.

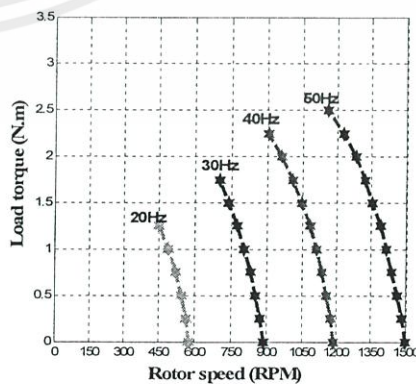


Fig.17: Torque-speed curves with a variation of inverter frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figs.14-15 show harmonic voltage spectrum in peak values for two-phase outputs which harmonic sidebands for both voltages are similar and around at the multiples of the switching frequency (i.e. 5 kHz, 10 kHz, 15 kHz etc.). The inherent characteristic of the harmonic sidebands is typical for a PWM method. This confirms the correctness of the implemented PWM strategy and the main power circuit operation. The peak fundamental values for both voltages are considerably close. Fig.16 shows the motor current and its trajectory. The amplitude of the main winding current is larger than that of the auxiliary winding current since the impedance of the main winding is lower than that of the auxiliary winding (see Appendix A). As a consequence the trajectory shape is elliptical which the major axis is horizontal. The capability of the proposed system for driving the two-phase asymmetrical induction motor over a wide range of speed is shown in Fig.17. At base inverter frequency (50 Hz), the rated torque is obtained. However when decreasing the inverter frequency, the rated torque could not be reached since the operating slip is greater than the rated slip resulting in overcurrent. It can be seen that at a low speed region, the motor gives a poor capability compared with a high speed region. Therefore it is implied that this motor type needs some control methods such as proposed in [1],[9-10] to improve the better performance particularly at low speed.

5. CONCLUSIONS

This paper has dealt with the principle and implementation of two-phase SVPWM using a three-leg voltage source inverter providing balanced output voltages. The mathematical equations of space vector equivalent phase leg voltages have been derived. The SVPWM pattern has been implemented by using a DSP board. The correctness of the proposed technique is verified by calculated and experimental results with R-L and motor loads.

6. REFERENCES

- [1] C.M. Young, C.C. Liu, and C.H. Liu, "New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives", *Electric Power Applications, IEE Proceeding*, Vol. 143, No. 6, pp.458-466, 1996.
- [2] Y.Cui, F.Blaabjerg and G. Andersen, "An Asymmetrical Space Vector Modulation for Single Phase Induction Motor", *IEEE Proceeding on Industrial Electronics*, Vol.4, pp.1276-1278, 2002.
- [3] A.M. Hava, R.J. Kerkman and T.A. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", *IEEE Trans. on Power electronics*, Vol.14, pp.2004-2010, 1999.
- [4] M.A. Jabbar, A. shwin, M. Khambadkone, and Zhang Yanfeng, "Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.51, No. 5, pp.1081-1088, 2004.
- [5] D.C. Martins, L.C. Tomaselli, B. Telles, Lazzarin, and Ivo Barbi, "Drive for a Symmetrical Two-phase Induction Machine Using Vector Modulation", *IEEE*

Trans. on Industry Applications, Vol.126, No.7, pp.853-840, 2006.

- [6] D.H. jang and D.Y. Yoon, "Space-vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.39, No. 2, pp.542-549, 2003
- [7] F.C. Lin and S.M. Yang, "Two-Phase Linear Stepping Motor Control With Three-Leg VSI and On-Line Dead-Time Compensation", *Journal of the Chinese Institute of Engineering*, Vol. 28, pp.967-975, 2005.
- [8] D.G. Holmes and T.A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters", *Wiley Interscience, IEEE Press*, pp.259-270, 2003.
- [9] D.G. Holmes, and A. Kotsopoulos, "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter", *IEEE Conference on Industry Applications*, Vol.1, pp.613-620, 1993.
- [10] S. Sinthusonthichat, and V.Kinnaree, "A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using a Three-Leg Voltage Source Inverter", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.125, pp.482-491, 2005.
- [11] D.R. Correa, M.B., C.B. Jacobina, A. M. N. Lima and D. Silva, E.R.C, "A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, No. 14, pp.517-523, 2002.
- [12] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, No. 1, pp.186-196, 2002.

Appendix A: Parameters of the asymmetrical two-phase induction motor.

$\phi, IM, 370W, 220V, 1375rpm, 2.8A, \alpha = 1.71$		
	Main winding	Auxiliary winding
R_1	9.04 Ω	45.25 Ω
X_1	13.73 Ω	44.79 Ω
R_2	7.56 Ω	26.76 Ω
X_2	6.87 Ω	22.40 Ω
X_m	234.96 Ω	288.20 Ω



He received the B.Eng. Degree in electrical engineering from Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand, and received the M.Eng. Degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. He is pursuing the D.Eng degree at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. He is currently a lecturer in the Electrical Power Engineering Department, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology.



He received the B. Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand and the Ph.D. degree from the University of Nottingham, UK. He is currently an Associate Professor in the Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His research interests are in the fields of electrical machines and electric drives

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analogue Space Vector Modulator for Two-Phase loads using a Three-Leg Voltage Source Inverter

Chakrapong Charumit and Vijit Kinnarees

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520
Tel.662-3266052-101 Ext.2619 Fax.662-3269902

E-mail:ch_charumit@hotmail.com, kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract - This paper proposes implementation of a carrier-based space vector pulse width modulation (SVPWM) strategy through an analogue method for a three-leg voltage source inverter (VSI) providing both balanced and unbalanced two-phase outputs. The phase difference angle of output voltages is kept at 90 degrees whilst the amplitude is adjustable. The mathematical approach to a waveform synthesis is proposed. The circuit design in accordance with mathematical equations of the analogue modulator is given. The correctness of the proposed method is verified by both simulated and experimental results.

Index Terms - Space vector pulse width modulation, three-leg voltage source inverter

I. INTRODUCTION

Pulse width modulation (PWM) has been studied for a long period in order to achieve better characteristics such as wide linear modulation range, less switching loss, less total harmonic distortion (THD) and easy implementation. Generally, a PWM inverter plays an important role in industrial and residential applications since it offers several advantages for example reduced low order harmonics, small filter size and light weight. In the past, sinusoidal pulse width modulation (SPWM) was commonly used for an inverter and easily implemented with an analogue technique based on a comparison between a high frequency carrier wave and a sinusoidal reference wave [1]. Presently, SVPWM is a popular method, particularly for a three-phase system since it offers various advantages over other strategies such as simplicity in implementation, wide linear modulation range and less harmonic distortion [2]. For a two phase system [3]-[6], there are some publications involving implementation and motor drive applications. However, most of them are based on digital techniques [7],[9]-[11].

Carrier-based SVPWM is an alternative method to classical SVPWM which is easy to be implemented not only by digital but also by analogue techniques [12]. It can reveal obviously the space vector equivalent modulating functions. As shown in Fig.1, a three-leg VSI providing two-phase outputs is increasingly interested especially for two-phase drive applications due to good dc voltage utilization, reduced total harmonic distortion of currents and availability of three-leg modules [7],[15]. Unbalanced two-phase supply is required for the performance improvement of an asymmetrical type two-phase induction motor for variable speed applications [13]-[15]. SVPWM based on the analogue method

is seldom reported although it offers low cost implementation, an essential basis for being derived to other techniques and a better understanding of modulating functions.

This paper focuses on the principle and implementation based on a mathematical approach and the analogue technique of both balanced and unbalanced two-phase SVPWM applied to the three-leg VSI. The validity of the proposed method tested with a balanced resistive-inductive load is demonstrated.

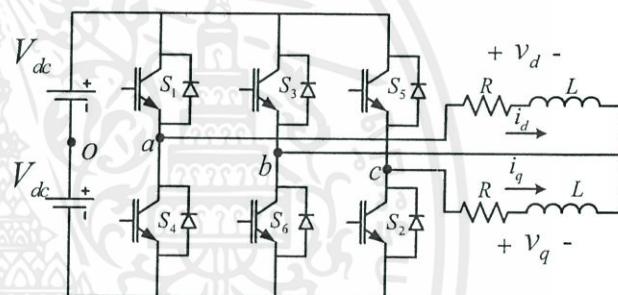


Fig.1 Three-leg VSI supplying two-phase inductive loads.

II. TWO-PHASE SVPWM STRATEGY

The principle of a modulation strategy of carrier-based two-phase SVPWM using a three-leg VSI is illustrated in Fig.2. v_a^s , v_b^s , v_c^s are space vector equivalent references of each phase leg which are non-sinusoidal waveforms contaminated with odd harmonic components. Switched waveforms for each leg are obtained from a comparison between a common triangular carrier wave and each space vector equivalent reference. By using phase leg b as a common phase leg, two-phase outputs are achieved from a difference of voltages between points a-b denoting as v_d and voltages between points c-b denoting as v_q . The resultant fundamentals of the two phases can be adjustable whilst the phase difference angle is kept constant.

A. Balanced Output SVPWM

If let phase b be a common phase, two-phase reference signal for generating SVPWM pattern are v_{ab} or v_d^s and v_{cb} or v_q^s . The relationship between two-phase stationary and three-phase reference systems for the three-leg VSI can be written in a matrix form as [12]

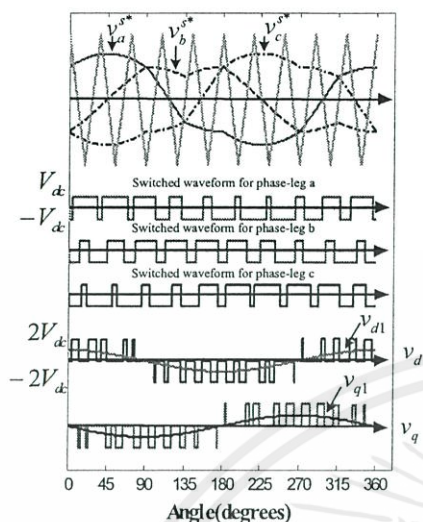


Fig.2 Carrier-based two-phase SVPWM pattern for a three-leg VSI.

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where a zero sequence component (v_0) is equal to v_{br} .

From (1), a phasor diagram for the relationship between two-phase and three-phase systems can be drawn as Fig.3.

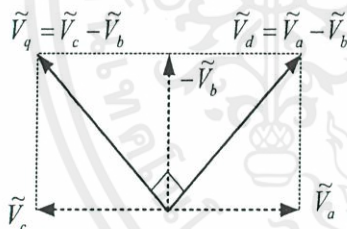


Fig.3 Relationship between two-phase and three-phase phasors for balanced outputs.

From Fig. 3 in order to achieve the phase difference angle between v_d^s and v_q^s is 90 degrees, the three phase reference voltages can be expressed as

$$v_{ar} = m \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3)$$

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \pi) \quad (4)$$

where

$$m = \text{modulation index } (0 \leq m \leq 1)$$

In order to achieve the required three phase references for the three-leg VSI for generating SVPWM pattern, the zero

component (v_z), which is a function of instantaneous max/min values between v_d^{s*} and v_q^{s*} , is introduced and the inverse matrix of (1) which is the relationship for the transformation from 3 phase system into 2 phase system is obtained as

$$\begin{bmatrix} v_a^{s*} \\ v_b^{s*} \\ v_c^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{s*} \\ v_q^{s*} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (5)$$

where

$$v_a^{s*} = v_d^{s*} + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + v_z \quad (6)$$

$$v_b^{s*} = v_z \quad (7)$$

$$v_c^{s*} = v_q^{s*} + v_z = m\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + v_z \quad (8)$$

v_d^{s*} = required direct axis reference voltage

v_q^{s*} = required quadrature axis reference voltage

$$v_z = \frac{v_{\max} + v_{\min}}{2} \quad (9)$$

$$v_{\max} = \text{Maximum}\{v_d^{s*}, v_q^{s*}, 0\} \quad (10)$$

$$v_{\min} = \text{Minimum}\{v_d^{s*}, v_q^{s*}, 0\} \quad (11)$$

where the max/min expression centers the sinusoidal reference defined in (10-11) around zero at all times [2], [16].

In order to achieve the switching pattern of the SVPWM strategy as shown in Fig. 2, a simple analogue circuit, as the proposed modulator, for implementing space vector equivalent references can be designed in accordance with (1)-(8), as shown in Fig.4. The desired two-phase references are rectified to produce their envelope magnitude, this magnitude is scaled by 0.5 and is then added as an offset to each voltage reference. The voltage drop across diodes is compensated by R_{comp} in the circuit of the modulator. The instantaneous fundamentals for two-phase output are expressed as

$$v_{d1} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (12)$$

$$v_{q1} = \overbrace{m\sqrt{2}V_{dc}}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (13)$$

Fig.5 shows the calculated waveforms of the space vector equivalent phase leg b (v_b^{s*}), v_{\max} and v_{\min} . The zero component signal (v_b^{s*}) is obtained from the average between v_{\max} and v_{\min} . The 50Hz space vector equivalent references for each leg of the VSI ($v_a^{s*}, v_b^{s*}, v_c^{s*}$) are illustrated in Fig. 6 which will be used to compare with the common triangular carrier for generating SVPWM patterns. It is noted that these waveforms are non-sinusoidal due to

contamination of the zero component. Space vector equivalent waveforms of phases a and c are out of phase. The phase difference of these waveforms is in accordance with the phasors in Fig. 3.

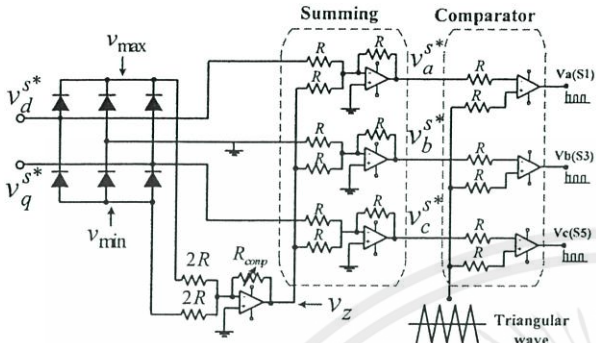


Fig. 4 Naturally sampled analogue space vector modulator.

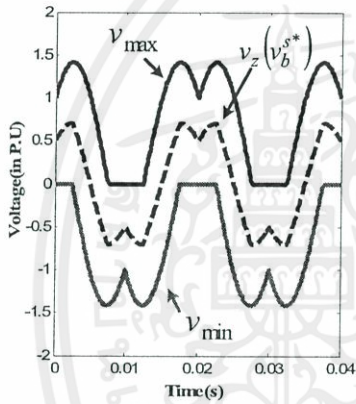


Fig.5 Corresponding waveforms at various points of the proposed analogue circuit for balanced outputs.

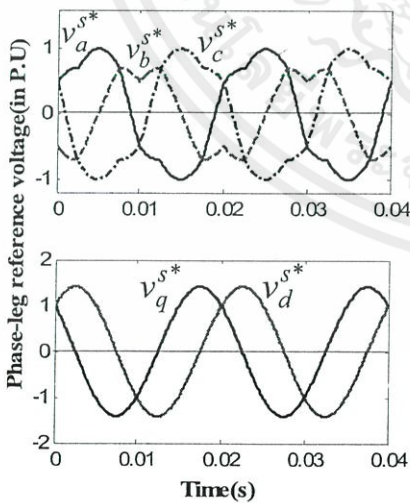


Fig.6 Three-phase leg reference waveforms and resultant two phase reference waveforms.

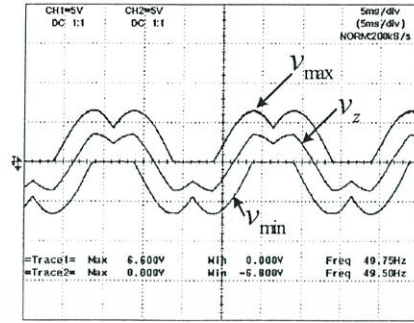


Fig. 7 Measured waveforms at various points of the proposed analogue circuit for balanced outputs.

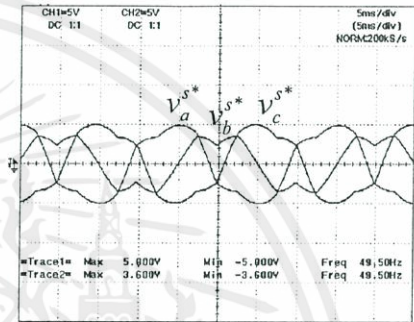


Fig.8 Measured three-leg reference waveforms.

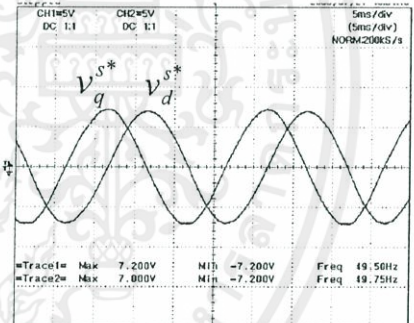


Fig. 9 Experimental two-phase reference voltage waveforms.

The proposed modulator has been designed and implemented with appropriate parameters. Figs.7-9 show examples of experimental results measured from the implemented modulator. These results are identical with calculated ones (Figs.5-6). Therefore it shows that the proposed modulator operates correctly and efficiently.

B. Unbalanced Output SVPWM

In order to implement unbalanced output SVPWM, the phasor diagram of the balanced output SVPWM is used as a reference. The phasor can be created as shown in Fig. 10. Phase b is shifted by phase angle δ resulting in a change in values of direct axis voltages (v_d) and quadrature axis voltage (v_q). As a consequence the amplitude value of v_q is higher than that of v_d whilst the phase difference angle is still 90 degrees. The instantaneous equation of v_{br} is changed into

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \quad (14)$$

This equation will be used in the same process as the balanced SVPWM in generating PWM patterns [14].

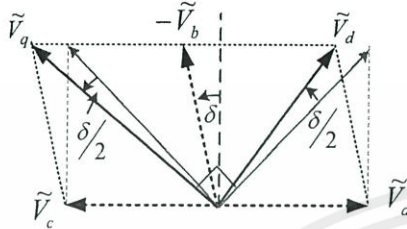


Fig.10 Relationship between two-phase and three-phase phasors for unbalanced outputs.

The fundamental output voltages for quadrature and direct axis voltages are as follows:

$$v_{d1} = \overbrace{m2V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (15)$$

$$v_{q1} = \overbrace{m2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (16)$$

where $\delta = 2 \sin^{-1}\left(\frac{V_q - V_d}{m2\sqrt{2}V_{dc}}\right)$ (17)

and $\sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq 2V_{dc}$ (DC bus voltage) (18)

where V_d and V_q are the amplitudes of the direct and quadrature axis voltages, respectively.

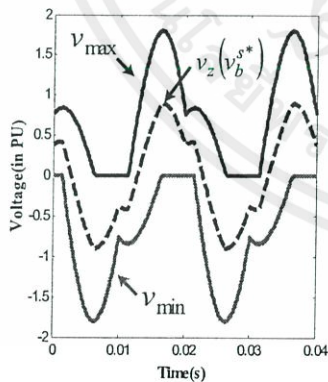


Fig.11 Corresponding waveforms at various points of the proposed analogue circuit for unbalanced outputs.

It is noted that if δ is zero, (15) and (16) are the same as (12) and (13) for the balanced case. Figs.11-12 illustrate the calculated waveforms of the proposed circuit for the

unbalanced outputs. As shown in Figs.13-15, again, for unbalanced SVPWM, the measured results are identical with the calculated ones. These confirm the effectiveness and correctness of the proposed modulator. For example, the PWM pattern for unbalanced SVPWM switches are given in Fig.16 and the equivalent PWM output is also displayed by subtraction between S1 and S2 signals. Obviously, it can be seen that the frequency of switches is 5kHz which is the same as the carrier frequency.

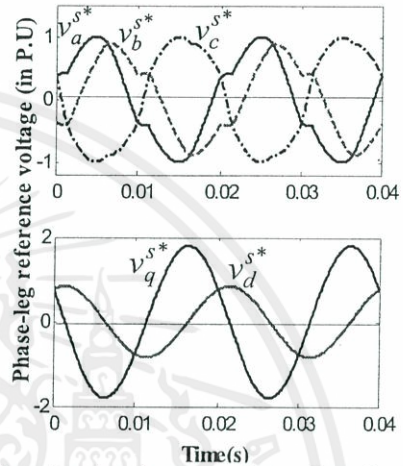


Fig.12 Three-phase leg reference waveforms and two phase reference waveforms for unbalanced outputs.

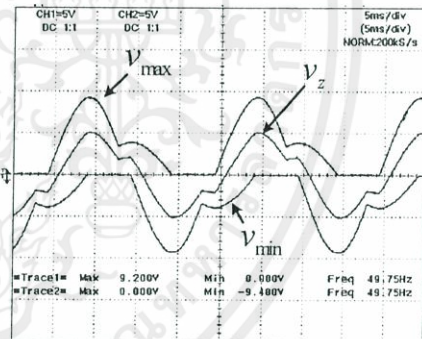


Fig. 13 Measured waveforms at various points of the proposed analogue circuit for unbalanced outputs.

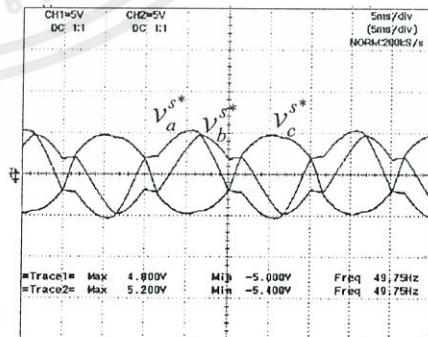


Fig.14 Measured three-leg reference waveforms for unbalanced outputs.

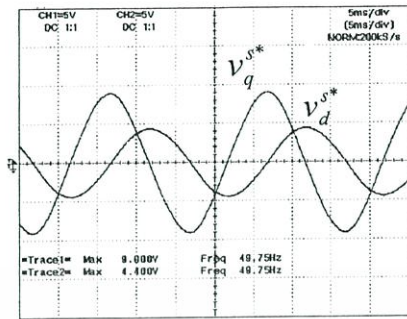


Fig.15 Experimental two-phase reference voltage waveforms for unbalanced outputs.

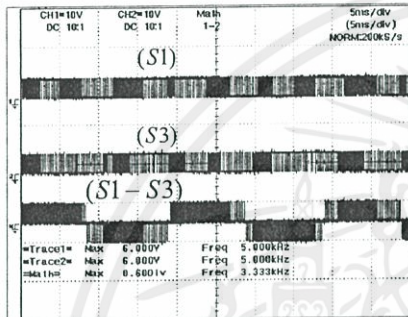


Fig.16 PWM pattern from the modulator (from S1, S3 and resultant difference between S1 and S2).

III. EXPERIMENTAL RESULTS TESTED WITH THE MAIN POWER CIRCUIT

To verify the proposed SVPWM method, the designed modulator was implemented and tested with the main power circuit as shown in Fig. 1. The three leg IGBT inverter was used with switching frequency of 5kHz and DC link voltage of 300V. Values of a R-L load are 24 Ω and 426mH for a resistor and an inductor respectively for each phase. Output voltage and current waveforms are shown in Fig. 17(a) for the two-phase balanced outputs. It can be seen that the amplitude of the current for each phase is equal and the phase difference angle is 90 degrees. The phase difference angle is also 90 degrees for PWM output voltages. Fig. 17(b) shows the corresponding circular current vector trajectory due to the balanced loads and the applied voltages. In Fig. 18(a), the amplitude of the quadrature axis current (i_q) is higher than that of the direct axis current (i_d). The phase difference angle is 90 degrees thus giving a perfectly elliptical shape locus having vertically major axis due to the unbalanced phase voltages ($V_q > V_d$). The phase difference angle is also still 90 degrees for PWM output voltages. Fig.19 shows harmonic voltage spectrum in dB for unbalanced phase voltages which harmonic sidebands for both voltages are similar and around at the multiples of the carrier frequency (i.e. 5 kHz, 10 kHz, etc.). This characteristic is similar to a typical SPWM. This confirms the effectiveness of the proposed modulator for generating accurate PWM patterns.

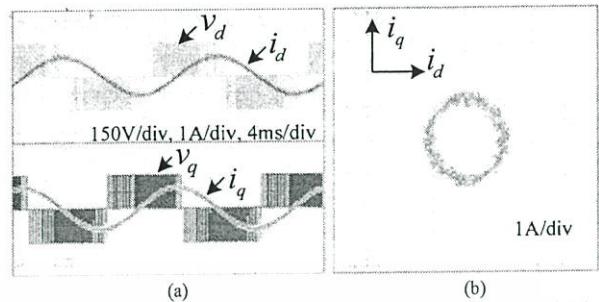


Fig. 17 Balanced output voltage case (a) PWM output voltages and load currents for both phases (b) Space vector trajectory in a complex plane.

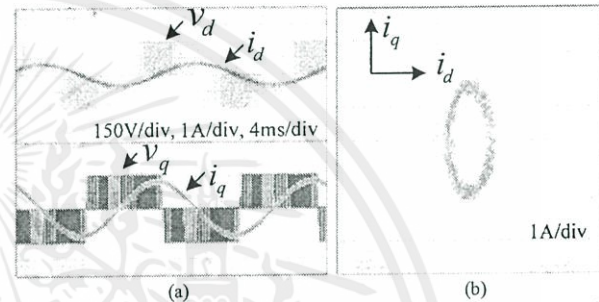


Fig. 18 Unbalanced output voltage case (a) PWM output voltages and load currents for both phases (b) Current vector trajectory in a complex plane.

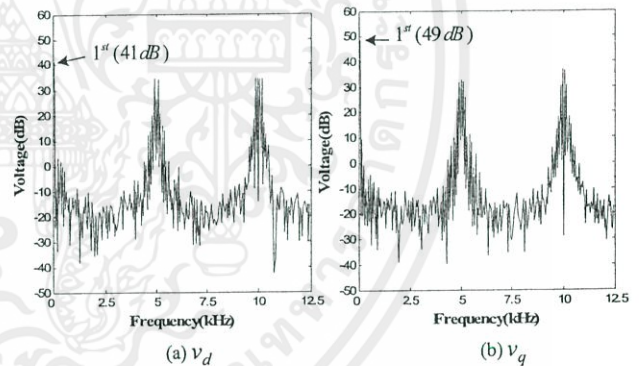


Fig. 19 Corresponding voltage spectrum for the unbalanced output voltage case.

IV. CONCLUSIONS

This paper has dealt with a principle and implementation of two-phase SVPWM using a three-leg VSI providing balanced and unbalanced phase voltages. The phase difference angle of output voltages is always kept at 90 degrees whilst the amplitude is adjustable. The space vector modulator is realized by the simple analogue circuit. The proposed method is easy to be implemented and controlled for two-phase loads. With the proposed method, control of unbalanced output voltages is possible for the requirement of an asymmetrical type two-phase induction motor drive in performance improvement [14], [15].

REFERENCES

- [1] C. M. Young, C. C. Liu, C. H. Liu, "New Inverter-Driven Design and Control Method for Two-Phase Induction Motor Drives," *Electric Power Application*, IEE Proceeding, vol. 143, No. 6, pp.458-466, 1996.
- [2] D. G. Home, "The Significance of Zero Space Vector Placement for Carrier-Based PWM Schemes" *IEEE Trans. on Industry Application* Vol.32, pp.1122-1129, 1996.
- [3] N. Abdel-Rahim and A. Shaltout, "Operation of Single-Phase Induction Motor as Two-Phase Motor" *IECON 02 Industrial Electronics Society*, Vol 2, pp.967 - 972 , Nov. 2002.
- [4] F. Blaabjerg, F. Lugeanu, K. Skaug, and M. Tonnes, "Evaluation of Low-Cost Topologies for Two Phase Induction Motor Drives," in *Proc. IEEE PCC-2002 Conf.*, pp.2358-2365, 2002.
- [5] E. R. Benedict and T. A. Lipo, "Improved PWM Modulation for a Permanent-Split Capacitor Motor," in *Proc. IEEE, IAS, Conf.*, vol.3 pp.2004-2010, 2000.
- [6] J. Yao, J. Kruse and T. A. Lipo, "Design Considerations for Motor-Controller Integration of A Single Phase Induction Motor Packaged Drive," in *Proc., IEMDC 03 Conf.*, vol. 2, pp.1239-1244, 2003.
- [7] de Rossiter Correa, M. B., Jacobina, C. B., Lima, A.M.N. and da Silva, E.R.C, "A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems," *IEEE Trans. on Power Electronic* , vol. 7, No. 14, pp.517-523, 2002.
- [8] J. Sinthusonthichat, R. Areehamad, and V.Kinnarees, "Comparative Performance Evaluation of Two-Phase PWM Inverter Fed Induction Motor Drives With Various Topologies," in *Proc. IEEE-IPEC 2003 Conf.* 2003.
- [9] M. A. Jabbar, Senior , A. shwin, M. Khambadkone, and Zhang Yanfeng, "Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics* , Vol.51, No. 5, pp.1081-1088 , 2004.
- [10] Denizar C. Martins, Luis C. Tomaselli, Telles B. Lazzarin, and Ivo Barbi, "Drive for a Symmetrical Two-phase Induction Machine Using Vector Modulation," *IEEJ Trans. on Industrial Application*, Vol.126, No.7, pp.853-840 , 2004.
- [11] J. Do-Hyun, "PWM methods for two-phase inverters," *IEEE on Industrial Application Magazine*, Vol.13, No.5, pp.50-61, 2007.
- [12] Y. Sheng-Ming, L. Feng-Chieh and C. Ming-Chung, "Control of a Two-Phase Linear Stepping Motor with Three-Phase Voltage Source Inverter," in *Proc., IEMDC 03 Conf.*, vol. 3, pp.1720-1725, 2003.
- [13] J.Sinthusonthichat, and V.Kinnarees, Performance Evaluation of Variable Speed Two-Phase Induction Motors, in *Proc. IEEE PowerCon 2002 Conf.*, pp.2565-2568, 2002.
- [14] D. G. Holmes, and A. Kotsopoulos , "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter," in *Proc. IEEE IAS-93. Conf.*, Vol. 1, pp.613-620, 1993.
- [15] S. Sinthusonthichat, and V. Kinnarees, "A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using a Three-Leg Voltage Source Inverter," *IEEJ Trans. on Industrial Application* Vol.125, No. 6, pp.482-491, 2005.
- [16] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters, Wiley Interscience," *IEEE Press*, 2003.

ประวัติผู้เขียน



ชื่อ-นามสกุล จักรพงษ์ จารุมิศรี
 วัน เดือน ปีเกิด 13 พฤศจิกายน 2513
 ที่อยู่ 69/129 หมู่บ้านเพอร์เฟกเพลส
 ถ. รามคำแหง ซ. รามคำแหง 164
 เขต มีนบุรี แขวง มีนบุรี กรุงเทพฯ ๑ 10510

ประวัติการศึกษา

พ.ศ.2532 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาวิชา ช่างไฟฟ้ากำลัง
 วิทยาลัยเทคนิคนครสวรรค์
 พ.ศ.2535 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชา ช่างไฟฟ้าอุตสาหกรรม
 วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
 พ.ศ.2537 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง
 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
 พ.ศ.2542 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2537-พ.ศ. 2540 ทำงานในตำแหน่ง วิศวกรงานระบบ
 บริษัท FEDERAL CONSULTING ENGINEERS CO.,LTD.
 พ.ศ. 2540-ปัจจุบัน อาจารย์ประจำ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

ความชำนาญเฉพาะด้าน

ได้รับใบอนุญาตประกอบวิชาชีพวิศวกรรมระบบควบคุม
 ระดับสามัญวิศวกร เลขที่ สฟก. 3883

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้