

อัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรงไร้เซนเซอร์สำหรับการขับเคลื่อน
มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบแยกเฟส

นายรัช ชูจิต

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2552

**SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL
ALGORITHM FOR SPLIT-PHASE
INDUCTION MOTOR DRIVES**

Tawat Chuchit

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2009**

อัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรงไร้เซ็นเซอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า
เหนี่ยวนำแบบแยกเฟส

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.อนันต์ อุ่นศิริไธย)

ประธานกรรมการ

(รศ. ดร.ธนาชัย กุลวรวานิชพงษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.บุญเรือง มะรังศรี)

กรรมการ

(ผศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วราพงษ์ ขำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

รัชช ชูชิต : อัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรงไร้เซนเซอร์สำหรับการขับเคลื่อน
มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบแยกเฟส (SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL
ALGORITHM FOR SPLIT-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES)

อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.ชนัดชัย กุลรวานิชพงษ์, 214 หน้า.

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการประยุกต์การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 2 วิธี
คือ การควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิม (DTC) และการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เวกเตอร์
ปริภูมิความกว้างพัลส์ (SVPWM-DTC) ตารางการสวิตช์และเวกเตอร์ปริภูมิได้จากพื้นฐานของ
เวกเตอร์แรงดันที่สร้างโดยรูปแบบของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่ใช้อยู่ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ได้ทำการ
ทดสอบโดยใช้โปรแกรม MATLAB นอกจากนี้ได้พัฒนาและจำลองผล 2 อัลกอริทึมการควบคุม
แรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิม (1) การปรับปรุงเซกเตอร์ และ (2) การเพิ่มจำนวนเซกเตอร์ นอกจากนี้
ได้ประมาณความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย (EKF)
พบว่าเป็นการใช้เทคนิคการควบคุมโดยตรงไร้เซนเซอร์ ดังนั้นอัลกอริทึมที่ได้พัฒนาขึ้นได้
ตรวจสอบและคุณสมบัติแล้วว่าถูกต้องจริง

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2552

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

TAWAT CHUCHIT : SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL
ALGORITHM FOR SPLIT-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES. THESIS
ADVISOR : ASSC. PROF. THANATCHAI KULWORAWANICHPONG,
Ph.D., 214 PP.

DTC/SVPWM-DTC/SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR/
SENSORLESS/ EKF

This thesis presents two control strategies applicable to single-phase induction motor drives. Classical direct torque control techniques (DTC) and direct torque control utilizing space vector pulse-width modulation technique (SVPWM-DTC), were studied. Switching tables and space vectors were derived based on the voltage vectors generated by the two-leg two-phase and three-leg two-phase inverter topology. Mathematical model of single-phase induction motors in stationary reference frame was used. Tests were conducted by using MATLAB programming codes. In addition, two direct torque control algorithms (i) modified sector and (ii) Increase sector, were developed and tested. Moreover, speed estimates of single-phase induction using extended Kalman filter (EKF) was determined to enable sensorless direct torque control techniques. As a result, the developed algorithms were tested and their performances were confirmed.

School of Electrical Engineering

Academic Year 2009

Student's Signature _____

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ รวมทั้งได้ให้ความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย ซึ่งได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.ชนัดชัช กุลวรวานิชพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตหลาย ๆ ด้านให้กับผู้วิจัยเสมอมา

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ และความรู้ทางด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอบคุณนางสาวยุวดี กริชาธร และ พี่ ๆ เพื่อน ๆ น้อง ๆ บัณฑิตศึกษาทุกท่าน รวมถึงมิตรสหายทั้งในอดีตและปัจจุบันที่คอยถามไถ่และให้กำลังใจในการทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณเป็นพิเศษต่อ นายพิทยา ดิกล้ำ เพื่อนที่ช่วยตรวจทานรูปแบบการจัดพิมพ์เล่มวิทยานิพนธ์จนเสร็จสมบูรณ์ เรียบร้อยสวยงาม

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ได้ให้ความรัก ความอบอุ่น ความห่วงใย การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด รวมทั้งเป็นกำลังใจที่ยิ่งใหญ่ในยามที่ผู้วิจัยท้อและท้อแท้ใจ ช่วยให้มีพลังเข้มแข็งพร้อมเผชิญกับปัญหาอุปสรรคต่าง ๆ จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

ธวัช ชูจิต

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	2
1.3 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
2 ปรัชสน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ปรัชสน์วรรณกรรม.....	4
2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	6
2.3.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	6
2.3.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	9
2.3.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส.....	11
2.4 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	12
2.4.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเฟสเดียว	12
2.4.2 แบบจำลองปริภูมิสถานะ (State-space)	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4.3	แบบจำลองปริภูมิเฟสเซอร์ (Space-phasor)	23
2.4.4	ผลการจำลอง	28
2.4.4.1	ผลกระทบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียว	28
2.4.4.2	ผลกระทบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 2 แหล่ง.....	32
2.5	สรุป	37
3	การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม	38
3.1	บทนำ.....	38
3.1.1	การควบคุมแบบ V/F.....	38
3.1.2	การควบคุมแบบเวกเตอร์.....	38
3.1.3	การควบคุมแรงบิดโดยตรง	39
3.2	พื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	39
3.2.1	วงจรควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	40
3.2.2	เวกเตอร์แรงดัน	41
3.2.3	เวกเตอร์แรงดันในกรอบอ้างอิงดีคิว.....	43
3.2.4	การควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	45
3.2.5	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน	50
3.2.6	การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์.....	51
3.3	อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	52
3.3.1	อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	53
3.3.2	อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	54
3.3.3	อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	55
3.4	การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	57
3.4.1	การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	57
3.4.2	การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	58
3.4.3	การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	60

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5	การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	62
3.5.1	อัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	62
3.5.2	การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์ เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	63
3.6	การปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	73
3.6.1	การเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ (Modified DTC: M-DTC)	73
3.6.2	การเพิ่มเซกเตอร์ (Increase sector DTC: IS-DTC)	80
3.7	สรุป	86
4	การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์.....	87
4.1	บทนำ.....	87
4.2	เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์.....	88
4.2.1	เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	88
4.2.2	เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	94
4.3	การจำลองผลการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์	100
4.4	การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์.....	105
4.4.1	SVPWM-DTC สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว.....	105
4.4.2	การควบคุมแบบพีไอดี.....	114
4.5	ผลการทดสอบ	117
4.6	สรุป	130
5	การประมาณความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้ ตัวกรองคามาลแบบขยาย.....	131
5.1	บทนำ.....	131

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2	ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวรอกคามาลแบบขยาย.....	131
5.2.1	การสร้างสมการแบบจำลองมอเตอร์สำหรับตัวรอกคามาลแบบขยาย.....	132
5.2.2	อัลกอริทึมตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวรอกคามาล แบบขยาย	142
5.2.3	จินเนติกอัลกอริทึม	147
5.3	การทดสอบคุณสมบัติของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวรอก คามาลแบบขยาย	151
5.3.1	การประมาณความเร็วรอบที่ค่าแรงดันต่าง ๆ.....	151
5.3.2	การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์.....	152
5.3.3	การลดสัญญาณรบกวนจากการวัดและจากระบบ	154
5.4	การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ตัวสังเกตความเร็วรอบ	156
5.5	สรุป	161
6	บทสรุปและข้อเสนอแนะ	162
6.1	สรุป	162
6.2	ข้อเสนอแนะ	164
6.3	แนวทางในการวิจัยต่อไป.....	164
	รายการอ้างอิง.....	165
	ภาคผนวก ก. พารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส	168
	ภาคผนวก ข. การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	171
	ภาคผนวก ค. ฟังก์ชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	194
	ภาคผนวก ง. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	198
	ประวัติผู้เขียน.....	214

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส 42
3.2	รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงดีคิว 43
3.3	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน..... 50
3.4	ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์..... 52
3.5	สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส 53
3.6	สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา..... 55
3.7	สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา..... 56
3.8	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา..... 60
3.9	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา..... 61
3.10	การเปรียบเทียบขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ของ C-DTC4V กับ M-DTC4V 74
3.11	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันอินเวอร์เตอร์สำหรับ M-DTC4V 74
3.12	การเปรียบเทียบขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ของ C-DTC8V กับ M-DTC8V 78
3.13	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันอินเวอร์เตอร์สำหรับ M-DTC8V 78
3.14	การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันอินเวอร์เตอร์สำหรับ IS12-DTC8V 81
3.15	ขอบเขตของฟลักซ์และแรงบิดโดยเฉลี่ย 84
4.1	เวกเตอร์แรงดันที่ใกล้ขีดเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในแต่ละเซกเตอร์ 97
5.1	ค่าพารามิเตอร์ของ MATLAB's GADS TOOLBOX สำหรับตัวกรอง คาลมานแบบขยาย 148
ก.1	พารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส ขนาด 0.25 hp 2 pole 220 V 50 Hz..... 169
ข.1	ตารางทดสอบค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในช่วงความเร็วรอบโดยใช้ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา 173
ข.2	ตารางแสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบโดยใช้ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา 173

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
ข.3 ตารางทดสอบค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดที่ช่วงความเร็วรอบ โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	175
ข.4 ตารางแสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบ โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	175
ข.5 ตารางทดสอบค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดที่ช่วงความเร็วรอบโดยใช้ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในกรณีที่ลดแรงดันดีซีลงครึ่งหนึ่ง.....	176
ข.6 ตารางแสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขาในกรณีที่ลดแรงดันดีซีลงครึ่งหนึ่ง	176
ข.7 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด.....	180
ข.8 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด.....	183
ข.9 การทดสอบหาความกว้างขอบแถบฮีสเตอร์รีซีทีวี M-DTC4V.....	185
ข.10 การทดสอบหาความกว้างขอบแถบฮีสเตอร์รีซีทีวี C-DTC8V	186
ข.11 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	188
ข.12 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	189
ข.13 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	190
ข.14 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	191
ข.15 ผลการทดสอบการหาค่าพารามิเตอร์ของของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ ตัวกรองคาลมานแบบขยาย.....	192

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว..... 7
2.2	โครงสร้างของโรเตอร์แบบกรงกระรอก 8
2.3	โครงสร้างของสเตเตอร์..... 9
2.4	ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่..... 10
2.5	เส้นโค้ง T-S ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว..... 10
2.6	ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส..... 11
2.7	เวกเตอร์แรงดันเปรียบเทียบกับเวกเตอร์กระแส I_A และ I_M 11
2.8	เส้นโค้ง T-S ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส..... 12
2.9	วงจรมูลค่าของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในขณะหยุดนิ่งและเมื่อแยกผล ของสนามแม่เหล็กออกจากกัน 13
2.10	วงจรมูลค่าของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะกำลังหมุน..... 14
2.11	โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส..... 15
2.12	แผนภาพคลาดสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 15
2.13	วงจรมูลค่าของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง..... 20
2.14	การแปลงสมการทางด้านสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไป 24
2.15	การแปลงสมการทางด้านโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไป 25
2.16	ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 29
2.17	แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงด้วยวิธีแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้าแหล่งเดียว..... 30
2.18	ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 31
2.19	แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงด้วยวิธีแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้าแหล่งเดียว..... 32
2.20	ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 33
2.21	แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงด้วยวิธีแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้า 2 แหล่ง..... 34
2.22	ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 35
2.23	แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงด้วยวิธีแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้า 2 แหล่ง..... 36
3.1	แผนภาพพื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรง 40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.2 อินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	41
3.3 อินเวอร์เตอร์สามเฟสอย่างง่าย.....	41
3.4 รูปแบบการสวิตซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสอย่างง่าย	42
3.5 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟส	44
3.6 แผนภาพพื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมด้วยฮิสเตอร์ซิส	44
3.7 เวกเตอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และเวกเตอร์กระแสสเตเตอร์.....	45
3.8 การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	47
3.9 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่เซกเตอร์ที่ 1 และการเลือกเวกเตอร์แรงดัน	49
3.10 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่เซกเตอร์ที่ 2 และการเลือกเวกเตอร์แรงดัน	49
3.11 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	53
3.12 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส.....	54
3.13 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	54
3.14 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	55
3.15 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	56
3.16 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	57
3.17 การควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยการควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิส สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	58
3.18 การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	59
3.19 การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	61
3.20 ความเร็วรอบรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุม.....	64
3.21 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V	65
3.22 ผลการตอบสนองขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V	66

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.23 ผลการตอบสนองของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V	66
3.24 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V	67
3.25 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับ ควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V	67
3.26 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V	68
3.27 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V	69
3.28 ผลการตอบสนองขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V	70
3.29 ผลการตอบสนองของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V	70
3.30 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V	71
3.31 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับ ควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V	71
3.32 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V	72
3.33 ขอบเขตการแบ่งแต่ละเซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	74
3.34 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V	75
3.35 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม ด้วยวิธี M-DTC4V	76
3.36 ขอบเขตการแบ่งแต่ละเซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	77

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.37 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC8V	79
3.38 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC8V	80
3.39 การเพิ่มเซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	81
3.40 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี IS-DTC8V	82
3.41 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี IS-DTC8V	83
3.42 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม	84
3.43 ค่าความคลาดเคลื่อนแรงบิดสำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม	85
4.1 เวกเตอร์ปริภูมิสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	88
4.2 การคำนวณเวลาการสวิตช์ของ SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา.....	90
4.3 แรงดันเอาต์พุต โดยการมอดูเลชัน 2 เฟส แบบสมมาตร สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	93
4.4 เวกเตอร์ปริภูมิสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา.....	94
4.5 SVPWM แบบสมมาตรในเซกเตอร์ที่ 1	96
4.6 แรงดันเอาต์พุต โดยการมอดูเลชัน 3 เฟส แบบสมมาตร สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	100
4.7 ผลการตอบสนองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	101
4.8 แรงดันและกระแสสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว แบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	102

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9	ฟลักซ์สเตเตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา 102
4.10	ผลการตอบสนองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา 103
4.11	แรงดันและกระแสสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบ แยกเฟสโดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา 104
4.12	ฟลักซ์สเตเตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา 104
4.13	SVPWM-DTC สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 106
4.14	เฟสเซอร์ของกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ 107
4.15	องค์ประกอบของตัวควบคุมพีไอดี 115
4.16	ความเร็วรอบและแรงบิดอ้างอิงของมอเตอร์ 118
4.17	ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V 120
4.18	ผลการตอบสนองขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V 121
4.19	ผลการตอบสนองของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V 121
4.20	ผลการตอบสนองของกระแสสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V 122
4.21	ผลการตอบสนองของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิ ความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V 122
4.22	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V 123

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.23 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับ ควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V.....	123
4.24 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V	124
4.25 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	125
4.26 ผลการตอบสนองขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	126
4.27 ผลการตอบสนองของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	126
4.28 ผลการตอบสนองของกระแสเดเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	127
4.29 ผลการตอบสนองของกระแสเดเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิ ความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	127
4.30 ทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	128
4.30 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับ ควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	128
4.32 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V	129
5.1 โครงสร้างตัวกรองกาลมานแบบขยาย.....	142

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2	แผนผังลำดับขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธี จีนเนติกอัลกอริทึม 149
5.3	การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้วิธีจีนเนติกอัลกอริทึม..... 150
5.4	ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่ค้นหาพารามิเตอร์ ด้วยวิธีจีนเนติกอัลกอริทึม 150
5.5	ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่พิกัดแรงดัน 220 Vrms และ 110 Vrms 151
5.6	การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF เปรียบเทียบกับสมการ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลอง 152
5.7	ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF และสมการ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลอง 153
5.8	แสดงความเร็วรอบที่วัดได้กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF..... 154
5.9	สัญญาณรบกวนระหว่างความเร็วรอบที่วัดได้กับที่ประมาณจากตัวสังเกต ความเร็วรอบโดยใช้ EKF 155
5.10	แสดงการลดลงของสัญญาณรบกวนของกระแสสเตเตอร์ระหว่างค่าที่วัดได้ กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF 156
5.11	แผนภาพการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยใช้ ตัวกรองคาลมานแบบขยาย..... 157
5.12	ผลการตอบสนองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค แบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V 158
5.13	ความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตกับความเร็วรอบอ้างอิง สำหรับควบคุมด้วยวิธี M-DTC4V..... 159
5.14	ผลการตอบสนองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค แบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V 160
5.15	ความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตกับความเร็วรอบอ้างอิง สำหรับควบคุมด้วยวิธี M-DTC4V..... 161

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข.1 การหาความชันของความเร็วยวรอบ.....	174
ข.2 ความเร็วยวรอบรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุม กรณีความเร็วยวรอบคงที่.....	177
ข.3 ผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม ด้วยวิธี M-DTC4V ในกรณีความเร็วยวรอบคงที่	178
ข.4 ทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงดั้งเดิม โดยใช้เทคนิคแบบด้วยวิธี M-DTC4V ในกรณีความเร็วยวรอบคงที่	179
ข.5 ความเร็วยวรอบรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุม กรณีความเร็วยวรอบเปลี่ยนแปลง	181
ข.6 ผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม ด้วยวิธี C-DTC8V ในกรณีความเร็วยวรอบเปลี่ยนแปลง.....	182
ข.7 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ของการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม ด้วยวิธี C-DTC8V ในกรณีความเร็วยวรอบเปลี่ยนแปลง.....	182

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

R_1	=	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ (Ω)
X_1	=	รีแอกแตนซ์ของขดลวดสเตเตอร์ (Ω)
X_m	=	รีแอกแตนซ์สนามแม่เหล็ก (Ω)
R_1'	=	ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาที่วงจrstเตเตอร์ (Ω)
X_1'	=	รีแอกแตนซ์ของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาที่วงจrstเตเตอร์ (Ω)
v_{qs}	=	แหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดหลักบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์ (V)
v_{ds}	=	แหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดช่วยบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์ (V)
v_{qr}	=	แหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (V)
v_{dr}	=	แหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (V)
i_{qs}	=	กระแสที่ไหลในขดลวดหลักบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์ (A)
i_{ds}	=	กระแสที่ไหลในขดลวดช่วยบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์ (A)
i_{qr}	=	กระแสที่ไหลในขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (A)
i_{dr}	=	กระแสที่ไหลในขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (A)
r_{qs}	=	ความต้านทานของขดลวดหลักบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์ (Ω)
r_{ds}	=	ความต้านทานของขดลวดช่วยบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์ (Ω)
r_{qr}	=	ความต้านทานของขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (Ω)
r_{dr}	=	ความต้านทานของขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (Ω)
r_r	=	ความต้านทานของขดลวดบนแกนอ้างอิงคิและคิของโรเตอร์ (Ω)
λ_{qs}	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดหลักสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงคิ ของสเตเตอร์ (Wb-turn)
λ_{ds}	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดช่วยสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงคิ (Wb-turn)
λ_{qr}	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (Wb-turn)
λ_{dr}	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์ (Wb-turn)
N_{qs}	=	จำนวนรอบประสิทธิผลขดลวดหลักบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์
N_{ds}	=	จำนวนรอบประสิทธิผลขดลวดช่วยบนแกนอ้างอิงคิของสเตเตอร์
N_{qr}	=	จำนวนรอบประสิทธิผลขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์
N_{dr}	=	จำนวนรอบประสิทธิผลขดลวดบนแกนอ้างอิงคิของโรเตอร์

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

N_r	=	จำนวนรอบประสิทธิผลขดลวดบนแกนอ้างอิงคิ้วและดีของโรเตอร์
P_g	=	ผลของกำลังไฟฟ้าในช่องว่างอากาศ (W)
L_{lqs}	=	ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงของขดลวดหลักสร้างขั้วบนแกนอ้างอิงคิ้วของสเตเตอร์ (H)
L_{lds}	=	ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงของขดลวดหลักสร้างขั้วบนแกนอ้างอิงดีของสเตเตอร์ (H)
L_{lqr}	=	ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงของขดลวดสร้างขั้วบนแกนอ้างอิงคิ้วของโรเตอร์ (H)
L_{ldr}	=	ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงของขดลวดสร้างขั้วบนแกนอ้างอิงดีของโรเตอร์ (H)
L_r	=	ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงของขดลวดสร้างขั้วบนแกนอ้างอิงคิ้วและดีของโรเตอร์ (H)
$T_{qd}(\theta_r)$	=	เมตริกซ์การแปลง
θ_r	=	การกระจัดเชิงมุมของโรเตอร์ (rad)
p	=	อนุพันธ์เทียบกับเวลา
“”	=	ค่าที่ย้ายมาอยู่บนแกนอ้างอิงคิ้วของสเตเตอร์
ω_r	=	ความเร็วของมอเตอร์ (rad/sec)
T_e	=	แรงบิดสนามแม่เหล็ก (Developed electromagnetic torque) (N·m)
T_L	=	แรงบิดของโหลด (N·m)
B_m	=	ค่าสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของมอเตอร์ (N·m/rad/sec)
J_m	=	โมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์ของมอเตอร์ ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)
\vec{v}_s	=	เมตริกซ์เฟสเซอร์แรงดันสเตเตอร์ (V)
\vec{v}'_r	=	เมตริกซ์เฟสเซอร์แรงดันโรเตอร์ มีค่าเป็นศูนย์สำหรับโรเตอร์แบบกรงกระรอก (V)
\vec{i}_s, \vec{i}'_r	=	เมตริกซ์เฟสเซอร์กระแสสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ (A)
R_s, R_r	=	เมตริกซ์ความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ (A)
$\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}'_r$	=	เมตริกซ์ฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ (Wb·turn)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

α_s	=	มุมของแรงดันและกระแสสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์
α_r	=	มุมของแรงดันและกระแสโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์
L_s, L_r	=	เมตริกซ์ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ
L_{mq}	=	เมตริกซ์ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์
P	=	จำนวนขั้วของมอเตอร์ (pole)
FD	=	ลดขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
FI	=	เพิ่มขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
TD	=	ลดขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
TI	=	เพิ่มขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
$\lambda_{qs}(k)$	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนคิวค่าปัจจุบัน (Wb-turn)
$\lambda'_{ds}(k)$	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนดีค่าปัจจุบัน (Wb-turn)
T_s	=	เวลาสุ่ม (Sampling time)
$\lambda_{qs}(k-1)$	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนคิวค่าอดีต (Wb-turn)
$\lambda'_{ds}(k-1)$	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนดีค่าอดีต (Wb-turn)
$ \lambda_s(k) $	=	ขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (Wb-turn)
$\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_s $	=	เวกเตอร์และขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (Wb-turn)
λ_{qs}	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงคิว (Wb-turn)
λ'_{ds}	=	ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงดี (Wb-turn)
$\bar{i}_s, \bar{i}_s $	=	เวกเตอร์และขนาดของกระแสสเตเตอร์ (A)
i_{qs}	=	กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงคิว (A)
i'_{ds}	=	กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงดี (A)
ρ_s	=	มุมของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เทียบกับแกนอ้างอิงคิว
\bar{i}_s^{sf}	=	เวกเตอร์กระแสสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (A)
i_{qs}^{sf}	=	กระแสสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนคิว (A)
i'_{ds}^{sf}	=	กระแสสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนดี (A)
$\bar{\lambda}_s^{sf}$	=	เวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (Wb-turn)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

λ_{qs}^{sf}	=	ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์บนแกนคิว ($W_b \cdot \text{turn}$)
$\lambda_{ds}^{r,sf}$	=	ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์บนแกนดี ($W_b \cdot \text{turn}$)
$[x(k)]$	=	เวกเตอร์สถานะของเอาต์พุต
$[y(k)]$	=	เวกเตอร์สถานะของเอาต์พุตที่สอดคล้องกับตัวแปรที่วัดได้
$[u(k)]$	=	เวกเตอร์สถานะของอินพุต
$[A_d(k)]$	=	เมตริกซ์ของระบบ
$[B_d(k)]$	=	เมตริกซ์ของอินพุต
$[u(k)]$	=	เมตริกซ์ของเอาต์พุต
$[v(k)]$	=	เวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากระบบ
$[w(k)]$	=	เวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากการวัด
$[x(k+1 k)]$	=	ค่าทำนายของเวกเตอร์สถานะ (Prediction of state vector)
$[x(k k)]$	=	ค่าประมาณของเวกเตอร์สถานะ (State vector at previous estimation)
$[\tilde{P}(k+1 k)]$	=	เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของการทำนาย
$[\tilde{P}(k k)]$	=	แทนเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของการประมาณค่าสถานะภายหลังการปรับแก้
AI	=	Artificial Intelligent
V/F	=	Volts/Hertz
DTC	=	Direct Torque Control
DFTC	=	Direct Torque and Flux Control
DSP	=	Digital Signal Processor
FOC	=	Field Orientated Control
SVPWM	=	Space Vector Pulse-Width Modulation
GA	=	Genetic Algorithms
CSI	=	Current-Source Inverter
VSI	=	Voltage Source Inverter
RMSE	=	Root mean square error
SVPWM-DTC	=	Space Vector pulse-width Modulation-Direct Torque Control

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

MVL	=	Maximum Voltage Locus
MCL	=	Maximum Circular Trajectory Locus
EKF	=	Extended Kalman Filter

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction motor) มีบทบาทสำคัญในอุตสาหกรรมอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมอเตอร์ชนิดนี้มีราคาถูก สร้างได้ง่าย ต้องการการดูแลรักษาน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC motor) อีกทั้งยังมีความน่าเชื่อถือในด้านความปลอดภัยในสถานะแวดล้อมที่ต้องการความปลอดภัยสูง เช่น ใช้ในงานที่มีการกักคร่อนจากสารเคมี งานที่มีสารไวไฟได้ เป็นต้น สามารถใช้งานได้ทั้งผ่านชุดขับเคลื่อน และแบบต่อโดยตรงแต่มอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น มีข้อเสียอยู่เช่นกัน คือ ควบคุมความเร็วได้ยาก กระแสไฟฟ้าเริ่มต้นหมุนมักจะ เป็น 5 เท่า หรือ 7 เท่าของกระแสไฟฟ้าขณะขับ โหลดเต็มพิกัด มีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linearity) สูง และยังมีตัวแปรทางพลวัตซับซ้อนตรวจวัดค่าที่ถูกต้องได้ยาก แต่เนื่องจากปัจจุบันความสามารถในการคำนวณของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งมีความรวดเร็วในการคำนวณและมีความละเอียดสูง จึงถูกนำมาใช้ควบคู่กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ และทำให้ลดปัญหาดังกล่าวลงได้ อย่างไรก็ตาม มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ใช้งานในอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ จะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสที่มีพิกัดกำลังสูงหรือแรงม้าสูง ทำให้งานวิจัยส่วนใหญ่เกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ไม่สามารถนำมาใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าขนาดเล็กที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้

ในส่วนการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำมีด้วยกันอยู่ 3 รูปแบบหลัก ๆ คือ การควบคุมแบบการเปลี่ยนอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ (Scalar control: V/f) ซึ่งเหมาะกับงานที่ไม่ต้องการผลตอบสนองของแรงบิดที่รวดเร็วมากนัก การควบคุมแบบปรับตามสนามแม่เหล็กหรือการควบคุมเชิงเวกเตอร์ (Vector control) ให้ผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีและเร็ว แต่มีรูปแบบการควบคุมที่ซับซ้อน และการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรง (Direct torque control: DTC) เป็นวิธีการควบคุมที่ให้ผลตอบสนองทางพลวัตที่เร็วมาก แต่การควบคุมที่ความเร็วต่ำให้ผลตอบสนองที่ไม่ดี และมีการแกว่งของฟลักซ์และแรงบิดสูงกว่าการควบคุมเชิงเวกเตอร์ อย่างไรก็ตาม การควบคุมทั้งเชิงเวกเตอร์และควบคุมแรงบิดโดยตรงเป็นวิธีที่ดีและนิยมใช้กันมาก

การควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยวิธีนี้ให้ผลตอบสนองของแรงบิดและฟลักซ์ได้เร็ว และได้มีการพัฒนาประสิทธิภาพของการทำงานชนิด

ไรต์ตัวตรวจจับความเร็วรอบมารวมเข้าด้วยแล้วทำให้มีความน่าสนใจมากยิ่งขึ้น ซึ่งสังเกตได้จากงานวิจัยในปัจจุบัน ได้มีความพยายามที่จะพัฒนาประสิทธิภาพของการทำงานชนิดไรต์ตัวตรวจจับความเร็ว เพื่อนำมาแทนเซนเซอร์วัดความเร็วรอบ (Encoder) ในงานควบคุมมอเตอร์ที่ไม่ต้องการความละเอียดของความเร็วรอบ จำนวนรอบ หรือตำแหน่งมากนัก เพื่อลดค่าใช้จ่ายในส่วนของเซนเซอร์วัดความเร็วรอบซึ่งมีราคาสูงประกอบกับการควบคุมส่วนใหญ่ที่มีตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital signal processor: DSP) อยู่แล้วสามารถเพิ่มส่วนทดแทนขึ้นมาได้ จะเห็นจากงานวิจัยประเภทไรต์เซนเซอร์ (Sensorless) ต่าง ๆ

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

- เพื่อศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว
- เพื่อศึกษาและพัฒนาการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว
- เพื่อศึกษาเทคนิคในการประมาณความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว
- พัฒนาการควบคุมแรงบิด โดยตรงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวไรต์เซนเซอร์วัดความเร็วรอบ

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่ใช้อาศัยหลักการกรอบอ้างอิงดีคิว
- ใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยายในการประมาณค่าความเร็ว
- ใช้ศึกษามอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบแยกเฟส

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- ศึกษาและประยุกต์วิธีการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงทำงานแบบ 2 เวกเตอร์ 4 เวกเตอร์ และ 6 เวกเตอร์
- ศึกษาและประยุกต์วิธีการประมาณความเร็วโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย สำหรับการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว
- พัฒนาการควบคุมแรงบิด โดยตรงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแยกเฟสโดยไรต์เซนเซอร์วัดความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว
- มีความเข้าใจในระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบควบคุมแรงบิด โดยตรง และการประมาณความเร็วของมอเตอร์โดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย
- มีความเข้าใจในระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบควบคุมแรงบิด โดยตรง และการประมาณความเร็วของมอเตอร์โดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บท และ 4 ภาคผนวก บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของงานวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย รวมทั้งแนะนำเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนบทอื่น ๆ ประกอบด้วย เนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง มอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

บทที่ 3 กล่าวถึงพื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรง อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

บทที่ 4 กล่าวถึงเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ การจำลองผลการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ และการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

บทที่ 5 กล่าวถึงการประมาณความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย ซึ่งประกอบด้วยตัวสังเกตความเร็วโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย การทดสอบคุณสมบัติของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย และการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ตัวสังเกตความเร็วรอบ

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในวิทยานิพนธ์นี้

ภาคผนวก ข. การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง

ภาคผนวก ค. ฟังก์ชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ง. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง ปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง โดยปริทัศน์วรรณกรรม จะสรุปโดยย่อเกี่ยวกับงานวิจัยของนักวิจัยต่าง ๆ ที่ดำเนินงานวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมแรงบิด โดยตรงที่ผ่านมา และกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ทั้งหมด ได้แก่ โครงสร้างและหลักการ ทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ทั้งนี้เพื่อให้เกิดความเข้าใจพื้นฐานเกี่ยวกับทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ทั้งหมด

2.2 ปริทัศน์วรรณกรรม

ทฤษฎีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC) ได้พัฒนาโดย Takahashi (1986) ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยปรับปรุงมาจากหลักการควบคุมแบบปรับตามสนามแม่เหล็กหรือแบบเวกเตอร์ (FOC) เพราะหลักการเดิมต้องมีการแปลงพิกัด (Co-ordinate) ตัวแปรของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำให้มีผลต่อการออกแบบตัวควบคุมมาก การควบคุมแรงบิดโดยตรงทำได้ง่ายและควบคุมอยู่ในสเตเตอร์ ทำให้ไม่ต้องมีการแปลงพิกัด ผลการทดสอบการควบคุมแบบเวกเตอร์เทียบกับการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรง พบว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงให้ผลตอบสนองของฟลักซ์และแรงบิดได้เร็วกว่ามาก ต่อมา Chapis, Roye, and Davoine (1995) ได้ศึกษาเช่นเดียวกับ Takahashi แต่นำเสนอให้เข้าใจง่ายขึ้นและได้ใช้การคำนวณของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เพื่อให้มีความแม่นยำในการคำนวณหาฟลักซ์และแรงบิด หลังจากนั้น Nash (1997) ของบริษัท ABB ได้นำเสนอหลักการเช่นเดียวกับ Takahashi แต่เพิ่มความแม่นยำในการคำนวณแรงบิดและฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ โดยใช้แบบจำลองเชิงปรับตัวของมอเตอร์ (Adaptive motor model) ทำให้ขจัดปัญหาเกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่าง ๆ ทำให้ระบบแม่นยำขึ้น มีการคำนวณทุก ๆ 25 μ s ผลลัพธ์ที่ได้มีการตอบสนองต่อแรงบิดได้เร็วภายในเวลา 1-2 ms มีความเร็วกว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ประมาณ 10 เท่า จากสิ่งที่กล่าวมาข้างต้นได้มีงานวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมแรงบิดโดยตรง ซึ่งพบว่ามีข้อเสียอยู่เช่นกัน คือ มีการแกว่งของกระแสฟลักซ์เชื่อมโยงและแรงบิดสูงที่สภาวะคงตัวทำให้เกิดเสียงดัง ควบคุมฟลักซ์ที่ความเร็วต่ำได้ยาก จากปัญหาดังกล่าวได้มีการหาทางออกอย่างต่อเนื่องเพราะการควบคุมแรงบิดโดยตรงมีโครงสร้างที่ง่ายจึงสามารถนำมาใช้ร่วมกับทฤษฎีอื่น ๆ เช่น การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้วิธีปัญญาประดิษฐ์

(Artificial intelligent: AI) เช่นงานวิจัยของ Xia and Oghanna (1997) ใช้วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบ Fuzz DTC แต่การใช้การควบคุมแบบปัญญาประดิษฐ์นั้นมีความซับซ้อนและค่อนข้างยุ่งยากในการออกแบบใช้งาน ต่อมาได้มีการนำเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรงมาใช้ร่วมกับทฤษฎีการสวิตช์แรงดันอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ (Space vector pulse-width modulation: SVPWM) โดยงานวิจัยของ Buja et al. (1997) ต่อมา Lascu, Boldea, and Blaabjerg (2000) ได้ทำการปรับปรุงการหาค่าพัลส์เชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ซึ่งใช้ในการคำนวณหาความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบของการควบคุมเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง (Model reference adaptive control: MRAC) มาใช้ในการควบคุมโดยในตอนเริ่มต้นที่ความเร็วยังไม่เข้าสู่ค่าที่ตั้งไว้จะควบคุมแบบดั้งเดิมและเมื่อเข้าใกล้ค่าที่ตั้งไว้ก็เปลี่ยนการควบคุมเป็นแบบเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ซึ่งจะทำให้การแกว่งของแรงบิดลดลง

หลังจากนั้น Lai and Chen (2001) ได้นำเสนอวิธีการลดการแกว่งของแรงบิดในการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรงที่เป็นเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์แบบใหม่ที่แตกต่างจากบทความที่ผ่านมาซึ่งได้นำค่าความผิดพลาดของแรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กมาใช้ในการควบคุม โดยตัวควบคุมแบบพีไอและนำไปคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงให้กับชุดเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ เพื่อนำไปสร้างสัญญาณการสวิตช์ให้กับชุดอินเวอร์เตอร์จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเป็นการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่ในส่วนของวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้นำเสนอโดยงานวิจัยของ Neves et al. (2002) ได้เสนอวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในราคาต่ำ 2 วิธี คือ วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมบนพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนระนาบดิกิว ถูกแยกเป็น 4 ส่วน และวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมโดยการควบคุมทิศทางสนามของพัลส์เชื่อมโยงสเตเตอร์ โดยใช้วิธีการควบคุมแบบพีไอ เพื่อกำหนดส่วนประกอบของแรงดันบนแกนดีและคิว สำหรับควบคุมขนาดของพัลส์และแรงบิด โดยใช้วิธีความกว้างพัลส์ในการสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดัน หลังจากนั้น Campos et al. (2007) ได้ใช้วิธีควบคุมแรงบิดโดยตรงเช่นเดียวกัน แต่จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสองเฟสสามขาในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยเวกเตอร์ปริภูมิที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะไม่สมมาตรแต่ก็สามารถควบคุมพัลส์และแรงบิดได้ จากงานวิจัยที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่ายังไม่มีการประมาณค่าความเร็วรอบมาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวเลย วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงทุกเทคนิคที่พัฒนาขึ้นล้วนแต่มีวัตถุประสงค์เดียวกันคือ ลดการแกว่งของพัลส์และแรงบิด การตอบสนองของพัลส์และแรงบิดที่รวดเร็ว การจำลองความเร็วและการประหยัดค่าใช้จ่ายของอุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุม ซึ่งเทคนิคที่ได้รับการพัฒนาแล้วมุ่งไปที่หลักการพื้นฐานของการการควบคุมแรงบิดโดยตรงเท่านั้น

2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นมอเตอร์ที่นิยมใช้กันมากทั้งในโรงงานอุตสาหกรรม และที่อยู่อาศัย เช่น คอมเพรสเซอร์ของระบบปรับอากาศ บิ๊มน้ำ พัดลม เครื่องปรับอากาศ เครื่องซักผ้า ตู้เย็น เครื่องตัดหญ้า เป็นต้น ซึ่งมอเตอร์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำนี้อาจเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวหรือมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส (Poly phase induction motor) ก็ได้ มอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสนั้น โดยมากแล้วจะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมอเตอร์เหนี่ยวนำมีข้อดีและข้อด้อย ดังรายละเอียดต่อไปนี้

- ข้อดี

1. เป็นมอเตอร์ชนิดที่สร้างขึ้นได้ง่ายและทนทาน โดยเฉพาะชนิดกรงกระรอก (Squirrel-cage type)
2. ราคาไม่แพงและไม่เสถียร
3. มีประสิทธิภาพที่สูงพอในสถานะที่มอเตอร์หมุนปกติ ไม่มีแปรงถ่าน ดังนั้นการสูญเสียเนื่องจากความเสียดสีลดลงหรือมีค่าน้อยมาก และมีตัวประกอบกำลังดี
4. ต้องการการดูแลและบำรุงรักษาต่ำ
5. สามารถที่จะเริ่มหมุน (Start) ได้ง่าย โดยเฉพาะชนิดกรงกระรอก

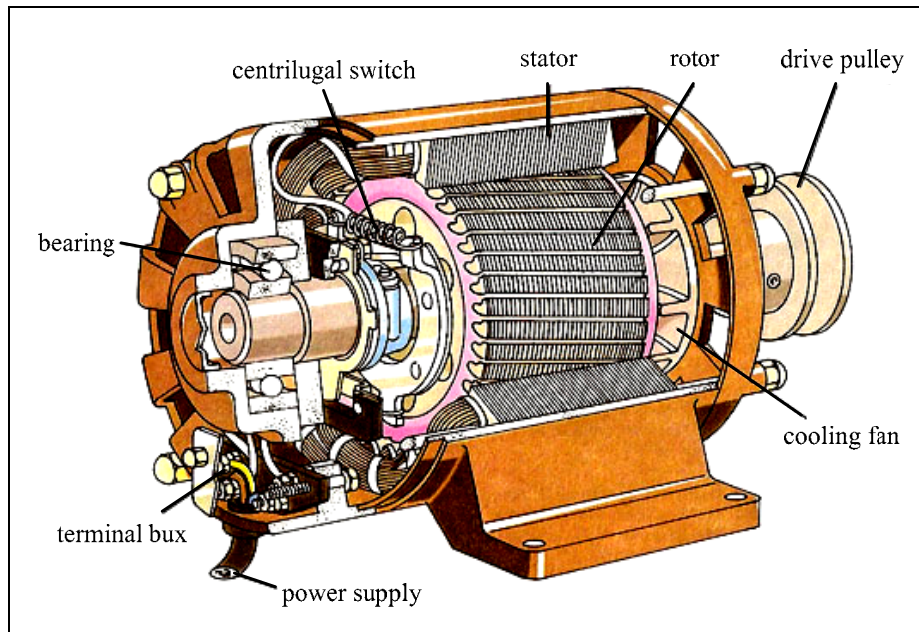
- ข้อด้อย

1. ความเร็วรอบของมอเตอร์ไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้อันเนื่องมาจากความถี่หลักมูลของแรงดันไฟฟ้าสลับที่จ่ายให้กับมอเตอร์ไม่สามารถปรับเปลี่ยนได้
2. มีคุณสมบัติเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบซันด์ ความเร็วรอบจะลดลงหรือเพิ่มขึ้นจะขึ้นอยู่กับโหลด
3. แรงบิดในขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำค่อนข้างต่ำกว่าแรงบิดขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน

ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยจะกล่าวถึงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวและมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

2.3.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

มอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสมีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์สามเฟส แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่สเตเตอร์ของแบบหนึ่งเฟสมีการพันขดลวดในลักษณะแบบเฟสเดียว และต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเพียงหนึ่งเฟส ดังรูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (ปัญญา ยอด โอวาท, 2547; ทรงฤทธิ์ ศิริวิวัฒน์, 2534) โดยมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก 2 ส่วนด้วยกัน คือ



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

1. โรเตอร์ (Rotor)

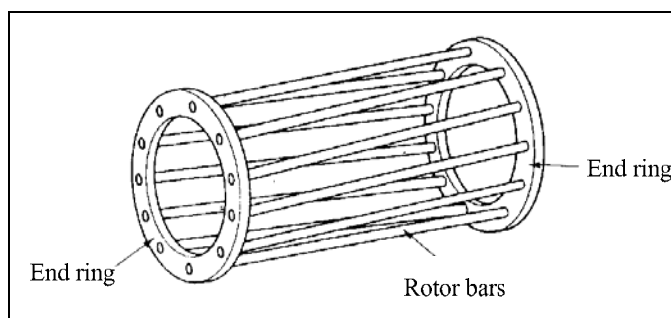
โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ

1. โรเตอร์แบบกรงกระรอก (Squirrel-cage rotor) ได้แก่ สปลิตเฟสมอเตอร์ คาปาซิเตอร์มอเตอร์และเซดเคด โพลมอเตอร์ (Shaded pole motor)

มอเตอร์ที่ใช้โรเตอร์ชนิดนี้เราเรียกว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก โดยประมาณ 90% ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะใช้โรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก ทั้งนี้เป็นเพราะว่า โรเตอร์ชนิดนี้เป็นชนิดที่ทำได้ง่ายและทนทานที่สุด โรเตอร์ชนิดนี้ประกอบด้วยแผ่นเหล็กบาง ๆ อัดซ้อนกันเป็นรูปทรงกระบอก ดังรูปที่ 2.2 และถูกทำเป็นช่องสลอตให้ขนานกันเพื่อสำหรับฝังหรือบรรจุตัวนำโรเตอร์ (Rotor Conductor) ลงในช่องสลอตนั้น ตัวนำที่ฝังนี้จะไม่มีลักษณะเป็นเส้นหรือเป็นสาย แต่จะเป็นแท่งทองแดง แท่งอลูมิเนียมหรืออัลลอย (Copper bar or Aluminum bar or Alloy) โดยในหนึ่งสลอตจะบรรจุแท่งทองแดงหรืออลูมิเนียมเพียง 1 แท่งเท่านั้น และที่ปลายสุดของแท่งตัวนำทั้งสองด้านนั้นในแต่ละด้านจะถูกต่อปลายลัดวงจรเข้าด้วยกัน โดยการบัดกรี (Brazed) หรือเชื่อมด้วยไฟฟ้าโรเตอร์ของมอเตอร์แบบกรงกระรอกนี้แท่งตัวนำจะถูกลัดวงจรไว้อย่างถาวร ดังนั้นจึงไม่สามารถที่จะนำความต้านทานจากภายนอกมาต่ออนุกรมเข้ากับวงจรโรเตอร์เพื่อช่วยในการเริ่มหมุนได้ สลอตของโรเตอร์จะไม่อยู่ในลักษณะที่ขนานกับเพลลา แต่จะวางให้มีลักษณะเฉียงเล็กน้อย เพื่อให้เกิดประโยชน์ได้ 2 ทาง คือ ช่วยให้มอเตอร์หมุนได้อย่างเร็ว โดยการลดการเกิดเส้นแรงแม่เหล็กฮัม

(Magnetic hum) และช่วยในการลดการเกิดการขีด หรือการลื่นของโรเตอร์อันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กที่ตกค้างอยู่ที่ฟัน (Teeth) ของสเตเตอร์กับโรเตอร์ทั้งสอง

ส่วนแบบอื่น ๆ ของโรเตอร์ที่มีลักษณะคล้ายกันกับโรเตอร์แบบกรงกระรอกนั้น ประกอบด้วยโซลิดไซลินเดอร์ (Solid cylinder) ของแท่งเหล็ก (Steel) ซึ่งปราศจากสลอตสำหรับบรรจุตัวนำทั้งหมดมอเตอร์จะหมุนได้ขึ้นอยู่กับผลของการเกิดกระแสไหลวนในเหล็กของโรเตอร์



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของโรเตอร์แบบกรงกระรอก

2. โรเตอร์แบบพันขดลวดหรือเฟสวาวด์โรเตอร์ (Wound rotor or phase wound rotor) ได้แก่ ซีรีส์มอเตอร์ เป็นต้น

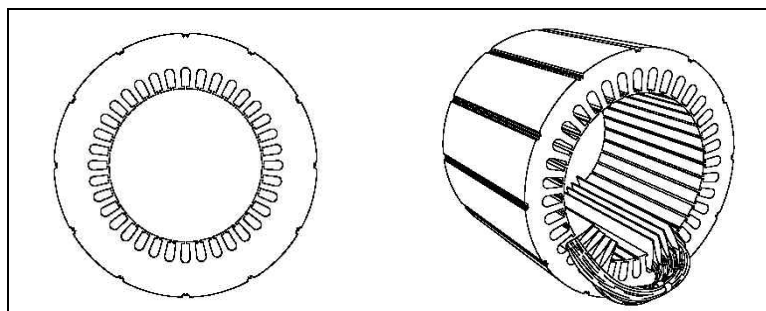
มอเตอร์ที่ใช้โรเตอร์ชนิดนี้เรียกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์พันขดลวดหรือเฟสวาวด์มอเตอร์หรือสลลิปริงมอเตอร์ (Wound rotor or phase wound rotor or slip-ring motor)

โรเตอร์ชนิดนี้จะพบมากในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมีการพันแบบขดลวดสองชั้นเหมือนกับขดลวดที่ใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ โรเตอร์ชนิดนี้ภายในจะต่อแบบสตาร์และมีปลายสายออกมา 3 ปลายต่อเข้ากับสลลิปริงที่ติดกับเพลลาของโรเตอร์นั้น โรเตอร์แบบโรเตอร์พันขดลวดสามารถที่จะนำความต้านทานที่ต่อแบบสตาร์ต่อเข้ากับสลลิปริงของโรเตอร์ เพื่อช่วยในการเริ่มหมุนของมอเตอร์เป็นการเพิ่มแรงบิดขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์

2. สเตเตอร์ (Stator)

ส่วนที่หุคหนึ่งหรือสเตเตอร์ เป็นส่วนที่อยู่กับที่ จะประกอบด้วยเหล็กแผ่นบาง ๆ (Laminated iron core) เช่นเดียวกับตัวโรเตอร์จะเซาะเป็นร่องและอัดอยู่ภายในโครงเปลือกนอก (Frame) ของมอเตอร์ที่ทำด้วยเหล็กหล่อ (Cast iron) หรือเหล็กเหนียว (Steel) ดังรูปที่ 2.3 โดยมีร่อง (Slot) ที่เซาะเอาไว้สำหรับพันขดลวด (Winding) ลงไปในร่องนั้น ขดลวดที่พันจะมีอยู่ด้วยกัน 2 ชุด คือ ขดลวดหลักและขดลวดช่วยโดยขดลวดทั้ง 2 ชุด นี้จะวางห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า (Electrical degree) เพื่อให้เกิดการแยกเฟสกัน คือ ขดลวดรันหรือขดลวดหลัก (Running winding or main winding) จะพัน

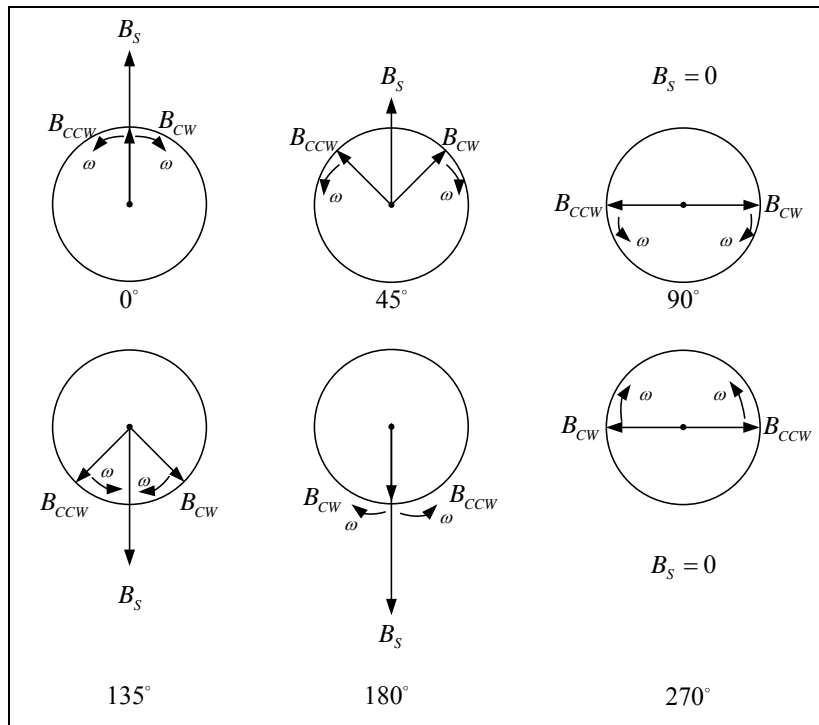
ด้วยขดลวดเส้นใหญ่จำนวนมากรอบ พันอยู่ในชั้นในเพื่อให้มีคุณสมบัติค่ารีแอกแตนซ์สูงค่าความต้านทานต่ำ และขดลวดเริ่มเดินเครื่องหรือขดลวดช่วย (Starting winding or auxiliary winding) จะพันด้วยขดลวดเส้นเล็กพันทับขดลวดรันเพื่อให้มีคุณสมบัติค่ารีแอกแตนซ์ต่ำ ค่าความต้านทานสูง



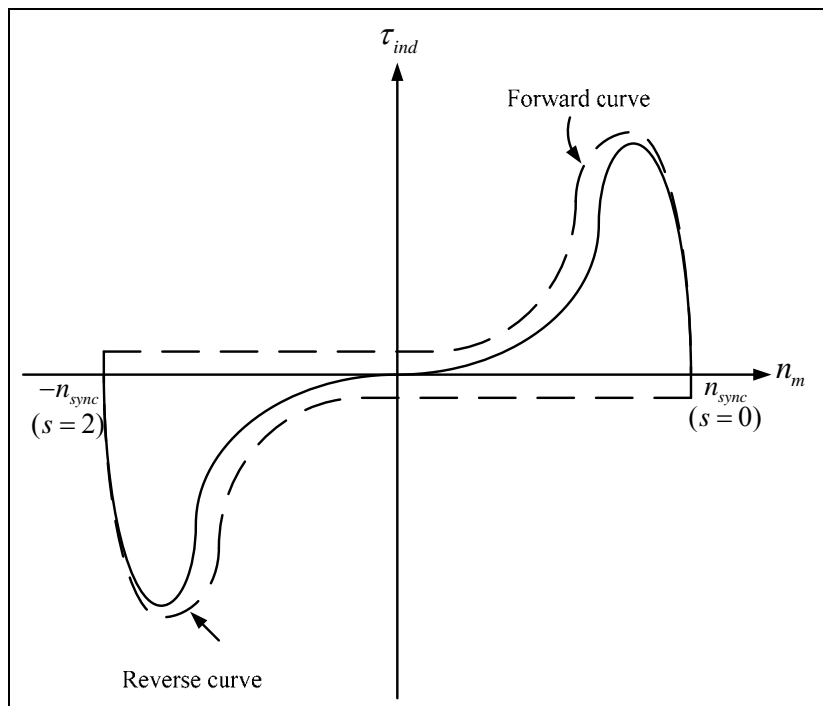
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสเตเตอร์

2.3.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวบางชนิดไม่สามารถเริ่มต้นหมุน (Start) ได้ด้วยขดลวดหลัก (Main winding) เพียงขดลวดเดียวได้ เพราะไม่มีแรงบิดเริ่มแรก (Initial torque) เนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นเมื่อจ่ายไฟเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์ไม่ได้หมุน เพียงแต่สนามแม่เหล็กเกิดขึ้นกลับไปกลับมาที่ขดลวดสเตเตอร์เท่านั้น จึงไม่สามารถเหนี่ยวนำให้โรเตอร์หมุนได้ อีกทั้งตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพต่ำ การอธิบายลักษณะสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้โดยใช้ทฤษฎีสถานแม่เหล็กหมุนคู่ (Double-revolving-field theory) โดยแทนสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในตัวสเตเตอร์ด้วยเวกเตอร์ 2 เวกเตอร์ ที่มีทิศทางการหมุนตรงข้ามกันดังแสดงในรูปที่ 2.4 สนามแม่เหล็กทั้งสองที่หมุนรอบสเตเตอร์จะหมุนตัดกับโรเตอร์ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเป็นผลให้เกิดแรงบิดขึ้น โดยจะมีแรงบิดเกิดขึ้น 2 ค่า ซึ่งเรียกว่าแรงบิดไปข้างหน้า (Forward torque) และแรงบิดย้อนหลัง (Backward torque) โดยมีทิศทางที่ตรงข้ามกันดังนั้นแรงบิดลัพธ์ของมอเตอร์จึงได้จากสนามแม่เหล็กทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยแสดงให้เห็นถึงแรงบิดทั้งสองและผลรวมของแรงบิดที่สลิประหว่าง 0-2 โดยตำแหน่งที่หยุดนิ่งหรือตำแหน่งเริ่มเดินเครื่อง แรงบิดลัพธ์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจะต้องมีช่วยหมุนเสียก่อน (อาจใช้มือช่วยบิดหรือพลังงานภายนอก) มอเตอร์จึงจะมีความเร็วเร่งขึ้นไปได้ ทำให้เกิดความยุ่งยากในการใช้งานมอเตอร์ชนิดนี้ ดังนั้นจึงมีการคิดค้นอุปกรณ์ต่าง ๆ เพื่อให้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสามารถเริ่มเดินเครื่องได้ด้วยตัวเอง โดยตัวช่วยหมุนทำให้เกิดแรงบิดและอัตราเร่งให้มอเตอร์หมุนได้ (Stephen, 1991)



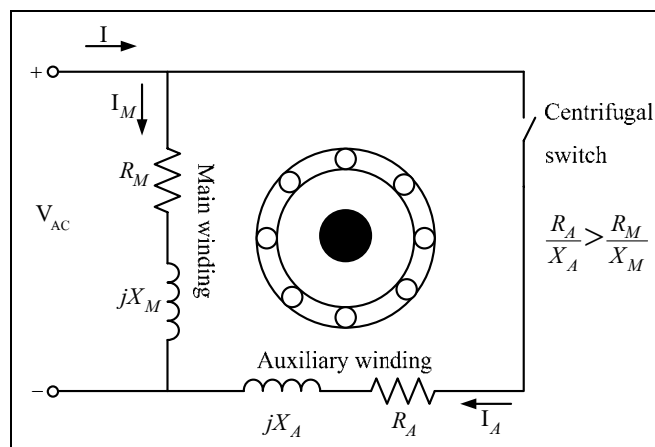
รูปที่ 2.4 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่



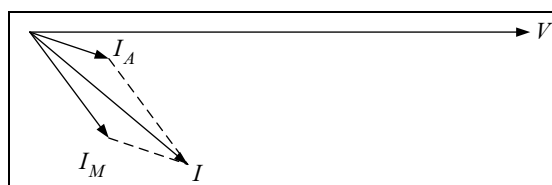
รูปที่ 2.5 เส้นโค้ง T-S ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

2.3.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสได้มีการเพิ่มขดลวดช่วยเข้าไปอีกชุดหนึ่งทางสเตเตอร์ ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมกันมากในการผลิตมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในปัจจุบัน โดยชุดขดลวดหลักมีกระแส I_M ไหลผ่าน จะมีค่ารีแอกแตนซ์สูง แต่ค่าความต้านทานของขดลวดต่ำ ทำให้มีมุมล่าหลัง ส่วนขดลวดช่วยจะพันห่างกับขดลวดหลักเป็นมุม 90 องศาทางไฟฟ้า มีกระแส I_A ไหลผ่าน ขดลวดชุดนี้จะมีค่ารีแอกแตนซ์ต่ำ แต่ค่าความต้านทานของขดลวดสูง โดยขดลวดทั้งสองจะต่อขนานกันและต่อเข้าสายไฟแหล่งจ่ายไฟอันเดียวกัน ซึ่งจะมีกระแส I ไหลผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 2.6 มอเตอร์ชนิดนี้จะออกแบบให้ I_M กับ I_A มีมุมเฟสแตกต่างกันประมาณ 30 องศา ดังแสดงด้วยรูปที่ 2.7 โดยจะทำให้เกิดฟลักซ์แตกต่างเฟสกันมีผลทำให้เกิดแรงบิดตอนเริ่มเดินเครื่อง ลักษณะการจัดขดลวดคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส แต่จะแตกต่างตรงที่กระแสและอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองจะมีค่าไม่เท่ากัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจึงไม่สม่ำเสมอเหมือนมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส (Polyphase) ก็เพียงพอที่จะทำให้เกิดแรงบิดตอนเริ่มเดินเครื่องได้ (ปัญญา ยอดโอวาท, 2547; ทรงฤทธิ์ ศิริวัฒน์, 2534; Stephen, 1991)

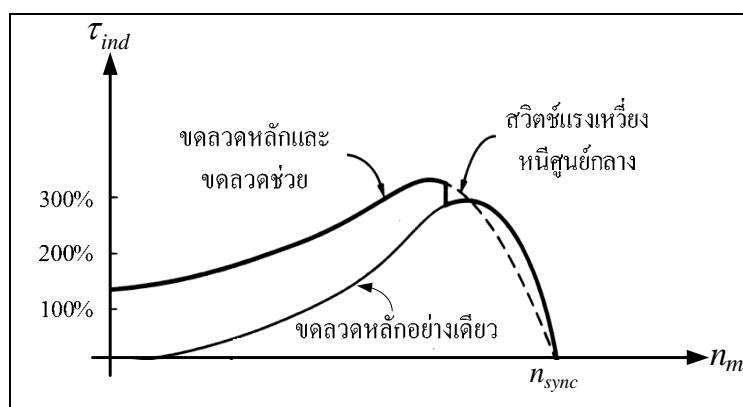


รูปที่ 2.6 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส



รูปที่ 2.7 เวกเตอร์แรงดันเปรียบเทียบกับเวกเตอร์กระแส I_M และ I_A

ขดลวดช่วยมีหน้าที่ช่วยให้เกิดแรงบิดตอนเริ่มต้นเดินเครื่อง ซึ่งมีค่าความต้านทานสูง โดยขดลวดนี้จะมีขนาดเล็กไม่เหมาะที่จะต่อไว้กับสายส่งตลอดเวลา เนื่องจากจะเกิดความร้อนและทำให้ขดลวดไหม้เสียหายได้ ดังนั้นในการออกแบบจะมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางต่ออนุกรมเข้ากับขดลวดชุดนี้ เมื่อมอเตอร์หมุนไปที่ความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วพิกัด โดยสวิตช์นี้จะเปิดตัวขดลวดช่วยออกจากวงจร ซึ่งสามารถแสดงเส้นโค้ง T-S ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสได้ดังรูปที่ 2.8



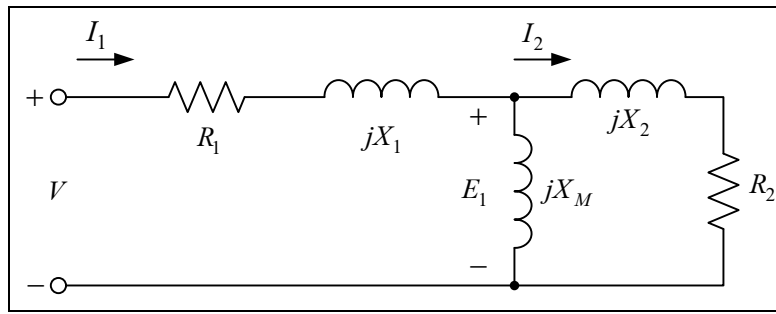
รูปที่ 2.8 เส้นโค้ง T-S ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

2.4 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

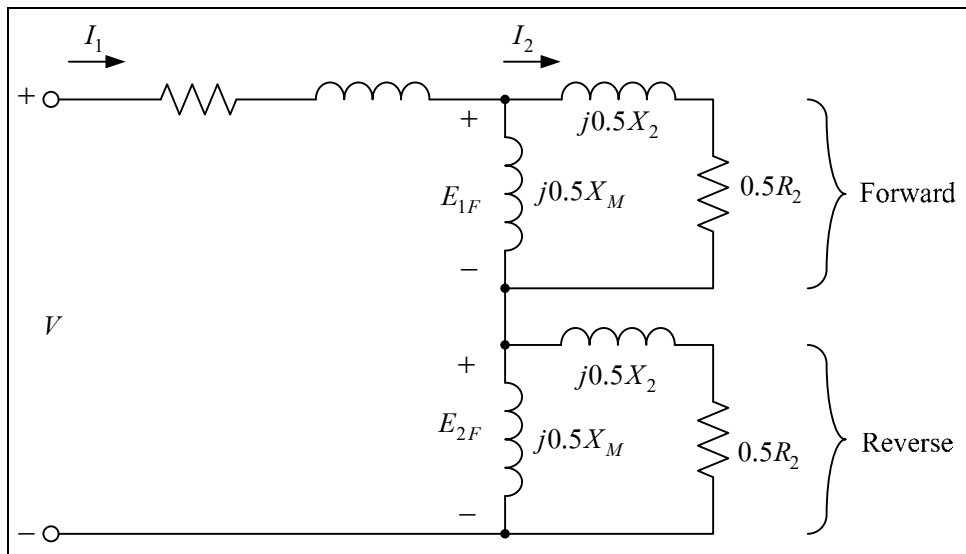
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว มีการวิเคราะห์ห้อยู่ 2 แบบ คือแบบสถานะคงตัว (Steady-state model) และแบบสถานะพลวัต (Dynamic model) โดยจะพิจารณาวจรสมมูลจากทฤษฎีสานแม่เหล็กหมุนคู่ทำให้วงจรเสมือนของโรเตอร์ถูกแยกออกเป็นสองส่วน ผลจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปด้านหลัง ดังแสดงในรูปที่ 2.18 โดยวงจรสมมูลนี้จะพิจารณาได้เฉพาะในสถานะคงตัวได้เท่านั้น ดังนั้นจำเป็นต้องหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่สามารถวิเคราะห์ได้ทั้งแบบสถานะคงตัวและแบบสถานะพลวัต

2.4.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเฟสเดียว

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเฟสเดียวจะวิเคราะห์ได้เฉพาะสถานะคงตัว และมีลักษณะคล้ายกับแบบสามเฟสดังรูปที่ 2.9 (ก) แต่ต่างกันที่วงจรทางด้าน โรเตอร์ของแบบเฟสเดียวสามารถแยกออกได้เป็นสองส่วนตามผลของสนามแม่เหล็กเดินหน้า (Forward) และถอยหลัง (Reverse) ดังรูปที่ 2.9 (ข)



(ก) วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะหยุดนิ่ง



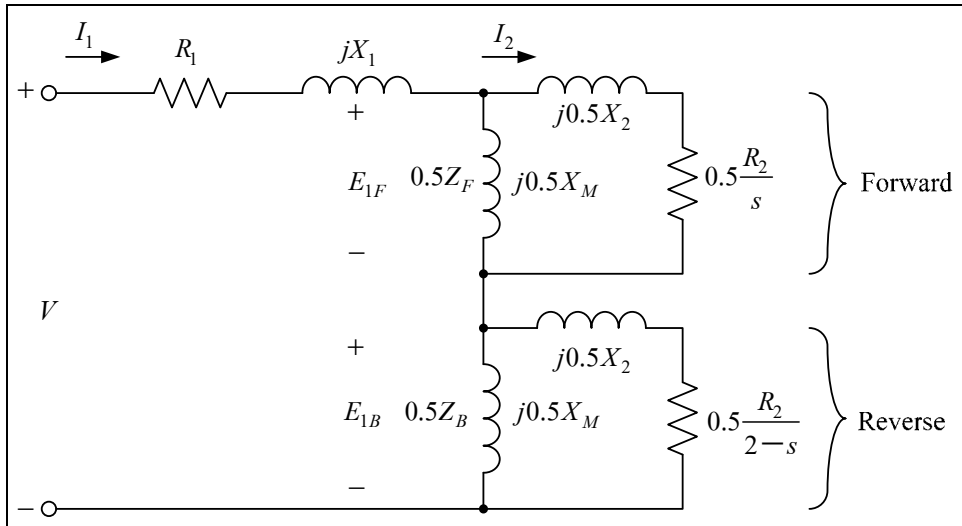
(ข) วงจรสมมูลเมื่อแยกผลของสนามแม่เหล็ก Forward และ Reverse ออกจากกัน

รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในขณะหยุดนิ่งและเมื่อแยกผลของสนามแม่เหล็กออกจากกัน

- โดยที่ R_1 คือ ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ (Ω)
 X_1 คือ รีแอกแตนซ์ของขดลวดสเตเตอร์ (Ω)
 X_m คือ รีแอกแตนซ์สนามแม่เหล็ก (Ω)
 R_2 คือ ความต้านทานของขดลวด โรเตอร์ที่ย้ายมาที่วงจรสเตเตอร์ (Ω)
 X_2 คือ รีแอกแตนซ์ของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาที่วงจรสเตเตอร์ (Ω)

การสูญเสียในแกนเหล็ก (Core losses) ของมอเตอร์ไม่ได้แสดงไว้ซึ่งจะไปนับรวมกับการสูญเสียทางกล (Mechanical) และการสูญเสียเนื่องจากการไถล (Stray losses) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการสูญเสียเนื่องจากการหมุน (Rotational losses)

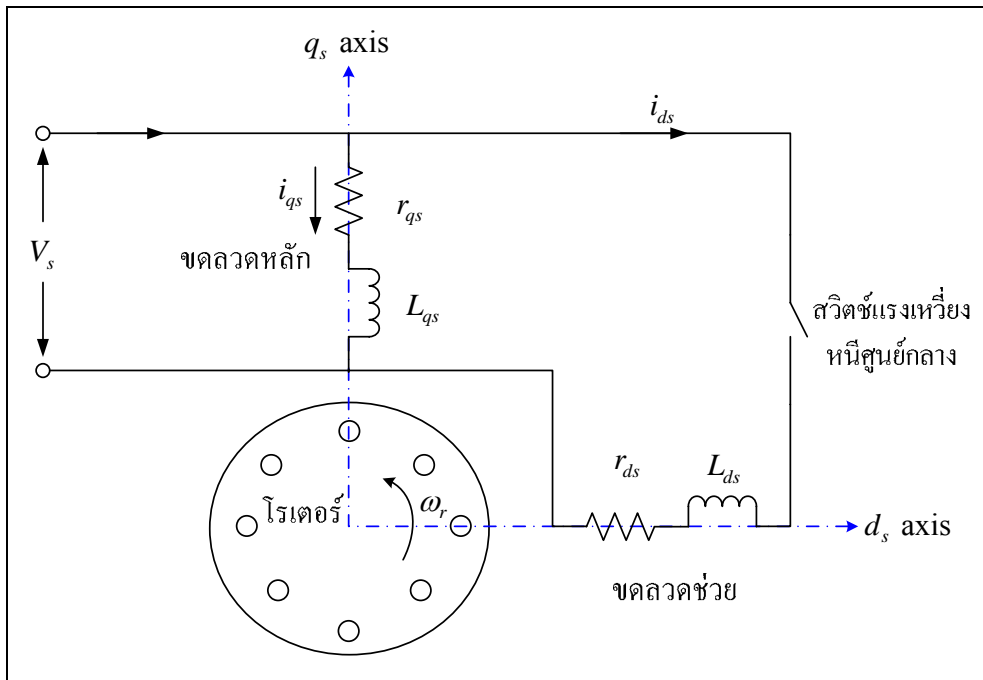
เนื่องจากความเร็วของสนามแม่เหล็กต่างกับความเร็วของโรเตอร์ด้วยค่าของสลลิป s ดังนั้นจะสามารถเขียนวงจรสมมูลใหม่ได้ดังรูปที่ 2.10



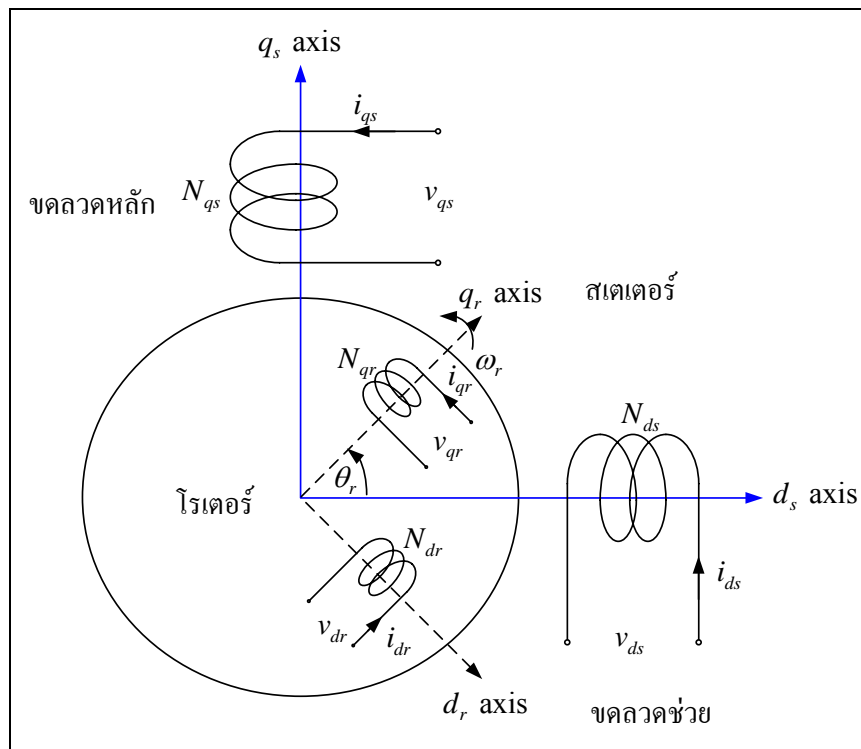
รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะกำลังหมุน

2.4.2 แบบจำลองปริภูมิสถานะ (State-space)

แบบจำลองปริภูมิสถานะสามารถวิเคราะห์ได้ทั้งแบบสถานะคงตัวและแบบสถานะพลวัต ในการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยวิธีของ Ong (1998); Krause (1987) จะพิจารณาจากโครงสร้างของมอเตอร์ซึ่งประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด คือ ชุดที่อยู่บนสเตเตอร์ ประกอบด้วยขดลวดหลักและขดลวดช่วย ส่วนชุดที่สองนั้นอยู่ในโรเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.11 ในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะใช้แบบจำลองสองเฟสหรืออาจเรียกว่าสองแกนซึ่งประกอบด้วยแกนดีและแกนคิวตั้งฉากกัน การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์อาศัยหลักการกรอบดีคิว การพัฒนาแบบจำลองมีการย้ายตัวแปรบนโรเตอร์ไปอยู่บนสเตเตอร์ตามทฤษฎีกรอบอ้างอิง (Reference frame theory) รูปที่ 2.12 แสดงการวางตัวของชุดขดลวดที่อยู่บนสเตเตอร์โดยแกน q_s คือ แกนของขดลวดหลักที่มีค่าแรงดันเป็น v_{qs} มีกระแสไหลในขดลวดเป็น i_{qs} และมีจำนวนขดลวดเป็น N_{qs} แกน d_s คือ แกนของขดลวดช่วยที่มีค่าแรงดันเป็น v_{ds} มีกระแสไหลในขดลวดเป็น i_{ds} และมีจำนวนขดลวดเป็น N_{ds} ในส่วนของโรเตอร์จะประกอบด้วยแกน q_r มีค่าแรงดันเป็น v_{qr} มีกระแสไหลในขดลวดเป็น i_{qr} และมีจำนวนขดลวดเป็น N_{qr} แกน d_r มีค่าแรงดันเป็น v_{dr} มีกระแสไหลในขดลวดเป็น i_{dr} และมีจำนวนขดลวดเป็น N_{dr} เมื่อแกน d_s ทำมุมกับแกน q_r อยู่ θ_r สามารถแยกแวกเตอร์เข้าสู่แกนหลักของขดลวดสเตเตอร์ตามทฤษฎีกรอบอ้างอิง



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส



รูปที่ 2.12 แผนภาพขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

จากแผนภาพขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำพิจารณาแบบสองแกนดังที่แสดงในรูปที่ 2.12 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของแรงดันได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= r_{qs} i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\
 v_{ds} &= r_{ds} i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\
 v_{qr} &= r_{qr} i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \\
 v_{dr} &= r_{dr} i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

โดยที่	v_{qr}	คือ แหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดบนแกนอ้างอิงคิวของโรเตอร์ (V)
	v_{dr}	คือ แหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดบนแกนอ้างอิงดีของโรเตอร์ (V)
	i_{qs}	คือ กระแสที่ไหลในขดลวดหลักบนแกนอ้างอิงคิวของสเตเตอร์ (A)
	i_{ds}	คือ กระแสที่ไหลในขดลวดช่วยบนแกนอ้างอิงดีของสเตเตอร์ (A)
	i_{qr}	คือ กระแสที่ไหลในขดลวดบนแกนอ้างอิงคิวของโรเตอร์ (A)
	i_{dr}	คือ กระแสที่ไหลในขดลวดบนแกนอ้างอิงดีของโรเตอร์ (A)
	r_{qs}	คือ ความต้านทานของขดลวดหลักบนแกนอ้างอิงคิวของสเตเตอร์ (Ω)
	r_{ds}	คือ ความต้านทานของขดลวดช่วยบนแกนอ้างอิงดีของสเตเตอร์ (Ω)
	r_{qr}	คือ ความต้านทานของขดลวดบนแกนอ้างอิงคิวของโรเตอร์ (Ω)
	r_{dr}	คือ ความต้านทานของขดลวดบนแกนอ้างอิงดีของโรเตอร์ (Ω)
	r_r	คือ ความต้านทานของขดลวดบนแกนอ้างอิงคิวและดีของโรเตอร์ (Ω)
	λ_{qs}	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดหลักสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงคิวของสเตเตอร์ (Wb-turn)
	λ_{ds}	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดช่วยสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงดีของสเตเตอร์ (Wb-turn)
	λ_{qr}	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงคิวของโรเตอร์ (Wb-turn)
	λ_{dr}	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสร้างขึ้นบนแกนอ้างอิงดีของโรเตอร์ (Wb-turn)

ฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างขดลวดทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ทำมุมตั้งฉากกัน ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงในแนวแกนดีและคิวของขดลวดมีค่าเป็นศูนย์ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qsqs} & 0 & L_{qsqr} \sin \theta_r & -L_{qsdr} \\ 0 & L_{dsds} & L_{dsqr} \cos \theta_r & L_{dsdr} \sin \theta_r \\ L_{qrqs} \sin \theta_r & L_{qrds} \cos \theta_r & L_{qrqr} & 0 \\ -L_{drqs} \cos \theta_r & L_{drds} \sin \theta_r & 0 & L_{drdr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

ถ้าไม่คิดค่าความต้านทานในแกนเหล็กและค่าความเหนี่ยวนำขดลวดสามารถเขียนในพจน์ของจำนวนรอบประสิทธิภาพ (Effective turn: N) N_{qs} N_{ds} N_{qr} และ N_{dr} และผลของกำลังไฟฟ้าในช่องว่างอากาศ P_g ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} L_{qsqs} &= L_{lqs} + N_{qs}^2 P_g & L_{dsds} &= L_{lds} + N_{ds}^2 P_g \\ L_{qsqr} &= N_{qs} N_{qr} P_g & L_{qsdr} &= N_{qs} N_{dr} P_g \\ L_{dsqr} &= N_{ds} N_{qr} P_g & L_{dsdr} &= N_{ds} N_{dr} P_g \\ L_{qrqr} &= L_{lqr} + N_{qr}^2 P_g & L_{drdr} &= L_{ldr} + N_{dr}^2 P_g \end{aligned} \quad (2.3)$$

เมื่อ L_{lqs} L_{lds} L_{lqr} และ L_{ldr} ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ สำหรับกรณีโรเตอร์สมมาตร (Symmetrical cage rotor) โดยค่าจำนวนรอบประสิทธิภาพค่าความเหนี่ยวนำรั่วของโรเตอร์ (Rotor's leakage inductances) และค่าความต้านทานของโรเตอร์ (Rotor's resistances) ในแนวแกนดีและแกนควมมีค่าเท่ากันคือ $N_{qr} = N_{dr}$ $L_{lqr} = L_{ldr}$ และ $r_{qr} = r_{dr}$ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น N_r L_{lr} และ r_r ตามลำดับ

เมื่อนำมาพิจารณาที่กรอบอ้างอิงดีควมบนความไม่สมมาตรของสเตเตอร์ จะทำการย้ายองค์ประกอบต่าง ๆ จากโรเตอร์ไปอยู่บนสเตเตอร์โดยใช้ฟังก์ชันการแปลงแกนอ้างอิงหุคหนึ่งดีควจากรูปที่ 2.21 กำหนดให้แกน q_r ทำมุมกับแกน d_s เท่ากับ θ_r ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{bmatrix} f_{qr}^s \\ f_{dr}^s \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}}_{T_{qd}(\theta_r)} \begin{bmatrix} f_{qr}^r \\ f_{dr}^r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

เมื่อตัวแปร f สามารถเป็นแรงดันเฟส กระแส หรือฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดแกนแกน q_r และ d_r และ $T_{qd}(\theta_r)$ สามารถเขียนอินเวอร์สเป็น

$$\left[T_{qd}(\theta_r) \right]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

จากนั้นทำการย้ายแรงดันและกระแสที่อยู่บนโรเตอร์ไปยังสเตเตอร์ด้วยหลักการถ่ายโอนแกน จากสมการแรงดันของทั้งโรเตอร์และสเตเตอร์ เมื่อพิจารณาด้วยแกนอ้างอิงหยุดนิ่งจำเป็นต้องการย้ายตัวแปรต่าง ๆ ไปอยู่บนแกนคิวของสเตเตอร์ จากสมการที่ (2.2) สามารถเขียนฟังก์ชันเชื่อมโยงไปยังอ้างอิงขดลวดหลักของสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_{lqs}i_{qs} + L_{mq}(i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda'_{ds} &= L'_{lds}i'_{ds} + L_{mq}(i'_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda'_{qr} &= L_{lr}i'_{qr} + L_{mq}(i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda'_{dr} &= L_{lr}i'_{dr} + L_{mq}(i_{ds} + i'_{dr}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

สมการแรงดันทางด้านสเตเตอร์บนแกนแกน q_s และ d_s ที่ทำอ้างอิงขดลวดหลักของสเตเตอร์สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_{qs}i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ v'_{ds} &= r'_{ds}i'_{ds} + \frac{d\lambda'_{ds}}{dt} \end{aligned} \quad (2.6)$$

การประยุกต์ใช้สมการเมตริกซ์การแปลง $T_{qd}(\theta_r)$ จะใช้การแปลงแรงดันทางด้านโรเตอร์ฟังก์ชันเชื่อมโยงและกระแสของขดลวดบนแกน q_r และ d_r ไปอ้างอิงขดลวดของสเตเตอร์ในสมการแรงดันบนแกน q_r และ d_r สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\left[T_{qd}(\theta_r) \right]^{-1} \begin{bmatrix} v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \left[T_{qd}(\theta_r) \right]^{-1} \begin{bmatrix} i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{bmatrix} + p \left[T_{qd}(\theta_r) \right]^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

เมื่อ p คือ อนุพันธ์เทียบกับเวลา

จากสมการที่ (2.7) สามารถหาค่าสมการแรงดันบนแกน q_r และ d_r ที่อ้างอิงขดลวดของสเตเตอร์ได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{qd}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{qd}(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{qd}(\theta_r) \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} T_{qd}(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

สามารถเขียนแสดงพจน์อนุพันธ์ได้เป็น

$$p \begin{bmatrix} T_{qd}(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\theta_r & \cos\theta_r \\ -\cos\theta_r & -\sin\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \frac{d\theta_r}{dt} \\ \lambda_{dr}^s \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{qd}(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} \\ \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) ทำการโอนย้ายสมการอ้างอิงขดลวดหลักไปยังขดลวดหลักของสเตเตอร์ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} v_{qr}^s &= r_r i_{qr}^s - \lambda_{qr}^s \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} \\ v_{dr}^s &= r_r i_{dr}^s + \lambda_{dr}^s \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} \end{aligned} \quad (2.11)$$

โดยที่ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน กระแส ความต้านทานและจำนวนรอบของขดลวดแต่ละชุด เมื่อย้ายตัวแปรบนแกนคิกิวของโรเตอร์ไปยังคิกิวของสเตเตอร์ กำหนดให้ค่าที่มีตัวยก “'” หมายถึงค่าที่ย้ายมาอยู่บนแกนอ้างอิงคิกิวของสเตเตอร์

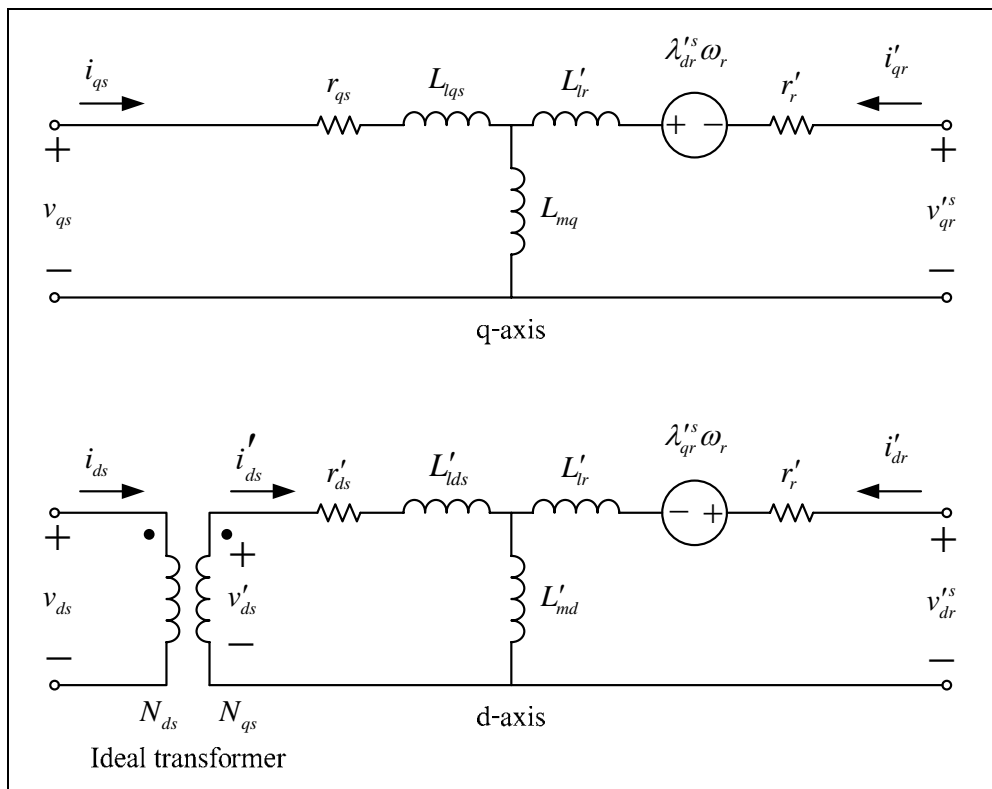
$$\begin{aligned} v_{ds}' &= \frac{N_{qs}}{N_{ds}} v_{ds} & i_{ds}' &= \frac{N_{ds}}{N_{qs}} i_{ds} \\ L_{mqs}' &= N_{qs}^2 P_g & L_{mqs}' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 N_{ds}^2 P_g = L_{mqs} \\ L_{lds}' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 L_{lds} & r_{ds}' &= \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}} \right)^2 r_{ds} \end{aligned}$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 L_{lr} \qquad r'_r = \left(\frac{N_{qs}}{N_r} \right)^2 r_r$$

$$v'_{qr} = \frac{N_{qs}}{N_r} v_{qr} \qquad v'_{dr} = \frac{N_{qs}}{N_r} v_{dr}$$

$$i'_{qr} = \frac{N_r}{N_{qs}} i_{qr} \qquad i'_{dr} = \frac{N_r}{N_{qs}} i_{dr}$$

จากสมการที่ (2.6) และ (2.11) สามารถเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

จากสมการที่ (2.6) และ (2.11) สามารถเขียนแบบจำลองปริภูมิสถานะบนแกนอ้างอิงหยุดนิ่งได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v'_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{qs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r'_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & -L_{mqs}\omega_r & r'_r & -(L'_{lr} + L_{mqs})\omega_r \\ L_{mqs}\omega_r & 0 & (L'_{lr} + L_{mqs})\omega_r & r'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} L_{lqs} + L_{mqs} & 0 & L_{mqs} & 0 \\ 0 & L'_{lds} + L_{mqs} & 0 & L_{mqs} \\ L_{mqs} & 0 & L'_{lr} + L_{mqs} & 0 \\ 0 & L_{mqs} & 0 & L'_{lr} + L_{mqs} \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

เมื่อ $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$ โดยที่ ω_r คือ ความเร็วของมอเตอร์ (rad/s) และสามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบจำลองปริภูมิสถานะอย่างง่ายได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \frac{d[x]}{dt} &= [A][x] + [B][u] \\
 [y] &= [C][x]
 \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned}
 \text{เมื่อ} \quad [x] &= [i_{qs} \quad i'_{ds} \quad i'_{qr} \quad i'_{dr}]^T \\
 [u] &= [v_{qs} \quad v'_{ds} \quad v'_{qr} \quad v'_{dr}]^T \\
 [A] &= [N]^{-1} [R] \\
 [B] &= [N]^{-1} \\
 [y] &= [i_{qs} \quad i'_{ds}]^T \\
 [C] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\text{โดยที่ } \begin{bmatrix} \mathcal{R} \\ \mathcal{S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{qs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r'_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & L_{mqs}\omega_r & -r'_r & (L'_{lr} + L_{mqs})\omega_r \\ -L_{mqs}\omega_r & 0 & -(L'_{lr} + L_{mqs})\omega_r & -r'_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_{lqs} + L_{mqs} & 0 & L_{mqs} & 0 \\ 0 & L'_{lds} + L_{mqs} & 0 & L_{mqs} \\ L_{mqs} & 0 & L'_{lr} + L_{mqs} & 0 \\ 0 & L_{mqs} & 0 & L'_{lr} + L_{mqs} \end{bmatrix}$$

โดยที่แรงดัน โรเตอร์มีค่าเป็นศูนย์สำหรับ โรเตอร์แบบกรงกระรอก และเมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ โดยใช้กฎการเคลื่อนที่ของนิวตัน สามารถเขียนสมการเชิงกลแสดงได้ดังนี้

$$\frac{P}{2}T_e(t) - \frac{P}{2}T_L(t) - B_m\omega_r(t) = J_m\alpha = J_m\frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.14)$$

จัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (2.15)

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J_m}T_e(t) - \frac{P}{2J_m}T_L(t) - \frac{B_m}{J_m}\omega_r(t) \quad (2.15)$$

เมื่อ แรงบิดทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า T_e มีค่าเท่ากับ

$$T_e = \frac{P}{2}(\lambda_{qr}^{rs}i_{dr}^{rs} - \lambda_{dr}^{rs}i_{qr}^{rs}) = \frac{P}{2}L_{mq}(i_{dr}^{rs}i_{qs}^{rs} - i_{qr}^{rs}i_{ds}^{rs}) \quad (2.16)$$

- เมื่อ T_e คือ แรงบิดสนามแม่เหล็ก (Developed electromagnetic torque) มอเตอร์ (N·m)
 T_L คือ แรงบิดของโหลด (N·m)
 B_m คือ ค่าสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของมอเตอร์ (N·m/rad/sec)
 J_m คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์ของมอเตอร์ ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

2.4.3 แบบจำลองปริภูมิเฟสเซอร์ (Space-phasor)

สมการปริภูมิสถานะที่ได้นำเสนอมีความยุ่งยากจึงได้นำเสนอนำหลักการของเฟสเซอร์กระแส แรงดันและฟลักซ์แม่เหล็กมาใช้ ทำให้การวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ของมอเตอร์สั่งลงเนื่องจากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองชุดวางห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เฟสเซอร์ของกระแส แรงดันหรือฟลักซ์แม่เหล็กจากขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะมีเฟสต่างกัน 90 องศา เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์กำหนดการวางแกนควิตับกับขดลวดหลัก จะทำให้ปริมาณต่าง ๆ ของขดลวดหลักอยู่บนแกนเสมอเขียนแทนได้ด้วยเฟสเซอร์ดังนี้

$$\begin{aligned}\vec{v}_s &= R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \\ \vec{v}_r &= R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}'_r}{dt}\end{aligned}\quad (2.17)$$

โดยที่ \vec{v}_s คือ เวกเตอร์เฟสเซอร์แรงดันสเตเตอร์
 \vec{i}_s, \vec{i}_r คือ เวกเตอร์เฟสเซอร์กระแสสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ
 R_s, R_r คือ เมตริกซ์ความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ
 $\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}'_r$ คือ เมตริกซ์ฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ
 \vec{v}_r คือ เวกเตอร์เฟสเซอร์แรงดันโรเตอร์มีค่าเป็นศูนย์สำหรับโรเตอร์แบบกรงกระรอก

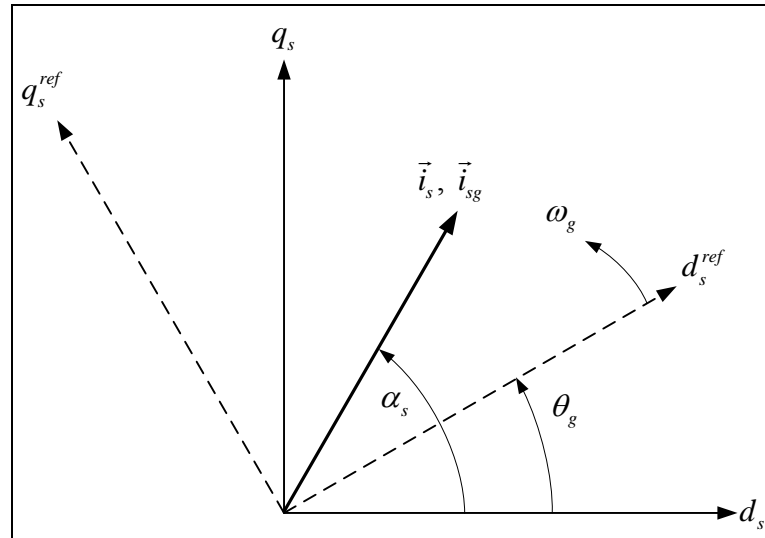
จากสมการที่ (2.17) กำหนดให้ “ ’ ” คือ ตัวแปรที่ทำการย้ายไปทางด้านสเตเตอร์

$$\begin{aligned}\vec{v}_s &= |\vec{v}_s| e^{j\alpha_s} = v'_{ds} + jv'_{qs} \\ \vec{i}_s &= |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s} = i'_{ds} + ji'_{qs} \\ \vec{\lambda}_s &= L_s \vec{i}_s + L_{mq} (\vec{i}_s + \vec{i}_r) = \lambda'_{ds} + j\lambda'_{qs} \\ \vec{i}_r &= |\vec{i}_r| e^{j\alpha_r} = i'_{dr} + ji'_{qr} \\ \vec{\lambda}'_r &= L_r \vec{i}_r + L_{mq} (\vec{i}_s + \vec{i}_r) = \lambda'_{dr} + j\lambda'_{qr}\end{aligned}$$

โดยที่ α_s คือ มุมของแรงดันและกระแสสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์
 α_r คือ มุมของแรงดันและกระแสโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์
 L_s, L_r คือ เมตริกซ์ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ
 L_{mq} คือ เมตริกซ์ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในกรอบอ้างอิงทั่วไปสามารถวิเคราะห์ได้ง่ายในปริภูมิเฟสเซอร์ โดยเขียนสมการปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันให้อยู่ในกรอบอ้างอิงทั่วไปหมุนที่ความเร็ว

รอบทั่วไป $\omega_g = d\theta_g/dt$ ดังรูปที่ 2.14 เมื่อ θ_g เป็นมุมระหว่างแกนของกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปยังแกนอ้างอิงของกรอบอ้างอิงทั่วไป



รูปที่ 2.14 การแปลงสมการทางด้านสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไป

โดยสามารถเขียนสมการปริภูมิเฟสเซอร์กระแสสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไปได้ดังสมการ

$$\vec{i}_{sg} = \vec{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{ds}^{ref} + j i_{qs}^{ref} \quad (2.18)$$

เมื่อปริภูมิเฟสเซอร์กระแสในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์เป็น $\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s}$ ดังนั้นปริภูมิเฟสเซอร์กระแสในกรอบอ้างอิงทั่วไปเป็น $\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j(\alpha_s - \theta_g)}$ หรือ $\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s} e^{-j\theta_g} = \vec{i}_s e^{-j\theta_g}$

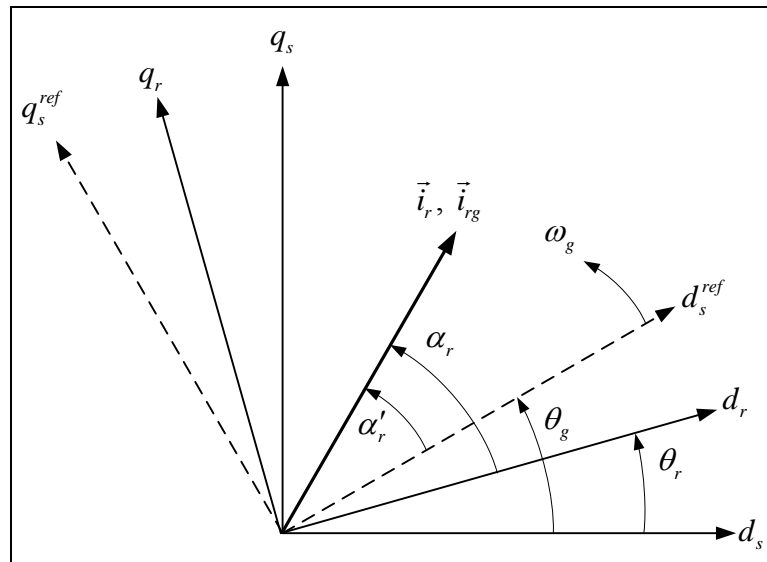
ในกรณีเดียวกันค่าปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันและฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถเขียนในกรอบอ้างอิงทั่วไปได้ดังนี้

$$\vec{v}_{sg} = \vec{v}_s e^{-j\theta_g} = v_{ds}^{ref} + j v_{qs}^{ref} \quad (2.19)$$

$$\vec{\lambda}_{sg} = \vec{\lambda}_s e^{-j\theta_g} = \lambda_{ds}^{ref} + j \lambda_{qs}^{ref} \quad (2.20)$$

เมื่อ \vec{v}_s และ λ_s คือ แรงดันและฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

สำหรับการหาค่าปริภูมิเฟสเซอร์แรงดัน กระแสและฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไป แสดงดังรูปที่ 4.15 แสดงกรอบอ้างอิงคองที่โรเตอร์ ($d_r - q_r$) กรอบอ้างอิงคองที่สเตเตอร์ ($d_s - q_s$) และกรอบอ้างอิงทั่วไป ($d_s^{ref} - q_s^{ref}$) เมื่อ θ_r เป็นมุมระหว่างกรอบอ้างอิงคองที่โรเตอร์และกรอบอ้างอิงคองที่สเตเตอร์



รูปที่ 2.15 การแปลงสมการทางด้านโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไป

จากรูปที่ 2.15 โดยสามารถเขียนสมการปริภูมิเฟสเซอร์กระแสโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไป ได้จากปริภูมิเฟสเซอร์กระแสในกรอบอ้างอิงโรเตอร์เป็น $\vec{i}_r = |\vec{i}_r| e^{j\alpha_r}$ โดยการแปลงแกนอ้างอิงจากกรอบอ้างอิงคองที่โรเตอร์ไปยังกรอบอ้างอิงทั่วไปซึ่งทำมุมกันห่างกัน $\theta_g - \theta_r$ ดังนั้น ปริภูมิเฟสเซอร์ของกระแสโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไปสามารถเขียนเป็น $\vec{i}_{rg} = |\vec{i}_r| e^{j\alpha_r'}$ เมื่อ $\alpha_r' = \alpha_r - (\theta_g - \theta_r)$ หรือสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\vec{i}_{rg} = |\vec{i}_r| e^{j\alpha_r} e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = \vec{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{dr}^{ref} + j i_{qr}^{ref} \quad (2.21)$$

ในกรณีเดียวกันค่าปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันและฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์สามารถเขียนในกรอบอ้างอิง
ทั่วไปได้ดังสมการ

$$\vec{v}_{rg} = \vec{v}_r e^{j(\theta_g - \theta_r)} = v_{dr}^{ref} + jv_{qr}^{ref} \quad (2.22)$$

$$\vec{\lambda}_{rg} = \vec{\lambda}_r e^{j(\theta_g - \theta_r)} = \lambda_{dr}^{ref} + j\lambda_{qr}^{ref} \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.18)-(2.23) แทนค่าในสมการที่ (2.17) จะได้สมการปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันในกรอบ
อ้างอิงทั่วไปได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} \vec{v}_{sg} \cdot e^{j\theta_g} &= R_s (\vec{i}_{sg} e^{j\theta_g}) + \frac{d(\vec{\lambda}_{sg} e^{j\theta_g})}{dt} \\ &= R_s (\vec{i}_{sg} e^{j\theta_g}) + e^{j\theta_g} \frac{d\vec{\lambda}_{sg}}{dt} + j\vec{\lambda}_{sg} e^{j\theta_g} \frac{d\theta_g}{dt} \end{aligned} \quad (2.24)$$

ดังนั้นสมการปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไปสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\vec{v}_{sg} = R_s \vec{i}_{sg} + \frac{d\vec{\lambda}_{sg}}{dt} + j\omega_g \vec{\lambda}_{sg} \quad (2.25)$$

และ

$$\begin{aligned} \vec{v}'_{rg} e^{j(\theta_g - \theta_r)} &= R_r (\vec{i}'_{rg} e^{j(\theta_g - \theta_r)}) + \frac{d(\vec{\lambda}'_r e^{j(\theta_g - \theta_r)})}{dt} \\ &= R_r (\vec{i}'_{rg} e^{j(\theta_g - \theta_r)}) + e^{j(\theta_g - \theta_r)} \frac{d\vec{\lambda}'_r}{dt} + j\vec{\lambda}'_r e^{j(\theta_g - \theta_r)} \frac{d(\theta_g - \theta_r)}{dt} \end{aligned} \quad (2.26)$$

ดังนั้นสมการปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงทั่วไปสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\vec{v}'_{rg} = R_r \vec{i}'_{rg} + \frac{d\vec{\lambda}'_r}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\vec{\lambda}'_r \quad (2.27)$$

เมื่อฟลักซ์เชื่อมโยงสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\vec{\lambda}_{sg} = L_s \vec{i}_{sg} + L_{mq} (\vec{i}_{sg} + \vec{i}'_{rg}) \quad (2.28)$$

$$\vec{\lambda}'_{rg} = L_r \vec{i}'_{rg} + L_{mq} (\vec{i}_{sg} + \vec{i}'_{rg}) \quad (2.29)$$

จากสมการปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันจากสมการที่ 2.28 และสมการที่ (2.29) สามารถเป็นสมการปริภูมิสถานะบนแกนอ้างอิงทั่วไปได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{ref} \\ v_{ds}^{ref} \\ v_{qr}^{ref} \\ v_{dr}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{qs} & (L'_{lqs} + L_{mq})\omega_g & 0 & L_{mq}\omega_r \\ -(L'_{lds} + L_{mq})\omega_g & r'_{ds} & -L_{mq}\omega_r & 0 \\ 0 & L_{mq}(\omega_g - \omega_r) & r'_r & (L'_{lr} + L_{mq})(\omega_g - \omega_r) \\ -L_{mq}(\omega_g - \omega_r) & 0 & -(L'_{lr} + L_{mq})(\omega_g - \omega_r) & r'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{ref} \\ i_{ds}^{ref} \\ i_{qr}^{ref} \\ i_{dr}^{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{lqs} + L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{lds} + L_{mq} & 0 & L_{mq} \\ L_{mq} & 0 & L'_{lr} + L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L'_{lr} + L_{mq} \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{qs}^{ref} \\ i_{ds}^{ref} \\ i_{qr}^{ref} \\ i_{dr}^{ref} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

โดยที่แรงดันทางด้านโรเตอร์มีค่าเป็นศูนย์สำหรับโรเตอร์แบบกรงกระรอก เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่ของโรเตอร์สามารถเขียนแรงบิดทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงทั่วไปได้ดังสมการ

$$T_e = -\frac{P}{2} L_{mq} \vec{i}_{sg} \times \vec{i}'_{rg} = -\frac{P}{2} L_{mq} (i_{ds}^{ref} i_{qr}^{ref} - i_{qs}^{ref} i_{dr}^{ref}) \quad (2.31)$$

จากสมการปริภูมิสถานะบนแกนอ้างอิงทั่วไปสามารถแปลงไปยังแกนอ้างอิงแรงดันได้ดังต่อไปนี้

- แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (Stationary reference frame) หรือแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงแรงดันสเตเตอร์ เมื่อความเร็วรอบในกรอบอ้างอิงเป็นศูนย์หรือ $\omega_g = 0$ และตำแหน่ง

ของมุมเป็น $\theta_g = 0$ ซึ่งมีรูปแบบสมการเช่นเดียวกับแบบจำลองในปริภูมิสถานะบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งที่ได้แสดงไว้ข้างต้น

- แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงแรงดันโรเตอร์ (Rotor reference frame) เมื่อความเร็วรอบในกรอบอ้างอิงเป็น $\omega_g = \omega_r$ และตำแหน่งของมุมเป็น $\theta_g = \theta_r$

- แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating reference frame) เมื่อความเร็วรอบในกรอบอ้างอิงเป็น $\omega_g = \omega_e$ หรือหมุนด้วยความถี่ของแหล่งจ่ายทางด้านสเตเตอร์และตำแหน่งของมุมเป็น $\theta_g = \theta_e = \omega_e t$

สมการปริภูมิสถานะบนแกนอ้างอิงทั่วไปนอกเหนือจากนี้ เช่น อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยง เป็นต้น ในงานวิจัยนี้จะใช้แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งเนื่องจากความเร็วรอบที่ใช้ในการคำนวณมีค่าเดียว คือ ω_r ซึ่งเป็นความเร็วรอบของโรเตอร์

2.4.4 ผลการจำลอง

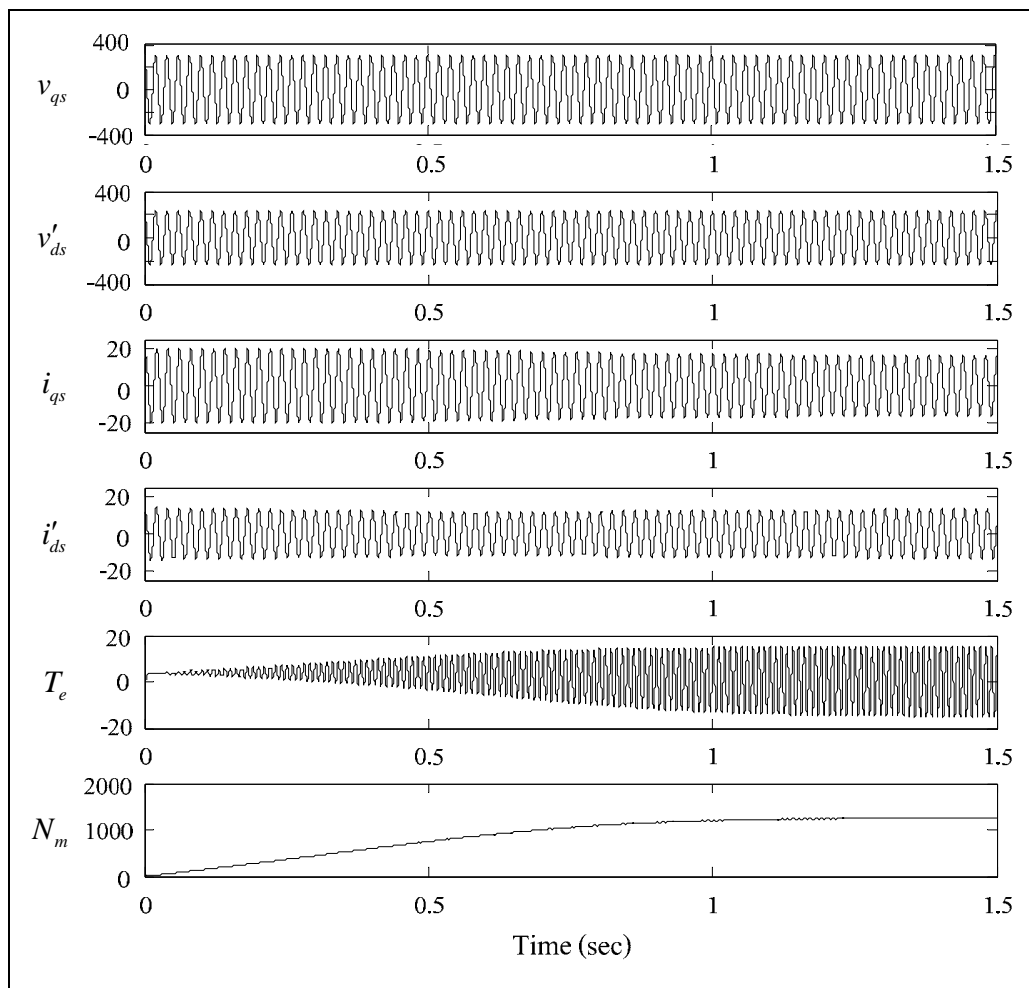
ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวประกอบด้วยขดลวดหลักและขดลวดช่วย จากคำอธิบายในหัวข้อที่ 2.3.1 ขดลวดทั้งสองมีจำนวนรอบไม่เท่ากัน ขนาดเส้นลวดที่ใช้แตกต่างกัน ทำให้ค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำไม่เท่ากัน นอกจากนี้ขดลวดทั้งสองขดถูกวางห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ความไม่สมดุลนี้ส่งผลต่อกระแสสเตเตอร์ กระแสโรเตอร์ แรงบิดและฟลักซ์เชื่อมโยงทั้งสเตเตอร์และโรเตอร์ทำให้เกิดความไม่สมมาตรขึ้น คุณสมบัตินี้ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีความแตกต่างจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อย่างเด่นชัด โดยจะทำการทดสอบผลกระทบจากการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียวและ 2 แหล่ง

2.4.4.1 ผลกระทบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียว

การจำลองผลมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยใช้ความถี่ในการสุ่ม (Sampling time: T_s) เป็น $100 \mu\text{s}$ แรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียวเป็น $v_{ds} = v_{qs} = 220\sqrt{2} \cos(2\pi ft)$ โดยที่ $f_n = 50 \text{ Hz}$ ซึ่งค่าที่ป้อนนี้เป็นไปตามพิกัดของมอเตอร์และใช้แบบจำลองของมอเตอร์ตามภาคผนวก ก.

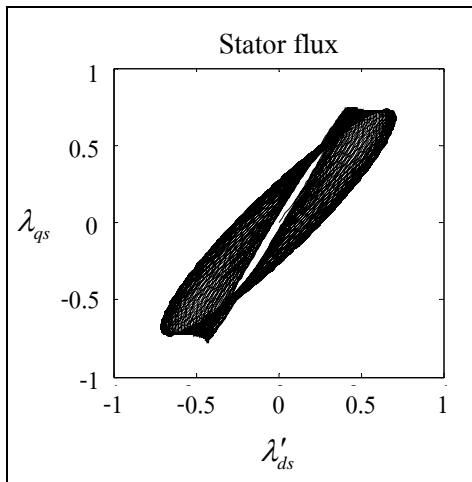
- กรณีไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง

การจำลองผลโดยใช้โปรแกรม MATLAB เป็นดังรูปที่ 2.16 แสดงแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วย แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ 2.17 นำเสนอฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ในรูปของแผนภาพระนาบเฟส (Phase-plane plot) รูปที่ 2.17 (ข) และรูปที่ 2.17 (ง) แสดงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ในสภาวะคงตัว

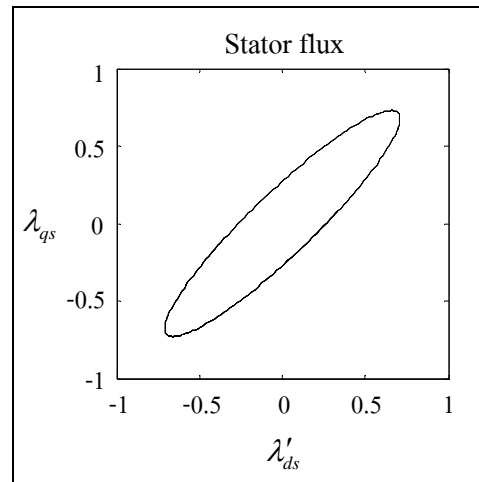


รูปที่ 2.16 ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

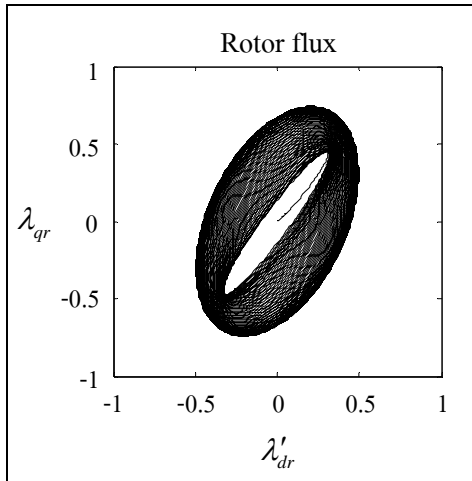
จากผลการจำลองในรูปที่ 2.16 จะเห็นได้ว่าการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียวในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง จะทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงตัวช้ามาก กระแสที่ไหลในขดลวดมีขนาดสูงมาก ในส่วนของระนาบเฟสของฟลักซ์สเตเตอร์และโรเตอร์ในสภาวะคงตัวทำให้เกิดความไม่สมมาตรขึ้นซึ่งมีเป็นรูปวงรี ดังรูปที่ 2.17 จากผลดังกล่าวจะทำให้การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียวได้ยาก



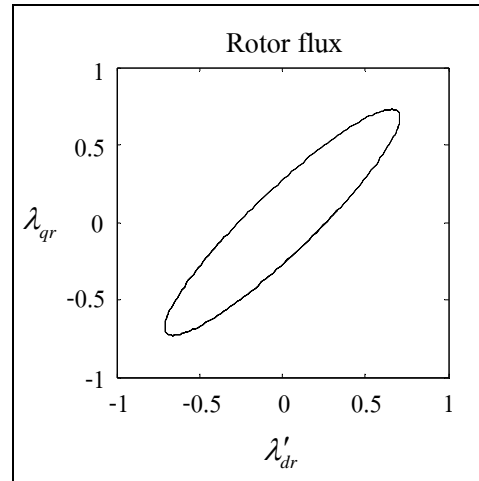
(ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์



(ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว



(ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์



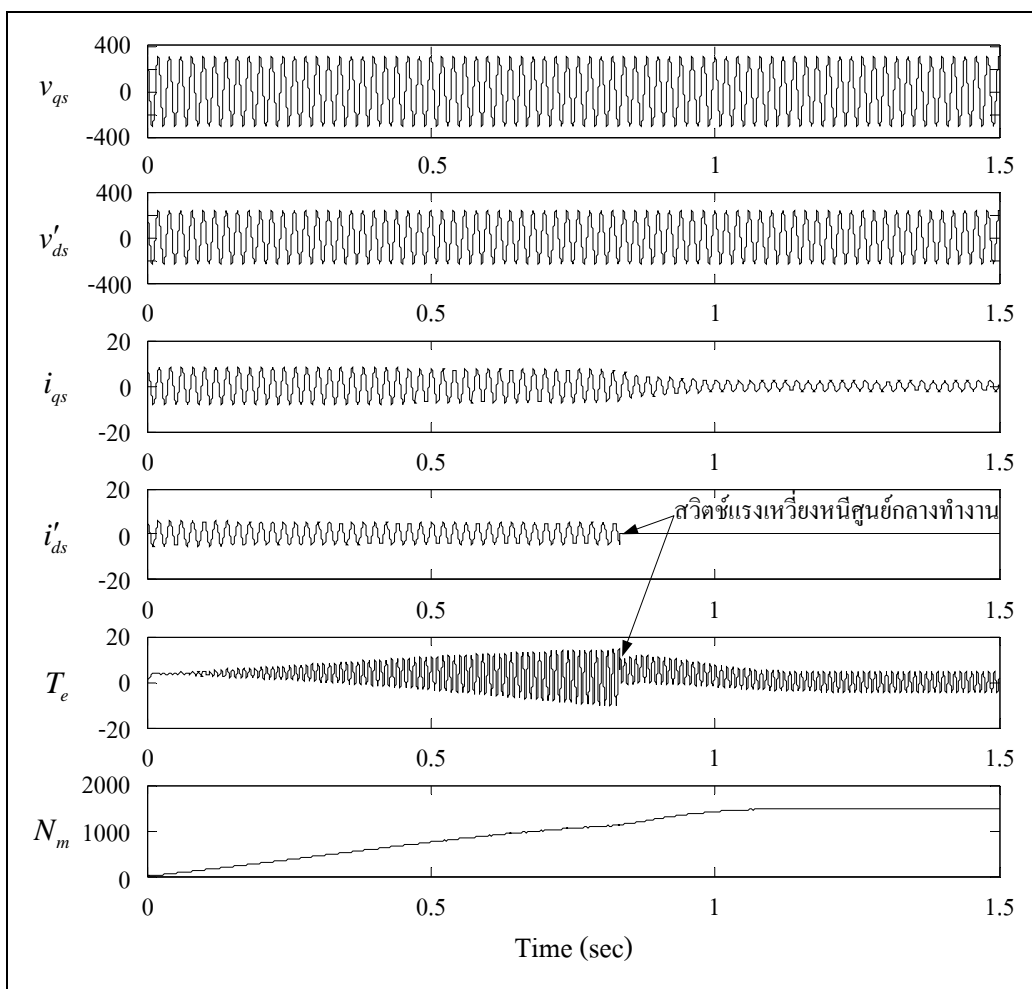
(ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

รูปที่ 2.17 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียว

- กรณีมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง

เมื่อพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยทั่วไป จะมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ทำหน้าที่ปลดขดลวดช่วยออกจากวงจรสเตเตอร์ เมื่อเพลาโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบสูงกว่า 75% ของค่าพิกัด ส่งผลให้การวิเคราะห์แบบจำลองของมอเตอร์ยุ่งยากและซับซ้อน ในที่นี้จะใช้เทคนิคการจำลองโดยการแทนสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางด้วยค่าความต้านทาน เมื่อสวิตช์ปิดตัว กำหนดให้ค่าความต้านทานสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์และเมื่อเปิดวงจรออกไปให้มีความต้านทานสูงมาก ในทางทฤษฎีจะมีค่าเป็นอนันต์แต่ในทางปฏิบัติการจำลองผลเชิงตัวเลข

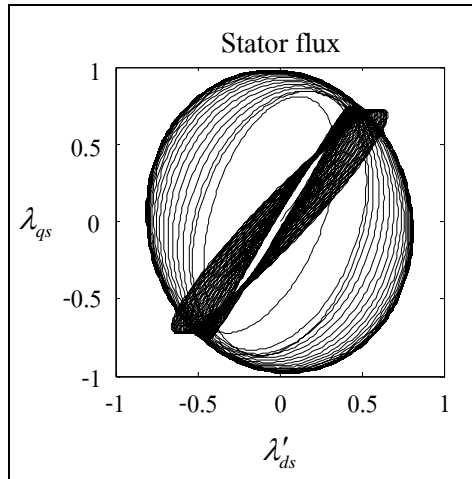
ไม่สามารถกำหนดค่าให้เป็นอนันต์ได้และการกำหนดค่าความต้านทานสูงเกินไปจะทำให้การคำนวณเชิงตัวเลขขาดเสถียรภาพการคำนวณและสูญเสียค่าความแม่นยำของผลเฉลย รูปที่ 2.18 นำเสนอการจำลองพลมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้โปรแกรม MATLAB และใช้ค่าความต้านทานของสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางขณะเปิดวงจรเป็น $5 \text{ k}\Omega$ เมื่อสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางกลางทำงานขดลวดช่วยจะถูกตัดออกไป ส่งผลให้เหลือเฉพาะขดลวดหลักเท่านั้นที่ยังทำงานอยู่



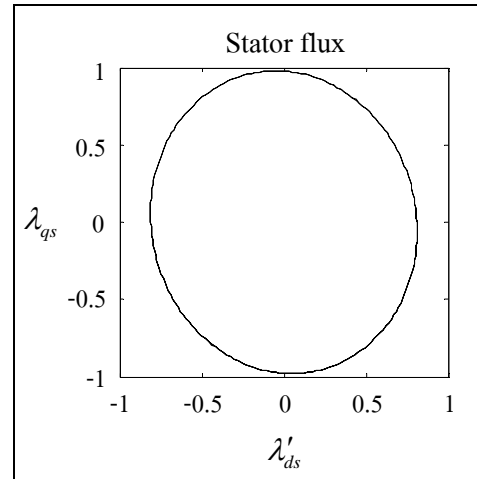
รูปที่ 2.18 ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

เมื่อพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่ติดตั้งสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง เมื่อสวิตช์ทำงานขดลวดช่วยจะถูกปลดออกไป กระแสที่ขดลวดช่วยจะมีค่าเป็นศูนย์ ในกรณีนี้จะพบว่าเมื่อนำมาสร้างแผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ดังรูปที่ 2.19 จะมีความแตกต่างออกไปจากกรณีที่ไม่ปลดขดลวดช่วยออก ที่สภาวะคงตัวฟลักซ์เชื่อมโยงทั้ง 2

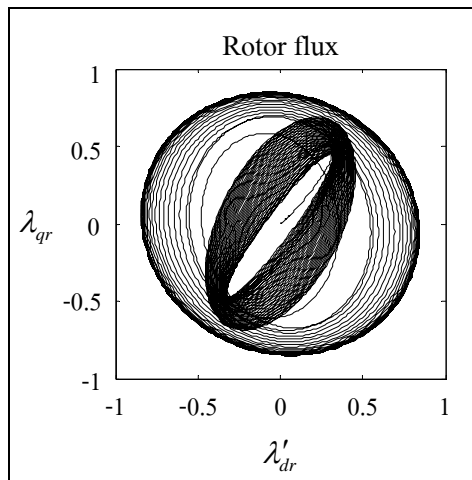
มีความสมมาตรหรือเกือบสมมาตร ทำให้พฤติกรรมต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบนี้เหมือนกับกับมอเตอร์แบบสองเฟสในแบบจำลองระนาบตั้งฉากคิและคิวของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



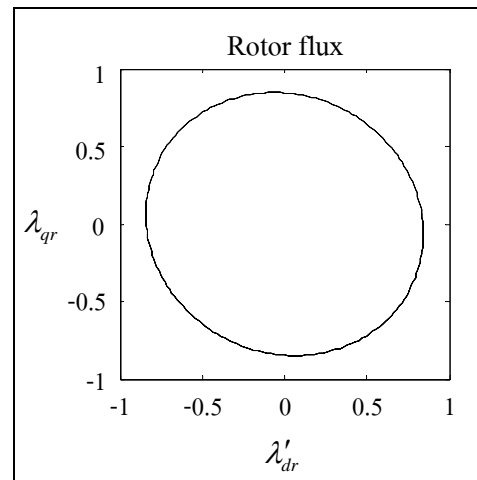
(ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์



(ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว



(ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์



(ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

รูปที่ 2.19 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแหล่งเดียว

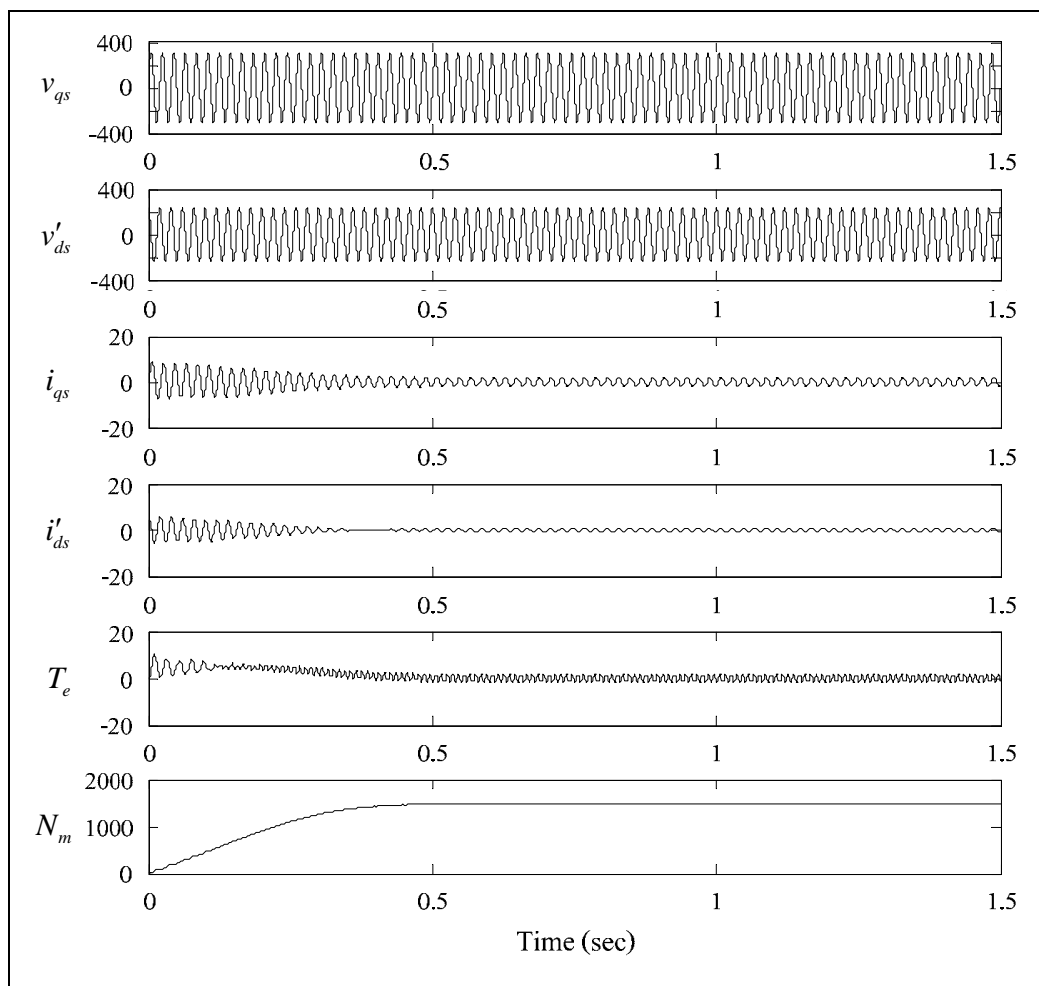
2.4.4.2 ผลกระทบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 2 แหล่ง

สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงจะพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์โดยแยกแต่ละเฟสออกจากกัน และทำมุมต่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า โดยใช้ระบบการทดสอบเช่นเดียวกันกับผลกระทบจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า

แหล่งเดียว เมื่อใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนให้กับมอเตอร์เป็น $v_{ds} = 220\sqrt{2} \cos(2\pi ft)$ V และ $v_{qs} = 220\sqrt{2} \cos(2\pi ft - \pi/2)$ V

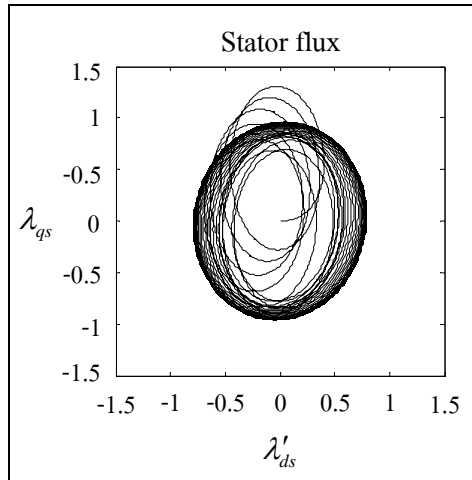
- กรณีไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง

การจำลองผลโดยใช้โปรแกรม MATLAB เป็นดังรูปที่ 2.20 แสดงแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วย แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ รูปที่ 2.21 นำเสนอพล็อตซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ในรูปแบบของแผนภาพระนาบเฟส

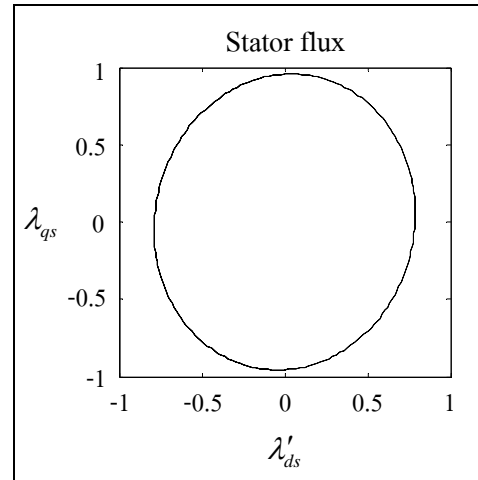


รูปที่ 2.20 ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

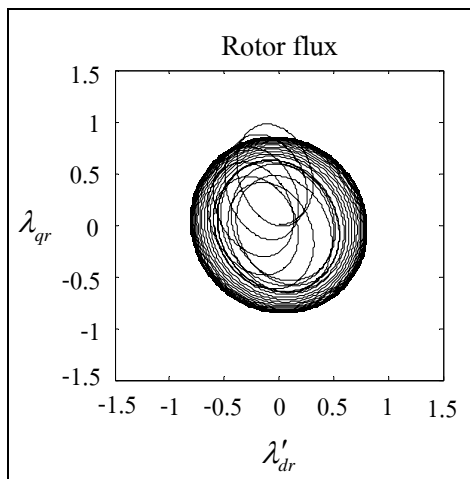
จากการจำลองผลเมื่อทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์โดยแยกแต่
 ละเฟสออกจากกันและทำมุมต่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า จะให้ผลการจำลองเช่นเดียวกับมอเตอร์
 เหนียวนำสามเฟสที่อยู่ในระนาบตึกิว เนื่องจากมอเตอร์เหนียวนำสามเฟสเมื่อแปลงให้อยู่บนระนาบ
 ตึกิวจะทำให้มุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าบนแกนดีและคิวห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า



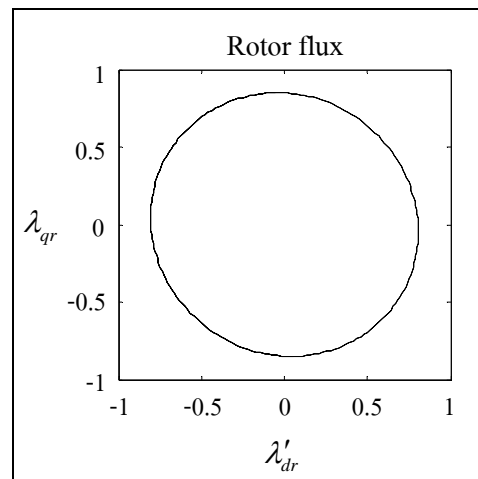
(ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์



(ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว



(ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์

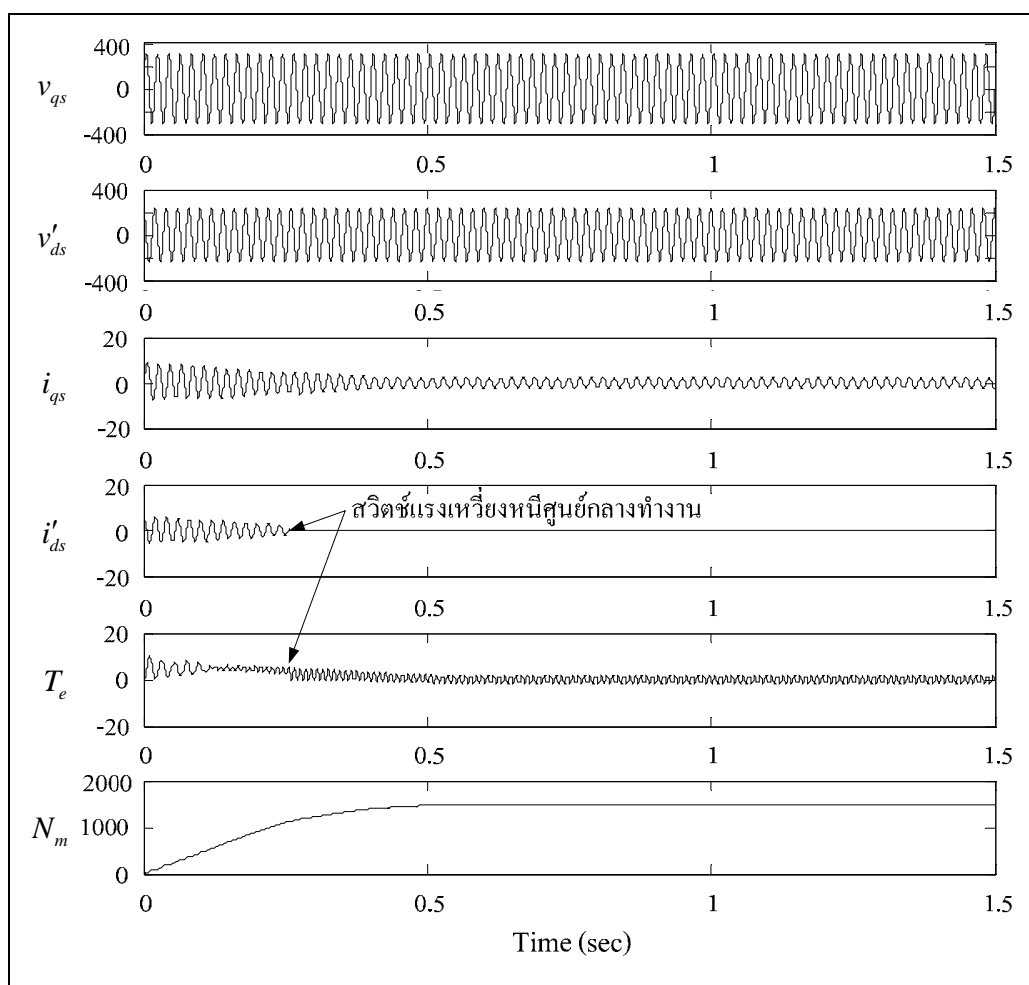


(ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

รูปที่ 2.21 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 2 แหล่ง

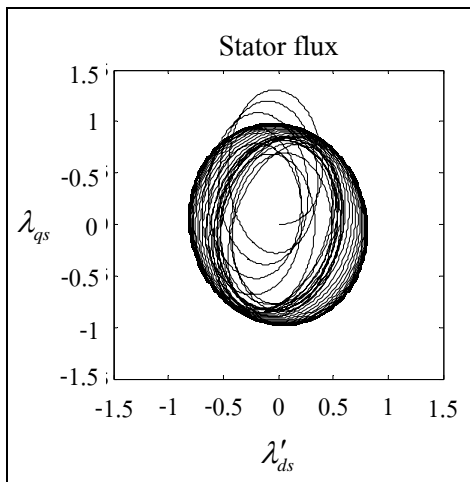
- กรณีมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง

การจำลองผลโดยใช้โปรแกรม MATLAB เป็นดังรูปที่ 2.22 แสดงแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสที่ไหลในขดลวดหลักและขดลวดช่วย แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ รูปที่ 2.23 นำเสนอพล็อตเชื่อม โยงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ในรูปแบบของแผนภาพระนาบเฟส

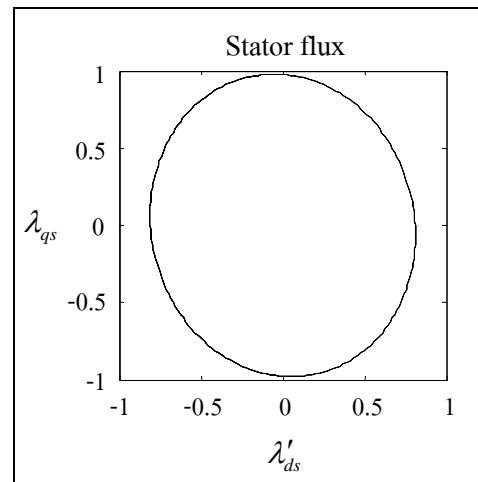


รูปที่ 2.22 ผลการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

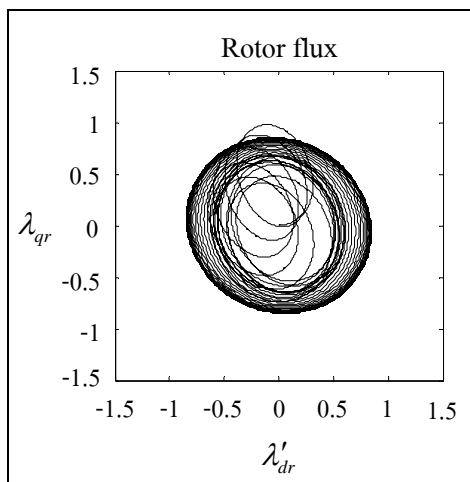
จากผลการจำลองจะพบว่าสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ในระบบที่ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์โดยแยกแหล่งจ่ายไฟออกเป็น 2 ชุด สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ในระบบมีผลกระทบต่อการทำงานของมอเตอร์น้อยมากดูได้จากรูปที่ 2.19 และรูปที่ 2.22 ดังนั้นเมื่อทำการควบคุมมอเตอร์โดยใช้การควบคุมผ่านอินเวอร์เตอร์ก็สามารถใช้แบบจำลองที่ไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางก็ได้



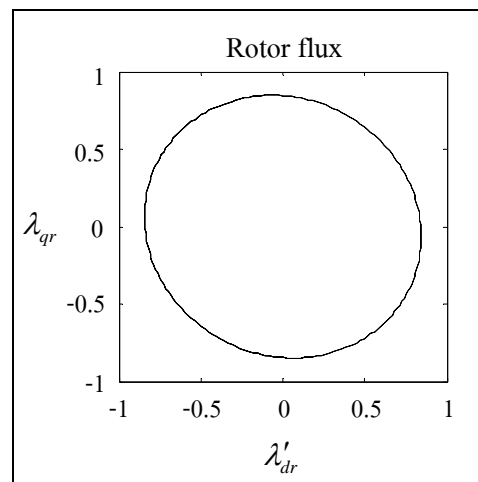
(ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์



(ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว



(ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์



(ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

รูปที่ 2.23 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 2 แหล่ง

2.5 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงปรีทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง โดยได้กล่าวถึงมีข้อดีและข้อด้อยของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โครงสร้างในทางกายภาพ หลักการทำงานที่สำคัญและชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในสถานะคงตัวและในสถานะชั่วคราว โดยในส่วนแรกเน้นไปที่การนำเสนอแบบจำลองปริภูมิสถานะที่พัฒนาขึ้นภายใต้ทฤษฎีกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง แบบจำลองที่นำเสนอนี้เป็นแบบจำลองในกรณีของโรเตอร์แบบกรงกระรอกเท่านั้น ผลการจำลองได้กล่าวถึงผลจากขดลวดช่วยและการทำงานของสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง โดยนำเสนอผลการจำลองในเบื้องต้นและทดสอบการนำเสนอแผนภาพระนาบเฟสที่ชี้ให้เห็นถึงความไม่สมมาตรของฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดขึ้น ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียวในขดลวดหลักและขดลวดช่วยเท่านั้น และในกรณีที่ป้อนแหล่งจ่าย 2 แหล่ง ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า จะพบว่าเมื่อป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียว สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางจะมีผลกระทบต่อควบคุมการขับเคลื่อนมาก ส่วนการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่ง ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางจะมีผลกระทบต่อควบคุมการขับเคลื่อนน้อยมากและผลการขับเคลื่อนที่ป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียวโดยมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางต่ออยู่ จะให้ผลการควบคุมใกล้เคียงกับในกรณีของการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่ง ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงจะทำการแยกแหล่งจ่ายไฟออกเป็น 2 ชุด ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า โดยอินเวอร์เตอร์ซึ่งไม่ต้องคำนึงถึงสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง ทั้งนี้เพื่อให้มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสจะได้กล่าวถึงในบทที่ 3 ต่อไป

บทที่ 3

การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม

3.1 บทนำ

การจำลองผลมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้แสดงในบทที่ 2 เป็นการทดสอบแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยการป้อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบ 1 เฟส ให้แก่มอเตอร์โดยไม่มีการควบคุมมอเตอร์ ซึ่งการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ มีด้วยกันหลายวิธีดังต่อไปนี้

3.1.1 การควบคุมเชิงสเกลาร์

การพัฒนาในด้านวิธีการควบคุม การทำงานของมอเตอร์นั้น ก็เริ่มจากการควบคุมแรงดันที่ขั้วให้มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเชิงเส้นที่เรียกว่า การควบคุมแบบ V/F (Volts/Hertz) ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า การควบคุมแบบนี้มีข้อดีคือสามารถใช้กับมอเตอร์ทั่วไปได้ โดยไม่ต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายใน แต่เนื่องจากการควบคุมแบบง่าย ๆ จึงไม่สามารถให้คุณสมบัติแรงบิดและความเร็วรอบที่ดีได้และยังไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ความเร็วรอบที่ได้ก็เปลี่ยนแปลงตามโหลด จึงเกิดความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ตั้งไว้

3.1.2 การควบคุมเชิงเวกเตอร์

วิธีการควบคุมเชิงเวกเตอร์เป็นวิธีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับในลักษณะคล้ายคลึงกับมอเตอร์กระแสตรง โดยทั่วไประบบควบคุมจะทำการจ่ายกระแสเดเตอร์ที่มีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ ส่วนที่สร้างฟลักซ์แม่เหล็กและส่วนสร้างแรงบิด ทั้งนี้การควบคุมทั้งหมดจะกระทำอยู่บนแกนอ้างอิงที่หมุนไปพร้อม ๆ กับฟลักซ์และเวกเตอร์ทางด้านโรเตอร์ประเด็นสำคัญในการควบคุมชนิดนี้อยู่ที่ว่าสามารถหาค่าตำแหน่งของฟลักซ์เวกเตอร์ที่แม่นยำได้หรือไม่ ซึ่งในทางปฏิบัติเนื่องจากไม่สามารถวัดค่าฟลักซ์ได้โดยตรง จึงใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำช่วยในการคำนวณหาค่าฟลักซ์เวกเตอร์นี้แทน ดังนั้นข้อด้อยของระบบนี้จึงอยู่ที่ความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ จึงจะได้คุณสมบัติการควบคุมที่ดี ข้อจำกัดอีกอย่างหนึ่งของระบบ คือ จำเป็นต้องทราบข้อมูลความเร็วรอบหรือตำแหน่งของมอเตอร์ด้วย ซึ่งทำให้ไม่สามารถนำไปใช้กับระบบที่ไม่มีเซนเซอร์วัดความเร็วรอบได้ ดังนั้นโดยทั่วไปจะใช้ระบบควบคุมเชิงเวกเตอร์นี้กับงานที่ต้องการความแม่นยำและความเร็วในการตอบสนองสูง

3.1.3 การควบคุมแรงบิดโดยตรง

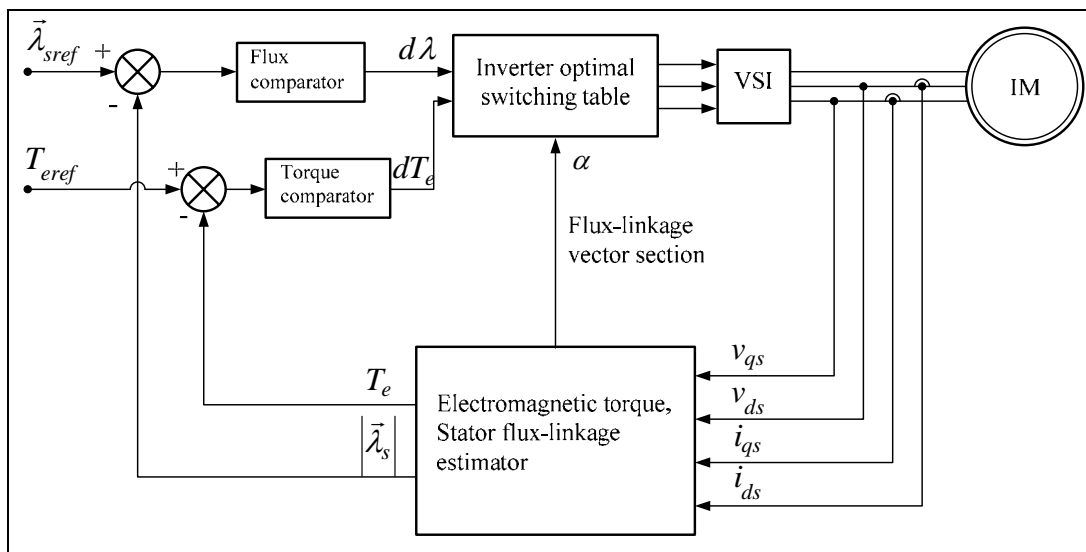
การควบคุมแรงบิดโดยตรงเป็นแนวคิดในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับที่แตกต่างไปจากการควบคุมเชิงเวกเตอร์ โดยการควบคุมแบบ DTC จะทำการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์โดยตรงไม่ผ่านการทำ PWM เหมือนกับการควบคุมแบบอื่น ๆ (ความถี่การสวิตช์จะไม่คงที่) ในการควบคุมแบบ DTC อินเวอร์เตอร์จะทำการคำนวณค่าฟลักซ์ทางด้านสเตเตอร์และค่าแรงบิดโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ จากนั้นก็จะนำค่าที่ได้ไปทำการเปรียบเทียบกับค่าที่ตั้งไว้ของทั้งฟลักซ์และแรงบิดผ่านตัวเปรียบเทียบ สถานะของสัญญาณขาออกของตัวเปรียบเทียบ จะทำให้ทราบว่าต้องเพิ่มหรือลดฟลักซ์และแรงบิด ซึ่งข้อมูลนี้ก็จะถูกนำไปใช้ในการเลือกรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จากการเปิดตารางการสวิตช์ เพื่อให้ได้แรงดันสเตเตอร์ที่เหมาะสมที่ทำให้ฟลักซ์และแรงบิดเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางที่ต้องการได้ แต่อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบ DTC จำเป็นต้องใช้ข้อมูลพารามิเตอร์ของมอเตอร์ เช่นเดียวกันกับการควบคุมเชิงเวกเตอร์ แต่อาจจะแตกต่างกันที่โดยทั่วไป DTC จะคำนวณฟลักซ์และแรงบิดจากแบบจำลองลักษณะพลวัตทางด้านสเตเตอร์ (Stator dynamic) ซึ่งจำเป็นต้องใช้ข้อมูลความเร็วรอบของมอเตอร์ ดังนั้นโดยพื้นฐานแล้วการควบคุมจึงทำงานได้โดยไม่ต้องใช้เซนเซอร์วัดความเร็วรอบ ส่วนคุณสมบัติของระบบ DTC เมื่อเปรียบเทียบกับ การควบคุมเชิงเวกเตอร์แล้ว จะไม่พบว่าแตกต่างกันมากนัก แต่การควบคุมแบบ DTC จะต้องระวังการทำงานในย่านความเร็วรอบต่ำ ซึ่งเป็นย่านที่แรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์มีอิทธิพลต่อการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดค่อนข้างมาก

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง พื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรง การประยุกต์ใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ผลการจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

3.2 พื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรง

โดยทั่วไปแล้วการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้น จะมีการควบคุมด้วยกันสองส่วน คือ ส่วนการควบคุมแรงบิดและส่วนการควบคุมความเร็วรอบ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะส่วนควบคุมแรงบิด ซึ่งเทคโนโลยีการควบคุมแรงบิดโดยตรงเป็นการควบคุมมอเตอร์กระแสสลับที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งจะทำให้การควบคุมตัวแปรของมอเตอร์ 2 ตัว คือ ค่าฟลักซ์และแรงบิด โดยแรงดันที่ได้รับจากการตรวจวัดจะเป็นสัญญาณป้อนเข้าสู่แบบจำลองของมอเตอร์ซึ่งจะคำนวณค่าฟลักซ์และแรงบิด

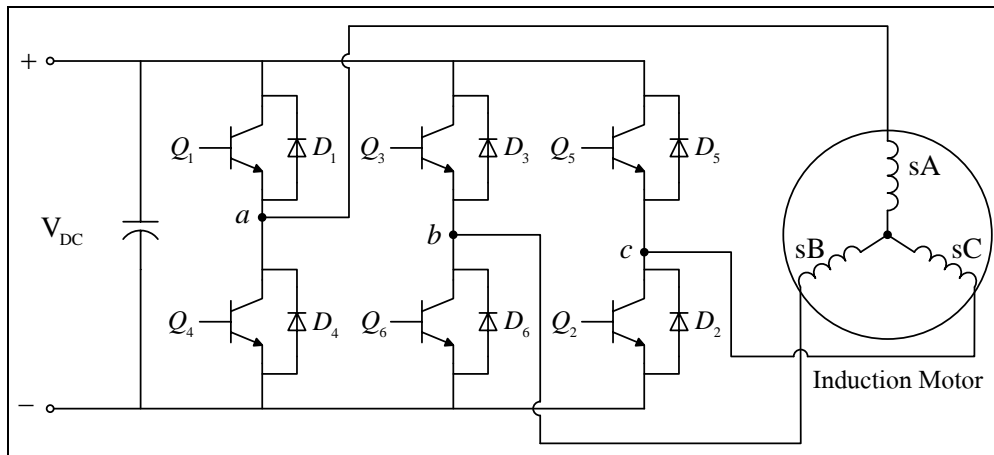
ชุดเปรียบเทียบค่าฟลักซ์และแรงบิด (Flux and torque comparator) ของมอเตอร์จะเปรียบเทียบค่าที่ได้จากแบบจำลองของมอเตอร์กับค่าอ้างอิง ที่เกิดจากตัวควบคุมสัญญาณอ้างอิง ฟลักซ์และแรงบิด (Flux and torque reference controller) ตำแหน่งการสวิทชิงของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ 2 ระดับข้างต้น และตำแหน่งการสวิทชิงนี้จะเป็นตัวกำหนดแรงดันและกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์ ซึ่งเป็นผลโดยตรงกับค่าฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ที่จ่ายให้กับโหลดดังรูปที่ 3.1 (Peter, 1998)



รูปที่ 3.1 แผนภาพพื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรง

3.2.1 วงจรควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

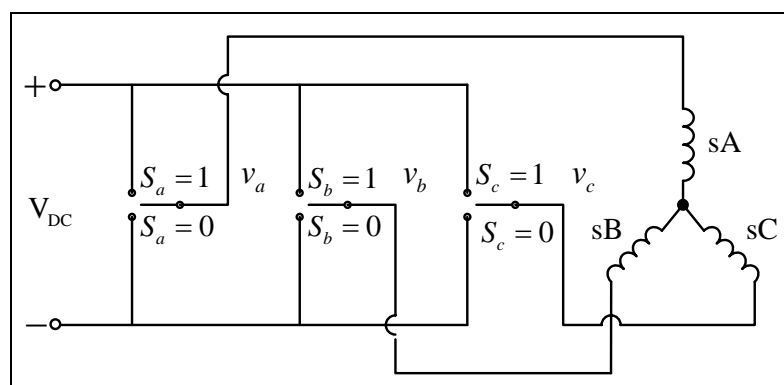
วงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยทั่วไปจะใช้อินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยอินเวอร์เตอร์มีด้วยกัน 2 แบบ (Rashid, 2004) คือ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-source inverter: VSI) และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-source inverter: CSI) สำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง จะใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน เพราะสามารถควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์หรือฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์และแรงบิดได้โดยตรง โดยการเลือกรูปแบบการสวิทซ์ขับเคลื่อนมอเตอร์ให้กับอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมที่สุดจากตารางเวกเตอร์แรงดัน รูปที่ 3.2 แผนภาพแสดงอินเวอร์เตอร์สามเฟส



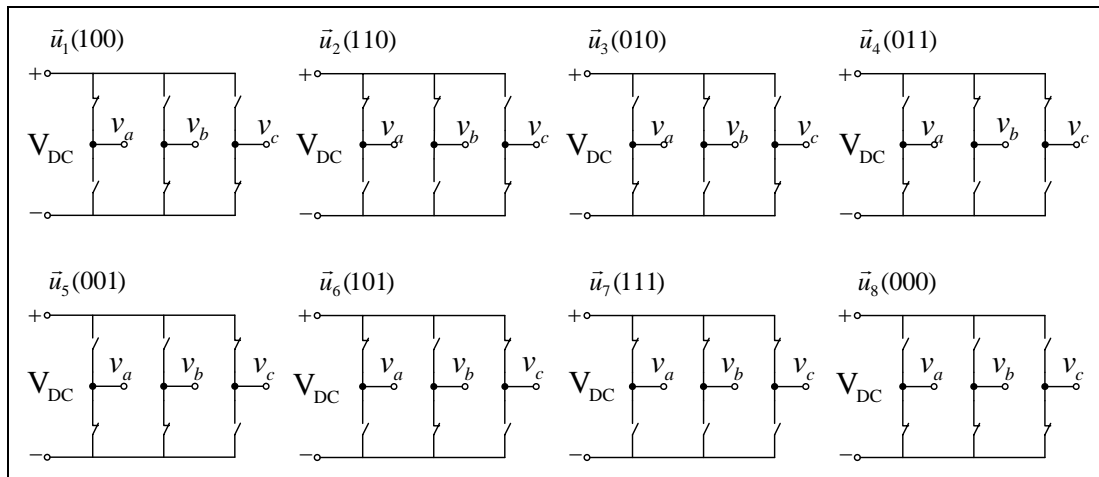
รูปที่ 3.2 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

3.2.2 เวกเตอร์แรงดัน

อินเวอร์เตอร์สามเฟสทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{DC}) ซึ่งได้มาจากส่วนเชื่อมโยงดีซี (DC link) ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ ประกอบด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ 6 ตัว ทำหน้าที่เปิดและปิดวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.2 เพื่อป้องกันการลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง สวิตช์ตัวที่อยู่ในกิ่งเดียวกันต้องไม่ปิดวงจรพร้อมกัน ดังนั้นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ 2 ตัวในกิ่งเดียวกันจะทำให้เกิดสองสถานะ คือ สถานะ “0” เมื่อสวิตช์ตัวบนเปิดวงจร ตัวล่างปิดวงจร และสถานะ “1” เมื่อสวิตช์ตัวบนปิดวงจร ตัวล่างเปิดวงจร การเปิดปิดสวิตช์ทั้ง 6 ตัว ทำให้เกิดสถานะแตกต่างกัน 8 สถานะ ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งอาจจะเรียกชื่อได้เป็น u_0 ถึง u_7 (Rashid, 2004; Hamid and Steven, 2004)



รูปที่ 3.3 อินเวอร์เตอร์สามเฟสอย่างง่าย



รูปที่ 3.4 รูปแบบการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสอย่างง่าย

จากรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสสามารถเขียนได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

อันดับ สถานะ	สถานะ สวิตช์	v_a	v_b	v_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
1	100	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
2	110	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
3	010	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
4	011	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
5	001	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
6	101	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
7	111	0	0	0	0	0	0
8	000	0	0	0	0	0	0

3.2.3 เวกเตอร์แรงดันในกรอบอ้างอิงดีคิว

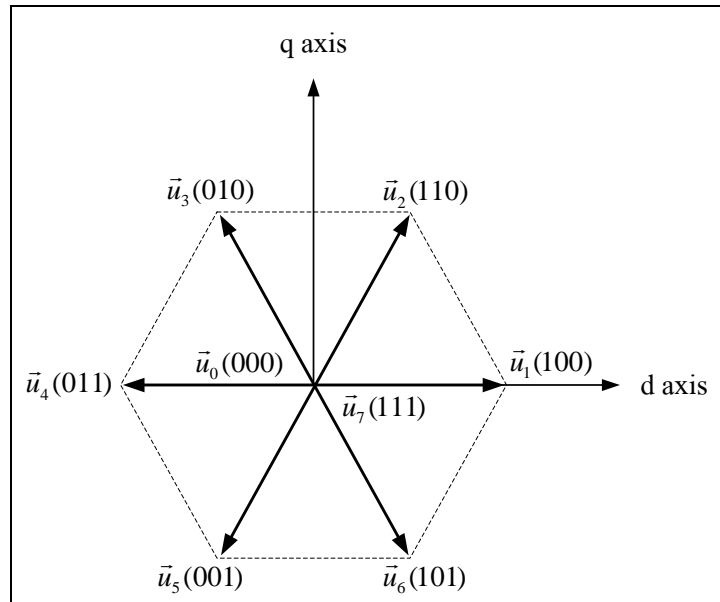
การควบคุมแรงบิดโดยตรงทำได้โดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสม ดังนั้นก่อนอธิบายถึงการควบคุมแรงบิดโดยตรงจะพิจารณาเวกเตอร์แรงดันก่อน จากแรงดัน 3 เฟส ถูกแปลงเป็น 2 เฟส ในกรอบอ้างอิงดีคิว ได้ดังสมการที่ 3.1 และจากตารางที่ 3.1 สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในกรอบอ้างอิงดีคิวได้ดังตารางที่ 3.2

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

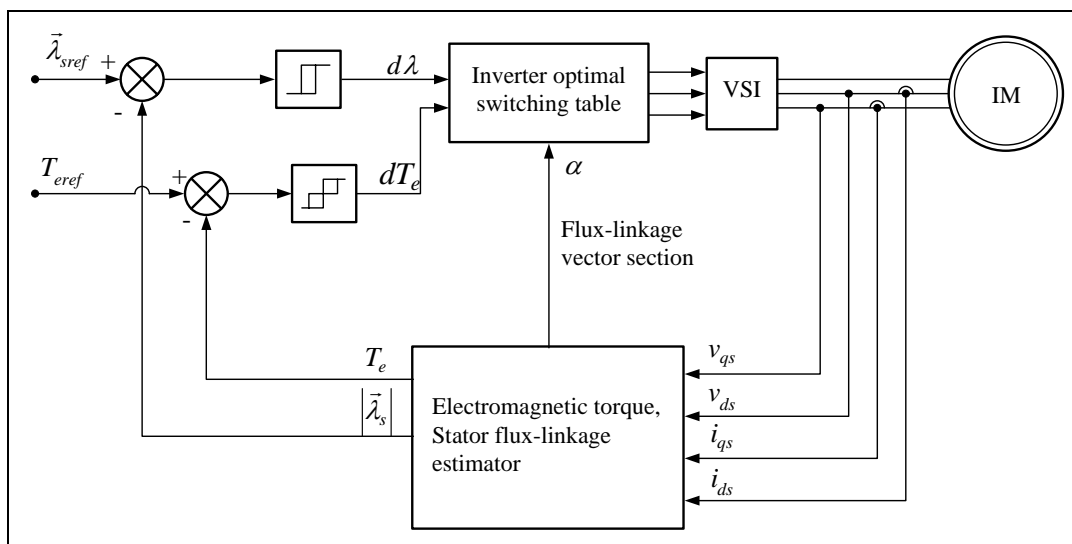
ตารางที่ 3.2 รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงดีคิว

อันดับสถานะ	สถานะสวิตช์	v_q	v_d	v_{dq}
1	100	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$\vec{u}_1 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 0^\circ$
2	110	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\vec{u}_2 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 60^\circ$
3	010	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\vec{u}_3 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 120^\circ$
4	011	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	$\vec{u}_4 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 180^\circ$
5	001	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\vec{u}_5 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 240^\circ$
6	101	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\vec{u}_6 = \frac{2}{3}V_{dc} \angle 240^\circ$
7	111	0	0	$\vec{u}_7 = 0$
8	000	0	0	$\vec{u}_0 = 0$

จากค่าในตารางที่ 3.2 เขียนเป็นเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟส



รูปที่ 3.6 แผนภาพพื้นฐานการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมด้วยฮิสเทอรีซิส

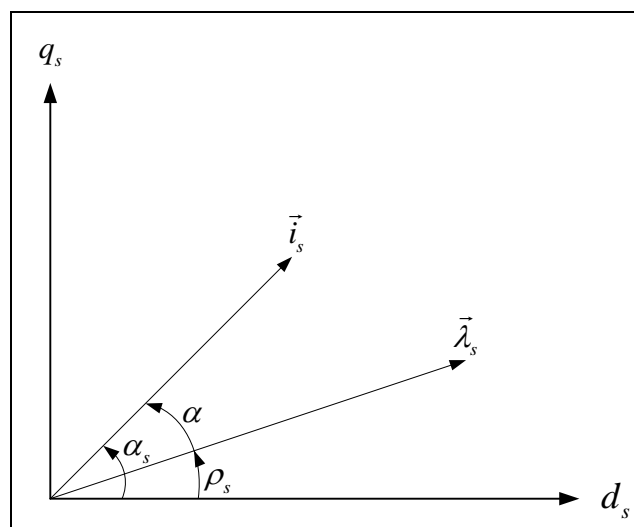
3.2.4 การควบคุมแรงบิดโดยตรง

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันจากอินเวอร์เตอร์ เพื่อที่จะควบคุมขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ การเลือกเวกเตอร์แรงดันขึ้นอยู่กับข้อกำหนดค่าผิดพลาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยในแถบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis) หรือการควบคุมแบบพีไอ (PI control) ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดดังรูปที่ 3.6 แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงการควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส

การควบคุมแรงบิดโดยใช้การควบคุมของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์หรือฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ โดยทั่วไปมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถหาแรงบิดชั่วขณะได้จากผลคูณครอสเวกเตอร์ (Cross-vector product) ของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และเวกเตอร์กระแสโรเตอร์จะพิจารณาในแกนอ้างอิงหยุดนิ่งดังสมการที่ (3.2)

$$T_e = \frac{3P}{2} (\vec{\lambda}_s \times \vec{i}_s) \quad (3.2)$$

โดยที่ T_e คือ แรงบิดสนามแม่เหล็ก
 P คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์ (Pole)
 $\vec{\lambda}_s$ คือ เวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
 \vec{i}_s คือ เวกเตอร์กระแสสเตเตอร์



รูปที่ 3.7 เวกเตอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และเวกเตอร์กระแสสเตเตอร์

จากการพิจารณา $\vec{\lambda}_s = |\vec{\lambda}_s| e^{j\rho_s}$ โดยที่ ρ_s คือ มุมเฟสของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์กับแกนอ้างอิงหนึ่ง จากรูปที่ 3.7 $\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s}$ เมื่อแทนลงในสมการที่ (3.2) จะได้ว่า

$$T_e = \frac{3P}{2} |\vec{\lambda}_s| |\vec{i}_s| \sin(\alpha_s - \rho_s) = \frac{3P}{2} |\vec{\lambda}_s| |\vec{i}_s| \sin\alpha \quad (3.3)$$

โดยที่ $\alpha = \alpha_s - \rho_s$ คือ มุมระหว่างเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และเวกเตอร์กระแสเตเตอร์ และจากสมการพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสามารถเขียนสมการแรงดันได้ดังสมการ

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (3.4)$$

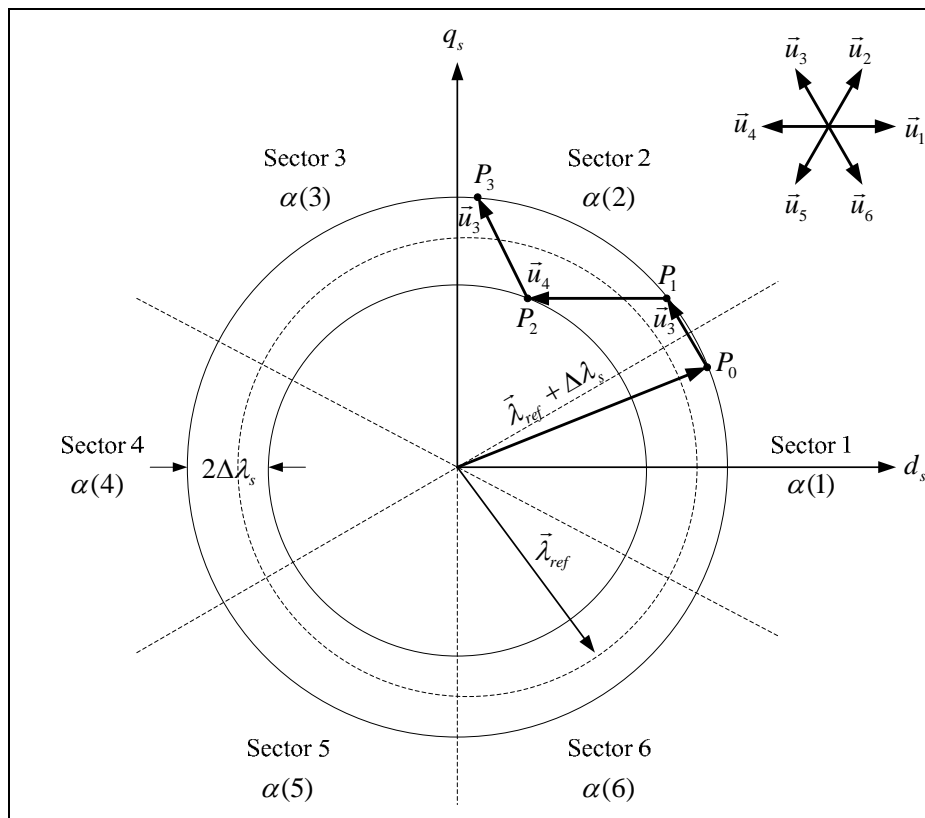
โดยไม่คิดค่าความต้านทานทางด้านสเตเตอร์ ($r_s = 0$) จะได้ว่า $\frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} = \vec{v}_s$ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์จะแปรผันตรงตามเวกเตอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ดังนั้นทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถเลือกได้จากการเลือกเวกเตอร์แรงดัน ซึ่งสามารถหาเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\vec{\lambda}_s(t) = \int_{t_0}^{t_n} (\vec{v}_s) dt \quad (3.5)$$

เนื่องจากระหว่างการสวิตช์เวกเตอร์แรงดันจะมีค่าคงที่ สามารถประมาณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้เป็น

$$\vec{\lambda}_s(t) = \vec{v}_s(t) \Delta t + \vec{\lambda}_s(t_0) \Big|_{\Delta t = t_n - t_0} \quad (3.6)$$

ดังนั้นการหมุนของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ($\vec{\lambda}_s$) จะอยู่ในทิศทางเดียวกับเวกเตอร์แรงดันที่ความเร็วรอบค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นไปตามสัดส่วนของขนาดของเวกเตอร์แรงดัน การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ต้องการจะทำให้ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์หมุนไปตามที่ต้องการ ดังนั้นการเลือกเวกเตอร์แรงดัน คือ การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ($\vec{\lambda}_s(t)$) โดยตรง



รูปที่ 3.8 การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 3.8 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะหมุนไปในทิศทางตามการเลือกเวกเตอร์แรงดัน ดังนั้นถ้าต้องการลดขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ต้องเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ทำให้ลดขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ $|\vec{\lambda}_{sref}|$

จากรูปที่ 3.8 แสดงความต้องการที่จะควบคุมขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ภายในแถบฮิสเตอร์ซิสซึ่งมีความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิส $2\Delta\lambda_s$ สำหรับทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะถูกแบ่งได้หลายเซกเตอร์ เนื่องจากผลของอินเวอร์เตอร์แบบ 6 เวกเตอร์แรงดัน ดังนั้นจำนวนของเซกเตอร์ที่ต้องการอย่างน้อยที่สุด 6 เซกเตอร์

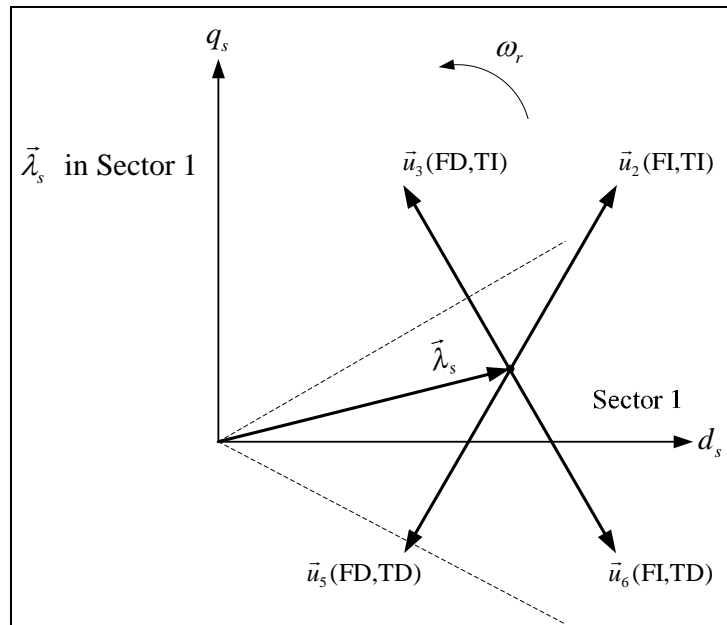
จากรูปที่ 3.8 ถ้าสมมุติตำแหน่งเริ่มต้นของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อยู่ที่จุด P_0 คือ ขอบบนของแถบฮิสเตอร์ซิส $(\vec{\lambda}_{sref} + \Delta\lambda_s)$ ที่อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 และสมมุติว่าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์กำลังหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาทำให้ต้องลดขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ซึ่งสามารถเลือกเวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_5(010)$ ดังนั้นเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะเคลื่อนที่จากจุด P_1 ไปที่จุด P_2 ซึ่งอยู่ในเซกเตอร์ที่ 2 จะเห็นว่าที่ตำแหน่ง P_1 จะอยู่ที่ขอบบนของแถบฮิสเตอร์ซิสอีกครั้งหนึ่ง เนื่องจากเวกเตอร์แรงดันแบบ 6 เวกเตอร์ที่เลือกจ่ายให้กับ

มอเตอร์ ในทางตรงข้ามกันถ้าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ต้องการเคลื่อนที่ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจากจุด P_0 เวกเตอร์แรงดันที่เลือกจะเป็นเวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_5(001)$ ที่จะทำให้ลดขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

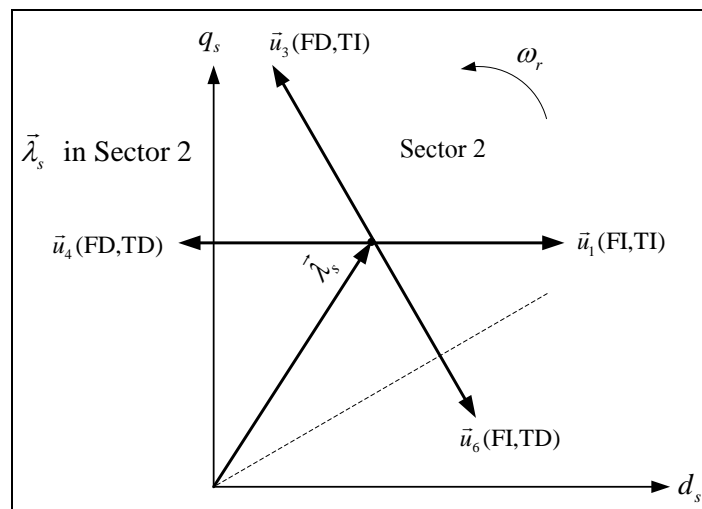
เมื่ออยู่ที่ตำแหน่ง P_1 เวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะอยู่ที่ขอบบนของแถบฮิสเตอร์ซิส ดังนั้นต้องการลดขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา เวกเตอร์แรงดันที่เลือกจะเป็นเวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_4(011)$ ซึ่งเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะเคลื่อนที่จากจุด P_1 ไปที่จุด P_2 ขอบล่างของแถบฮิสเตอร์ซิส ($\vec{\lambda}_{sref} - \Delta\lambda_s$) ซึ่งอยู่ในเซกเตอร์ที่ 2 ถ้าอยู่ในตำแหน่ง P_1 และต้องการหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_6(101)$ จะถูกเลือกเพื่อที่จะลดขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และเคลื่อนที่จากจุด P_1 ไปที่จุด P_0 และถ้าอยู่ที่ตำแหน่ง P_1 และต้องการหยุดการหมุนของเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ เวกเตอร์แรงดันที่จะถูกเลือกคือ เวกเตอร์แรงดันศูนย์นั่นคือ $\vec{u}_0(000)$ หรือ $\vec{u}_7(111)$ อย่างไม่อย่างหนึ่งจะถูกเลือกใช้ ซึ่งจะเลือก $\vec{u}_0(000)$ เพราะมีการเปลี่ยนตำแหน่งสวิตช์หนึ่งตำแหน่งจาก $\vec{u}_2(010)$ ไปที่ $\vec{u}_0(000)$ น้อยกว่าการเลือก $\vec{u}_7(111)$ ซึ่งมีการเปลี่ยนตำแหน่งการสวิตช์สองตำแหน่ง

ถ้าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อยู่ที่จุด P_2 ขอบล่างของแถบฮิสเตอร์ซิส ($\vec{\lambda}_{sref} - \Delta\lambda_s$) และเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์หมุนไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาไปที่จุด P_3 ทำให้ต้องเพิ่มขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และเวกเตอร์แรงดันที่ถูกเลือกคือ $\vec{u}_3(010)$ และจะเห็นได้ว่าจุด P_2 อยู่ในเซกเตอร์ 2 ในทางตรงข้าม ถ้าต้องการหมุนตามเข็มนาฬิกาจากจุด P_2 เวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_1(100)$ จะถูกเลือกเพื่อเพิ่มขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

จากที่กล่าวมาการที่จะหมุนเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะอยู่ภายใต้เงื่อนไขของแรงบิดที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตามเมื่อแรงบิดมีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกา และเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์หมุนในทิศทางตามที่ต้องการ เช่น เวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาและต้องการเพิ่มแรงบิด และถ้าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 2 ที่จุด P_1 ที่ต้องการลดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และต้องการเพิ่มแรงบิด เวกเตอร์แรงดันที่ถูกเลือกคือ เวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_4(011)$ ในทางตรงกันข้ามถ้าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 2 ที่จุด P_2 ซึ่งต้องการเพิ่มฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และต้องการลดแรงบิด เวกเตอร์แรงดันที่ถูกเลือกคือ เวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_1(100)$ เพื่อที่จะหมุนเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (ทิศทางของแรงบิดเป็นค่าลบ) และเพิ่มฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ถ้าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 2 และต้องการลดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และต้องการลดแรงบิด เวกเตอร์แรงดันที่ถูกเลือกคือ เวกเตอร์แรงดัน $\vec{u}_6(101)$



รูปที่ 3.9 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสแตเตอร์ที่เซกเตอร์ที่ 1 และการเลือกเวกเตอร์แรงดัน



รูปที่ 3.10 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสแตเตอร์ที่เซกเตอร์ที่ 2 และการเลือกเวกเตอร์แรงดัน

โดยที่ FD คือ การลดขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสแตเตอร์
 FI คือ การเพิ่มขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสแตเตอร์

TD คือ การลดแรงบิด

TI คือ การเพิ่มแรงบิด

จากรูปที่ 3.9 และ 3.10 แสดงตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ในเซกเตอร์ที่ 1 และ 2 การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่จะถูกเลือกเพื่อที่จะเพิ่มหรือลดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยทั่วไปแล้วถ้าต้องการเพิ่มแรงบิดเวกเตอร์แรงดันจะถูกเลือกเพื่อควบคุมแรงบิดให้เพิ่มขึ้นนำหน้าเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ในทิศทางการหมุน และถ้าต้องการลดแรงบิดเวกเตอร์แรงดันจะถูกเลือกในทิศทางตรงกันข้ามของแรงบิด ถ้าต้องการแรงบิดเท่ากับศูนย์เวกเตอร์แรงดันที่จะถูกเลือก $\vec{u}_0(000)$ หรือ $\vec{u}_7(111)$ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามุมของเวกเตอร์แรงดันจะถูกควบคุมโดยอ้อมผ่านขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด ผลของการเพิ่มแรงบิดทำให้มุมเพิ่มขึ้นด้วย

3.2.5 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน

จากเรื่องที่กำลังกล่าวมาก่อนหน้านี้ สามารถจัดการสวิตช์เวกเตอร์แรงดันสำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรงได้ตามตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน

$d\lambda$	dT_e	$\alpha(1)$ sector 1	$\alpha(2)$ sector 2	$\alpha(3)$ sector 3	$\alpha(4)$ sector 4	$\alpha(5)$ sector 5	$\alpha(6)$ sector 6
1	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4

จากตารางได้ให้การเลือกเวกเตอร์แรงดันทั้งหมดที่เป็นไปได้ที่ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ 6 ตำแหน่ง และความต้องการของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด

ถ้าต้องการเพิ่มขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ให้ $d\lambda = 1$ และถ้าต้องการลดขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ให้ $d\lambda = 0$ ซึ่งในส่วนของการควบคุมขนาด

ของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์ได้ใช้ฮิสเทอรีซิส 2 ระดับ (Two-level flux hysteresis) ซึ่งกำหนดได้ดังนี้

$$\begin{aligned} d\lambda = 1 & \quad \text{ถ้า} \quad |\vec{\lambda}_s| \leq |\vec{\lambda}_{sref}| - |\Delta\lambda_s| \\ d\lambda = 0 & \quad \text{ถ้า} \quad |\vec{\lambda}_s| \geq |\vec{\lambda}_{sref}| + |\Delta\lambda_s| \end{aligned}$$

จาก $d\lambda = 1$ ได้แสดงขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์อยู่ที่ขอบล่าง ขอบแถบฮิสเทอรีซิส ซึ่งเป็นการเพิ่มขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และจาก $d\lambda = 0$ ได้แสดงขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์อยู่ที่ขอบบนของแถบฮิสเทอรีซิส ซึ่งเป็นการลดขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์

ถ้าต้องการเพิ่มแรงบิดให้ $dT_e = 1$ และถ้าต้องการลดแรงบิดให้ $dT_e = -1$ และถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดให้ $dT_e = 0$ ซึ่งในส่วนของ การควบคุมของแรงบิดได้ใช้ฮิสเทอรีซิสแบบ 3 ระดับ (Three-level torque hysteresis) ซึ่งกำหนดได้ดังนี้

สำหรับการหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จะให้

$$\begin{aligned} dT_e = 1 & \quad \text{ถ้า} \quad |T_e| \leq |T_{eref}| - |\Delta T_e| \\ dT_e = 0 & \quad \text{ถ้า} \quad |T_e| \geq |T_{eref}| \end{aligned}$$

สำหรับการหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะให้

$$\begin{aligned} dT_e = -1 & \quad \text{ถ้า} \quad |T_e| \geq |T_{eref}| - |\Delta T_e| \\ dT_e = 0 & \quad \text{ถ้า} \quad |T_e| \leq |T_{eref}| \end{aligned}$$

การเลือกความกว้างของแถบฮิสเทอรีซิสมีผลกระทบที่สำคัญ ถ้าแถบฮิสเทอรีซิสเล็กมากจะมีผลกระทบต่อ การสูญเสียการควบคุม นั่นคือขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์จะเกินค่าที่ต้องการของแถบฮิสเทอรีซิส (ความต้องการของแถบฮิสเทอรีซิส $2|\Delta\lambda_s|$) และระยะเวลาของเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะส่งผลกระทบโดยตรงต่อการแกว่งของแรงบิด

3.2.6 การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์

ข้อมูลที่จำเป็นในการเลือกเวกเตอร์แรงดันในการควบคุมแรงบิดโดยตรง คือ การประมาณค่าฟลักซ์ฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์ โดยสามารถคำนวณได้ดังนี้ การประมาณค่าขนาดของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \quad (3.7)$$

$$\text{โดยที่} \quad \lambda_{qs} = \int (v_{qs} - r_{qs} i_{qs}) dt$$

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - r_{ds} i_{ds}) dt$$

และมุมของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\rho_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right) \quad (3.8)$$

หรือคำนวณได้จาก $\rho_s = \cos^{-1}(\lambda_{ds}/|\lambda_s|)$ และ $\rho_s = \sin^{-1}(\lambda_{qs}/|\lambda_s|)$ ก็ได้

ตารางสวิตช์เวกเตอร์แรงดันต้องการที่จะรู้ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ซึ่งแบ่งได้ 6 เซกเตอร์ สำหรับการหาตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้พิจารณาจากเครื่องหมายของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แทนการคำนวณมุมของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ สามารถเขียนดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

Sign λ_{ds}	+	+	-	-	-	+
Sign λ_{qs}	nu	+	+	nu	-	-
Sign $(\sqrt{ \lambda_{qs} } - \lambda_{ds})$	-	+	+	-	+	+
Sector $\alpha(i)$	$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$

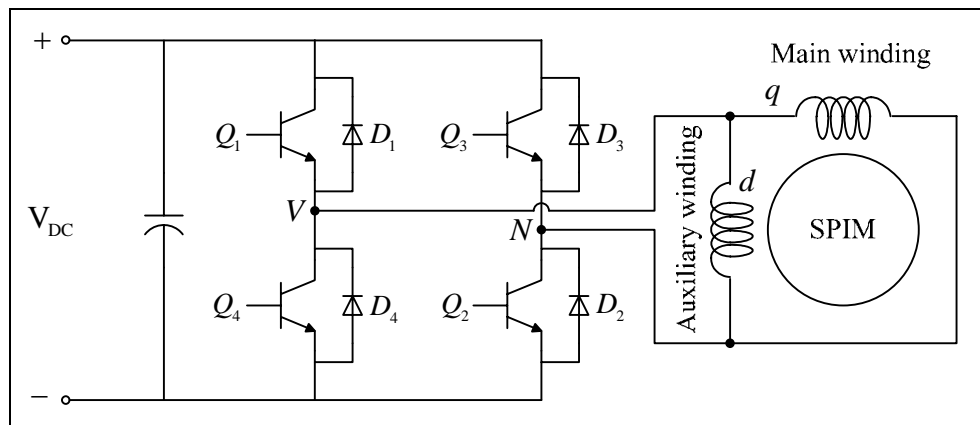
หมายเหตุ: Nu คือ ไม่ใช่

3.3 อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว มีรูปแบบการควบคุมเช่นเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แตกต่างกันตรงที่วงจรควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์และรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ จะใช้อินเวอร์เตอร์สองเฟสสำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยมีวงจรควบคุมดังนี้

3.3.1 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส มีวงจรดังรูปที่ 3.11 วงจรนี้สามารถควบคุมมอเตอร์แบบเฟสเดียว ซึ่งมีอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอยู่ 4 ตัว วางเป็น 2 กิ่ง สามารถสร้างสถานะการสวิตซ์ได้ 4 สถานะ ซึ่งแต่ละสถานะสร้างเวกเตอร์แรงดันในระนาบดิกิวได้ 4 เวกเตอร์



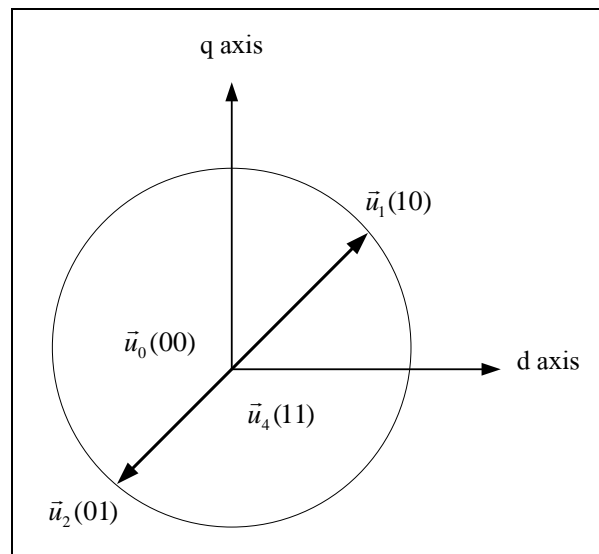
รูปที่ 3.11 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

สำหรับแรงดันแกนดิกิวไม่จำเป็นต้องหาสมการในการแปลง เนื่องจากคำนวณได้โดยตรงอยู่แล้วและเป็นแรงดันจุดเดียวกัน ดังนั้นรูปแบบการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์และแรงดันดิกิวเป็นไปตามตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.5 สถานะการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

อันดับสถานะ	สวิตซ์สถานะ	v_V	v_N	v_q	v_d	v_{dq}
1	00	0	0	0	0	$\vec{u}_0 = 0$
2	10	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	$\vec{u}_1 = \sqrt{2}V_{DC} \angle 45^\circ$
3	01	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	$\vec{u}_1 = \sqrt{2}V_{DC} \angle 225^\circ$
4	11	0	0	0	0	$\vec{u}_4 = 0$

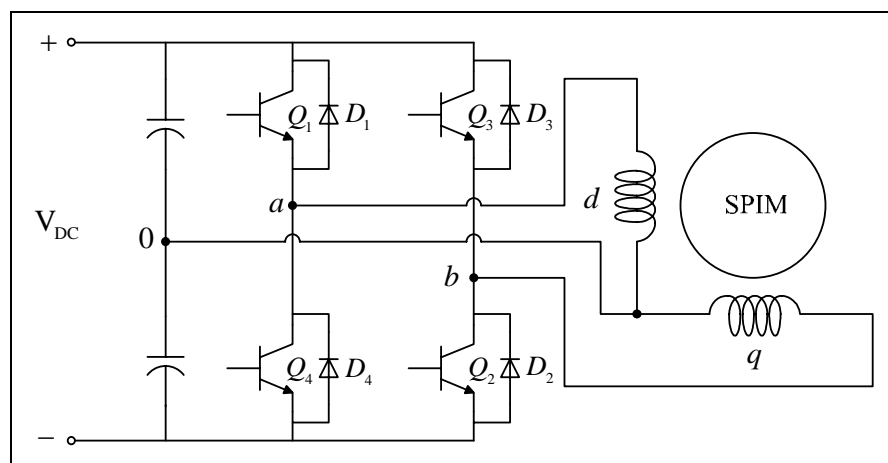
จากค่าในตารางที่ 3.5 กำหนดให้ 0 = สวิตซ์ตัวบนเปิด 1 = สวิตซ์ตัวบนปิด (สวิตซ์ตัวล่างมีสถานะตรงข้ามกับสวิตซ์ตัวบน) และเขียนเวกเตอร์แรงดันทั้ง 4 ชุด ได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

3.3.2 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา สำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ดังรูปที่ 3.13 ซึ่งมีอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอยู่ 4 ตัว วางเป็น 2 กิ่ง สามารถสร้างสถานะสวิตช์ได้ 4 สถานะ ซึ่งแต่ละสถานะสร้างเวกเตอร์แรงดันในระนาบตีควได้ 4 เวกเตอร์ (Jang and Yoon, 2003) และรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และแรงดันตีควเป็นไปตามตารางที่ 3.6

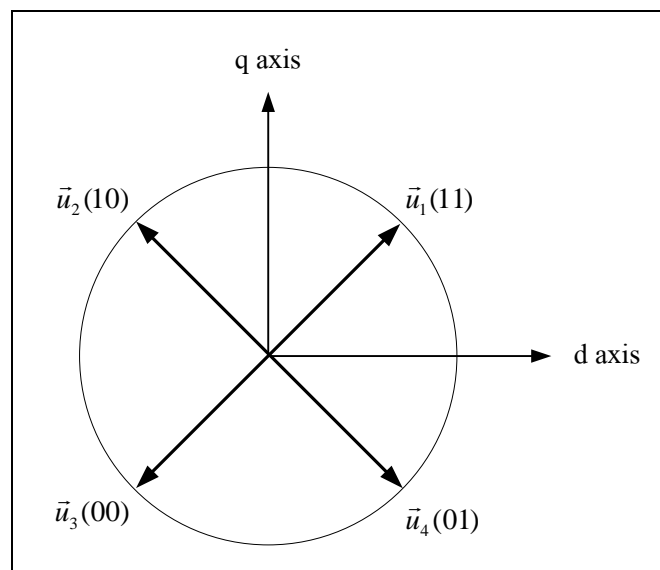


รูปที่ 3.13 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

ตารางที่ 3.6 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา เฟส

อันดับสถานะ	สวิตช์สถานะ	v_A	v_M	v_q	v_d	v_{dq}
1	11	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\vec{u}_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{DC} \angle 45^\circ$
2	10	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\vec{u}_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{DC} \angle 135^\circ$
3	00	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\vec{u}_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{DC} \angle 225^\circ$
4	01	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\vec{u}_4 = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{DC} \angle 315^\circ$

จากค่าในตารางที่ 3.6 กำหนดให้ 0 = สวิตช์ตัวบนเปิด 1 = สวิตช์ตัวบนปิด (สวิตช์ตัวล่างมีสถานะตรงข้ามกับสวิตช์ตัวบน) และเขียนเวกเตอร์แรงดันทั้ง 4 ชุด ได้ดังรูปที่ 3.14

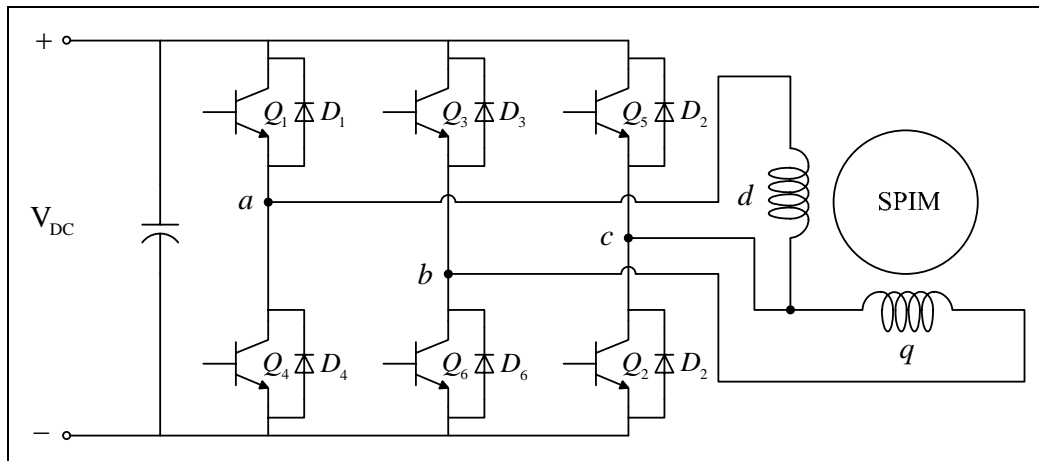


รูปที่ 3.14 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

3.3.3 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา สำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส ดังรูปที่ 3.15 ซึ่งมีอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอยู่ 6 ตัว วางเป็น 3 กิ่ง สามารถสร้างสถานะสวิตช์ได้ 8 สถานะ ซึ่งแต่ละสถานะสร้างเวกเตอร์แรงดันในระนาบดิกิวได้ 8 เวกเตอร์

(Correa et al., 2002) รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และแรงดันดีคิวเป็นไปตามตารางที่ 3.7

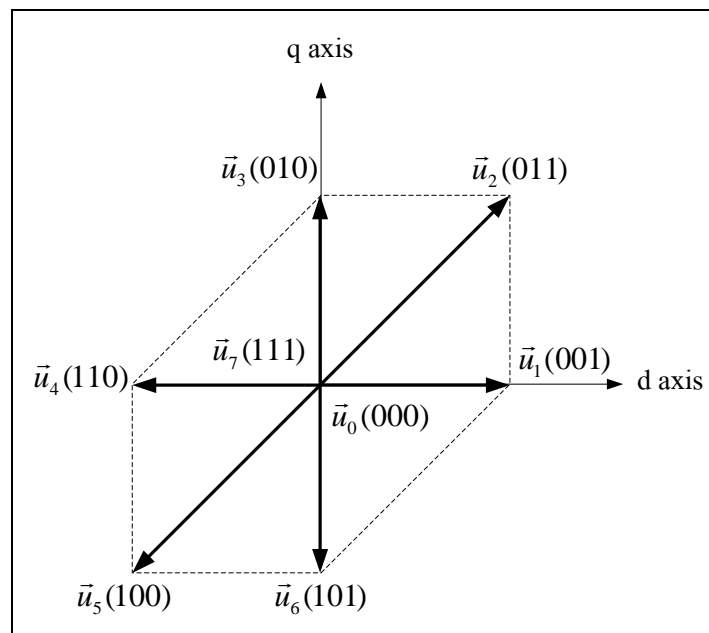


รูปที่ 3.15 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

ตารางที่ 3.7 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

อันดับสถานะ	สวิตช์สถานะ	v_{AN}	v_{MN}	v_q	v_d	v_{dq}
1	100	V_{DC}	0	0	V_{DC}	$\vec{u}_1 = V_{DC} \angle 0^\circ$
2	110	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	$\vec{u}_2 = \sqrt{2}V_{DC} \angle 45^\circ$
3	010	0	V_{DC}	V_{DC}	0	$\vec{u}_3 = V_{DC} \angle 90^\circ$
4	011	$-V_{DC}$	0	0	$-V_{DC}$	$\vec{u}_4 = V_{DC} \angle 180^\circ$
5	001	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	$\vec{u}_5 = \sqrt{2}V_{DC} \angle 225^\circ$
6	101	0	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	$\vec{u}_6 = V_{DC} \angle 270^\circ$
7	111	0	0	0	0	$\vec{u}_7 = 0$
8	000	0	0	0	0	$\vec{u}_0 = 0$

จากค่าในตารางที่ 3.7 กำหนดให้ 0 = สวิตช์ตัวบนเปิด 1 = สวิตช์ตัวบนปิด (สวิตช์ตัวล่างมีสถานะตรงข้ามกับสวิตช์ตัวบน) และเขียนเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 ชุด ได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

3.4 การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

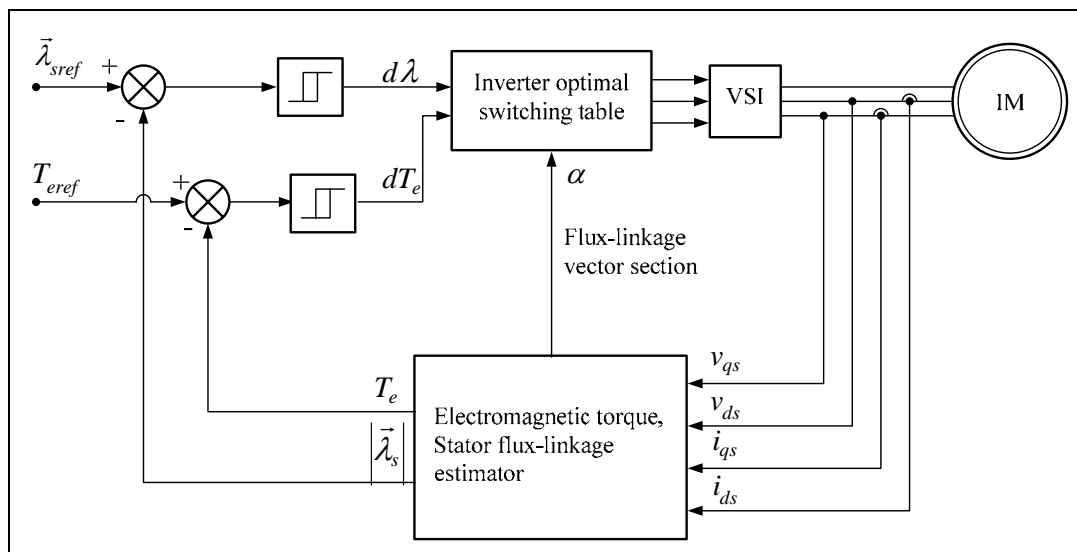
การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันให้กับมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมมอเตอร์ จากที่กล่าวมาในหัวข้ออินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว สามารถแบ่งการควบคุมแรงบิดโดยตรงตามอินเวอร์เตอร์ที่กล่าวมาได้ดังนี้

3.4.1 การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส โดยใช้แถบฮิสเตอร์ซิสไม่ สามารถกระทำได้เนื่องจากการใช้วิธีการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่อยู่กับการกำหนดค่าผิดพลาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในแถบฮิสเตอร์ซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยแถบฮิสเตอร์ซิสต้องมีลอจิกอย่างน้อย 2 ลอจิก ดังนั้นต้องมีเวกเตอร์แรงดันที่มีสถานะที่ไม่เป็นศูนย์อย่างน้อย 4 เวกเตอร์แรงดัน แต่ความจริงนี้มีเวกเตอร์ที่ไม่เป็นเวกเตอร์แรงดันศูนย์ 2 เวกเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ไม่สามารถควบคุมแรงบิดโดยตรงได้

3.4.2 การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา โดยใช้แถบฮิสเทอรีซิส ในส่วนของการควบคุมขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้ใช้ฮิสเทอรีซิส 2 ระดับ และในส่วนของ การควบคุมของแรงบิดได้ใช้ฮิสเทอรีซิสแบบ 2 ระดับ (Two-level torque hysteresis) เช่นเดียวกัน โดยมีวิธีการควบคุมดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยการควบคุมแบบฮิสเทอรีซิสสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

สำหรับทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะถูกแบ่งได้หลายเซกเตอร์ เนื่องจากผลของอินเวอร์เตอร์แบบ 4 เวกเตอร์แรงดัน ดังนั้นจำนวนของเซกเตอร์ที่ต้องการอย่างน้อยที่สุดคือ 4 เซกเตอร์ ดังรูปที่ 3.18 และได้แสดงการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ต้องการที่จะควบคุมขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ภายในแถบฮิสเทอรีซิส สามารถกำหนดการควบคุมขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดโดยใช้ฮิสเทอรีซิสดังนี้

การควบคุมขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์ได้ใช้ฮิสเทอรีซิส 2 ระดับ

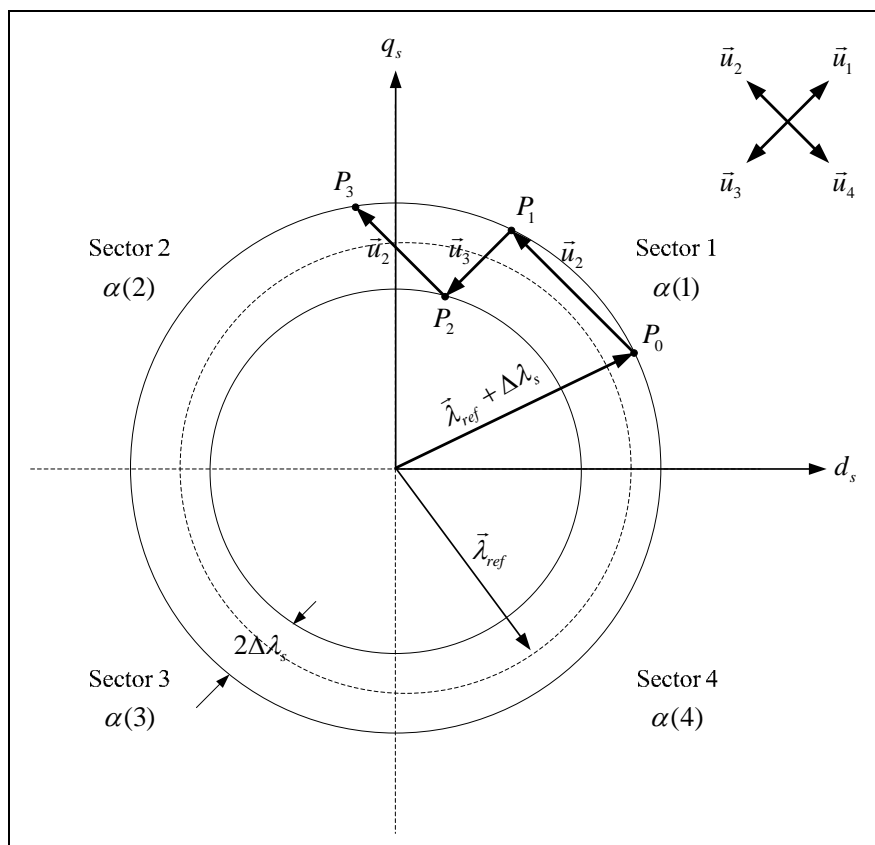
$$d\lambda = 1 \quad \text{ถ้า} \quad |\vec{\lambda}_s| \leq |\vec{\lambda}_{sref}| - |\Delta\lambda_s|$$

$$d\lambda = 0 \quad \text{ถ้า} \quad |\vec{\lambda}_s| \geq |\vec{\lambda}_{sref}| + |\Delta\lambda_s|$$

การควบคุมของแรงบิดได้ใช้วิธีเชิงพีชคณิตแบบ 2 ระดับ

$$dT_e = 1 \quad \text{ถ้า} \quad |T_e| \leq |T_{eref}| - |\Delta T_e|$$

$$dT_e = 0 \quad \text{ถ้า} \quad |T_e| \geq |T_{eref}| + |\Delta T_e|$$



รูปที่ 3.18 การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

จากเรื่องการควบคุมแรงบิดโดยตรงที่กล่าวมาข้างต้น และการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา โดยใช้แถบวิธีเชิงพีชคณิต สามารถจัดการสวิตช์เวกเตอร์แรงดันได้ตามตารางที่ 3.8 ได้ดังนี้

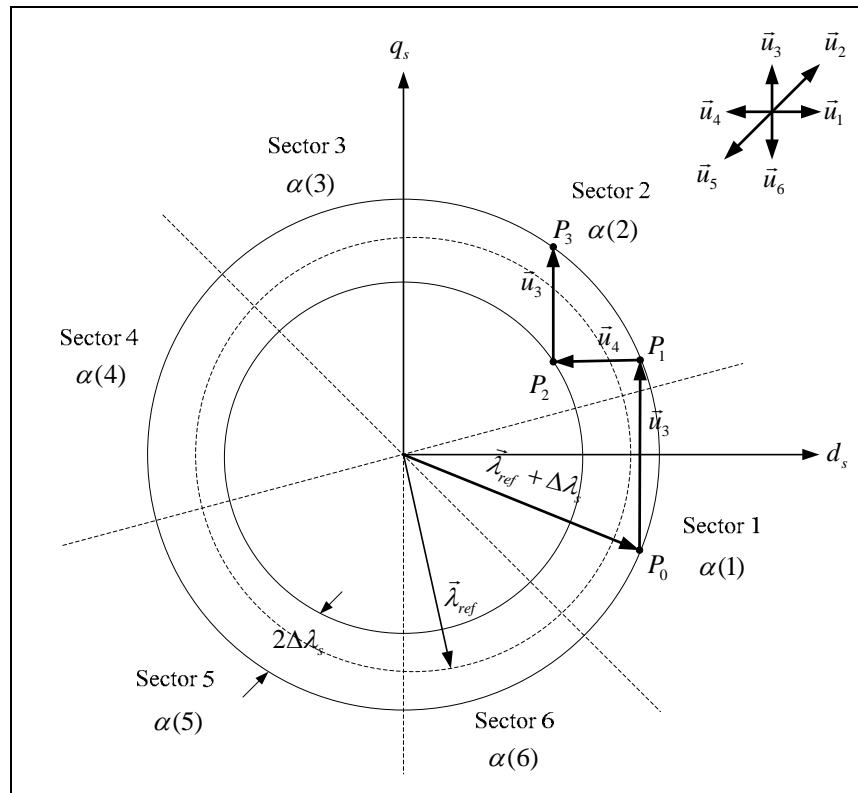
ตารางที่ 3.8 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

$d\lambda$	dT_c	$\alpha(1)$ sector 1	$\alpha(2)$ sector 2	$\alpha(3)$ sector 3	$\alpha(4)$ sector 4
1	1	\bar{u}_1	\bar{u}_3	\bar{u}_3	\bar{u}_1
	0	\bar{u}_4	\bar{u}_2	\bar{u}_2	\bar{u}_4
0	1	\bar{u}_2	\bar{u}_4	\bar{u}_4	\bar{u}_2
	0	\bar{u}_3	\bar{u}_1	\bar{u}_1	\bar{u}_3

3.4.3 การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขาในแถบฮิสเทอรีซิส ในส่วนของการควบคุมขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้ใช้ฮิสเทอรีซิส 2 ระดับ และในส่วนของการควบคุมของแรงบิดได้ใช้ฮิสเทอรีซิสแบบ 3 ระดับ และมีวิธีการควบคุม เช่นเดียวกับการควบคุมแรงบิด โดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่กล่าวมาข้างต้น

สำหรับทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะถูกแบ่งได้หลายเซกเตอร์ เช่นกัน จะแตกต่างกันตรงที่เวกเตอร์จะไม่สมมาตร ซึ่งทำให้ขอบเขตของแต่ละเวกเตอร์มีขนาดไม่เท่ากันด้วย และสำหรับทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เป็นไปตามรูปที่ 3.19 แสดงการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ความต้องการที่จะควบคุมขนาดฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ภายใน แถบฮิสเทอรีซิส สามารถกำหนดการควบคุมขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยใช้ฮิสเทอรีซิสได้เช่นเดียวกับการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่กล่าวมาข้างต้น



รูปที่ 3.19 การควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเทเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

จากเรื่องการควบคุมแรงบิดโดยตรงที่กล่าวมาข้างต้น และการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา โดยใช้แถบฮิสเตอร์ซิส สามารถจัดการสวิตช์เวกเตอร์แรงดันได้ตามตารางที่ 3.9 ได้ดังนี้

ตารางที่ 3.9 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

$d\lambda$	dT_e	$\alpha(1)$ sector 1	$\alpha(2)$ sector 2	$\alpha(3)$ sector 3	$\alpha(4)$ sector 4	$\alpha(5)$ sector 1	$\alpha(6)$ sector 2
1	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_5	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_3	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4

3.5 การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ฮิสเทอรีซิสเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดซึ่งจะดูผลจากทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ ถ้าทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เรียบก็จะทำให้การควบคุมแรงบิดเป็นไปตามที่ต้องการ แต่ก็ขึ้นอยู่กับปัจจัยต่าง ๆ เช่น จำนวนเวกเตอร์แรงดัน แหล่งจ่ายแรงดันคิซี เวลาสุ่มและที่สำคัญการกำหนดความกว้างของแถบฮิสเทอรีซิส และจากการแบ่งเซกเตอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ เบื้องต้นจะเป็นวิธีพื้นฐานสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม (Classical DTC: C-DTC)

3.5.1 อัลกอริทึมการควบคุมแรงบิดโดยตรง

การควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ดังรูปที่ 3.17 โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันในการควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด ซึ่งอินเวอร์เตอร์เป็นลักษณะของเวกเตอร์แรงดัน ดังนั้นการควบคุมแรงบิดโดยตรงของมอเตอร์ได้แยกการควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดออกจากกัน โดยผ่านการเลือกเวกเตอร์แรงดัน ดังแสดงในตารางที่ 3.8 ตารางการเลือกเวกเตอร์แรงดัน ค่าของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิง ($|\lambda_{sref}|$) จะถูกเปรียบเทียบกับขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จริงของมอเตอร์และค่าผิดพลาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะป้อนให้กับฮิสเทอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ในทำนองเดียวกัน ค่าของแรงบิดอ้างอิง (T_{eref}) ถูกเปรียบเทียบกับแรงบิดจริงของมอเตอร์ และค่าผิดพลาดของแรงบิดจะป้อนให้กับฮิสเทอรีซิสของแรงบิด ผลที่ได้จากฮิสเทอรีซิส ($d\lambda$, dT_e) จะถูกใช้ในการเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดัน พร้อมกับใช้ข้อมูลของตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ให้กับอินเวอร์เตอร์ ค่าผิดพลาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดจะถูกควบคุมอยู่ในแถบฮิสเทอรีซิสซึ่งมีความกว้าง $2\Delta\lambda_s$ และ $2\Delta T_e$ ตามลำดับ แถบฮิสเทอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ จะมีผลกระทบโดยตรงกับการเกิดการผิดเพี้ยนของกระแสสเตเตอร์ในรูปแบบฮาร์มอนิกส์ลำดับต่ำ โดยแถบฮิสเทอรีซิสของแรงบิดจะมีผลกระทบกับความถี่การสวิตช์และการสูญเสียจากการสวิตช์

สำหรับการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดจะคำนวณจากกระแสสเตเตอร์และแรงดันจากบัส โดยกระแสได้จากการจำลองผลของมอเตอร์และแรงดันได้มาจากรูปแบบการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงดีคิว ในการคำนวณหาฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (Peter, 1998) ซึ่งอยู่ในรูปแบบเวลาต่อเนื่องดังสมการที่ (3.7) ซึ่งสามารถแปลงเป็นแบบเวลาไม่ต่อเนื่องได้ดังสมการที่ (3.9)

$$|\lambda_s(k)| = \sqrt{\lambda_{qs}^2(k) + \lambda_{ds}^2(k)} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ} \quad \lambda_{qs}(k) &= [v_{qs} - r_{qs} i_{qs}(k)] T_s + \lambda_{qs}(k-1) \\ \lambda_{ds}(k) &= [v'_{ds} - r'_{ds} i'_{ds}(k)] T_s + \lambda_{ds}(k-1) \\ \rho_s(k) &= \tan^{-1}(\lambda_{qs}(k)/\lambda_{ds}(k)) = \cos^{-1}(\lambda'_{ds}(k)/|\lambda_s(k)|) = \sin^{-1}(\lambda_{qs}(k)/|\lambda_s(k)|) \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.9) กำหนดให้ $\lambda_{qs}(k)$, $\lambda_{ds}(k-1)$ คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนคิวค่าปัจจุบันและค่าอดีตตามลำดับ $\lambda'_{ds}(k)$, $\lambda'_{ds}(k-1)$ คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนดีค่าปัจจุบันและค่าอดีตตามลำดับ $|\lambda_s(k)|$ คือ ขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ T_s คือ เวลาสุ่ม (Sampling time) k คือ เวลาสุ่มในรอบปัจจุบัน

เมื่อคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์แกนคิวและแกนดี ($\lambda_{qs}(k)$, $\lambda'_{ds}(k)$) ได้แล้ว สามารถคำนวณแรงบิดชั่วขณะได้ดังนี้

$$T_e(k) = \frac{P}{2} (\lambda'_{ds}(k) i_{qs}(k) - \lambda_{qs}(k) i'_{ds}(k)) \quad (3.10)$$

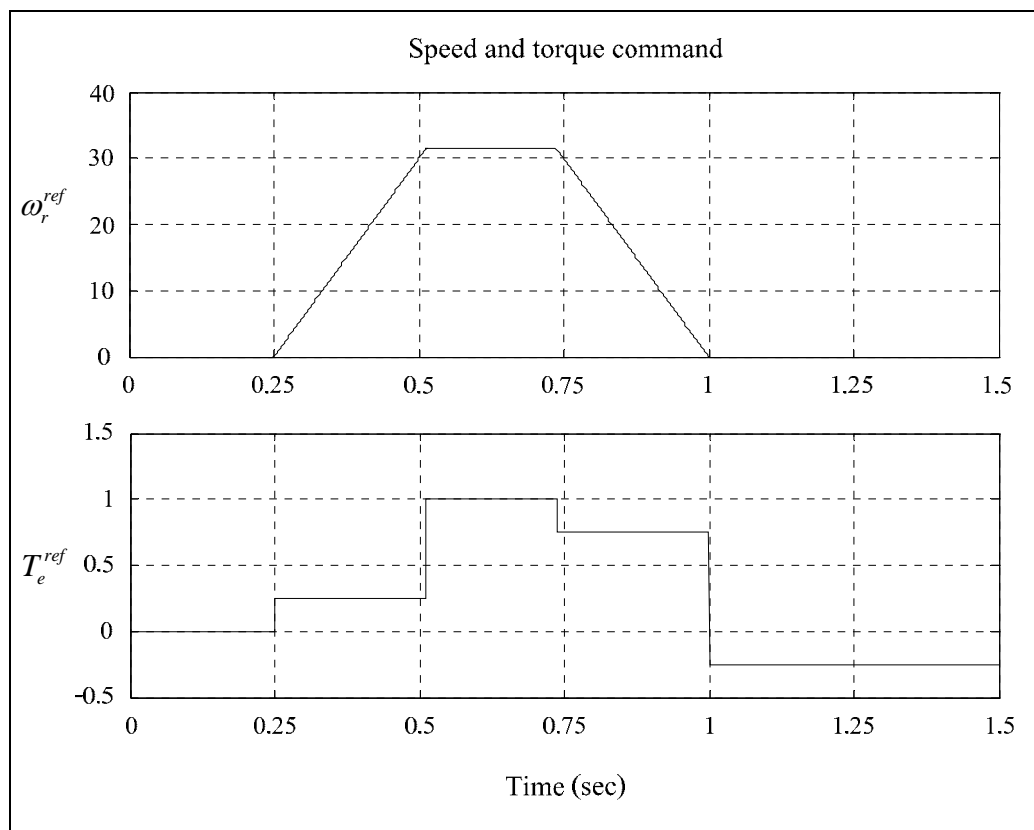
ค่าที่คำนวณได้ของค่าจริงทั้งขนาดของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดชั่วขณะจะนำไปในตัวควบคุมฟลักซ์ที่เป็นแบบฮิสเตอร์ซิสของฟลักซ์ ตัวควบคุมแรงบิดที่เป็นแบบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิด ซึ่งเอาต์พุต คือ $d\lambda$ และ dT_e ตามลำดับ โดยแถบฮิสเตอร์ซิสทั้ง $\Delta\lambda_s$ และ ΔT_e จะต้องกำหนดให้เหมาะสม ถ้าแถบฮิสเตอร์ซิสมีค่าน้อยเกินไปจะทำให้ความถี่ในการสวิตซ์สูง แต่ถ้ามากเกินไปจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกสูง โดยนำค่า $d\lambda$ dT_e และ $\rho_s(k)$ ไปเปิดตารางเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสม โดยหลักการเลือกเวกเตอร์แรงดันได้อธิบายไว้แล้ว และได้จำลองผลไว้ดังต่อไปนี้

3.5.2 การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

เพื่อพิสูจน์วิธีการที่เสนอได้จำลองผลเชิงตัวเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยใช้เวลาสุ่มเท่ากับ 100 μ s ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงคงที่ที่ 0.2 Wb·turn และแรงบิดอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้ (พารามิเตอร์ของการทดสอบนำเสนอในภาคผนวก ก. และภาคผนวก ข.)

$$\begin{aligned}
 T_{eref} &= 0.0 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.00 \text{ s} \leq t \leq 0.25 \text{ s} \\
 T_{eref} &= 0.25 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.25 \text{ s} \leq t \leq 0.25 + t_s \text{ s} \\
 T_{eref} &= 1.0 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.25 + t_s \text{ s} \leq t \leq 1 - t_s \text{ s} \\
 T_{eref} &= 0.75 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 1 - t_s \text{ s} \leq t \leq 1 \text{ s} \\
 T_{eref} &= -0.25 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 1 \text{ s} \leq t \leq 1.5 \text{ s}
 \end{aligned}$$

โดยมอเตอร์มีความเร็วรอบรอบพิกัดเป็น $\omega_b = 2\pi f_{rat}$ ดังนั้นมอเตอร์มีความเร็วรอบพิกัดเป็น 314.16 rad/s กำหนดความเร็วรอบอ้างอิงสูงสุดของมอเตอร์ที่ 10% ของความเร็วรอบพิกัด โดยที่ช่วงเวลานขึ้นและขาลงเป็น 0.2622 วินาที ดังรูปที่ 3.20

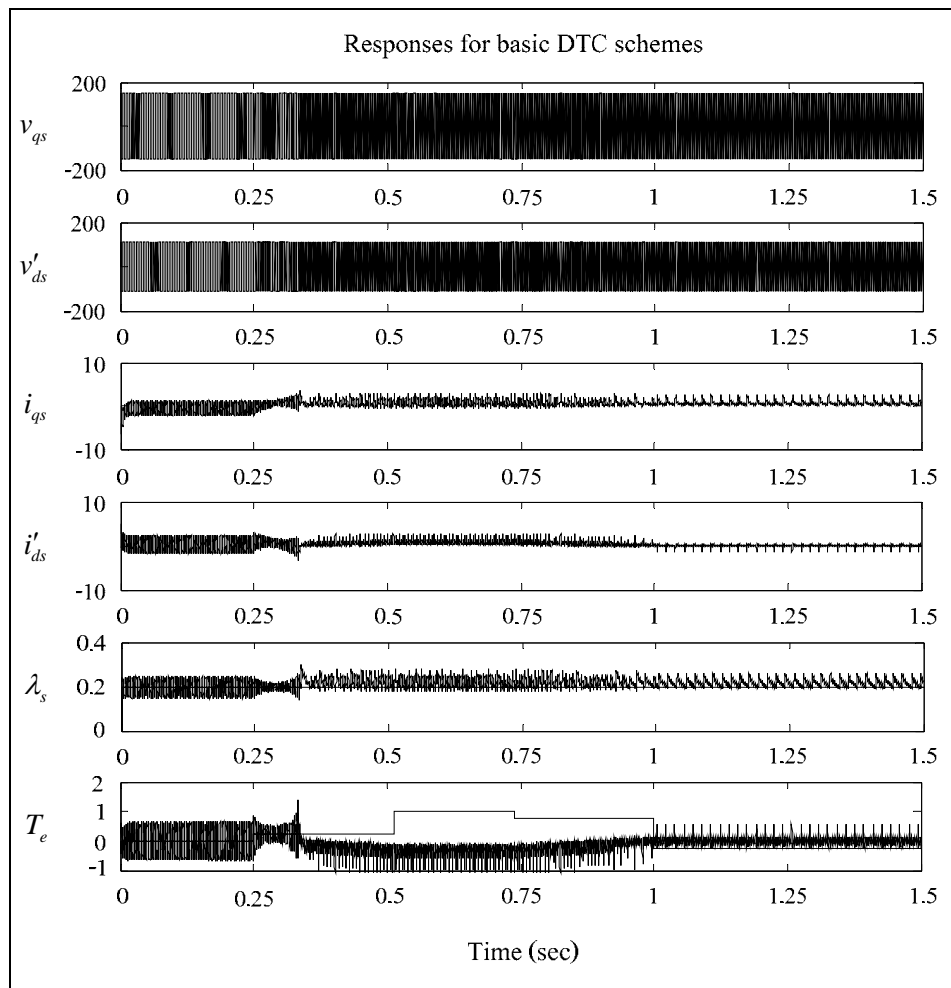


รูปที่ 3.20 ความเร็วรอบรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุม

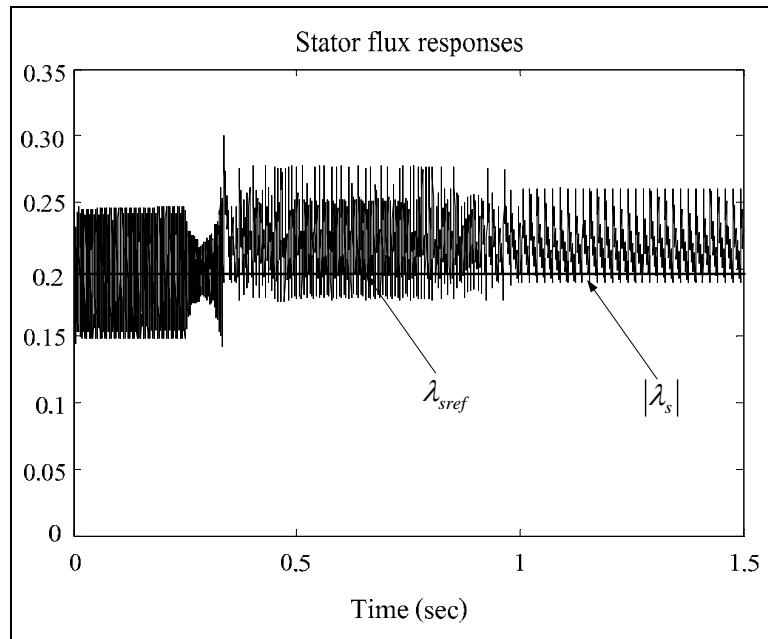
การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ได้ผลการจำลองดังต่อไปนี้

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

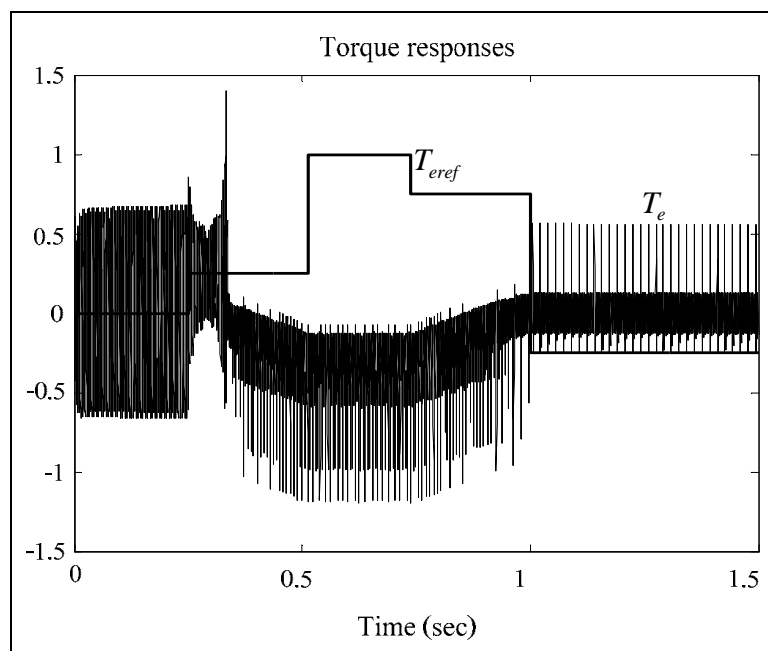
การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา (C-DTC4V) ในการขับเคลื่อนมอเตอร์มีข้อกำหนดดังนี้ จะใช้แรงดันดีซี (V_{DC}) เท่ากับ 311.12 V ความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิสของฟลักซ์ ($\Delta\lambda_s$) เท่ากับ $\pm 5\%$ ของฟลักซ์เชื่อมโยงอ้างอิง และความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิด (ΔT_e) เท่ากับ $\pm 10\%$ ของแรงบิดอ้างอิงสูงสุด รูปที่ 3.21 นำเสนอการจำลองผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ประกอบด้วย แรงดันบนแกนคิวและดีทางด้านสเตเตอร์ กระแสบนแกนคิวและดีทางด้านสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ



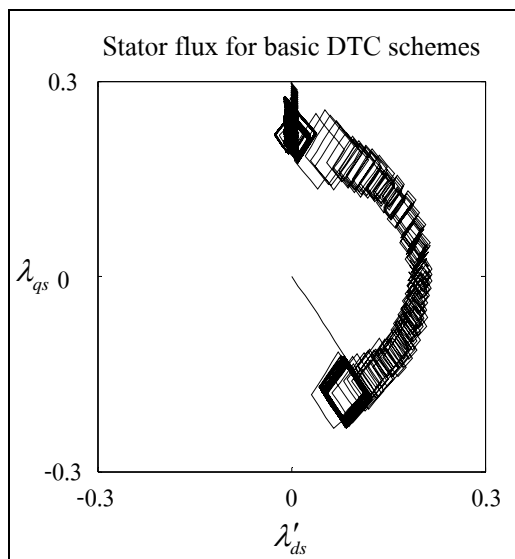
รูปที่ 3.21 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC



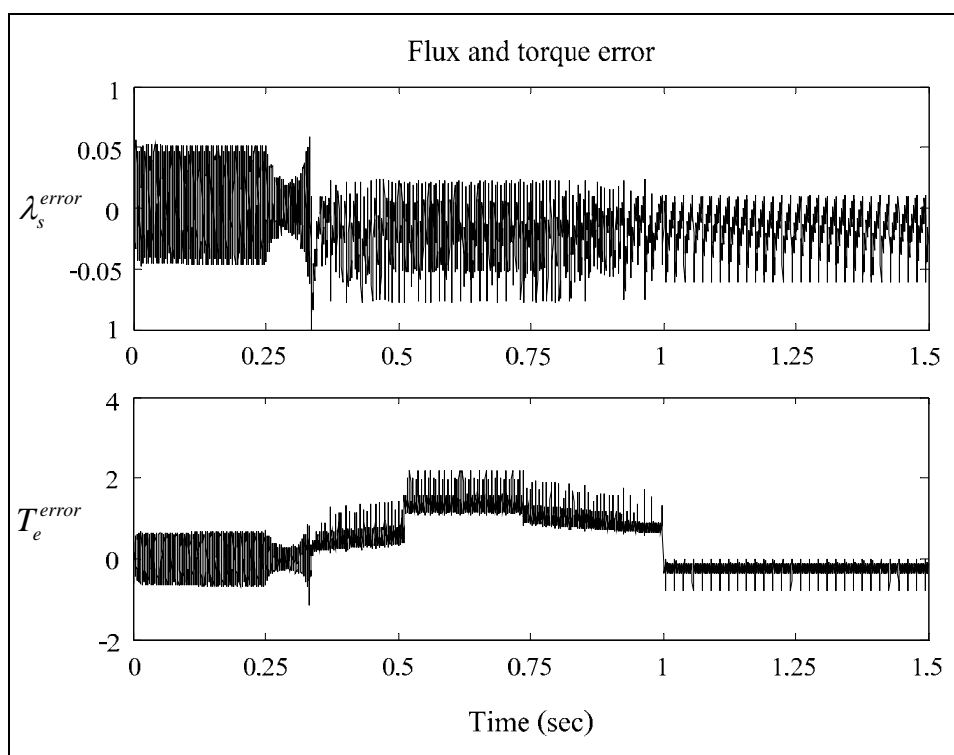
รูปที่ 3.22 ผลการตอบสนองขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V



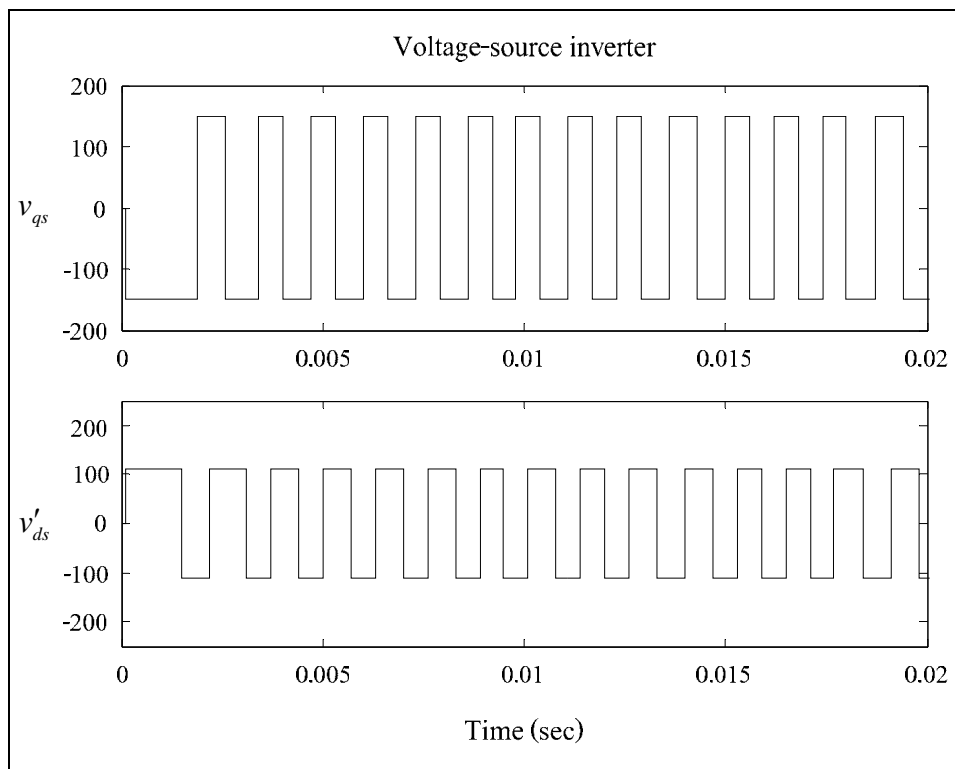
รูปที่ 3.23 ผลการตอบสนองของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V



รูปที่ 3.24 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V



รูปที่ 3.25 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V



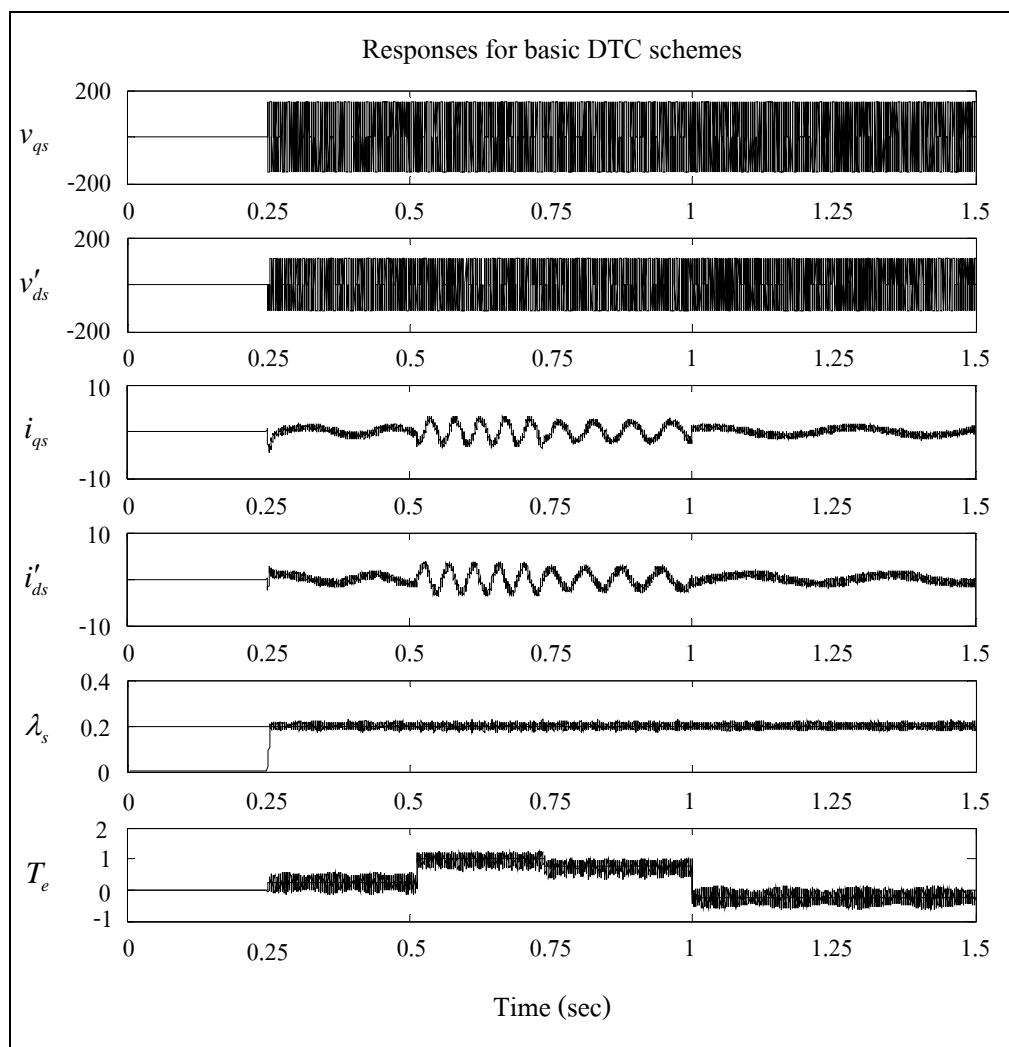
รูปที่ 3.26 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC4V

จากรูปที่ 3.22 แสดงผลการตอบสนองของขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ส่วนรูปที่ 3.23 แสดงผลการตอบสนองของแรงบิด ซึ่งเป็นรูปที่ขยายจากรูปที่ 3.21

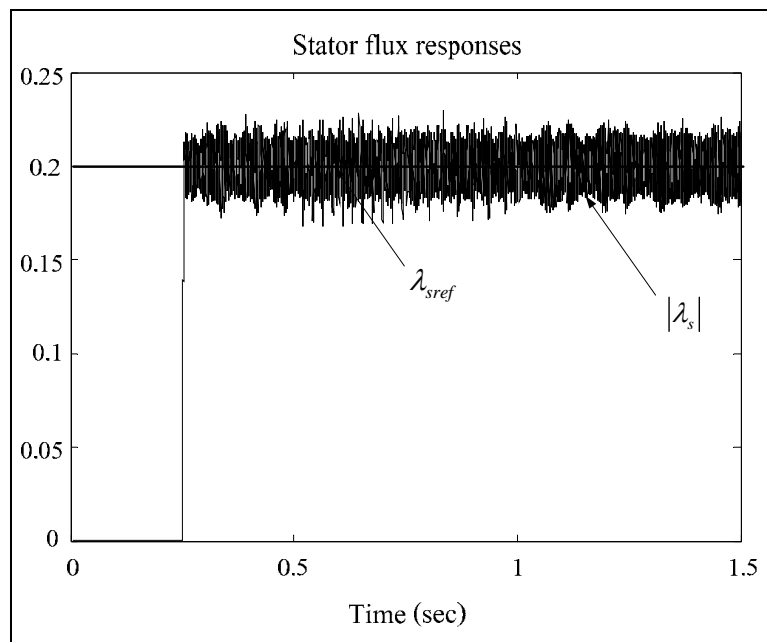
จากรูปที่ 3.24 แสดงทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ รูปที่ 3.25 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (λ_s^{rmse}) เป็น 0.0271 Wb·trun และค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิด (T_e^{rmse}) เป็น 0.7356 N·m ซึ่งคำนวณได้โดยใช้วิธี Root mean square error และรูปที่ 3.26 แสดงแรงดันบนแกนคิวและดีที่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับมอเตอร์ในช่วง 0-0.02 วินาที สำหรับ C-DTC โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา จากผลการจำลองจะพบว่ากระแสสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์เกิดการแกว่งสูงมาก เนื่องจากการเลือกเวกเตอร์แรงดันบางเซกเตอร์ไม่เหมาะสมและเวกเตอร์แรงดันที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา มีเพียง 4 เวกเตอร์ซึ่งพอดีกับแถบฮิสเตอร์ซิสไม่สามารถปรับเปลี่ยนเวกเตอร์ให้เหมาะสมได้ ในส่วนของทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ไม่ราบเรียบ เป็นสิ่งยืนยันว่าในช่วงนั้นไม่สามารถเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสมให้กับอินเวอร์เตอร์ได้ ดังนั้นการควบคุมด้วยวิธี C-DTC4V ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

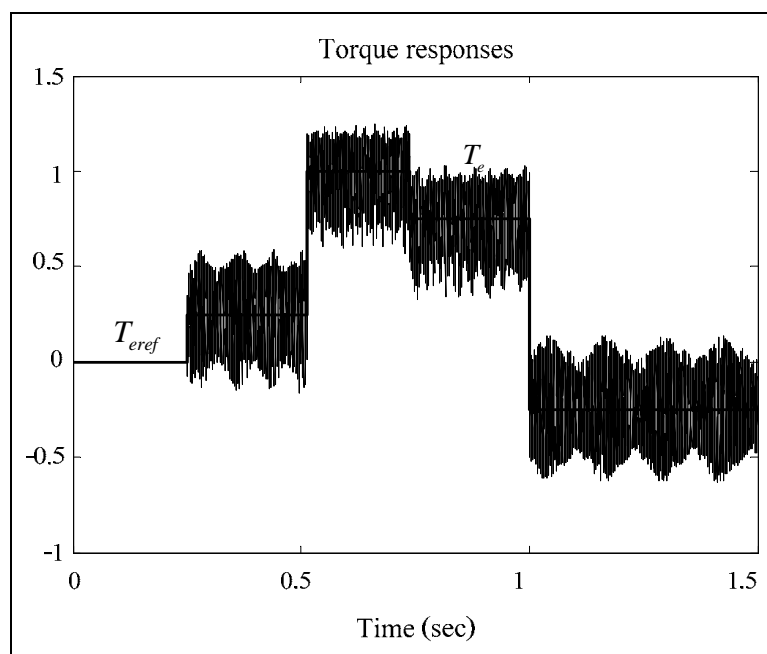
การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (C-DTC8V) ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ มีข้อกำหนดดังนี้ $V_{DC} = 155.56 \text{ V}$ $\Delta\lambda_s = \pm 5\%$ ของฟลักซ์เชื่อมโยงอ้างอิง และ $\Delta T_e = \pm 10\%$ ของแรงบิดอ้างอิงสูงสุด รูปที่ 3.27 นำเสนอการจำลองผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ประกอบด้วย แรงดันบนแกนคิวและดีทางด้านสเตเตอร์ กระแสบนแกนคิวและดีทางด้านสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ



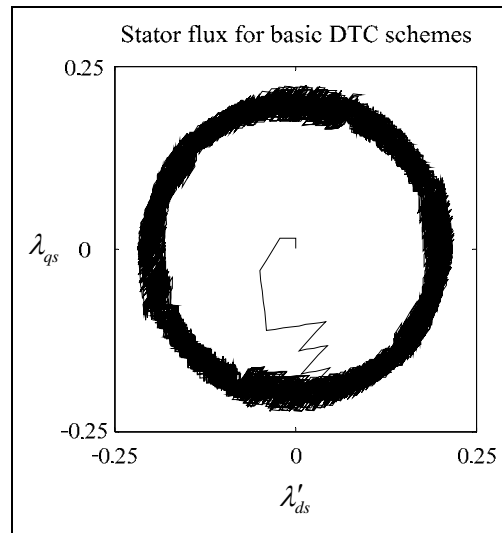
รูปที่ 3.27 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V



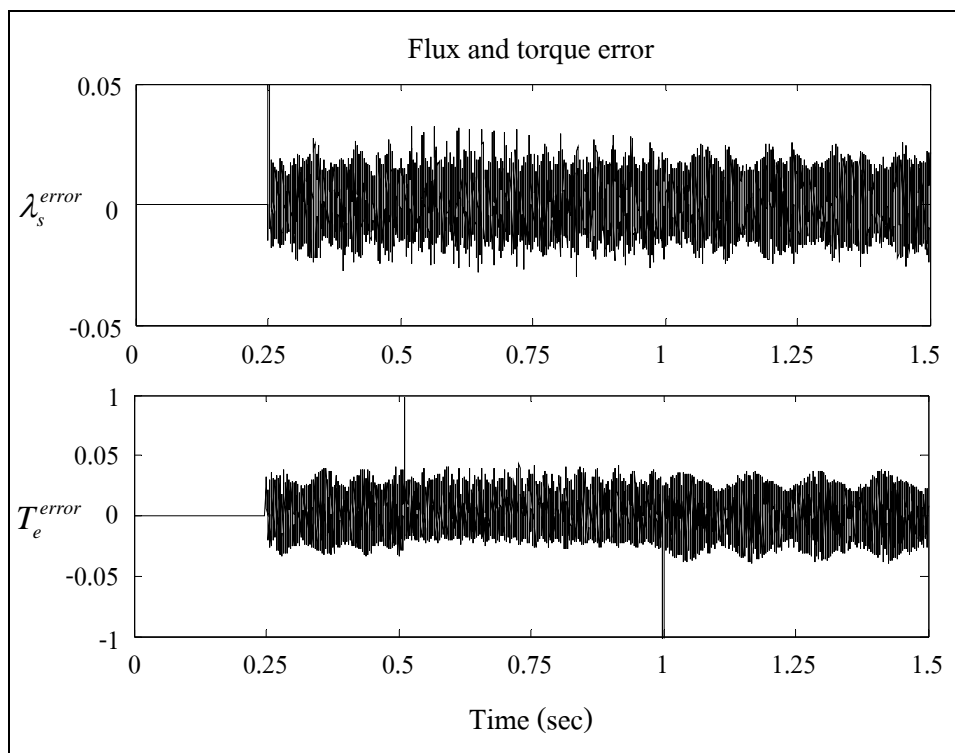
รูปที่ 3.28 ผลการตอบสนองของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V



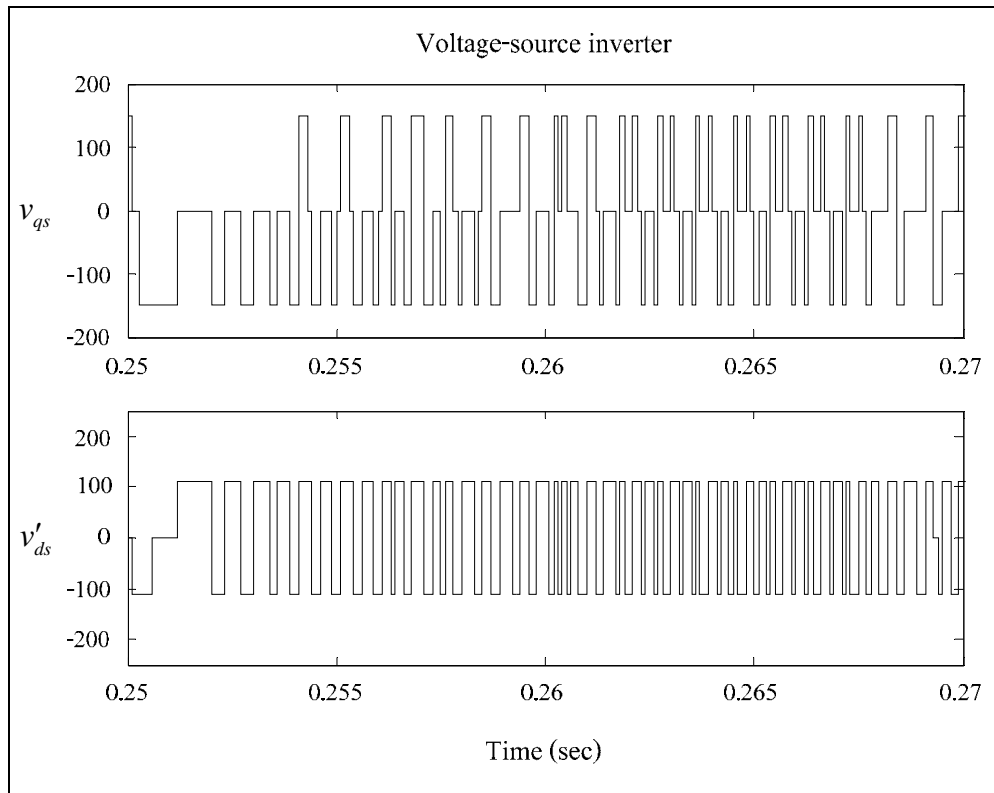
รูปที่ 3.29 ผลการตอบสนองของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V



รูปที่ 3.30 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V



รูปที่ 3.31 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V



รูปที่ 3.32 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V

จากรูปที่ 3.28 แสดงผลการตอบสนองของขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ส่วนรูปที่ 3.29 แสดงผลการตอบสนองของแรงบิด ซึ่งเป็นรูปที่ขยายจากรูปที่ 3.27

รูปที่ 3.30 แสดงทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ รูปที่ 3.31 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยที่ $\lambda_s^{rmse} = 0.0105$ Wb·trun และ $T_e^{rmse} = 0.1386$ N·m ในรูปที่ 3.32 แสดงแรงดันบนแกนคิวและดี ที่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับมอเตอร์ ในช่วง 0.25-0.27 วินาที สำหรับ C-DTC โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จากผลการจำลองจะพบว่า กระแสสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เกิดการแกว่ง แต่สามารถควบคุมแรงบิดได้ เนื่องจากทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อยู่ภายในวงกลมของแถบฮิสเทอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดโดยตรงได้

จากการจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา มีข้อแตกต่างกัน คือ ในช่วงแรกที่แรงบิดและความเร็วรอบเป็นศูนย์ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะไม่

ทำงาน เนื่องจากองค์ประกอบของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ในอินเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตามการควบคุมด้วยวิธี C-DTC4V ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้ ส่วนวิธี C-DTC8V เกิดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อย่างเห็นได้ชัด แต่ก็สามารถควบคุมแรงบิดได้ ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาเหล่านี้ได้นำเสนอการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมในหัวข้อถัดไป

3.6 การปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

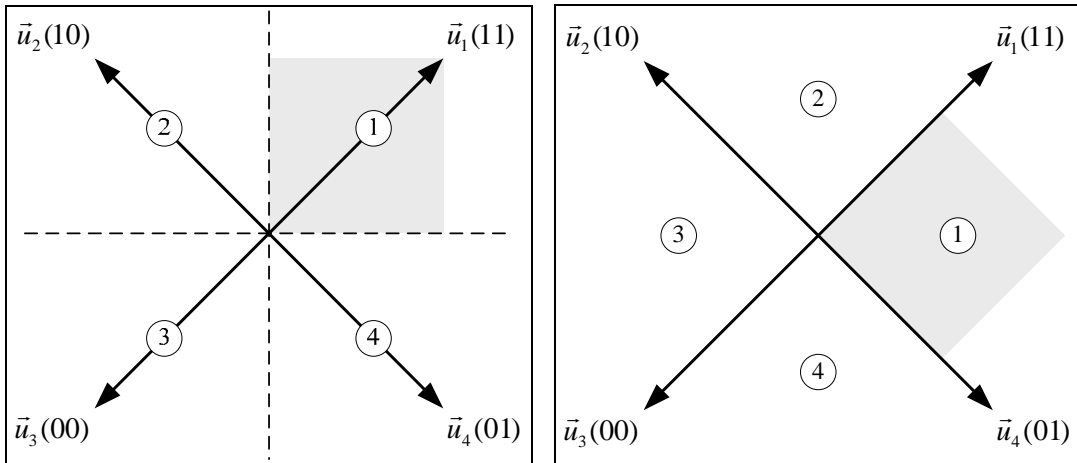
เนื่องจากผลการตอบสนอง C-DTC ยังไม่ดีเพราะขอบเขตที่กำหนดให้ไม่สามารถเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสมได้ในบางช่วง ดังนั้นการควบคุมโดยใช้สเตเตอร์ฟลักซ์สามารถปรับปรุงการควบคุมได้หลายวิธีเพื่อให้สามารถลดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดได้หลายวิธี (Reddy S., Kumar, and Reddy B., 2007) เช่น การเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่ การเพิ่มเซกเตอร์การเปิดตารางการสวิตช์หลายตาราง เป็นต้น แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงวิธีการเปลี่ยนขอบเขตแต่ละเซกเตอร์และการเพิ่มเซกเตอร์ มีผลการจำลองดังต่อไปนี้

3.6.1 การเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ (Modified DTC: M-DTC)

การเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์เป็นวิธีหนึ่งในการลดการแกว่งของกระแสสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ จากการแบ่งเซกเตอร์ที่ผ่านมาจะแบ่งแบบคร่อมเวกเตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา เป็นดังนี้

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

การปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยการเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา (M-DTC4V) โดยรูปที่ 3.33 (ก) เป็นการแบ่งขอบเขตแต่ละเซกเตอร์แบบธรรมดา (C-DTC4V) และรูปที่ 3.33 (ข) เป็นการเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่ (M-DTC4V) สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.10 เป็นตารางแสดงการเปรียบเทียบขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ของ C-DTC4V กับ M-DTC4V และตารางเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สำหรับ M-DTC4V เป็นไปตามตารางที่ 3.11



(ก) C-DTC4V

(ข) M-DTC4V

รูปที่ 3.33 ขอบเขตการแบ่งแต่ละเซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

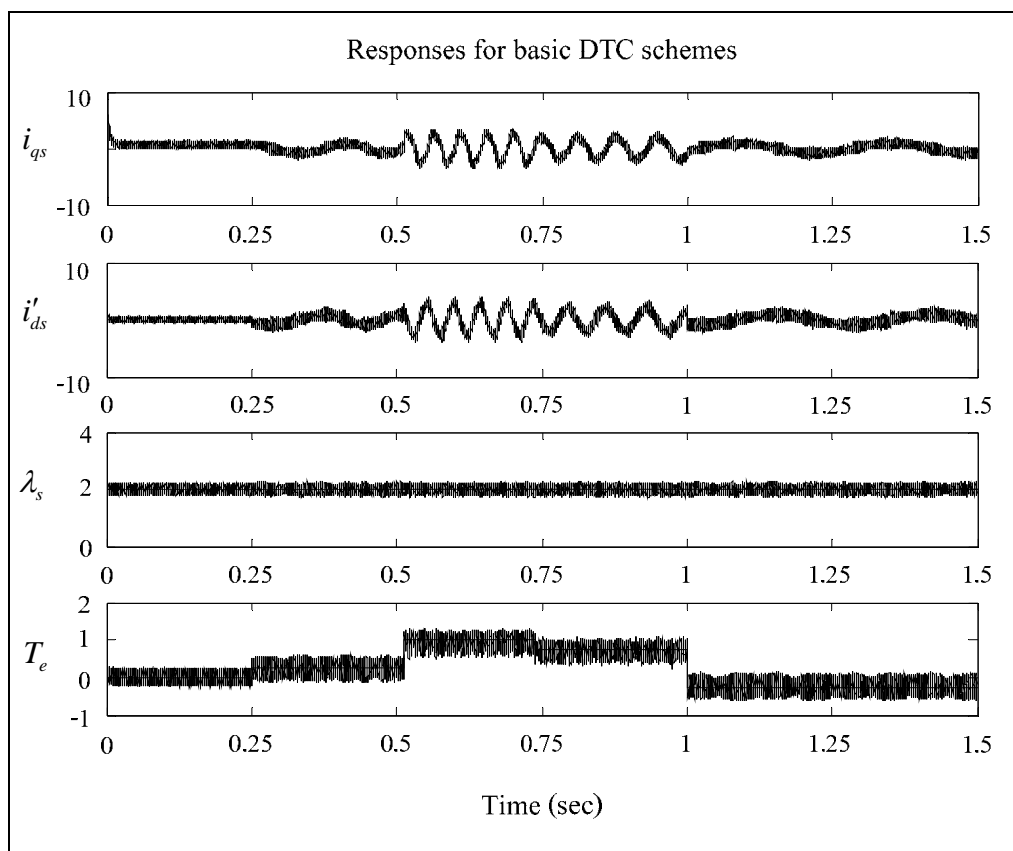
ตารางที่ 3.10 การเปรียบเทียบขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ของ C-DTC4V กับ M-DTC4V

Sector	ขอบเขตของเซกเตอร์	
	C-DTC4V	M-DTC4V
1	$0^\circ \leq \rho_s \leq 90^\circ$	$-45^\circ \leq \rho_s \leq 45^\circ$
2	$90^\circ \leq \rho_s \leq 180^\circ$	$45^\circ \leq \rho_s \leq 135^\circ$
3	$-180^\circ \leq \rho_s \leq 90^\circ$	$135^\circ \leq \rho_s \leq -135^\circ$
4	$-90^\circ \leq \rho_s \leq 0^\circ$	$-135^\circ \leq \rho_s \leq -45^\circ$

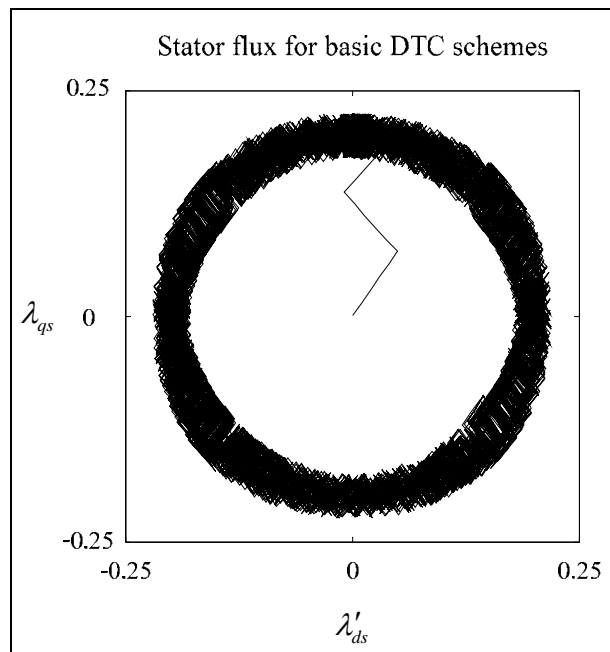
ตารางที่ 3.11 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สำหรับ M-DTC4V

$d\lambda$	dT_e	$\alpha(1)$ sector 1	$\alpha(2)$ sector 2	$\alpha(3)$ sector 3	$\alpha(4)$ sector 4
1	1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4
	0	\vec{u}_4	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3
0	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_1	\vec{u}_2

การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยการเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา (M-DTC4V) สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้แสดงผลการตอบสนองการควบคุมดังรูปที่ 3.34 นำเสนอการจำลองผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V ประกอบด้วย กระแสบนแกนควและดีทางด้านสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ



รูปที่ 3.34 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V

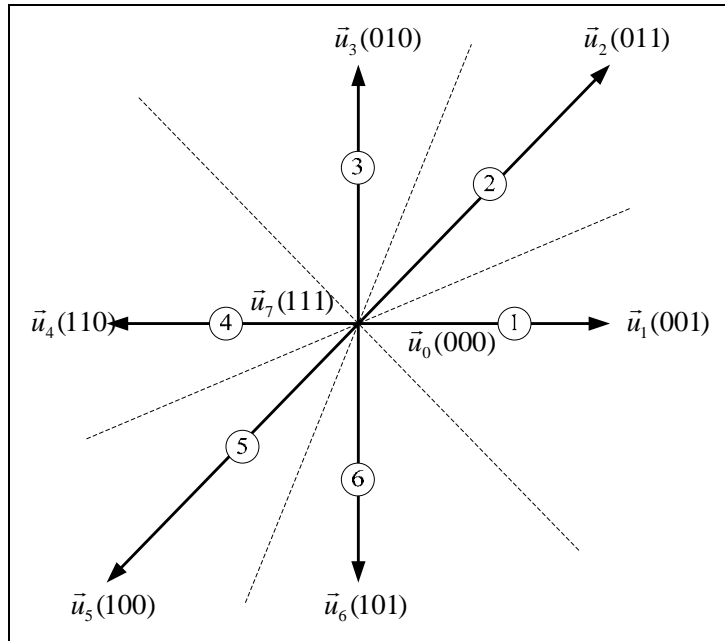


รูปที่ 3.35 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V

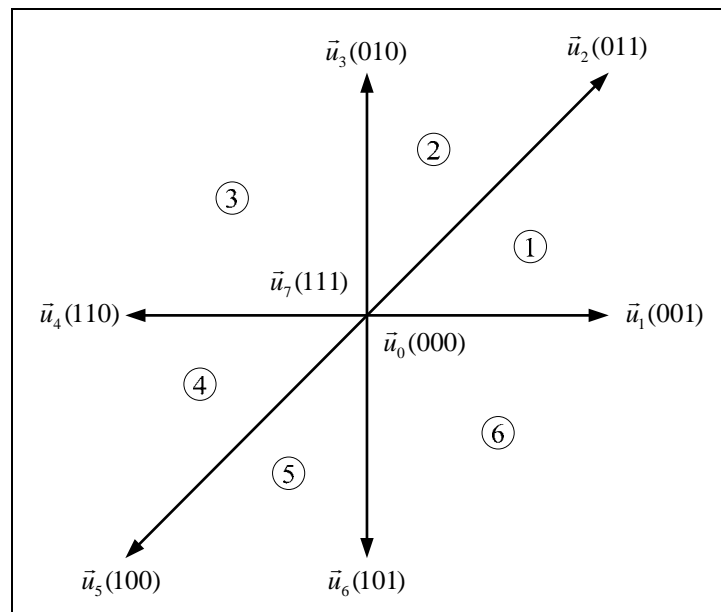
รูปที่ 3.35 แสดงทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดเป็น $\lambda_s^{rmse} = 0.0138$ Wb·trun และ $T_e^{rmse} = 0.1794$ N·m จากผลการจำลองจะพบว่ากระแสสเตเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์เกิดการแกว่งแต่ยังสามารถควบคุมแรงบิดได้ เนื่องจากทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ไม่เกิดการแกว่งที่สูงในช่วงเวลาจนออกนอกแถบฮิสเตอร์ซิสมากเกินไป ทำให้การควบคุมด้วยวิธี M-DTC8V สามารถควบคุมแรงบิดได้ ดังนั้นการเปลี่ยนขอบเขตใหม่เป็นปัจจัยสำคัญสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

การปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยการเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (M-DTC8V) ได้แสดงดังรูปที่ 3.36 (ก) เป็นการแบ่งขอบเขตแต่ละเซกเตอร์แบบธรรมดา (C-DTC8V) และรูปที่ 3.36 (ข) เป็นการเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่ (M-DTC8V) สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.12 เป็นตารางแสดงการเปรียบเทียบขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ของ C-DTC8V กับ M-DTC8V และตารางการเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันอินเวอร์เตอร์สำหรับ M-DTC4V เป็นไปตามตารางที่ 3.13 (Campos, et al., 2007)



(ก) C-DTC8V



(ข) M-DTC8V

รูปที่ 3.36 ขอบเขตการแบ่งแต่ละเซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

ตารางที่ 3.12 การเปรียบเทียบขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ของ C-DTC8V กับ M-DTC8V

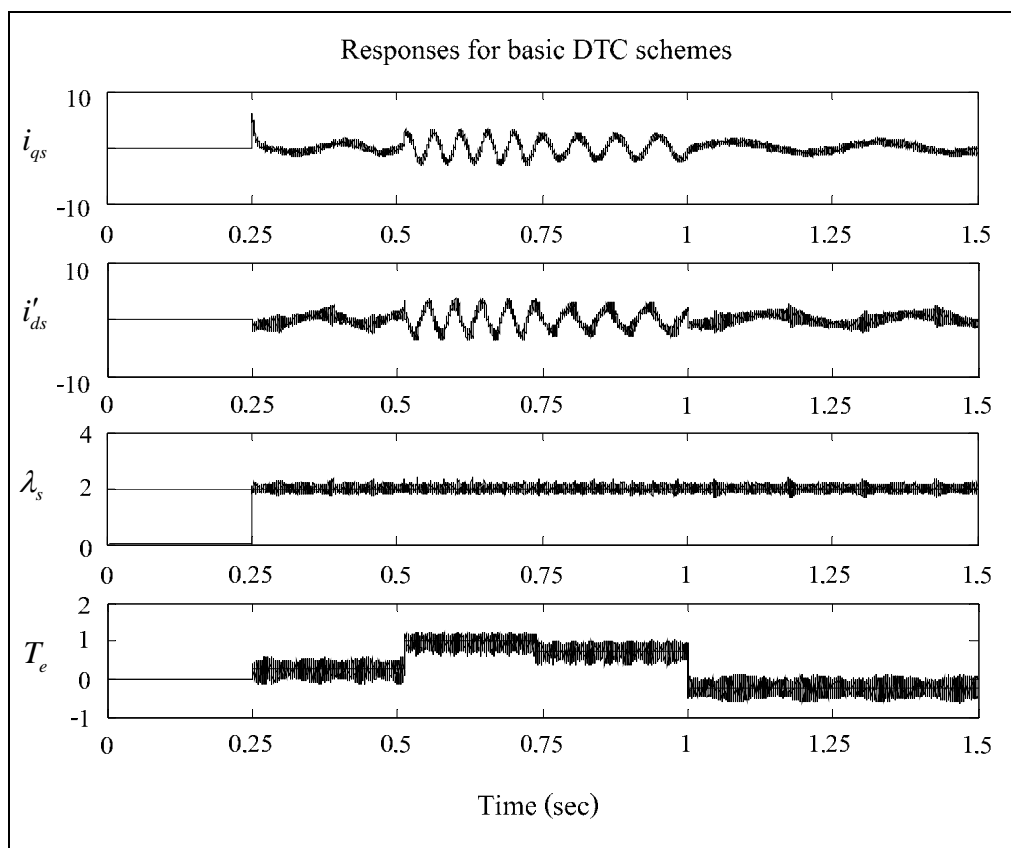
Sector	ขอบเขตของเซกเตอร์	
	C-DTC8V	M-DTC8V
1	$-45^\circ \leq \rho_s \leq 22.5^\circ$	$0^\circ \leq \rho_s \leq 45^\circ$
2	$22.5^\circ \leq \rho_s \leq 67.5^\circ$	$45^\circ \leq \rho_s \leq 90^\circ$
3	$67.5^\circ \leq \rho_s \leq 135.5^\circ$	$90^\circ \leq \rho_s \leq 180^\circ$
4	$135.5^\circ \leq \rho_s \leq -157.5^\circ$	$-180^\circ \leq \rho_s \leq -135^\circ$
5	$-157.5^\circ \leq \rho_s \leq -112.5^\circ$	$-135^\circ \leq \rho_s \leq -90^\circ$
6	$-112.5^\circ \leq \rho_s \leq -45^\circ$	$-90^\circ \leq \rho_s \leq 0^\circ$

ตารางที่ 3.13 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สำหรับ M-DTC8V

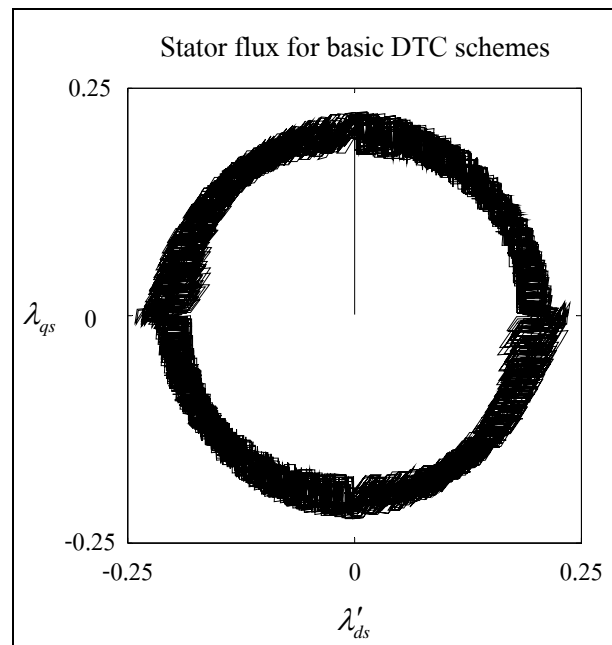
$d\lambda$	dT_e	$\alpha(1)$ sector 1	$\alpha(2)$ sector 2	$\alpha(3)$ sector 3	$\alpha(4)$ sector 4	$\alpha(5)$ sector 5	$\alpha(6)$ sector 6
1	1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4

การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยการเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (M-DTC8V) สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้แสดงผลการตอบสนองการควบคุมดังรูปที่ 3.37 นำเสนอการจำลองผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC8V ประกอบด้วย กระแสบนแกนคิวและดีทางด้านสแตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสแตเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ

รูปที่ 3.38 แสดงทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดเป็น $\lambda_s^{rmse} = 0.0106$ Wb-trun และ $T_e^{rmse} = 0.1416$ N·m จากผลการจำลองจะพบว่ากระแสสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์เกิดการแกว่งต่ำกว่าวิธี M-DTC4V ในส่วนของทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ไม่ราบเรียบในช่วง 0 องศา และ 180 องศา เกิดการแกว่งที่สูงในช่วงเวลานี้จนนอกแถบฮิสเตอร์ซิส แต่ไม่ออกจากแถบฮิสเตอร์ซิสมากเกินไปจนไม่สามารถควบคุมแรงบิด ดังนั้นวิธี M-DTC8V สามารถควบคุมแรงบิดได้และค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ยังลดลงจากวิธี C-DTC8V แต่ในทางกลับกันก็ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดเพิ่มขึ้นด้วย



รูปที่ 3.37 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC8V



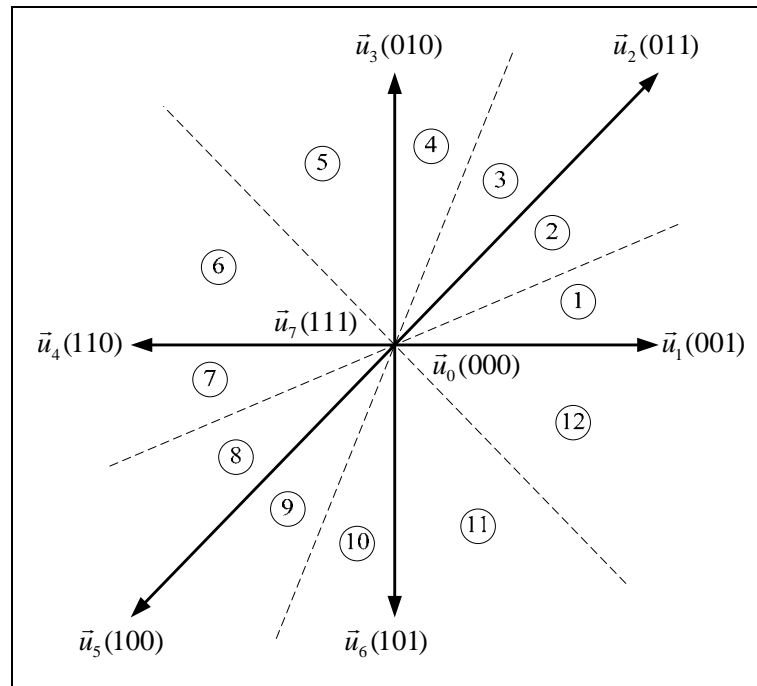
รูปที่ 3.38 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC8V

จากการจำลองผลการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธีการเปลี่ยนขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ใหม่ ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขาและลดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา แต่ก็ทำให้เกิดการแกว่งของแรงบิดเพิ่มขึ้น แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนขอบเขตใหม่ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้ดีขึ้น โดยเฉพาะการควบคุมด้วยวิธี M-DTC4V

3.6.2 การเพิ่มเซกเตอร์ (Increase sector DTC: IS-DTC)

การเพิ่มเซกเตอร์วิธีหนึ่งในการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม โดยวิธีนี้ทำให้สามารถเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมยิ่งขึ้น เนื่องจากในการแบ่งขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ที่ผ่านมามีขนาดกว้าง ขอบบนและขอบล่างของในเซกเตอร์นั้นมีเวกเตอร์ที่เหมาะสมที่แตกต่างกันทำให้ไม่สามารถเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมในช่วงเวลาดังกล่าวได้ ดังนั้นการเพิ่มจำนวนเซกเตอร์นี้จะใช้ขอบเขตของ M-DTC โดยการแบ่งย่อยของแต่ละเซกเตอร์เป็นสองส่วนเท่า ๆ กัน โดยอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ไม่จำเป็นต้องปรับปรุงอีกแล้วเนื่องจากให้ผลการตอบสนองที่อยู่แล้วและที่สำคัญจำนวนเวกเตอร์ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์มีจำกัด เมื่อนำมาใส่ในตารางเลือกเวกเตอร์แรงดันก็ให้ผลของการเลือกเวกเตอร์แรงดันแต่ละช่วงเวลาเช่นเดียวกับ M-DTC4V

แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา นั้นมีเวกเตอร์ถึง 6 เวกเตอร์สามารถสับเปลี่ยนได้ตามความเหมาะสมซึ่งสามารถเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (IS12-DTC8V) โดยมีขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ดังรูปที่ 3.39 และตารางการเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์เป็นไปตามตารางที่ 3.14



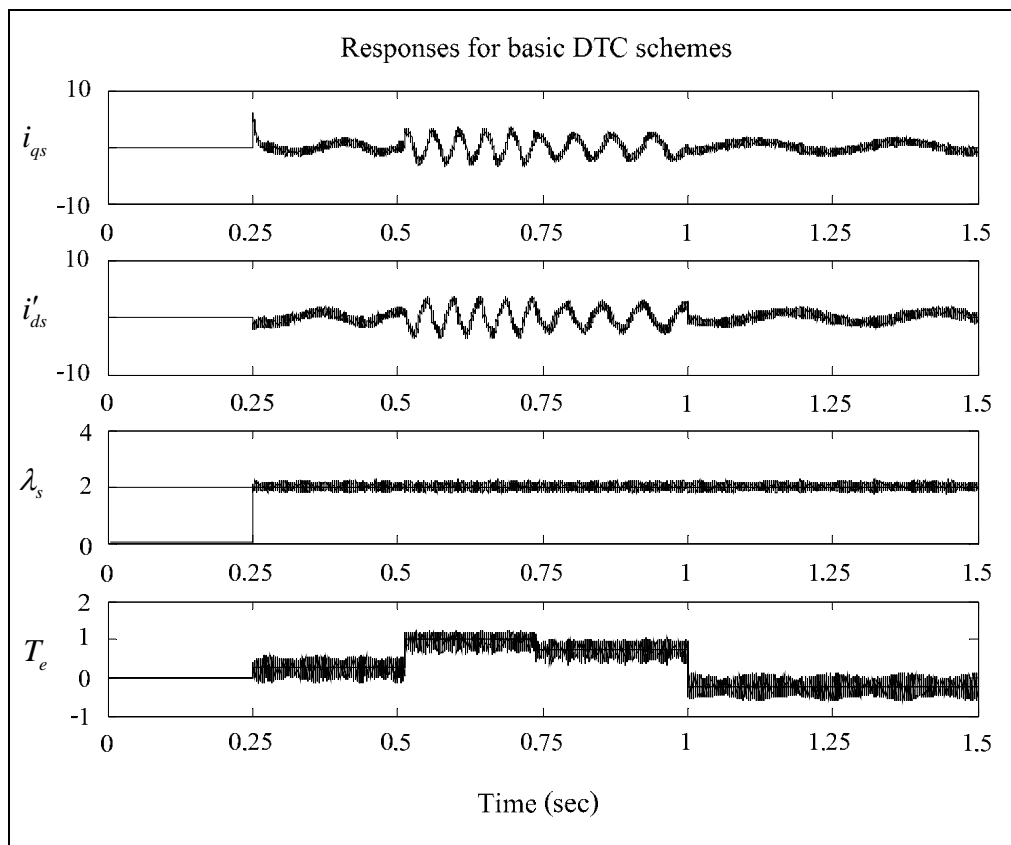
รูปที่ 3.39 การเพิ่มเซกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

ตารางที่ 3.14 การเลือกสวิตช์เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สำหรับ IS12-DTC8V

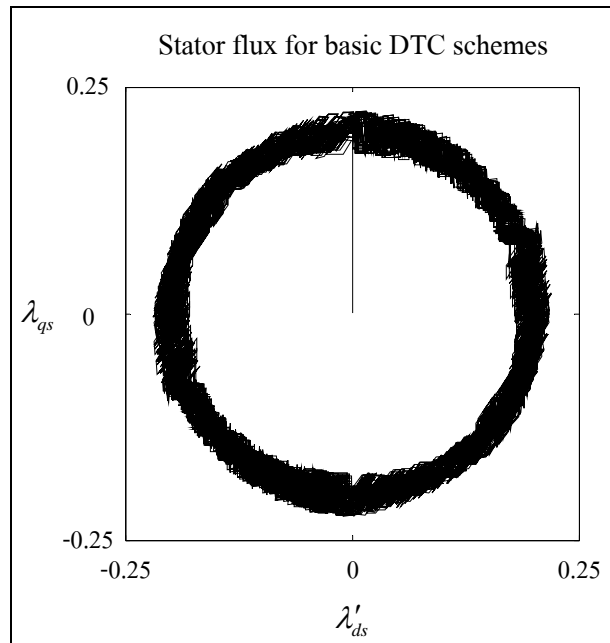
$d\lambda$	dT_e	sector											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6
0	1	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7
		\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5

การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยการเพิ่ม เซกเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (IS12-DTC8V) สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ เฟสเดียว ได้แสดงผลการตอบสนองการควบคุมดังรูปที่ 3.40 นำเสนอการจำลองผลการตอบสนอง การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC8V ประกอบด้วย กระแส บนแกนควและดีทางด้านสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ

จากรูปที่ 3.41 แสดงทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ค่าความคลาดเคลื่อน ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดเป็น $\lambda_s^{mse} = 0.0098$ Wb-trun และ $T_e^{mse} = 0.1404$ N·m ตามลำดับ จากผลการจำลองจะพบว่ากระแสสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของ มอเตอร์เกิดการแกว่งสูงกว่า อย่างไรก็ตามยังสามารถควบคุมแรงบิดได้ เนื่องจากทางเดินของฟลักซ์ เชื่อมโยงสเตเตอร์ไม่เกิดการแกว่งที่สูงในช่วงเวลาจนออกนอกแถบฮิสเตอร์ซิสมากเกินไป ทำให้การควบคุมด้วยวิธี IS12-DTC8V สามารถควบคุมแรงบิดได้



รูปที่ 3.40 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค แบบดั้งเดิมด้วยวิธี IS12-DTC8V



รูปที่ 3.41 ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี IS12-DTC8V

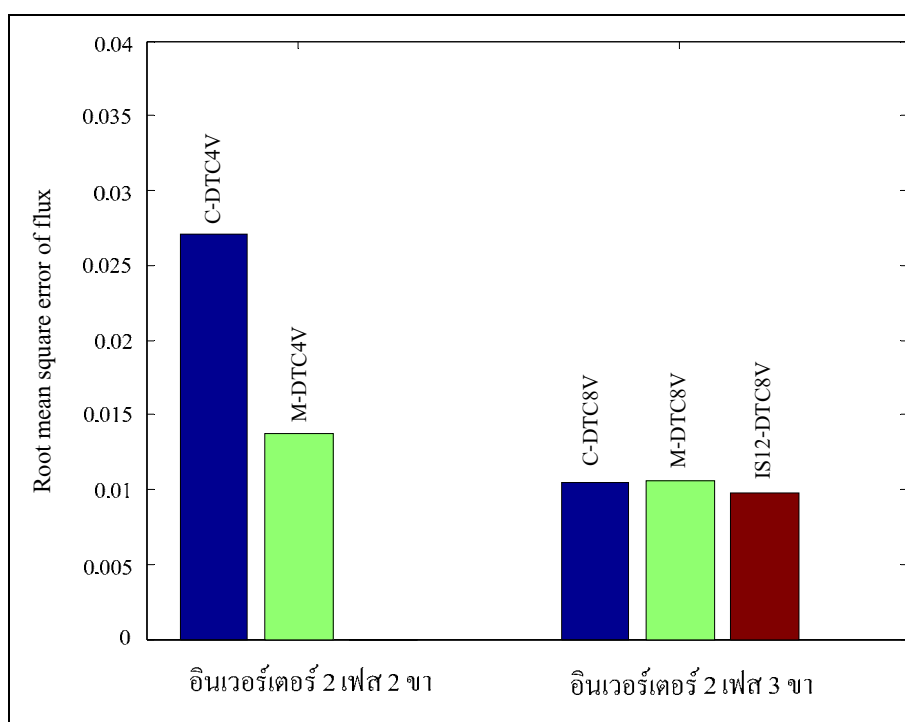
จากการจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบการเพิ่มจำนวนเซกเตอร์สามารถปรับปรุงการควบคุมแรงบิดได้ดีขึ้นในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ดูได้จากค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดมีค่าน้อยลงหรือดูได้จากความเรียบของทางเดินฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ โดยสามารถการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ครอบคลุมมากขึ้นทำให้ลดความผิดพลาดในการเลือกเวกเตอร์แรงดันในช่วง 0 องศา และ 180 องศา ของวิธี M-DTC8V ได้ แต่ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดก็มีค่ากว่า M-DTC4V เนื่องจากความไม่สมมาตรของเวกเตอร์แรงดันในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา และขนาดแรงดันที่มากกว่าอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ทำให้เกิดความแกว่งของฟลักซ์และแรงบิดสูงกว่า และที่สำคัญการควบคุมด้วยวิธี IS12-DTC8V ทำให้เกิดการแกว่งออกนอกแถบฮิสเตอร์ซิสมากหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าแถบฮิสเตอร์ซิสแคบเกินไป ดังนั้นการกำหนดความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิสเป็นปัจจัยสำคัญต่อการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม สามารถเขียนสรุปตารางแสดงขอบเขตของฟลักซ์และแรงบิดโดยเฉลี่ยของการควบคุมแรงบิดโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมได้ดังตารางที่ 3.15

ตารางที่ 3.15 ขอบเขตของฟลักซ์และแรงบิดโดยเฉลี่ย

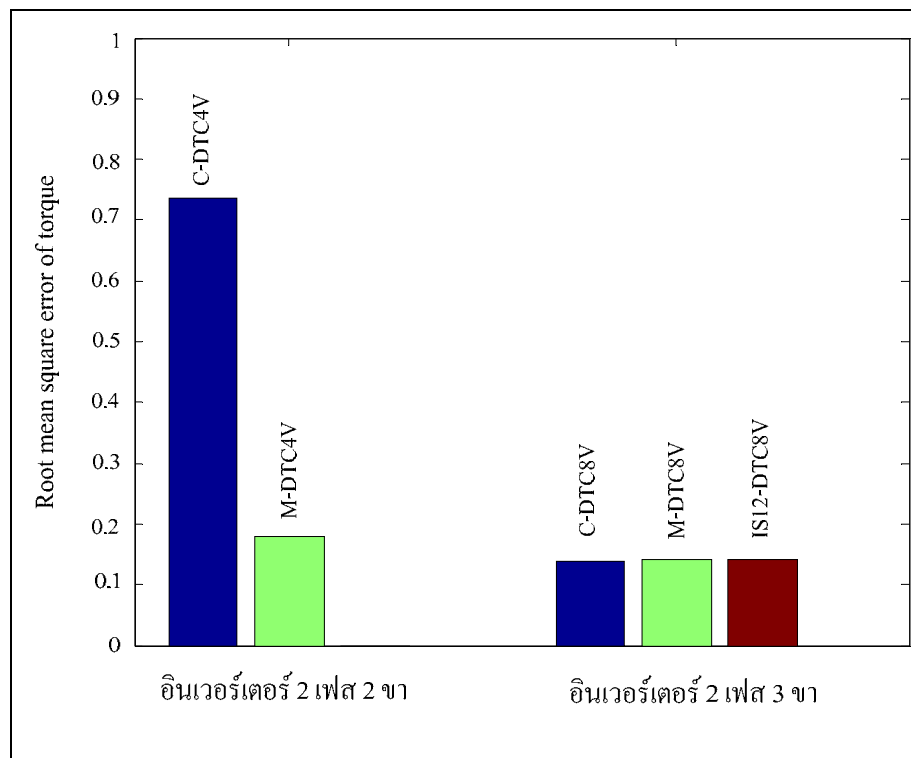
อินเวอร์เตอร์	วิธีควบคุม	ขอบเขตของฟลักซ์และแรงบิดโดยเฉลี่ย	
		ขอบเขตของฟลักซ์	ขอบเขตของแรงบิด
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	C-DTC4V	$\pm 0.0271^*$	$\pm 0.7365^*$
	M-DTC4V	± 0.0138	± 0.1794
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	C-DTC8V	± 0.0105	± 0.1386
	M-DTC8V	± 0.0106	± 0.1416
	IS12-DTC8V	± 0.0098	± 0.1404

หมายเหตุ: “*” คือ ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้

เมื่อทำการเปรียบเทียบค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์และแรงบิดด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมและกรณีที่ได้ปรับปรุง ดังรูปที่ 3.42 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์ รูปที่ 3.43 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิด



รูปที่ 3.42 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม



รูปที่ 3.43 ค่าความคลาดเคลื่อนแรงบิดสำหรับควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม

จากรูปที่ 3.42 การเปรียบเทียบค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์ จะพบว่าการควบคุมด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยใช้วิธี C-DTC ไม่สามารถควบคุมฟลักซ์ได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ควบคุมได้ดีเมื่อทำการเปลี่ยนแต่ละเวกเตอร์ใหม่ วิธี M-DTC ให้ผลตอบสนองของฟลักซ์ดีขึ้นและสามารถควบคุมแรงบิดได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย แต่ก็ยังสามารถควบคุมแรงบิดได้และเมื่อทำการเพิ่มจำนวนแต่ละเซกเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ให้ผลตอบสนองของฟลักซ์เชื่อมโยงเสถียรที่สุด

ในรูปที่ 3.43 การเปรียบเทียบค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิด จะพบว่าการควบคุมด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมโดยใช้วิธี C-DTC ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ควบคุมได้ดีที่สุด เมื่อทำการเปลี่ยนแต่ละเวกเตอร์ใหม่ วิธี M-DTC ให้ผลตอบสนองของแรงบิดดีขึ้นและสามารถควบคุมแรงบิดได้สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ค่าแรงบิดมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย แต่ก็ยังสามารถควบคุมแรงบิดได้ และเมื่อทำการเพิ่มจำนวนแต่ละเซกเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ให้ผลตอบสนองของบิดดีแต่ไม่ดีที่สุด

3.7 สรุป

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมจะใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน เพราะสามารถควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ โดยการเลือกรูปแบบการสวิตช์ขั้วมอเตอร์ให้กับอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมที่สุดจากตารางเวกเตอร์แรงดัน สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้นำเสนออินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 แบบ คือ อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา การควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้ เนื่องจากจำนวนเวกเตอร์แรงดันไม่เพียงพอในการสร้างตารางในการสวิตช์ ส่วนอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้เนื่องจากเลือกเวกเตอร์แรงดันผิด ทำให้ระบบสูญเสียการควบคุมและอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา สามารถควบคุมแรงบิดได้ดี การกวัดแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ก็ยังคงสูงอยู่แต่ก็ยังคงอยู่ในขอบเขตของแถบฮิสเตอร์ซิสตังนั้นไม่เป็นปัญหาสำหรับการควบคุมแรงบิด และได้้นำเสนอการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยกัน 2 วิธี คือ วิธีการเปลี่ยนขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ใหม่ ผลการตอบสนองทั้งอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา สามารถควบคุมฟลักซ์ได้ดีขึ้น โดยเฉพาะอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และการคุมด้วยวิธีนี้ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะเกิดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดสูงในช่วง 0 องศา และ 180 องศา และวิธีการเพิ่มจำนวนเซกเตอร์ วิธีนี้จะทำการทดสอบเฉพาะอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา เท่านั้นเนื่องจากอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ให้ผลการตอบสนองที่อยู่แล้ว และมีจำนวนเวกเตอร์แรงดัน 4 เวกเตอร์ ทำให้ไม่สามารถสับเปลี่ยนเวกเตอร์ใหม่ในแต่ละเซกเตอร์ได้ วิธีนี้ให้สามารถการควบคุมฟลักซ์ดีขึ้นกว่าการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดในวิธีแรก สามารถกำจัดกาแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดที่อยู่ในช่วง 0 องศา และ 180 องศาได้ จากการจำลองต่าง ๆ ในแต่ละวิธีจะพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในการควบคุมด้วยวิธี M-DTC8V และ IS12-DTC8V มีค่าความคลาดเคลื่อนต่ำกว่าวิธี M-DTC4V และการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดต่ำกว่าด้วย เนื่องจากองค์ประกอบสถานะบางสถานะของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา มีแรงดันศูนย์อยู่ด้วยทำให้สามารถลดค่าความคลาดเคลื่อนในบางช่วงได้ เพื่อปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงให้ดีขึ้นจะนำเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์

4.1 บทนำ

การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้วิธีแบบดั้งเดิม ดังแสดงในบทที่ 3 เป็นการจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้แถบฮิสเตอร์ซิสและอินเวอร์เตอร์จำนวน 2 รูปแบบในการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ คือ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา การจำลองทั้ง 2 วิธีนี้ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่ผลตอบสนองการของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิดเกิดการแกว่งสูง

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ (SVPWM-DTC) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว เพื่อลดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยใช้อินเวอร์เตอร์ทั้งสองรูปแบบในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งประกอบด้วย SVPWM การจำลองผลการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยใช้เทคนิค SVPWM-DTC สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และผลการจำลอง

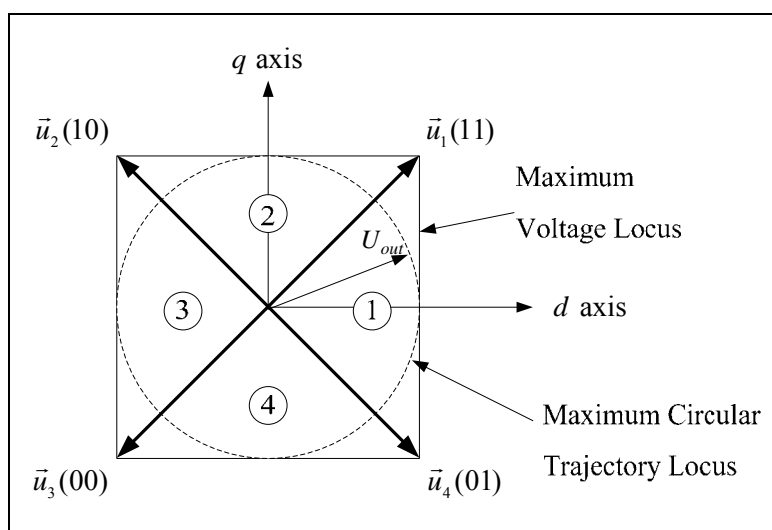
4.2 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์

SVPWM เป็นการนำเวกเตอร์ปริภูมิของแรงดันที่สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ได้จากตัวควบคุมมาคำนวณเพื่อหาค่าเฉลี่ยที่ต้องการจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (V_{DC}) แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อทำการมอดูเลตชันความกว้างพัลส์ ซึ่งจะได้นำสัญญาณไปขับสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์เพื่อส่งจ่ายไฟให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในการควบคุมการสวิทช์ด้วยวิธี SVPWM นั้นทำในระบบดิจิทัล ซึ่งกล่าวได้ว่า SVPWM เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัล โดยมีเป้าหมายในการสร้างแรงดันไฟฟ้า PWM ให้กับโหลด โดยที่ค่าแรงดันไฟฟ้าง่ายที่จ่ายให้กับโหลดจะเป็นค่าเฉลี่ย ซึ่งการสร้างสัญญาณ PWM ดังกล่าวจะเสร็จสิ้นภายในแต่ละคาบเวลาสุ่ม (Sampling period) โดยพิจารณาจากการเลือกสถานะการสวิทช์ และการคำนวณคาบเวลาของสถานะที่เหมาะสม

สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้วิธีแบบดั้งเดิมเป็นการเลือกเวกเตอร์แรงดัน โดยการเปิดตารางการสวิตช์ในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิด ซึ่งเป็นค่าโดยการประมาณต้องใช้เวลา สุ่มสูง แต่การทำ SVPWM เป็นการหาแรงดันที่ถูกต้องป้อนให้กับมอเตอร์ ทำให้ได้ฟลักซ์ เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดตามที่ต้องการ การทำ SVPWM ของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

4.2.1 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ดังรูปที่ 3.12 เวกเตอร์แรงดันในระนาบคิกวแบ่งเป็น องค์ประกอบย่อยได้ 4 เวกเตอร์ ดังตารางที่ 3.5 จากที่กล่าวมาข้างต้น อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา มีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นไปได้ทั้งหมด 4 แบบ เวกเตอร์ \vec{u}_1 ถึง \vec{u}_4 ไม่มีเวกเตอร์ศูนย์ และเวกเตอร์ ปริภูมิในระบบแสดงในรูปที่ 4.1 (Jang et al., 2007)



รูปที่ 4.1 เวกเตอร์ปริภูมิสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} ในระนาบคิกว ถ้าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นสัญญาณ ไซน์ที่สมบูรณ์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา เวกเตอร์ \vec{U}_{out} จะหมุนไป รอบ ๆ ในระนาบคิกวขึ้นอยู่กับ ความถี่ของแรงดันและเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ดังรูปที่ 4.1 โดยเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจะอยู่ในขอบเขต ทางเดินของเวกเตอร์แรงดันสูงสุด (Maximum voltage locus: MVL) ในการทำ SVPWM ถ้าอยู่นอก ขอบเขตจะทำให้ไม่สามารถคำนวณเวลาในการสวิตช์ได้ โดยทั่วไปจะกำหนดให้เวกเตอร์แรงดัน

อ้างอิงอยู่ในขอบเขตทางเดินวงกลมสูงสุด (Maximum circular trajectory locus: MCL) เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งมีขนาดแต่ละเวกเตอร์เท่ากับ $V_{DC}/\sqrt{2}$ มีค่ารัศมีของทางเดินเท่ากับ $V_{DC}/\sqrt{2}$

- การคำนวณเวลาในการสวิตช์

อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ไม่มีเวกเตอร์แรงดันศูนย์ ในขณะที่อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ได้ใช้ประโยชน์จากเวกเตอร์ศูนย์ในการทำ SVPWM เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของ SVPWM ที่ไม่มีเวกเตอร์ศูนย์ รูปที่ 4.2 แสดงถึงการคำนวณเวลาเมื่อเวกเตอร์อ้างอิง \vec{U}_{out} อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ความต่อเนื่องของเวลาสำหรับเวกเตอร์อ้างอิง \vec{U}_{out} กำหนดโดยการปรับเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าทั้ง 4 \vec{U}_{out} ในเซกเตอร์ที่ 1 อยู่ระหว่างเวกเตอร์ \vec{u}_4 และ \vec{u}_1 ซึ่งเป็นเวกเตอร์ที่อยู่ใกล้ขีดที่สุดในรูป t_1 และ t_2 คือเวลาที่ใช้ของเวกเตอร์ \vec{u}_4 และ \vec{u}_1 ตามลำดับ แต่ผลรวมของ t_1 และ t_2 ไม่เท่ากับ T_s ของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} ที่ MVL ดังนั้นช่วงเวลาของเวกเตอร์ที่เหลือในเซกเตอร์หลัก (เซกเตอร์ 1) จะใช้ในเซกเตอร์ทแยงมุม (เซกเตอร์ 3) เพราะไม่มีเวกเตอร์ศูนย์ ในรูป $\Delta\vec{U}$ เป็นความแตกต่างของเวกเตอร์ \vec{U}_{out} กับ MVL เมื่อค่าครึ่งหนึ่ง $\Delta\vec{U}/2$ เป็นเวกเตอร์ที่เพิ่มให้กับ \vec{U}_{out} เป็นเวกเตอร์ใหม่ ($\vec{U}_{out} + \Delta\vec{U}/2$) ที่กำหนดขึ้นในเซกเตอร์หลักให้เรียก ($\vec{U}_{out} + \Delta\vec{U}/2$) ว่า “เวกเตอร์อ้างอิงแก้ไข (Modified reference vector)” เวกเตอร์ $-\Delta\vec{U}/2$ ที่ใส่เข้าไปในเซกเตอร์ทแยงมุมของเวกเตอร์อ้างอิงแก้ไขให้เรียก ($-\Delta\vec{U}/2$) ว่า “เวกเตอร์ยับยั้ง (Restraint vector)” ทิศทางของเวกเตอร์ยับยั้งจะตรงกันข้ามและขนาดจะเท่ากับที่เพิ่มเข้าไปในเวกเตอร์อ้างอิงแก้ไข

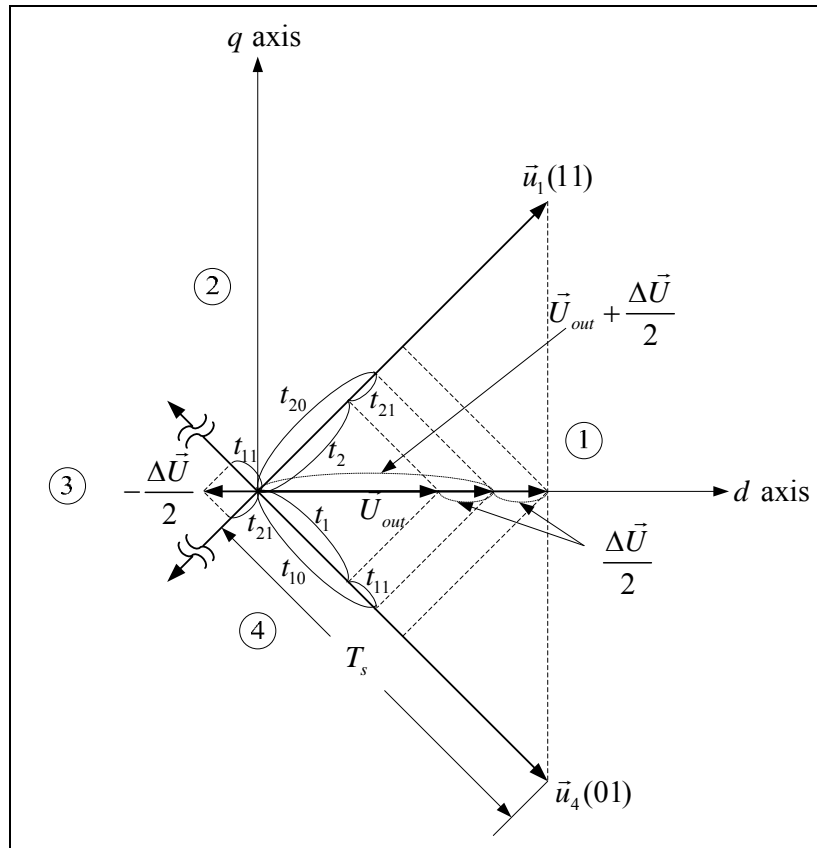
ผลรวมของเวลาที่ใช้นเวกเตอร์อ้างอิงแก้ไขและเวกเตอร์ยับยั้งเท่ากับเวลาในการสุม ดังรูปที่ 4.2 แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} T_s &= (t_1 + t_{11}) + (t_2 + t_{21}) + t_{11} + t_{21} \\ &= t_{10} + t_{20} + t_{11} + t_{21} \end{aligned} \quad (4.1)$$

เมื่อ $t_{10} = t_1 + t_{11}$ และ $t_{20} = t_2 + t_{21}$

t_{10} และ t_{20} เป็นเวลาที่ใช้นของเวกเตอร์ \vec{u}_4 และ \vec{u}_1 ในเซกเตอร์หลัก ตามลำดับ t_{11} และ t_{21} เป็นเวลาที่ใช้นของเวกเตอร์ \vec{u}_2 และ \vec{u}_3 ในเซกเตอร์ทแยงมุม ตามลำดับ เมื่อ t_{10} t_{20} t_{11} และ t_{21} สามารถแก้สมการได้ดังต่อไปนี้ โดยที่ค่าสัมบูรณ์ของขนาดสูงสุดของเวกเตอร์ปริภูมิในขอบเขตของรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส $\omega t = \theta$ เขียนได้โดย

$$|\vec{U}_{max}| = \vec{U}_{out} + \Delta\vec{U} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.2 การคำนวณเวลาการสวิตช์ของ SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

เมื่อ θ ($-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$) เป็นมุมที่หมุนของเวกเตอร์อ้างอิง \vec{U}_{out} ที่ทวนเข็มนาฬิกาเมื่อเทียบกับเวกเตอร์ \vec{u}_4 จากสมการที่ (4.2) ค่าสัมบูรณ์ของความแตกต่างของเวกเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (4.3)

$$\Delta\vec{U} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} - \vec{U}_{out} \quad (4.3)$$

ค่าสัมบูรณ์ของเวกเตอร์อ้างอิงแก้ไข ($\vec{U}_{out} + \Delta\vec{U}/2$) ในเซกเตอร์หลัก กำหนดได้โดย

$$\left| \vec{U}_{out} + \frac{\Delta\vec{U}}{2} \right| = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} + \left| \frac{\vec{U}_{out}}{2} \right| \quad (4.4)$$

ค่าสัมบูรณ์ของเวกเตอร์ยับยั้ง ($-\Delta\vec{U}/2$) ในเซกเตอร์ทแยงมุม คำนวณได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\left| -\frac{\Delta\vec{U}}{2} \right| = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} - \left| \frac{\vec{U}_{out}}{2} \right| \quad (4.5)$$

จากรูปที่ 4.2 เวลาของ t_{10} และ t_{20} เป็นเวกเตอร์อ้างอิงแก้ไขในเซกเตอร์หลัก เกี่ยวข้องกับสมการต่อไปนี้

$$T_s : t_{10} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \left| \vec{U}_{out} + \frac{\Delta\vec{U}}{2} \right| \cos\theta \quad (4.6)$$

$$T_s : t_{20} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \left| \vec{U}_{out} + \frac{\Delta\vec{U}}{2} \right| \sin\theta \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.4) (4.6) และ (4.7) เวลา t_{10} และ t_{20} เป็นดังสมการ

$$t_{10} = \frac{\sqrt{2}T_s}{V_{DC}} \left[\frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} + \left| \frac{\vec{U}_{out}}{2} \right| \right] \cdot \cos\theta \quad (4.8)$$

$$t_{20} = \frac{\sqrt{2}T_s}{V_{DC}} \left[\frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\theta + \cos\theta} + \left| \frac{\vec{U}_{out}}{2} \right| \right] \cdot \sin\theta \quad (4.9)$$

และ เวลาของ t_{11} และ t_{21} เป็นเวกเตอร์ย่อยในเซกเตอร์ที่แยงมุม เกี่ยวข้องกับสมการต่อไปนี้

$$T_s : t_{11} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} : \left| -\frac{\Delta \vec{U}}{2} \right| \cos \theta \quad (4.10)$$

$$T_s : t_{21} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} : \left| -\frac{\Delta \vec{U}}{2} \right| \sin \theta \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.5) (4.10) และ (4.11) เวลา t_{11} และ t_{21} เป็นดังสมการ

$$t_{11} = \frac{\sqrt{2}T_s}{V_{DC}} \left[\frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - \left| \frac{\vec{U}_{out}}{2} \right| \right] \cdot \cos \theta \quad (4.12)$$

$$t_{21} = \frac{\sqrt{2}T_s}{V_{DC}} \left[\frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - \left| \frac{\vec{U}_{out}}{2} \right| \right] \cdot \sin \theta \quad (4.13)$$

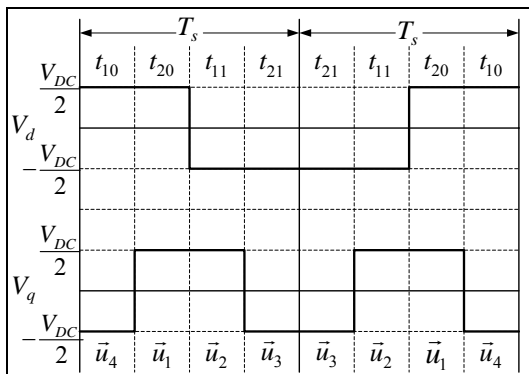
- ลำดับการสวิตช์

เมื่อ \vec{U}_{out} เป็นเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่เซกเตอร์ใด ๆ ลำดับการสวิตช์เพื่อทำรูปคลื่นแรงดัน PWM ให้ดีที่สุดอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ลำดับการสวิตช์ที่เหมาะสมทำให้การแกว่งของแรงบิดน้อยและลดความถี่ในการสวิตช์ ลำดับการสวิตช์ใน SVPWM แบบ 2 เฟส ได้มาจากการ “มอดูเลชัน 3 เฟส แบบสมมาตร (Three-phase symmetrical modulation)” ใน SVPWM แบบ 3 เฟส จะเรียกว่า “การมอดูเลชัน 2 เฟส แบบสมมาตร (Two-phase symmetrical modulation)” การทำมอดูเลชันเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} ที่ประกอบด้วย 4 เวกเตอร์ และ 4 ระยะเวลา โดยสวิตช์ทั้งสี่ในระหว่างเวลาสุ่ม T_s มีลำดับการสวิตช์ที่เหมาะสมดังสมการต่อไปนี้

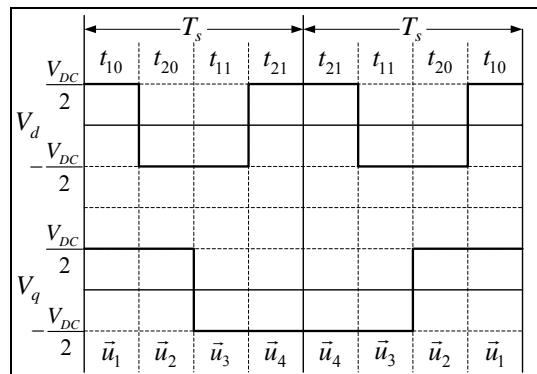
$$T_s = t_{10} \cdot \vec{u}_1 + t_{20} \cdot \vec{u}_2 + t_{11} \cdot \vec{u}_3 + t_{21} \cdot \vec{u}_4 \quad (4.14)$$

รูปที่ 4.3 แสดงแรงดันเอาต์พุต V_d และ V_q ทั้ง 4 ชุด โดยการมอดูเลชัน 2 เฟส แบบสมมาตรของ SVPWM แบบ 2 เฟส ในแต่ละเซกเตอร์ จากรูปที่ 4.3 เป็นรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของ PWM สองระดับ (Two-level PWM) ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} เริ่มต้นใน \vec{u}_4 ระยะเวลาในการสวิตช์ t_{10} ในเซกเตอร์หลัก และจบใน \vec{u}_1 กับ t_{21} ในเซกเตอร์ทแยงมุม เริ่มต้นอีกที่ \vec{u}_1 และกลับสู่ \vec{u}_1 เพื่อให้กระแสในสายแวงน้อยที่สุด

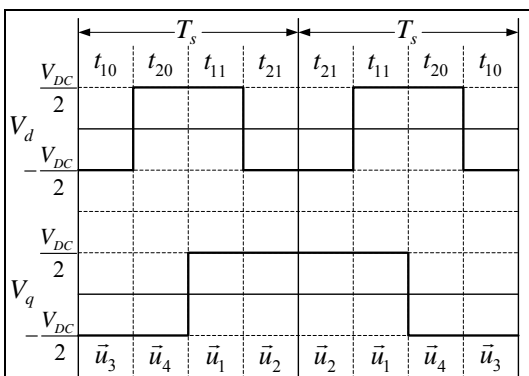
ลำดับในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ดังแสดงไว้ในตัวอย่าง “... $\vec{u}_4 - \vec{u}_1 - \vec{u}_2 - \vec{u}_3 - \vec{u}_3 - \vec{u}_2 - \vec{u}_1 - \vec{u}_4$...” อย่างไรก็ตามเวกเตอร์อ้างอิง \vec{U}_{out} สามารถเริ่มต้นที่เวกเตอร์ ($\vec{u}_1 \vec{u}_2 \vec{u}_3$) อื่นได้ ถ้าลำดับการสวิตช์สำหรับ 4 เวกเตอร์เป็นวงปิด ถ้าเริ่มต้นด้วย \vec{u}_1 ลำดับการสวิตช์กลายเป็น “... $\vec{u}_1 - \vec{u}_2 - \vec{u}_3 - \vec{u}_4 - \vec{u}_4 - \vec{u}_3 - \vec{u}_2 - \vec{u}_1$...” รอบการสวิตช์ของแรงดันเอาต์พุตโดยการมอดูเลชัน 2 เฟส แบบสมมาตรเป็นสองเท่าของเวลาสุ่ม จะได้เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต 2 เวกเตอร์แบบสมมาตรในเวลา $2T_s$ ดังรูปที่ 4.3



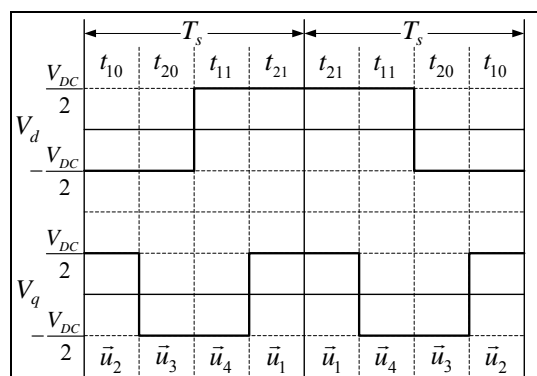
(ก) ในเซกเตอร์ 1



(ข) ในเซกเตอร์ 2



(ค) ในเซกเตอร์ 3

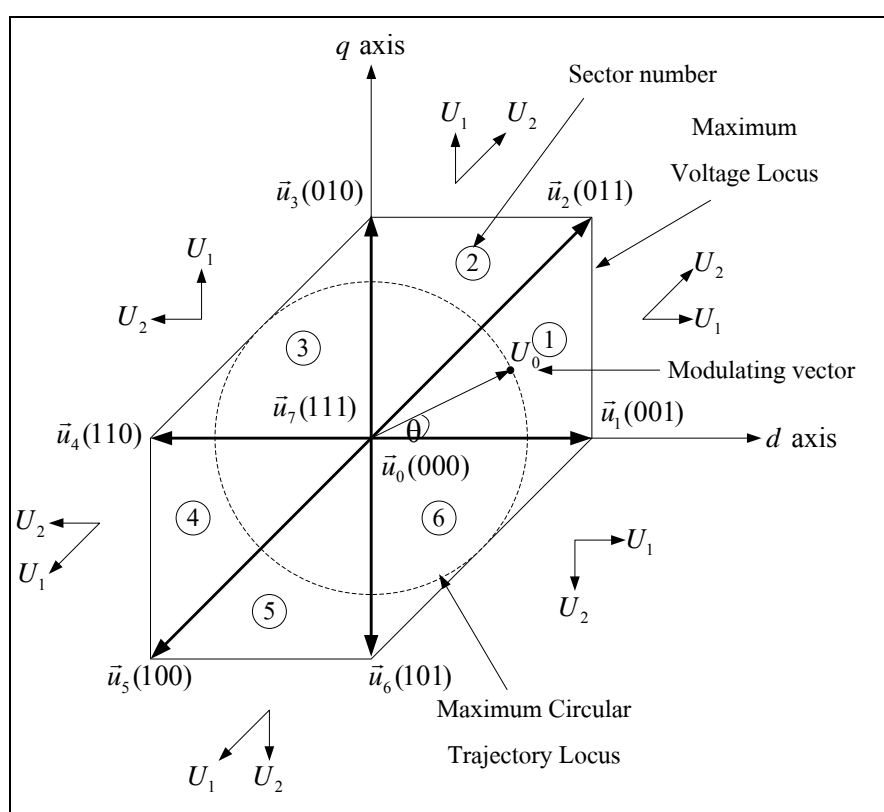


(ง) ในเซกเตอร์ 4

รูปที่ 4.3 แรงดันเอาต์พุต โดยการมอดูเลชัน 2 เฟส แบบสมมาตร สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

4.2.2 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา เป็นดังรูปที่ 3.12 และเวกเตอร์แรงดันในระนาบดีคิว จะแบ่งได้ 8 เวกเตอร์ ดังตารางที่ 3.6 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ จากที่กล่าวมาข้างต้น อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา มีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นไปได้ทั้งหมด 8 แบบ มีเวกเตอร์ 6 ชุดที่ไม่ใช่ เวกเตอร์แรงดันศูนย์ คือ \vec{u}_1 ถึง \vec{u}_6 และเวกเตอร์ 2 ชุด ที่เป็นเวกเตอร์แรงดันศูนย์ \vec{u}_0 และ \vec{u}_7 เวกเตอร์ในระบบไม่สมมาตรในรูปแบบเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ได้แสดงเวกเตอร์อ้างอิงที่ใช้ และขอบเขตของเวกเตอร์แรงดัน (Hamid and Steven, 2004; Correa et al., 2002)



รูปที่ 4.4 แผนภาพเวกเตอร์ปริภูมิสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

- พื้นฐานเวกเตอร์ปริภูมิออกเลขชั้น

เวกเตอร์ \vec{U}_{out} เป็นเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่ต้องการสำหรับอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจำเป็นต้องใช้ 2 เวกเตอร์ที่ใกล้เคียง กำหนดให้ \vec{U}_1 และ \vec{U}_2 เป็นเวกเตอร์ที่ใกล้เคียงในแต่ละเซกเตอร์ เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงสามารถประมาณได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\frac{1}{T} \int \vec{U}_{out} dt = \frac{1}{T} (T_1 \vec{U}_1 + T_2 \vec{U}_2) \quad (4.15)$$

สมมติว่าคาบของ PWM มีค่าเป็น T_{PWM} ซึ่งมีค่าน้อยมาก ๆ สามารถเขียนเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} ใหม่ได้ดังสมการ

$$\int \vec{U}_{out} dt = T_{PWM} \vec{U}_{out} = T_1 \vec{U}_1 + T_2 \vec{U}_2 \quad (4.16)$$

เมื่อ T_1 และ T_2 คือ เวลาของเวกเตอร์แรงดัน \vec{U}_1 และ \vec{U}_2 ในคาบเวลาของ T_{PWM}

ความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่ใช้แต่ละเป็นเวกเตอร์ที่อยู่ใกล้ซิดและเวกเตอร์ศูนย์ สามารถเขียนได้ดังสมการ

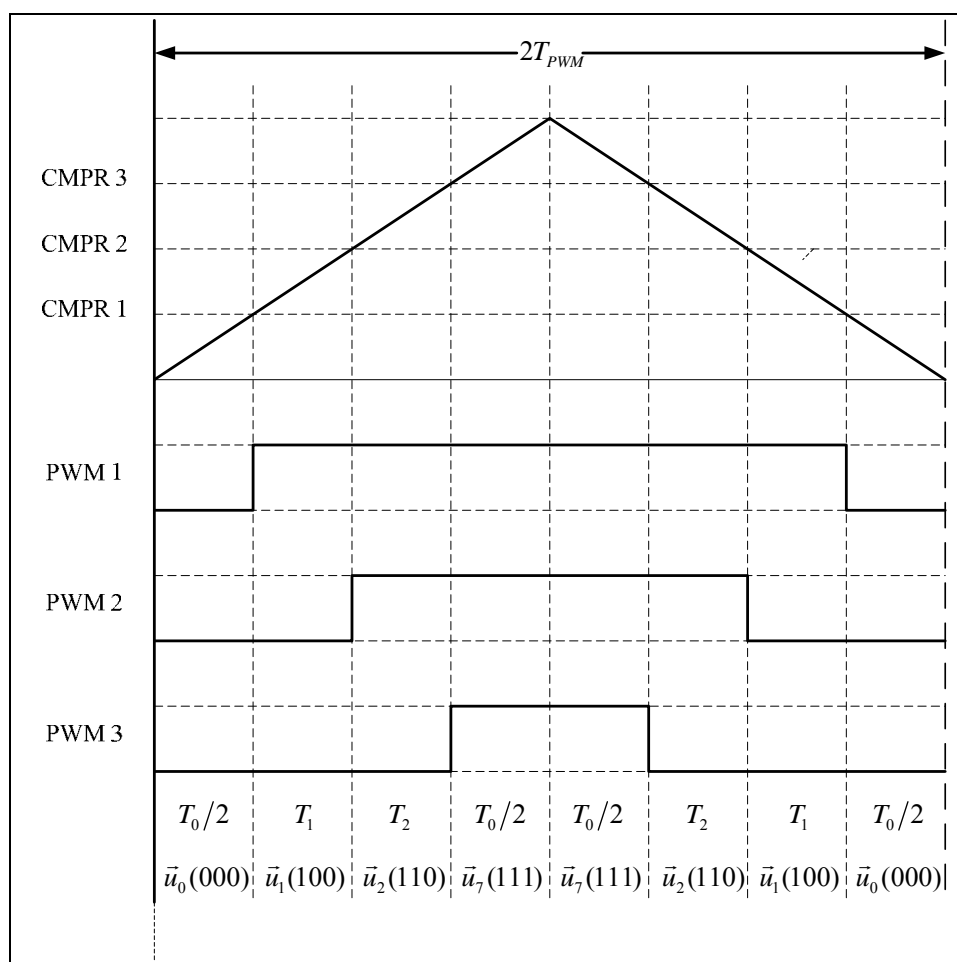
$$T_{PWM} \vec{U}_{out} = T_1 \vec{U}_1 + T_2 \vec{U}_2 + T_0 (\vec{U}_0 \text{ or } \vec{U}_0) \quad (4.17)$$

เมื่อ

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_{PWM} \quad (4.18)$$

เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} ในระนาบดิกิว ถ้าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็น สัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา เวกเตอร์ \vec{U}_{out} จะหมุนไปรอบ ๆ ในระนาบดิกิว ขึ้นอยู่กับความถี่ของแรงดันและเป็นรูปทรงเชิงเรขาคณิตหกเหลี่ยมแบบไม่สมมาตร ดังรูปที่ 4.4 โดยเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจะอยู่ในขอบเขต MVL ในการทำ SVPWM ถ้าอยู่นอกขอบเขตจะทำให้ไม่สามารถคำนวณเวลาในการสวิตช์ได้ โดยทั่วไปจะกำหนดให้เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงอยู่ในขอบเขตของ MCL เพื่อลดปัญหาเวกเตอร์แรงดันอยู่นอกขอบเขต MVL ทำให้แก้ปัญหาคำนวณเวลาในการสวิตช์ได้ โดยที่ MVL เป็นดังรูปที่ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับเวกเตอร์ที่ได้จากรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ และ MCL จะมีขนาดเท่ากับ $\sqrt{2}V_{DC}/2$ หรือเท่ากับ $0.707V_{DC}$

ตัวอย่างกราฟ SVPWM แบบสมมาตร ในรูปที่ 4.5 สมมุติว่าเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยเวกเตอร์แรงดัน \vec{u}_1 และ \vec{u}_2 เป็นเวกเตอร์ที่ใกล้เคียง



รูปที่ 4.5 SVPWM แบบสมมาตรในเซกเตอร์ที่ 1

- การคำนวณเวลาในการสวิตช์

จากเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะพบว่าเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าทั้งสิ้น 8 เวกเตอร์ มีเวกเตอร์ 4 เวกเตอร์ที่มีขนาดเป็น V_{DC} (V_1 , V_3 , V_4 และ V_6) จะมี 2 เวกเตอร์ที่มีขนาดเป็น $\sqrt{2}V_{DC}$ (V_2 และ V_5) และมี 2 เวกเตอร์ที่ไม่ได้ใช้ (V_0 และ V_7) เนื่องจากเป็นเวกเตอร์แรงดันศูนย์ เวกเตอร์เหล่านี้กำหนดเป็น 6 เซกเตอร์ โดยเวกเตอร์แรงดันที่ใกล้เคียงเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในแต่ละเซกเตอร์สามารถเขียนได้ดังตารางที่ 4.1 (Correa et al., 2002)

ตารางที่ 4.1 เวกเตอร์แรงดันที่ใกล้ขีดเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในแต่ละเซกเตอร์

sector	\vec{U}_1	\vec{U}_2	U_1	U_2	θ_1	θ_2
1	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_2(011)$	V_{DC}	$\sqrt{2}V_{DC}$	0	$\pi/4$
2	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_2(011)$	V_{DC}	$\sqrt{2}V_{DC}$	$\pi/2$	$\pi/4$
3	$\vec{u}_3(010)$	$\vec{u}_4(110)$	V_{DC}	V_{DC}	$\pi/2$	π
4	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_4(110)$	$\sqrt{2}V_{DC}$	V_{DC}	$5\pi/4$	π
5	$\vec{u}_5(001)$	$\vec{u}_6(101)$	$\sqrt{2}V_{DC}$	V_{DC}	$5\pi/4$	$3\pi/2$
6	$\vec{u}_1(100)$	$\vec{u}_6(101)$	V_{DC}	V_{DC}	0	$3\pi/2$

เทคนิคการมอดูเลตแบบเวกเตอร์ เป็นการประยุกต์ใช้เวกเตอร์ที่ใกล้เคียงในแต่ละเซกเตอร์ และเวกเตอร์ที่มีขนาดเป็นศูนย์ (\vec{U}_0 และ \vec{U}_7) มารวมกันแบบเวกเตอร์เพื่อสร้างเวกเตอร์ใด ๆ ดังรูปที่ 4.2 สามารถพิจารณาได้ว่าเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} มีขนาดและทิศทางในช่วงเวลา T_{PWM} ถูกสร้างจาก \vec{U}_1 และ \vec{U}_2 จากสมการที่ (4.18) เนื่องจาก \vec{U}_0 และ \vec{U}_7 มีค่าเป็นศูนย์ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_{PWM}\vec{U}_{out} = T_1\vec{U}_1 + T_2\vec{U}_2 \quad (4.19)$$

จากนั้นทำการแยกเวกเตอร์ให้อยู่บนแกนดีและแกนคว ดังสมการ

$$T_{PWM} \begin{bmatrix} U_{outd} \\ U_{outq} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} U_{1d} \\ U_{1q} \end{bmatrix} + T_2 \begin{bmatrix} U_{2d} \\ U_{2q} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

โดยที่ U_{1d}, U_{1q} คือ แรงดันของ U_1 บนแกนดีและแกนคว ตามลำดับ
 U_{2d}, U_{2q} คือ แรงดันของ U_2 บนแกนดีและแกนคว ตามลำดับ

แทนค่าเวกเตอร์บนแกนดีและแกนควลงในสมการที่ (4.20) จะได้

$$T_{PWM} \begin{bmatrix} U_{out} \cos \theta \\ U_{out} \sin \theta \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} U_1 \cos \theta_1 \\ U_1 \sin \theta_1 \end{bmatrix} + T_2 \begin{bmatrix} U_2 \cos \theta_2 \\ U_2 \sin \theta_2 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

โดยที่ U_1, U_2 คือ ขนาดของเวกเตอร์แรงดันที่ใกล้เคียง
 θ_1, θ_2 คือ มุมของเวกเตอร์แรงดันที่ใกล้เคียง

ทำการแก้สมการที่ (4.21) เพื่อหาค่า T_1 และ T_2 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} T_1 U_1 \cos \theta_1 + T_2 U_2 \cos \theta_2 &= T_{PWM} U_{out} \cos \theta \\ T_1 U_1 \sin \theta_1 + T_2 U_2 \sin \theta_2 &= T_{PWM} U_{out} \sin \theta \end{aligned} \quad (4.22)$$

จากสมการที่ (4.21) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์ได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \cos \theta_1 & U_2 \cos \theta_2 \\ U_1 \sin \theta_1 & U_2 \sin \theta_2 \end{bmatrix} = T_{PWM} \begin{bmatrix} U_{out} \cos \theta \\ U_{out} \sin \theta \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

ทำการย้ายสมการเพื่อหา T_1 และ T_2 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = T_{PWM} \begin{bmatrix} U_1 \cos \theta_1 & U_2 \cos \theta_2 \\ U_1 \sin \theta_1 & U_2 \sin \theta_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_{out} \cos \theta \\ U_{out} \sin \theta \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

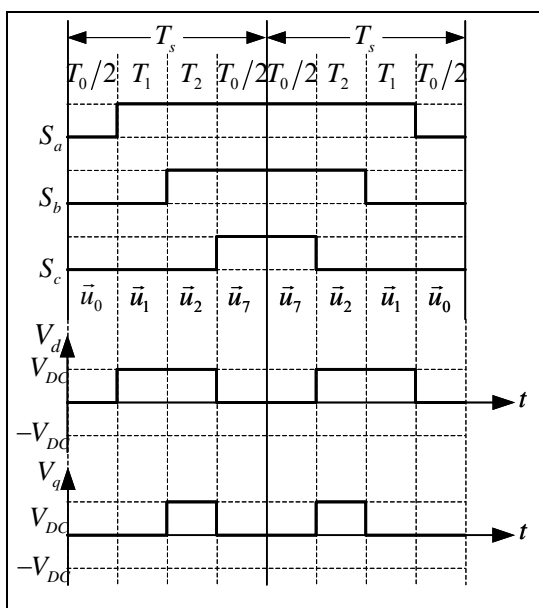
หรือ

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = T_{PWM} M \begin{bmatrix} U_{out} \cos \theta \\ U_{out} \sin \theta \end{bmatrix}$$

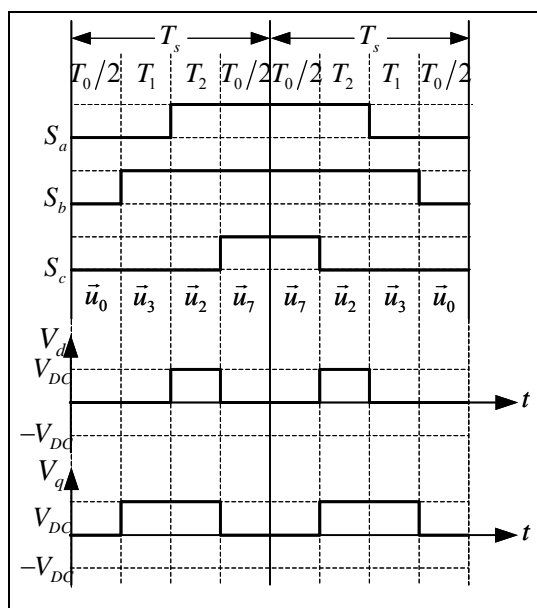
- ลำดับการสวิตช์

เมื่อ \vec{U}_{out} เป็นเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่เซกเตอร์ใด ๆ ลำดับการสวิตช์เพื่อทำรูปคลื่นแรงดัน PWM ให้ดีที่สุด ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ลำดับการสวิตช์ที่เหมาะสมทำให้การแกว่งของแรงบิดน้อยลง และลดความถี่ในการสวิตช์ โดยใช้ลำดับการสวิตช์ใน SVPWM แบบ 3 เฟส ที่ได้จากการ “มอดูเลชัน 3 เฟส แบบสมมาตร” การสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง \vec{U}_{out} เวกเตอร์ที่ใกล้เคียง และเวกเตอร์ศูนย์ ระยะเวลา t_1 t_2 และ t_0 ที่ปรับโดยสวิตช์ทั้ง 6 ตัว ในระหว่าง

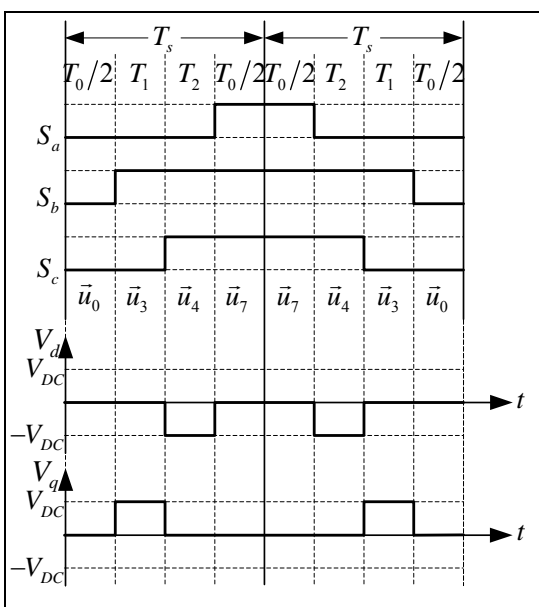
เวลาสุ่ม T_s รูปที่ 4.5 แสดงแรงดันเอาต์พุต V_d และ V_q ทั้ง 6 ชุด โดยการมอดูเลชัน 3 เฟสแบบสมมาตรในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในแต่ละเซกเตอร์ ลำดับการสวิตช์เป็นไปตามตัวอย่าง “... $\bar{u}_0 - \bar{u}_1 - \bar{u}_2 - \bar{u}_7 - \bar{u}_7 - \bar{u}_2 - \bar{u}_1 - \bar{u}_0$...” อย่างไรก็ตามเวกเตอร์อ้างอิง \vec{U}_{out} สามารถเริ่มต้นที่เวกเตอร์อื่นได้ รอบการสวิตช์ของแรงดันเอาต์พุตโดยการมอดูเลชัน 3 เฟสแบบสมมาตรเป็นสองเท่าของเวลาสุ่ม จะได้เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต 2 เวกเตอร์แบบสมมาตรในเวลา $2T_s$ ดังรูปที่ 4.6



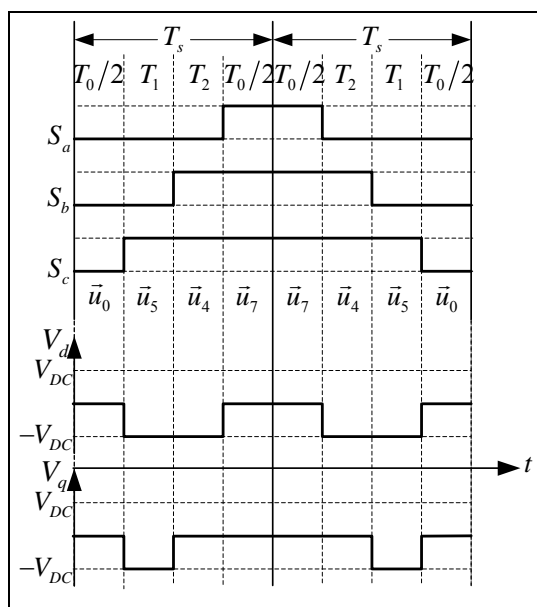
(ก) ในเซกเตอร์ 1



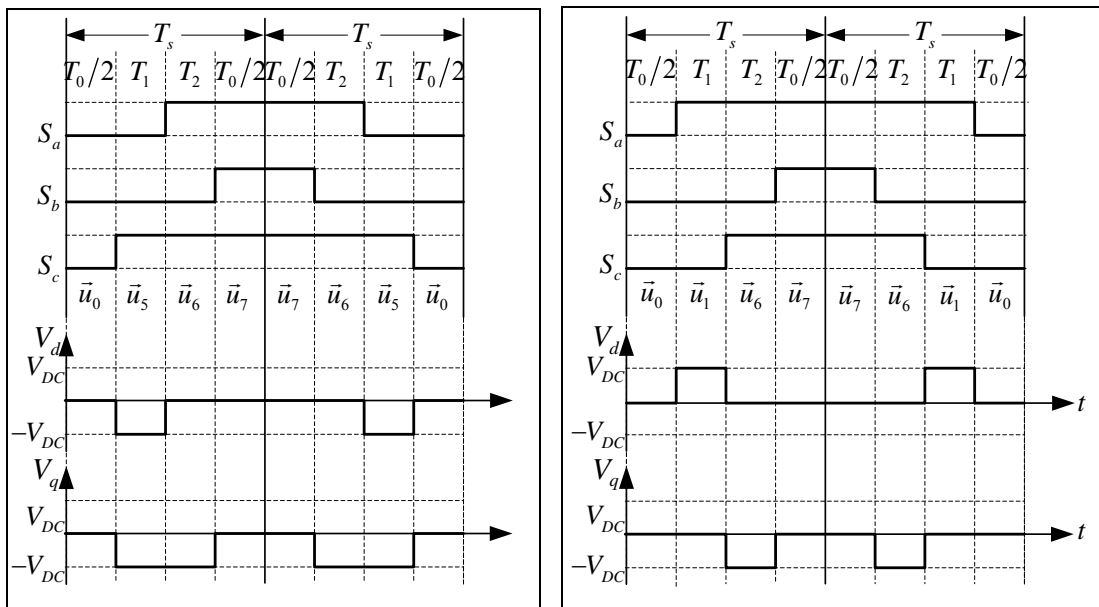
(ข) ในเซกเตอร์ 2



(ค) ในเซกเตอร์ 3



(ง) ในเซกเตอร์ 4



(จ) ในเซกเตอร์ 5

(ข) ในเซกเตอร์ 6

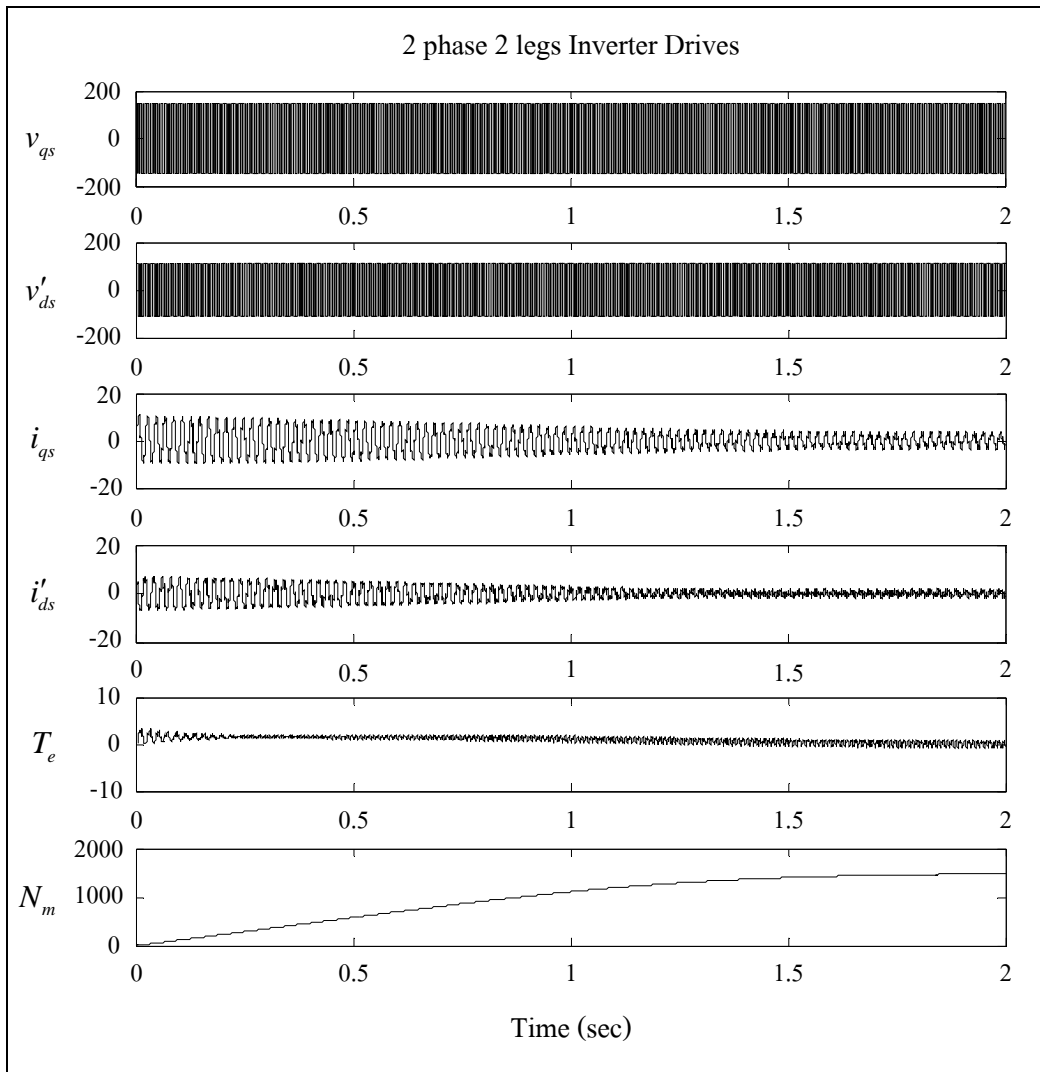
รูปที่ 4.6 แรงดันเอาต์พุต โดยการมอดูเลชัน 3 เฟส แบบสมมาตร สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

จากรูปแบบการสวิตช์โดยเทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา นำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส ซึ่งนำเสนอการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ในหัวข้อถัดไป

4.3 การจำลองผลการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์

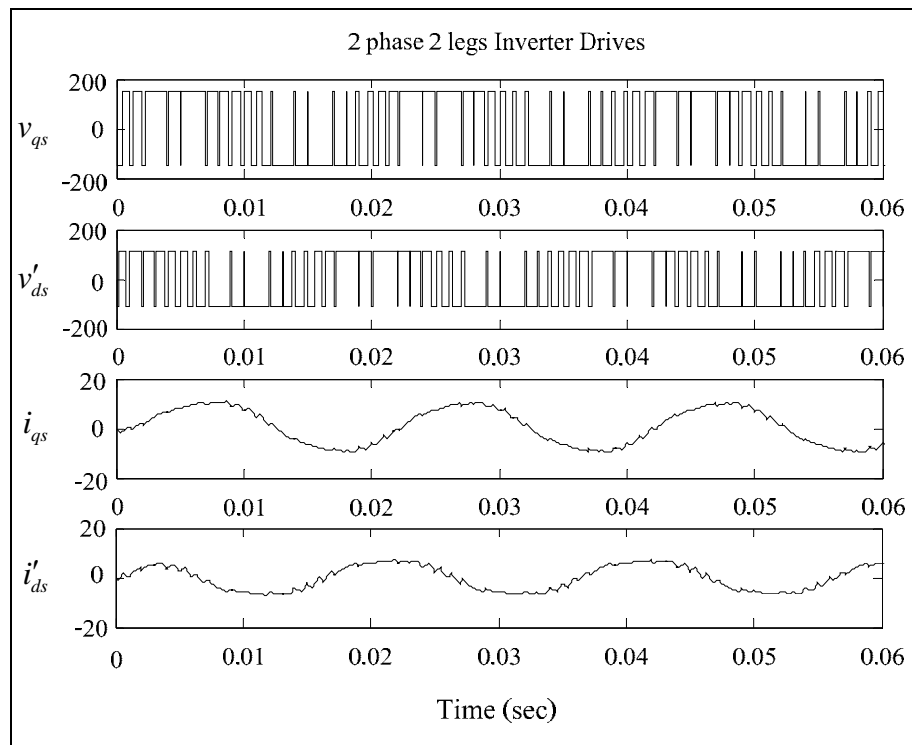
การจำลองผลการขับเคลื่อนมอเตอร์ในบทที่ 2 จะใช้แรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มีแรงดันเป็น 220 Vrms ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการใช้เทคนิค SVPWM ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว กำหนดให้เวลาสุ่มมีค่าเป็น 100 μ s ความถี่ในการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 100 kHz โดยมีผลการจำลองการขับเคลื่อนดังต่อไปนี้

สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา จะกำหนดให้มีแรงดันเท่ากับ MCL ซึ่งจะมีขนาดเท่ากับ $V_{DC}/2$ ($V_{DC} = 311.13$ V) เป็นแอมพลิจูดอ้างอิงสำหรับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณไซน์ ได้แสดงผลการจำลองของแรงดันเอาต์พุตของขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วย ความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์ แสดงดังรูปที่ 4.7

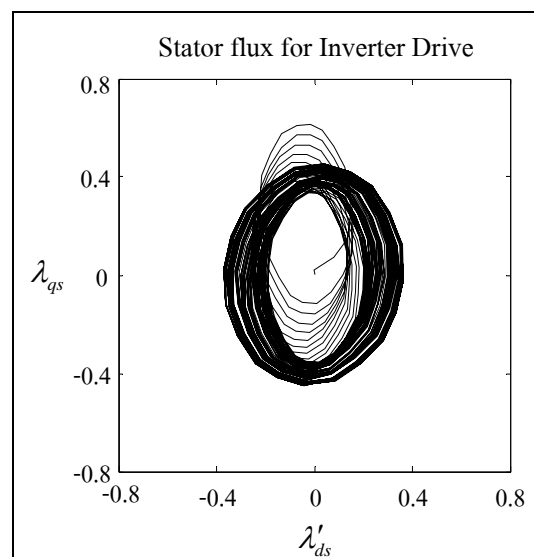


รูปที่ 4.7 ผลการตอบสนองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

จากผลการจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา จะให้สัญญาณเอาต์พุตออกจากอินเวอร์เตอร์เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 4.7 การลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวมากกว่า 1.5 วินาที เนื่องจากแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์มีขนาดต่ำกว่า 220 V ทำให้การลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวช้ากว่าปกติ จากรูปที่ 4.8 แสดงการขับเคลื่อนมอเตอร์ในช่วง 0-0.06 วินาที จะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตกระแสที่จำลองได้จะอยู่มีรูปใกล้เคียงสัญญาณไซน์ สำหรับรูปที่ 4.9 ได้แสดงทางเดินของฟลักซ์สเตเตอร์จะเป็นรูปวงรี ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.4-0.5 Wb·turn

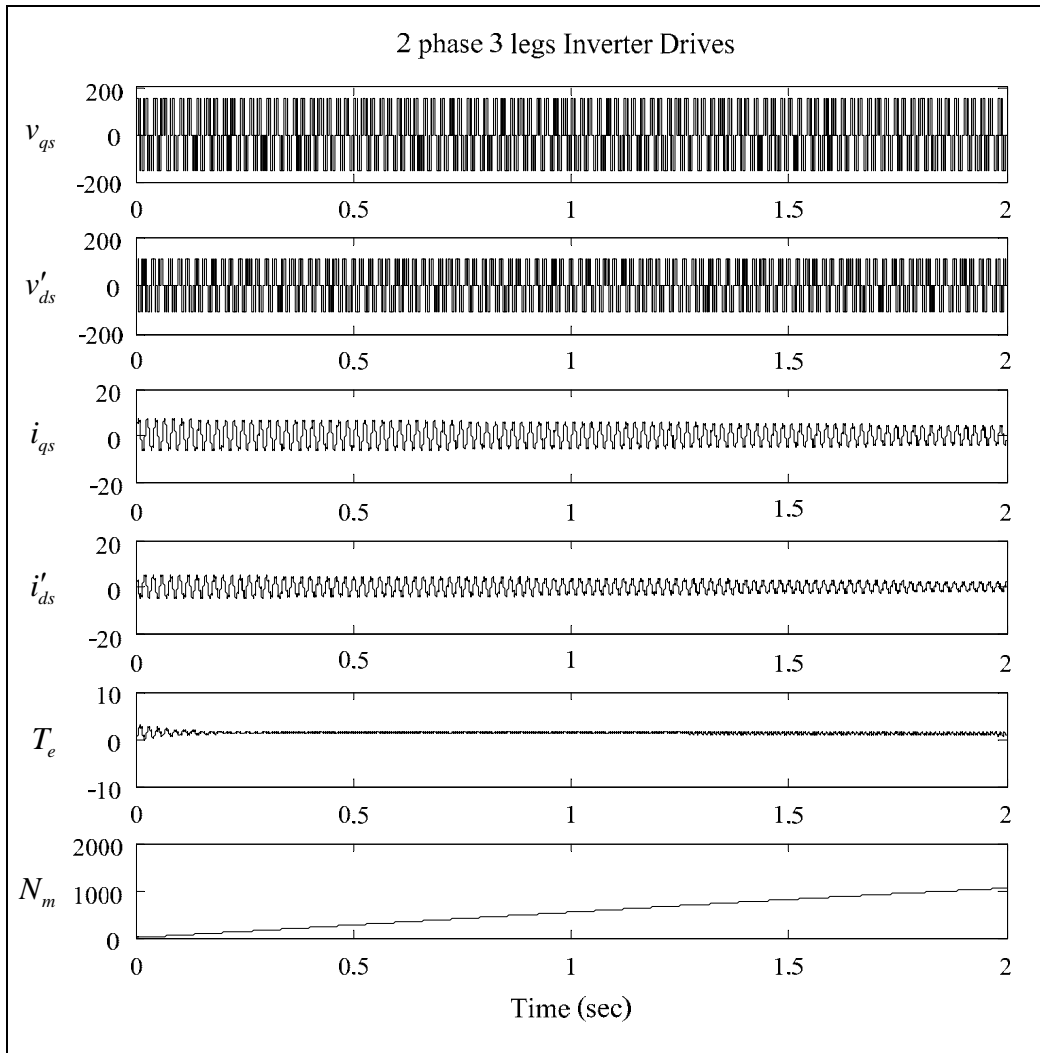


รูปที่ 4.8 แรงดันและกระแสสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

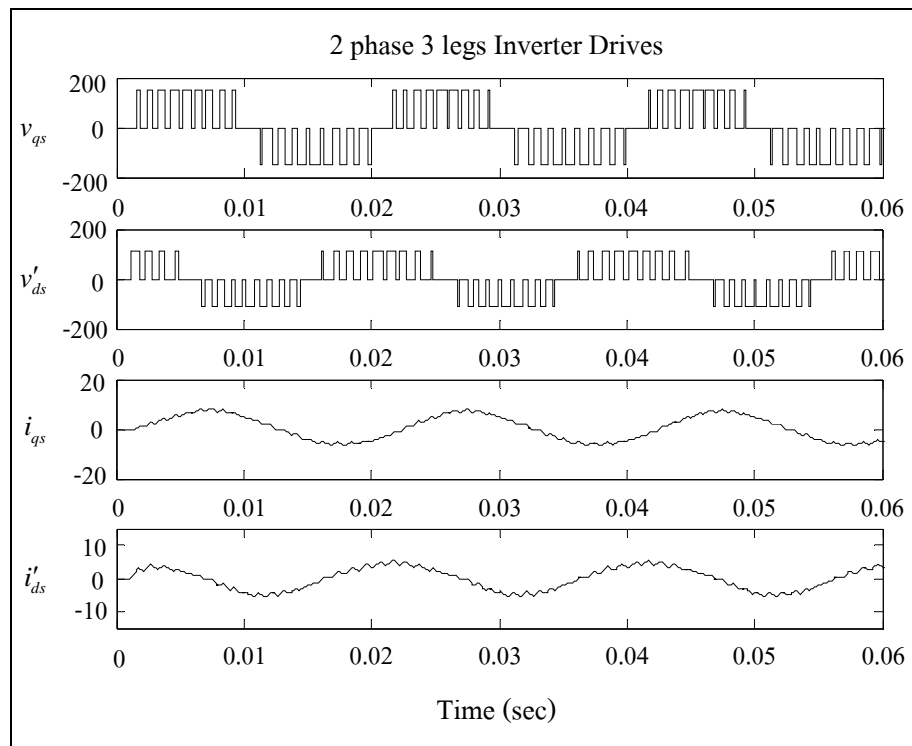


รูปที่ 4.9 พล็อตเชื่อม โยงสเตเตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

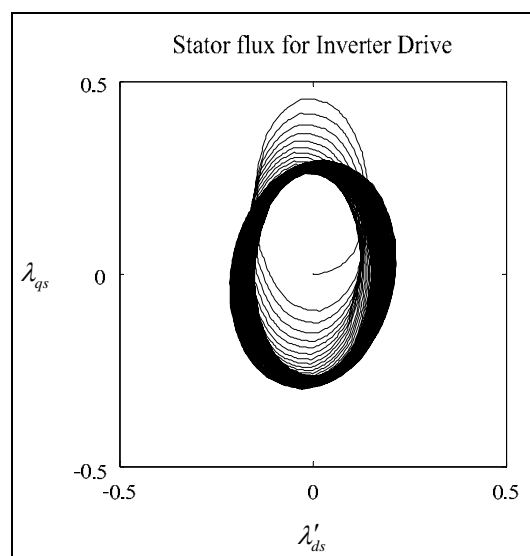
สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะกำหนดให้มีแรงดันเท่ากับ MCL ซึ่งจะมีขนาดเท่ากับ $V_{DC}/2\sqrt{2}$ ($V_{DC} = 311.13 \text{ V}$) เป็นแอมพลิจูดสำหรับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตอ้างอิงที่เป็นสัญญาณไซน์ ได้แสดงผลการจำลองของแรงดันเอาต์พุตของขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสของขดลวดหลักและขดลวดช่วย ความเร็วรอบ และแรงบิดของมอเตอร์ แสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา



รูปที่ 4.11 แรงดันและกระแสสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา



รูปที่ 4.12 พล็อตซ์เชื่อมโยงสแตเตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส โดยใช้เทคนิค SVPWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

จากผลการจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะให้สัญญาณเอาต์พุตออกจากอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณไซน์แต่เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมดังรูปที่ 4.10 การลู่เข้าสู่สภาวะคงตัวมากกว่า 0.75 วินาที ส่วนรูปที่ 4.11 แสดงการขับเคลื่อนมอเตอร์ในช่วง 0-0.06 วินาที จะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตของกระแสที่จำลองได้จะอยู่ในรูปใกล้เคียงสัญญาณไซน์ สำหรับรูปที่ 4.12 ได้แสดงทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะเป็นรูปร่างกลม ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.5-0.6 Wb·turn

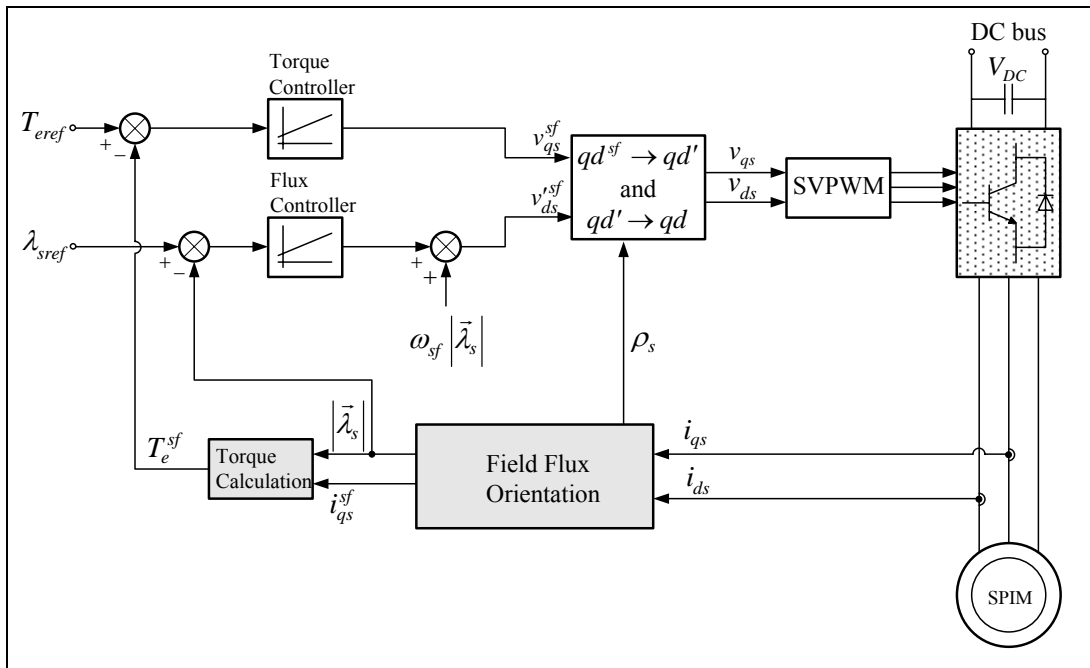
4.4 การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์

SVPWM-DTC เป็นเทคนิคการนำเวกเตอร์ปริภูมิของแรงดันที่สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ได้จากตัวควบคุมฟลักซ์และแรงบิดมาคำนวณเพื่อหาค่าแรงดันบนแกนคิวและดี แล้วนำไปคำนวณเวลาในการสวิตช์เพื่อสร้างความกว้างพัลส์ ซึ่งจะได้สัญญาณไปขับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายไฟให้กับมอเตอร์ เทคนิคการคำนวณใน SVPWM-DTC ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าที่ต้องการในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ทำให้การแกว่งของฟลักซ์และแรงบิดลดลง

4.4.1 SVPWM-DTC สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

การปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสามารถศึกษาได้จาก Ong (1996) และ Campos et al. (2007) หลักการพื้นฐานการเพิ่มขึ้นของเวกเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดได้จากการประมาณ ฟลักซ์และแรงบิดเปรียบเทียบกับฟลักซ์และแรงบิดอ้างอิงผ่านตัวควบคุมฟลักซ์และแรงบิด โดยใช้ตัวควบคุม PI จากนั้นทำการคำนวณแรงดันอ้างอิงเพื่อป้อนให้อินเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิค SVPWM-DTC ดังรูปที่ 4.7 แสดง SVPWM-DTC สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

จากรูปที่ 4.13 เป็นแนวคิดหลักโดยใช้ SVPWM ในการสังเคราะห์แรงดันไฟฟ้าที่ต้องการ ในการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคการเปิดตารางในการสวิตช์โดยอินพุต คือค่าความผิดพลาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด การขับเคลื่อนฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เป็นไปตามเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ทำให้ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความถี่ในการสวิตช์คงที่ได้โดย Jabbar, Khambadkone, and Yanfeng, (2004)



รูปที่ 4.13 SVPWM-DTC สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

หลักการควบคุมอยู่บนพื้นฐานวิธีการปรับแต่งสนามแม่เหล็ก (Field-oriented method) สมมุติว่ามอเตอร์ปรับตามสนามแม่เหล็กสเตเตอร์ โดยใช้สมการแบบจำลองดีคิว ที่เขียนในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (Stator reference frame) ถึงแม้ว่าปัจจุบันนี้นิยมใช้วงรอบกระแสในการแยกการควบคุมฟลักซ์และแรงบิด นอกจากนี้การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ทฤษฎีการปรับแต่งสนามแม่เหล็ก (Field-oriented theory) สามารถควบคุมวงรอบฟลักซ์และแรงบิดที่นอกเหนือจากการควบคุมวงรอบกระแสได้เช่นกัน (Buja and Kazmierkowski, 2004) จากตัวแปรบนแกนดีคิวที่ต่างกันทำให้ผลลัพธ์ที่ได้ไม่สมมาตรทำให้เกิดการกวัดแกว่งของแรงบิด เพื่อสร้างแบบจำลองที่สมมาตรจำเป็นต้องทำการแปลงตัวแปรทางด้านสเตเตอร์ ดังสมการ

$$T_{qd'} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

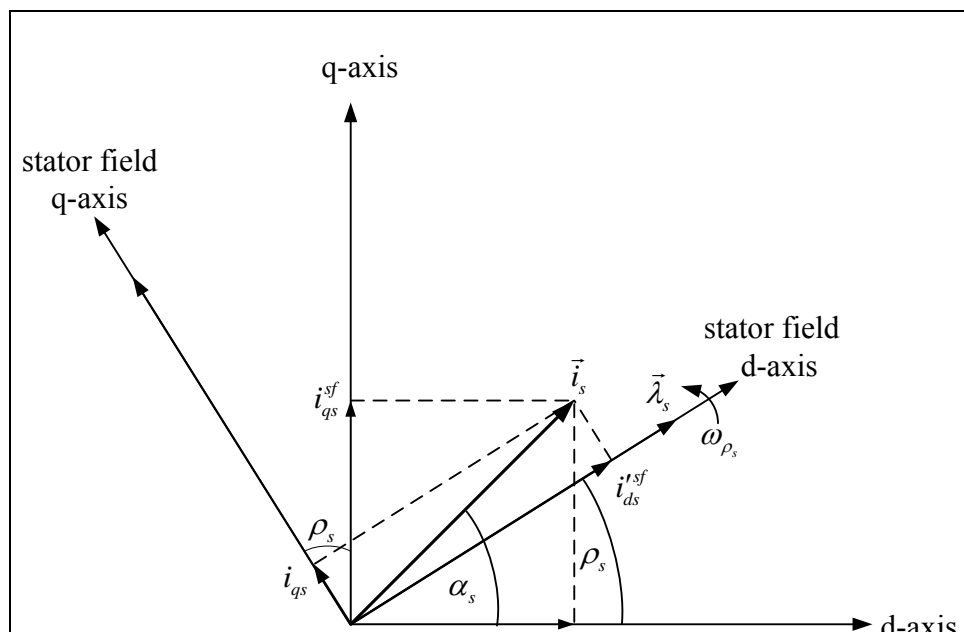
เมื่อ $T_{qd'}$ เป็นเมตริกซ์การแปลงตัวแปรให้สมมาตรสำหรับตัวแปรทางด้านสเตเตอร์และ $k = N_{ds}/N_{qs}$ สำหรับตัวแปรที่จะใช้ในการแปลง เช่น แรงดัน กระแสและฟลักซ์เชื่อมโยงทางด้านสเตเตอร์เป็นไปตามสมการ

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = T_{qd'} \begin{bmatrix} i'_{qs} \\ i'_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = T_{qd'}^{-1} \begin{bmatrix} v'_{qs} \\ v'_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = T_{qd'}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda'_{qs} \\ \lambda'_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

โดยแบบจำลองของมอเตอร์นั้นได้เขียนให้อยู่ในรูปสมมาตรอยู่แล้ว แต่เมตริกซ์การแปลงนี้จะใช้คำนวณตัวแปรกระแสเพื่อหาแรงดันอ้างอิงที่อยู่ในรูปสมมาตร และแปลงตัวแปรแรงดันที่อยู่ในรูปสมมาตรให้อยู่ในรูปแบบปกติ (ไม่สมมาตร) เพื่อใช้ในการคำนวณแรงดันที่ต้องการในการคำนวณเวลาในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Peter, 1998)



รูปที่ 4.14 เฟสเซอร์ของกรอบอ้างอิงหมุนนิ่งฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

- ทฤษฎีการปรับแต่งสนามแม่เหล็ก

ทฤษฎีการปรับแต่งสนามแม่เหล็ก (Peter, 1986) เป็นวิธีการลดตัวแปรในการควบคุมแรงบิด เพื่อให้การควบคุมอยู่ในรูปสมการเชิงเส้น โดยขึ้นอยู่กับตัวแปรฟลักซ์และกระแส โดยทั่วไปแล้วจะทำการแปรตัวแปรกระแสอ้างอิงกับฟลักซ์ ซึ่งมีด้วยกันหลายวิธี เช่น อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงในช่องอากาศ (Magnetizing flux-linkage) อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ (Rotor flux-linkage) และอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (Stator flux-linkage) แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะการอ้างอิงกับฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ เนื่องจากแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวอยู่บนกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งสเตเตอร์ ไม่จำเป็นต้องทำการย้ายสมการแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวใหม่เพื่ออ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงในช่องอากาศและฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ เฟสเซอร์ของกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 4.14

เมื่อแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็ว ω_{ρ_s} หรือ ω_{sf} โดยที่ “ sf ” คือ อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ สามารถเขียนความเร็วอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้ดังสมการ

$$\omega_{sf} = \frac{d}{dt} \theta_{\rho_s} \quad (4.29)$$

จากสมการในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง สามารถเขียนฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และกระแสสเตเตอร์ในรูปเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\vec{\lambda}_s = \lambda'_{ds} + j\lambda_{qs} = \left| \vec{\lambda}_s \right| e^{j\rho_s} \quad (4.30)$$

$$\vec{i}_s = i'_{ds} + ji_{qs} = \left| \vec{i}_s \right| e^{j\alpha_s} \quad (4.31)$$

โดยที่ $\vec{\lambda}_s, \left| \vec{\lambda}_s \right|$ คือ เวกเตอร์และขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

$\lambda_{qs}, \lambda'_{ds}$ คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงควและดี

$\vec{i}_s, \left| \vec{i}_s \right|$ คือ เวกเตอร์และขนาดของกระแสสเตเตอร์

i_{qs}, i'_{ds} คือ กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงควและดี

ρ_s คือ มุมของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เทียบกับแกนอ้างอิงคว

α_s คือ มุมของเวกเตอร์กระแสสเตเตอร์เทียบกับแกนอ้างอิงคว

จากกรอบอ้างอิงในรูปที่ 4.8 เฟสเซอร์ของกระแสเตเตอร์และฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ โดยอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\vec{i}_s^{sf} = \vec{i}_s e^{-j\rho_s} = (i'_{ds} + j i'_{qs}) e^{-j\rho_s} = i'^{sf}_{ds} + j i'^{sf}_{qs} \quad (4.32)$$

และ

$$\vec{\lambda}_s^{sf} = \vec{\lambda}_s e^{-j\rho_s} = (\lambda'_{ds} + j \lambda'_{qs}) e^{-j\rho_s} = \lambda'^{sf}_{ds} + j \lambda'^{sf}_{qs} \quad (4.33)$$

โดยที่	\vec{i}_s^{sf}	คือ เวกเตอร์กระแสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
	$j i'^{sf}_{qs}$	คือ กระแสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนคิว
	i'^{sf}_{ds}	คือ กระแสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนดี
	$\vec{\lambda}_s^{sf}$	คือ เวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
	λ'^{sf}_{ds}	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนคิว
	λ'^{sf}_{qs}	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์บนแกนดี

จากสมการที่ (4.29) และ (4.32) สามารถเขียนสมการเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ใหม่ได้ดังสมการ

$$\vec{\lambda}_s^{sf} = \left| \vec{\lambda}_s \right| e^{j\rho_s} e^{-j\rho_s} = \lambda'^{sf}_{ds} + j0 = \left| \vec{\lambda}_s \right| \quad (4.34)$$

และจากสมการที่ (4.28) สามารถเขียนเวกเตอร์กระแสเตเตอร์โดยกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ใหม่จะได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} i'^{sf}_{qs} &= i_{qs} \sin(\pi/2 - \rho_s) + i'_{ds} \sin(-\rho_s) \\ i'^{sf}_{ds} &= i_{qs} \cos(\pi/2 - \rho_s) + i'_{ds} \cos(-\rho_s) \end{aligned} \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.35) สามารถเขียนเป็นสมการเมตริกซ์การแปลงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^{sf} \\ i_{ds}^{sf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\pi/2 - \rho_s) & \sin(-\rho_s) \\ \cos(\pi/2 - \rho_s) & \cos(-\rho_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}' \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^{sf} \\ i_{ds}^{sf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho_s) & -\sin(\rho_s) \\ \sin(\rho_s) & \cos(\rho_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds}' \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

จากสมการที่ (4.37) สามารถเขียนสมการการแปลงจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปยังกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^{sf} \\ f_{ds}^{sf} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\rho_s) & -\sin(\rho_s) \\ \sin(\rho_s) & \cos(\rho_s) \end{bmatrix}}_{T_{qd}^{sf}} \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds}' \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

เมื่อตัวแปร f สามารถเป็นแรงดันเฟส กระแส หรือฟลักซ์เชื่อมโยงและ T_{qd}^{sf} การแปลงจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปยังกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

- การคำนวณแรงดันและแรงบิดโดยใช้ทฤษฎีการปรับแต่งสนามแม่เหล็ก

การควบคุมฟลักซ์และแรงบิด โดยการปรับแต่งสนามแม่เหล็กนั้น สามารถควบคุมโดยทั้งกระแสและแรงดันสเตเตอร์ ขึ้นอยู่กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุม จากที่กล่าวมาข้างต้นจะใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันในการควบคุมแรงบิดโดยตรง ดังนั้นจะกล่าวถึงเฉพาะการปรับตามสนามแม่เหล็กโดยการควบคุมแรงดัน ดังรูปที่ 4.7 โดยมีขั้นตอนการคำนวณแรงดันอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้ดังนี้

แรงบิดบนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการแรงบิดบนกรอบอ้างอิงทั่วไป (สมการที่ (2.33)) ได้ดังสมการ

$$T_e^{sf} = \frac{P}{2} (\lambda_{ds}^{sf} i_{qs}^{sf} - \lambda_{qs}^{sf} i_{ds}^{sf}) \quad (4.39)$$

จากทฤษฎีการปรับแต่งสนามแม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ จะได้ว่า $\lambda_{ds}^{sf} = |\vec{\lambda}_s|$ และ $\lambda_{qs}^{sf} = 0$ สมการแรงบิดเขียนใหม่ได้

$$T_e^{sf} = \frac{P}{2} (|\vec{\lambda}_s| i_{qs}^{sf}) \quad (4.40)$$

โดยที่ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ประมาณค่าได้ดังสมการ

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \quad (4.41)$$

นอกเหนือจากนั้นแล้วค่าของ $\rho_s = \cos^{-1}(\lambda_{ds}'/|\lambda_s|) = \sin^{-1}(\lambda_{qs}'/|\lambda_s|)$

สมการแรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถคำนวณได้จากปริภูมิเฟสเซอร์แรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงทั่วไป (สมการที่ (2.26)) ได้ดังสมการ

$$v_{qs}^{sf} = r_{qs} i_{qs}^{sf} + \frac{d\lambda_{qs}^{sf}}{dt} + \omega_{sf} \lambda_{ds}^{sf} \quad (4.42)$$

$$v_{ds}^{sf} = r_{ds}' i_{ds}^{sf} + \frac{d\lambda_{ds}^{sf}}{dt} + \omega_{sf} \lambda_{qs}^{sf} \quad (4.43)$$

และสมการฟลักซ์เชื่อมโยงบนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} \lambda_{qs}^{sf} &= L_{lqs} i_{qs}^{sf} + L_{mq} (i_{qs}^{sf} + i_{qr}^{sf}) \\ \lambda_{ds}^{sf} &= L_{lds}' i_{ds}^{sf} + L_{mq} (i_{ds}^{sf} + i_{dr}^{sf}) \\ \lambda_{qr}^{sf} &= L_{lqr}' i_{qr}^{sf} + L_{mq} (i_{qs}^{sf} + i_{qr}^{sf}) \\ \lambda_{dr}^{sf} &= L_{ldr}' i_{dr}^{sf} + L_{mq} (i_{ds}^{sf} + i_{dr}^{sf}) \end{aligned} \quad (4.44)$$

จากทฤษฎีการปรับแต่งสนามแม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์
เชื่อมโยงสเตเตอร์ จะได้ว่า $\lambda_{ds}^{sf} = |\vec{\lambda}_s|$ และ $\lambda_{qs}^{sf} = 0$ ดังนั้น $d\lambda_{qs}^{sf}/dt = 0$ สมการแรงดันสเตเตอร์
เขียนใหม่ได้ดังสมการ

$$v_{qs}^{sf} = r_{qs} i_{qs}^{sf} + \omega_{sf} |\vec{\lambda}_s| \quad (4.45)$$

$$v_{ds}^{sf} = r_{ds}' i_{ds}'^{sf} + \frac{d|\vec{\lambda}_s|}{dt} \quad (4.46)$$

จากสมการแรงบิดจะพบว่า สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยการควบคุมขนาดของ
ฟลักซ์สเตเตอร์ ($|\vec{\lambda}_s|$) และกระแสเตอรืบนแกนคิ้ว (i_{qs}^{sf}) สามารถประมาณแรงดันอ้างอิงเพื่อใช้
ในการขับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน โดยสมการที่ (4.45) จะใช้ในการควบคุม i_{qs}^{sf}
สมการที่ (4.46) จะใช้ในการควบคุม $|\vec{\lambda}_s|$ ดังนั้นทำการปรับสมการให้สามารถควบคุมแรงบิดและ
ฟลักซ์ได้ดังนี้ (Buja and Kzmirowski, 2004)

สมการควบคุมแรงบิดสามารถควบคุมโดยใช้สมการที่ (4.45) โดยการแทนค่า
 $i_{qs}^{sf} = 2T_e / (P|\vec{\lambda}_s|)$ ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} v_{qs}^{sf} &= r_{qs} \frac{2T_e}{P|\vec{\lambda}_s|} + \omega_{sf} |\vec{\lambda}_s| \\ &= k_{sf} T_e^{sf} + \omega_{sf} |\vec{\lambda}_s| \end{aligned} \quad (4.47)$$

เมื่อ $k_{sf} = 2r_{qs} / P|\vec{\lambda}_s|$ และ ω_{sf} เป็นความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

สมการควบคุมฟลักซ์สามารถควบคุมโดยใช้สมการที่ (4.46) สามารถประมาณ
สมการแรงดันสเตเตอร์สำหรับควบคุมฟลักซ์ในกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้ดังนี้
(Buja and Kzmirowski, 2004)

$$v_{ds}^{sf} = r_{ds}' i_{ds}^{sf} + \frac{d|\bar{\lambda}_s|}{dt} \approx \frac{d|\bar{\lambda}_s|}{dt} \quad (4.48)$$

เมื่อ $r_{ds}' i_{ds}^{sf} \approx 0$ เนื่องจาก $r_{ds}' = 8.2748 \Omega$ และ i_{ds}^{sf} มีค่าโดยประมาณ

$$i_{ds}^{sf} \approx \left(\frac{1}{L_{ds} \sigma_{ds}} - \frac{L_{mq}}{L_{ds} \sigma_{ds} L_r} \right) \lambda_{ds}^{sf} = 0.4211 \text{ A} \quad (4.49)$$

จากสมการที่ (4.49) เมื่อ $\lambda_{dr}^{sf} \approx \lambda_{ds}^{sf} = 0.2$ ดังนั้น $r_{ds}' i_{ds}^{sf} = 3.4847$ ซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ v_{ds}^{sf} หรือ $d|\bar{\lambda}_s|/dt$ ซึ่งมีค่าสูงเกือบเท่ากับแรงดันดีซีที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์

หลังจากนั้นทำการแปลงแรงดันจากกรอบอ้างอิงเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ไปยังกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho_s) & -\sin(\rho_s) \\ \sin(\rho_s) & \cos(\rho_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{qs}^{sf} \\ v_{ds}'^{sf} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

นั่นคือ

$$\begin{aligned} v_{qs} &= v_{qs}^{sf} \cos(\rho_s) + v_{ds}'^{sf} \sin(\rho_s) \\ v_{ds} &= -v_{qs}^{sf} \sin(\rho_s) + v_{ds}'^{sf} \cos(\rho_s) \end{aligned} \quad (4.51)$$

และทำการแปลงแรงดันจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปยังกรอบอ้างอิงดีคิว

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds}' \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

นั่นคือ

$$\begin{aligned} v_{qs} &= v_{qs} \\ v_{ds} &= \frac{1}{k} v'_{ds} \end{aligned} \quad (4.53)$$

ขั้นตอนการคำนวณต่าง ๆ ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น แต่ยังคงตัวควบคุมฟลักซ์และแรงบิดซึ่งเทคนิคการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดนั้นใช้หลักการควบคุมแบบพีไอดี โดยรายละเอียดมีดังนี้

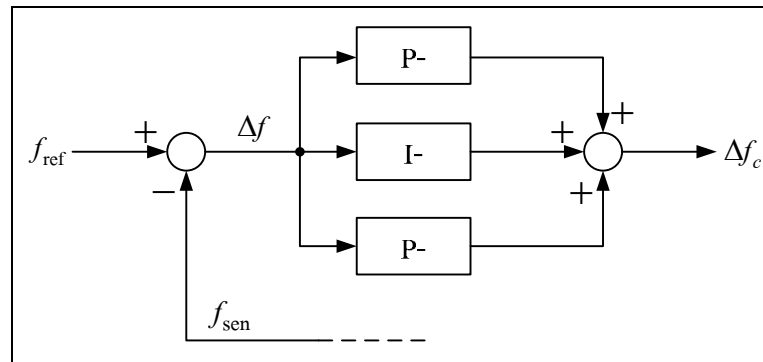
4.4.2 การควบคุมแบบพีไอดี

ตัวควบคุมพีไอดีเป็นตัวควบคุมแบบป้อนกลับชนิดหนึ่งที่เป็นที่นิยมและใช้งานอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม โดยชื่อของตัวควบคุม พี คือ ตัวอักษร P ที่เป็นตัวอักษรแรกของคำว่า Proportional หมายถึง การปรับสัดส่วนสัญญาณ ไอ คือ ตัวอักษร I ที่เป็นตัวอักษรแรกของคำว่า Integral หมายถึง การอินทิเกรตสัญญาณและดี คือ ตัวอักษร D ที่เป็นตัวอักษรแรกของคำว่า Derivative หมายถึง การอนุพันธ์สัญญาณ กลไกทั้งสามที่กระทำกับสัญญาณถูกรวมเข้าด้วยกันเพื่อทำหน้าที่ปรับแต่งสัญญาณอย่างเหมาะสม ให้เกิดผลเป็นการควบคุมระบบอย่างอัตโนมัติ ในการใช้งานตัวควบคุมอาจมิได้ใช้กลไกทั้งสามพร้อมกันทีเดียว อาจใช้ พี แต่เพียงอย่างเดียว หรือใช้ พีไอควบกัน เป็นต้น สาเหตุที่กลไกเหล่านี้เมื่อทำงานผสมผสานกันแล้วให้ผลดีต่อการควบคุมระบบก็เพราะว่าตัวควบคุมพีไอดีนั้นเหมือนกับตัวชดเชย ซึ่งแต่ละแบบต่างก็มีข้อดีของตัวเอง และใช้เพื่อวัตถุประสงค์เฉพาะที่แตกต่างกันในการชดเชยพลวัตของระบบ อย่างไรก็ตามตัวควบคุมพีไอดีจะสามารถทำงานได้ดีก็ต่อเมื่อได้รับการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม การปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอดีจึงเป็นเรื่องสำคัญที่จะต้องศึกษา (สรวาฐิติ สุจิตจร, 2546)

เมื่อใช้งานกลไก พี ไอ และดี โดยการจับคู่กันได้แก่ พีดี และพีไอ อาจเรียกได้ว่าตัวควบคุมแบบพีดี (PD-controller) และตัวควบคุมพีไอ (PI-controller) ตัวควบคุมพีดีนั้นจะใช้ปรับปรุง การตอบสนองชั่วคราวให้ดีขึ้น ขณะที่ตัวควบคุมแบบพีไอใช้เพื่อปรับปรุงให้ค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวลดน้อยลงจนหมดไป เมื่อใช้ตัวควบคุมพีไอดี (PID-controller) จะได้ผลการทำงานของตัวควบคุมพีดีและพีไอรวมกัน ดังนั้นการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดสามารถใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมแรงบิดก็พอแล้ว

ตัวควบคุมพีไอดีมีโครงสร้างทางคณิตศาสตร์สามส่วน ซึ่งประกอบไปด้วย องค์ประกอบพี องค์ประกอบไอ และองค์ประกอบดีดังแสดงด้วยสมการที่ (4.54) เมื่อถูกใช้งานในระบบป้อนกลับ มีโครงสร้างของระบบดังแผนภาพในรูปที่ 4.15 จากโครงสร้างดังกล่าวประกอบด้วย ตัวควบคุมพี ตัวควบคุมไอ และตัวควบคุมดี ถ้าต้องการใช้งานการควบคุมพีด้วย

การกำหนดให้ตัวควบคุมไอและดีมีค่าเป็นศูนย์ และถ้าต้องการใช้งานตัวควบคุมพีไอด้วยการกำหนดให้ตัวควบคุมดีมีค่าเป็นศูนย์ เป็นต้น



รูปที่ 4.15 องค์ประกอบของตัวควบคุมพีไอดี

$$\Delta f_c(t) = K_P \Delta f(t) + K_I \int \Delta f(t) dt + K_D \frac{d\Delta f(t)}{dt} \quad (4.54)$$

โดยที่ Δf คือ อินพุตของตัวควบคุมพีไอดี
 Δf_c คือ เอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอดี
 K_P คือ ค่าคงที่องค์ประกอบพี
 K_I คือ ค่าคงที่องค์ประกอบไอ
 K_D คือ ค่าคงที่องค์ประกอบดี

- ตัวควบคุมพี

องค์ประกอบพีเป็นองค์ประกอบที่ใช้ปรับสัดส่วนสัญญาณ จากสมการ (4.54) สามารถแสดงสมการขององค์ประกอบพีได้ดังนี้

$$\Delta f_p(t) = K_P \Delta f(t) \quad (4.55)$$

ทำการแปลงลาปลาซจะได้

$$\Delta F_p(s) = K_P \Delta F(s) \quad (4.56)$$

ทำการแปลง z จะได้

$$\Delta F_p(z) = K_p \Delta F(z) \quad (4.57)$$

แปลงเป็นสมการผลต่างได้

$$\Delta f_p(k) = K_p \Delta f(k) \quad (4.58)$$

- ตัวควบคุมไอ

องค์ประกอบไอเป็นองค์ประกอบของการอินทิเกรตสัญญาณ จากสมการ (4.54) สามารถแสดงสมการขององค์ประกอบไอได้ดังนี้

$$\Delta f_I(t) = K_I \int \Delta f(t) dt \quad (4.59)$$

ทำการแปลงลาปลาซจะได้

$$\Delta F_I(s) = \frac{K_I}{s} \Delta F(s) \quad (4.60)$$

ทำการแปลง z โดยใช้การประมาณค่าด้วยวิธี Tustin โดยที่ $\frac{1}{s} = \frac{T(z+1)}{2(z-1)}$ ดังนั้นจะได้

$$\Delta F_I(z) = \frac{K_I T (z+1)}{2 (z-1)} \Delta F(z) \quad (4.61)$$

แปลงเป็นสมการผลต่างได้

$$\Delta f_I(k) = \Delta f_I(k-1) + \frac{K_I T}{2} (\Delta f(k) + \Delta f(k-1)) \quad (4.62)$$

- ตัวควบคุมดี

องค์ประกอบดีเป็นองค์ประกอบของการอนุพันธ์สัญญาณ จากสมการ (4.54) สามารถแสดงสมการขององค์ประกอบดีได้ดังนี้

$$\Delta f_D(t) = K_D \frac{d\Delta f(t)}{dt} \quad (4.63)$$

ทำการแปลงลาปลาซจะได้

$$\Delta F_D(s) = \frac{K_D s}{s + f} \Delta F(s) \quad (4.64)$$

ทำการแปลง z โดยใช้การประมาณค่าด้วยวิธี Tustin เช่นเดียวกับตัวควบคุมไอดังนั้นจะได้

$$\Delta F_D(z) = \frac{2K_D(z-1)}{2(z-1) + fT(z+1)} \Delta F(z) \quad (4.65)$$

แปลงเป็นสมการผลต่างได้

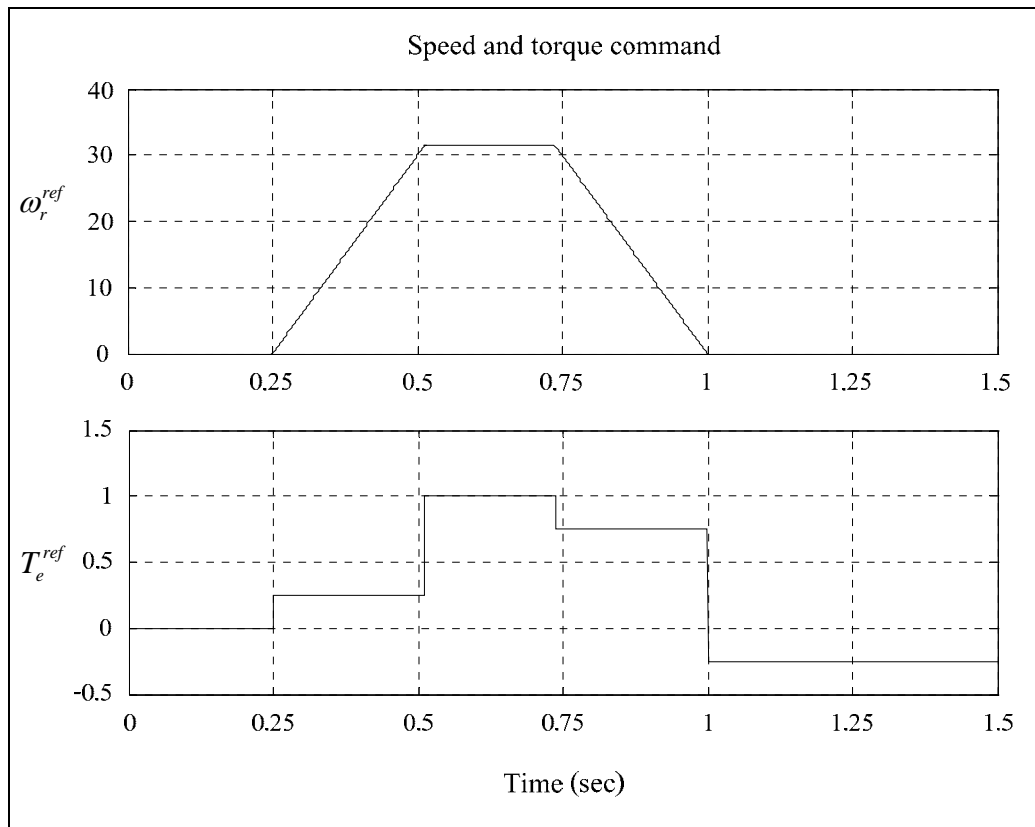
$$\Delta f_D(k) = \left(\frac{2K_D}{s + fT} \right) (\Delta f(k) - \Delta f(k-1)) + \left(\frac{2 - fT}{2 + fT} \right) \Delta f_D(k-1) \quad (4.66)$$

4.5 ผลการทดสอบ

ในการจำลองการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ระบบทดสอบดังรูปที่ 4.13 ในการจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในการขับเคลื่อนจะใช้เวลาสุ่มเท่ากับ 10 μ s ความถี่ในการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์เป็น 100 μ s ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงคงที่ที่ 0.2 Wb-turn และแรงบิดอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 T_{eref} &= 0.0 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.00 \text{ s} \leq t \leq 0.25 \text{ s} \\
 T_{eref} &= 0.25 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.25 \text{ s} \leq t \leq 0.25 + t_s \text{ s} \\
 T_{eref} &= 1.0 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.25 + t_s \text{ s} \leq t \leq 1 - t_s \text{ s} \\
 T_{eref} &= 0.75 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 1 - t_s \text{ s} \leq t \leq 1 \text{ s} \\
 T_{eref} &= -0.25 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 1 \text{ s} \leq t \leq 1.5 \text{ s}
 \end{aligned}$$

โดยมอเตอร์มีความเร็วพิกัดสามารถคำนวณได้จาก $\omega_b = 2\pi f_{rat}$ ดังนั้นมอเตอร์มีความเร็วพิกัดเป็น 314.16 rad/s และกำหนดความเร็วอ้างอิงสูงสุดของมอเตอร์ที่ 10% ของความเร็วพิกัดรูปที่ 4.16 ได้แสดงความเร็วรอบและแรงบิดอ้างอิงของมอเตอร์ ใช้เวลาในการจำลองผลทั้งสิ้น 1.5 วินาที ซึ่งผลทดสอบแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.16 ความเร็วรอบและแรงบิดอ้างอิงของมอเตอร์

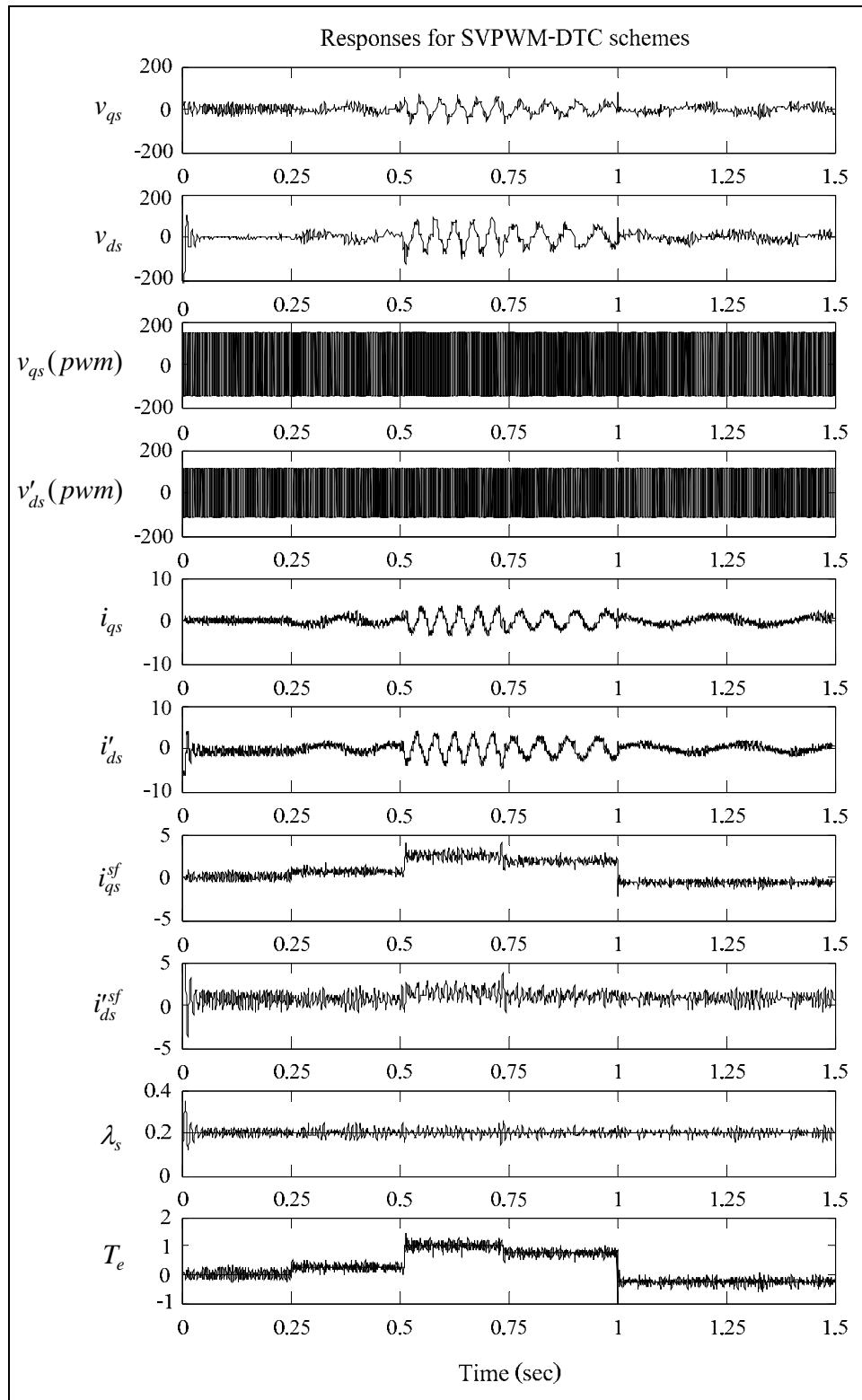
- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา (SVPWM-DTC4V) การขับเคลื่อนมอเตอร์จะใช้แรงดันดีซีเท่ากับ V_{DC} ($V_{DC} = 311.12 \text{ V}$) และได้ทำการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการสุ่มค่าแสดงได้ดังตารางที่ ข.13 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่เหมาะสมคือ $K_p(T_e) = 50$ $K_I(T_e) = 0.1$ $K_p(\lambda_s) = 40$ และ $K_I(\lambda_s) = 1$ ตามลำดับ และได้แสดงผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ดังรูปที่ 4.17 แสดงผลการตอบของแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของขดลวดหลักและขดลวดช่วย แรงดันอินเวอร์เตอร์บนแกนคิวและดีของสเตเตอร์ กระแสสเตเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสสเตเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่ย้ายไปอยู่บนแกนอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ

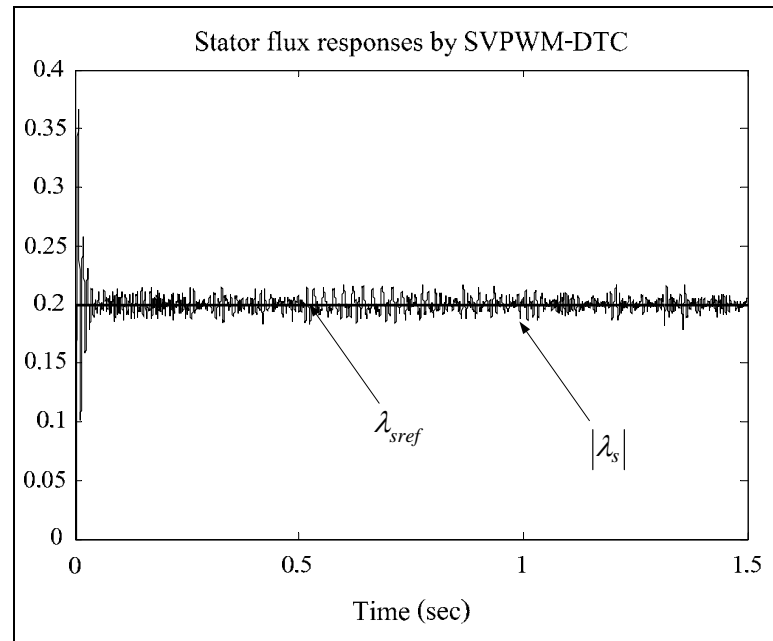
จากรูปที่ 4.18 แสดงผลการตอบสนองของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ รูปที่ 4.19 แสดงผลการตอบสนองของแรงบิด รูปที่ 4.20 แสดงผลการตอบสนองของกระแสสเตเตอร์ และรูปที่ 4.21 แสดงผลการตอบสนองของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ซึ่งเป็นรูปขยายจากรูปที่ 4.18

จากรูปที่ 4.22 ได้แสดงทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์เป็นรูปวงกลมมีขนาดเท่ากับ $0.2 \text{ Wb}\cdot\text{turn}$ มีการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยง สเตเตอร์และแรงบิดค่อนข้างสูง ดูได้จากค่าคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยเฉลี่ยเท่ากับ $0.012571 \text{ Wb}\cdot\text{turn}$ หรืออาจเรียกว่าขอบเขตของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยเฉลี่ยอยู่ในช่วง $\pm 0.012571 \text{ Wb}\cdot\text{turn}$ ของฟลักซ์เชื่อมโยงอ้างอิง และการแกว่งของแรงบิดมีค่าคลาดเคลื่อนโดยเฉลี่ยเท่ากับ $0.041138 \text{ N}\cdot\text{m}$ หรือขอบเขตของแรงบิดโดยเฉลี่ยอยู่ในช่วง $\pm 0.041138 \text{ N}\cdot\text{m}$ ของแรงบิดอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 4.23 และรูปที่ 4.24 แสดงการสวิตช์ของแรงดันสเตเตอร์บนแกนคิวและดี ในอินเวอร์เตอร์ในช่วงเวลา $0.6\text{-}0.601$ วินาที ซึ่งมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม

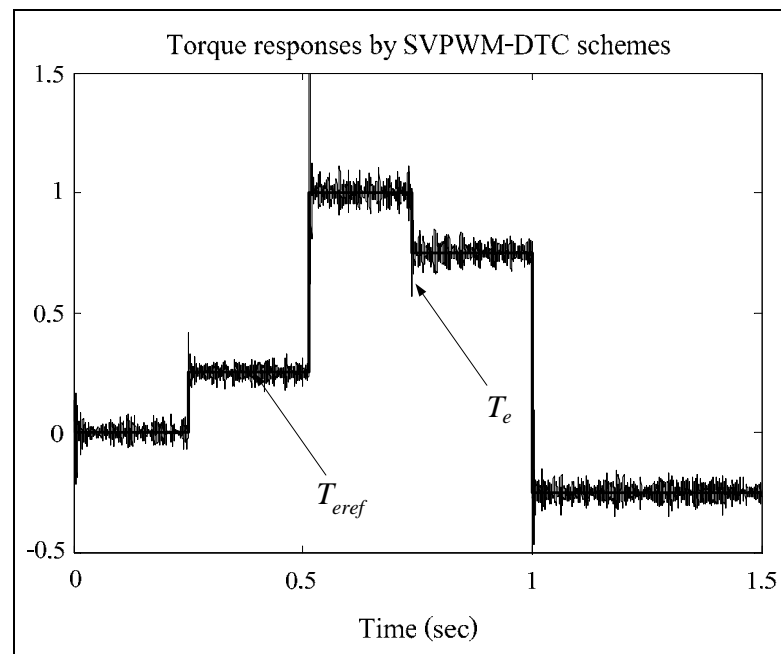
เมื่อนำผลการจำลองไปเปรียบเทียบกับผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V จะให้ค่าการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ดีกว่า 1.0978 เท่า และค่าการแกว่งของแรงบิดดีกว่า 4.3609 เท่า



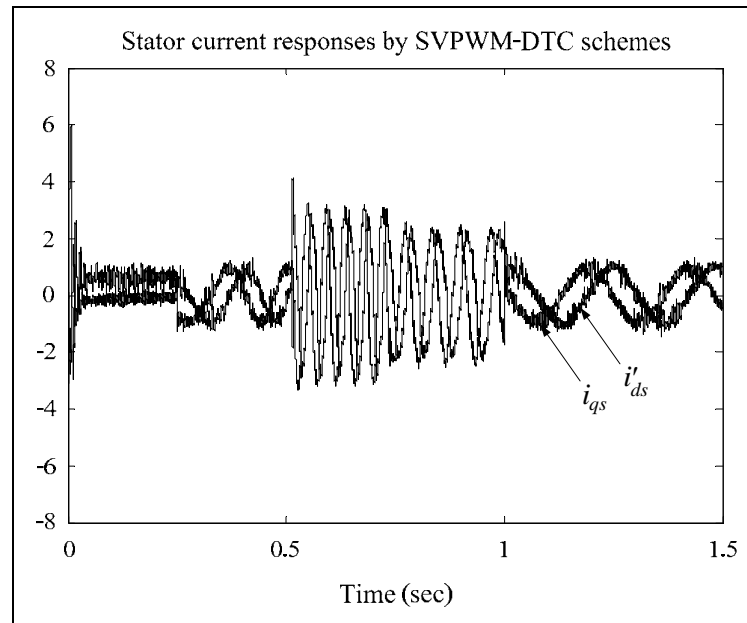
รูปที่ 4.17 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



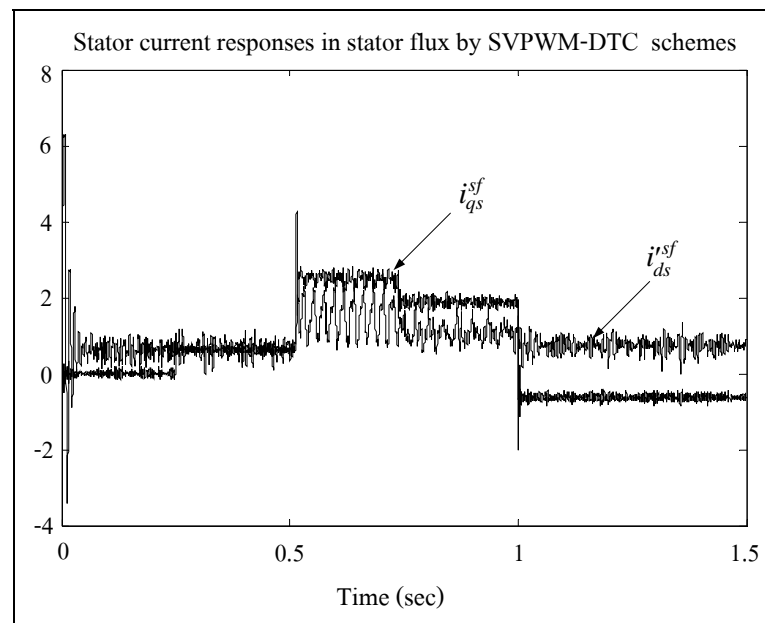
รูปที่ 4.18 ผลการตอบสนองของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



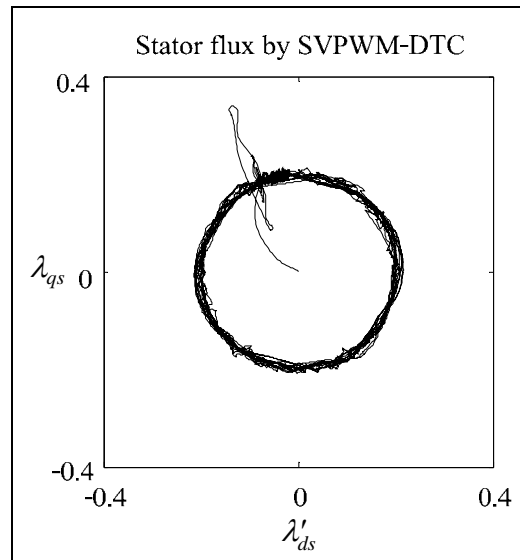
รูปที่ 4.19 ผลการตอบสนองขนาดของแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



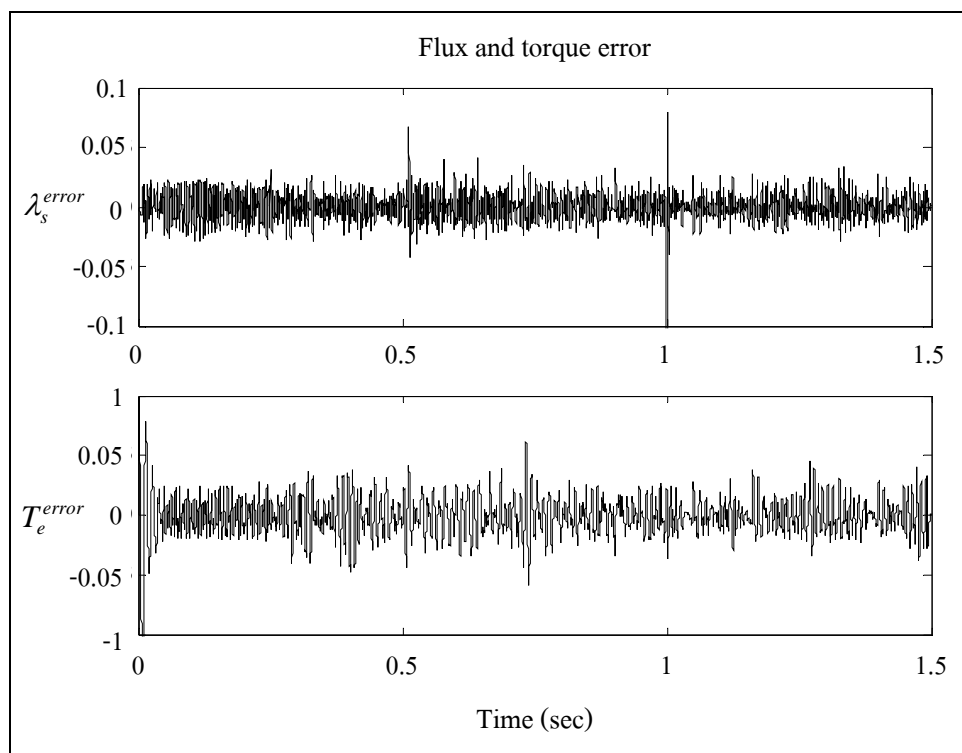
รูปที่ 4.20 ผลการตอบสนองของกระแสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



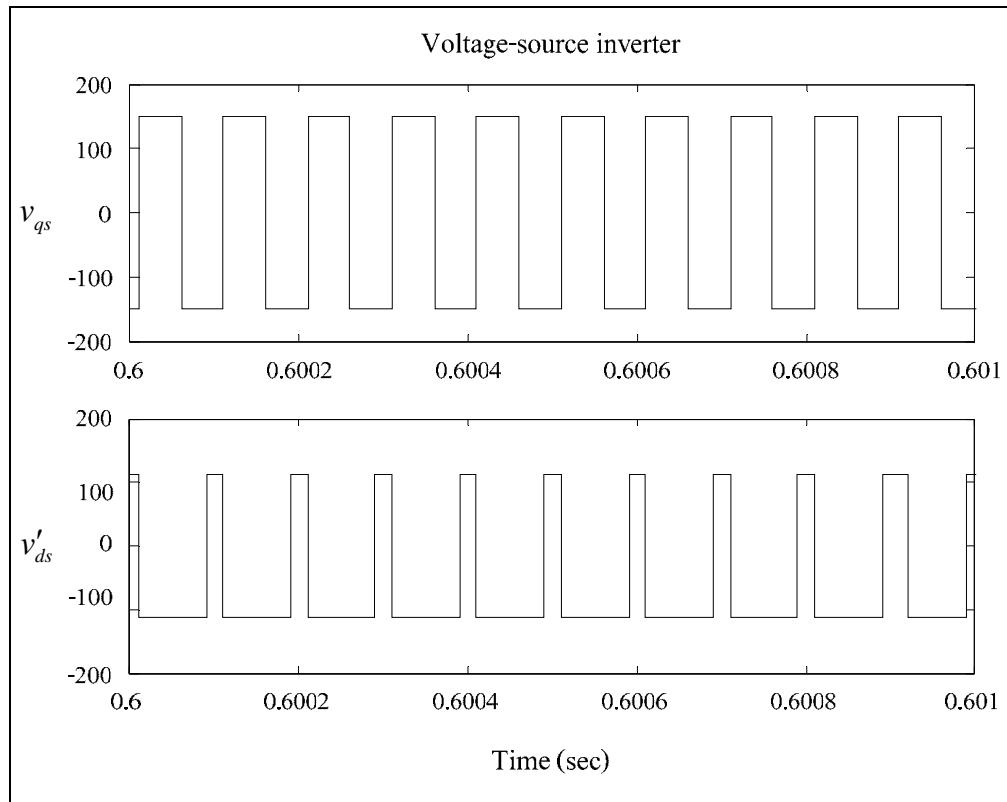
รูปที่ 4.21 ผลการตอบสนองของกระแสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
 สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิ
 ความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



รูปที่ 4.22 พล็อตซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



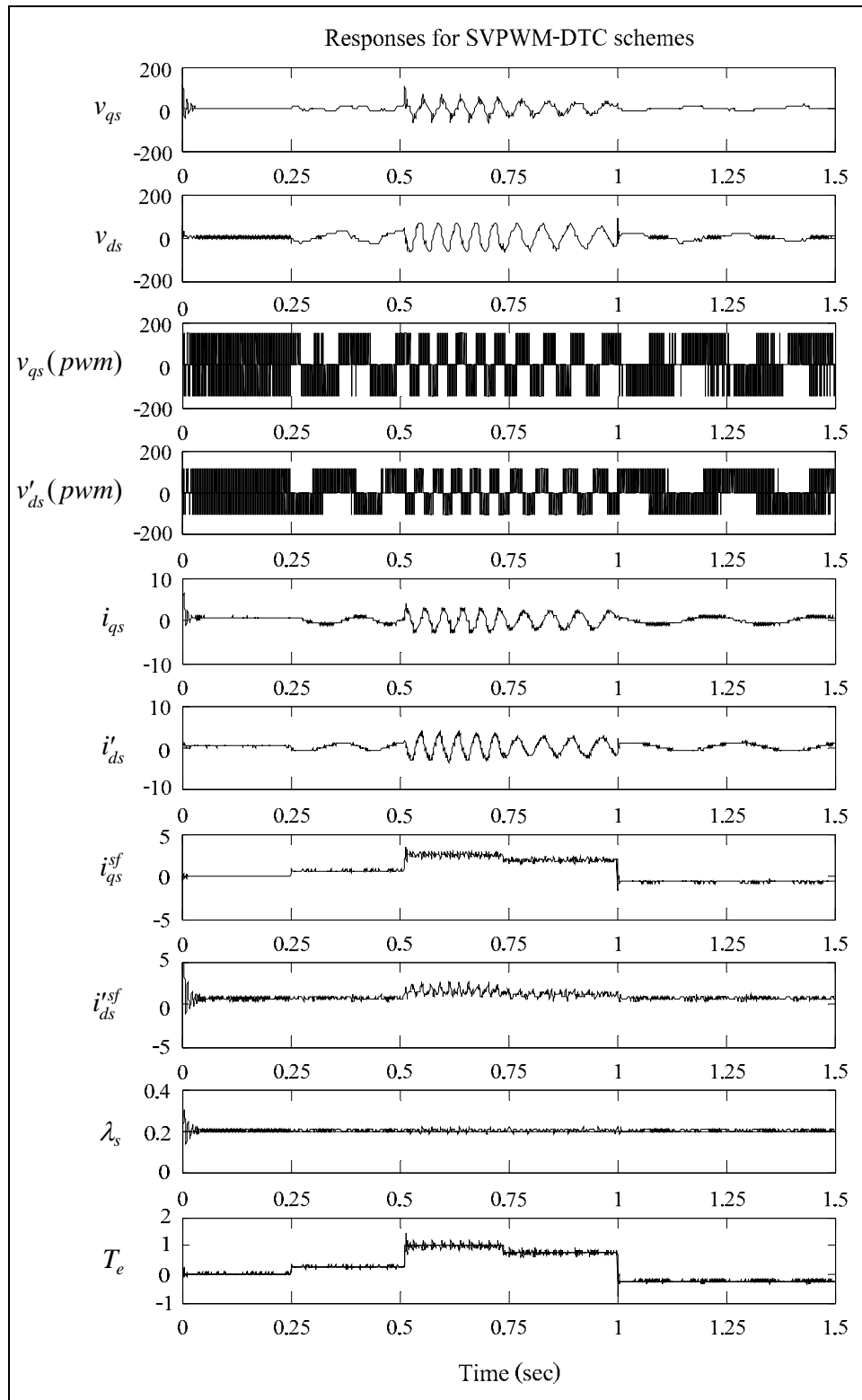
รูปที่ 4.23 ค่าความคลาดเคลื่อนของพล็อตซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับควบคุมแรงบิด
โดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V



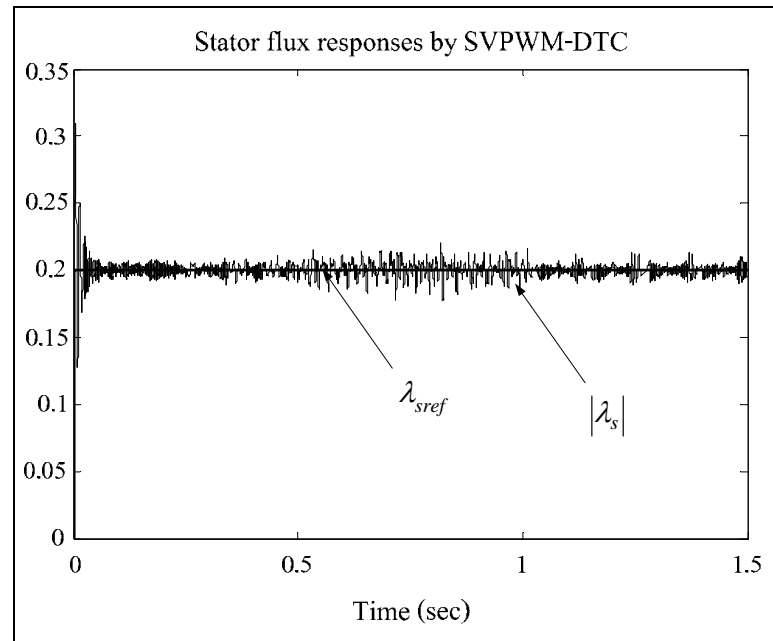
รูปที่ 4.24 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC4V

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

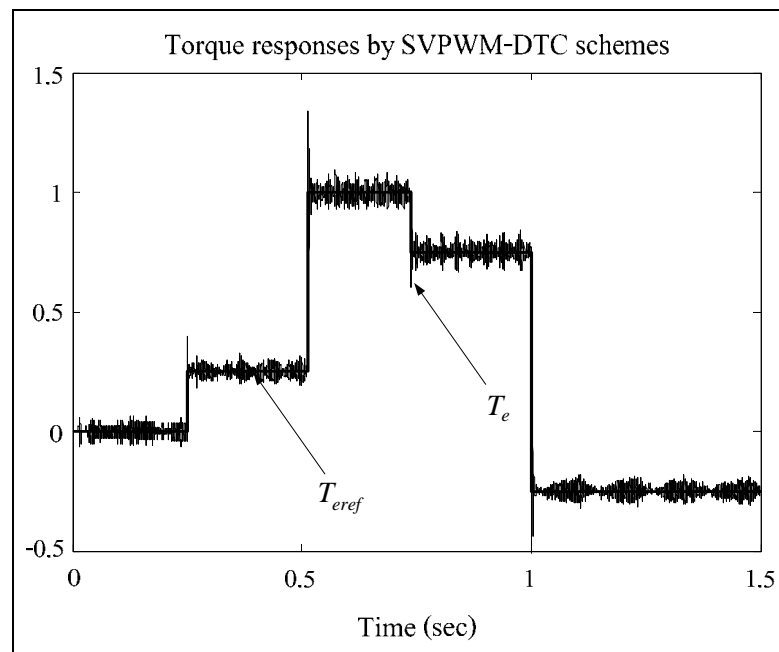
การจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (SVPWM-DTC8V) การขับเคลื่อนมอเตอร์จะใช้แรงดันดีซี $V_{DC}/2$ ($V_{DC} = 311.12$ V) และได้ทำการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการสุ่มค่าแสดงได้ดังตารางที่ ก.7 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่เหมาะสม คือ $K_p(T_e) = 50$ $K_I(T_e) = 10$ $K_p(\lambda_s) = 50$ และ $K_I(\lambda_s) = 100$ ตามลำดับ และได้แสดงผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ดังรูปที่ 4.25 แสดงผลการตอบของแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของขดลวดหลักและขดลวดช่วย แรงดันอินเวอร์เตอร์บนแกนคิวและดีของสเตเตอร์ กระแสสเตเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วย กระแสสเตเตอร์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่ย้ายไปอยู่บนแกนอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ และแรงบิดของมอเตอร์ตามลำดับ



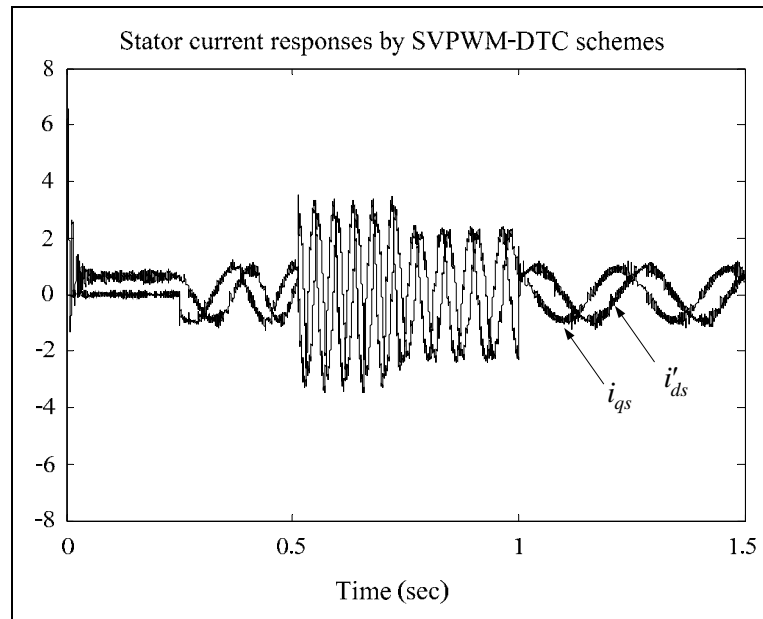
รูปที่ 4.25 ผลการตอบสนองสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์
 ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



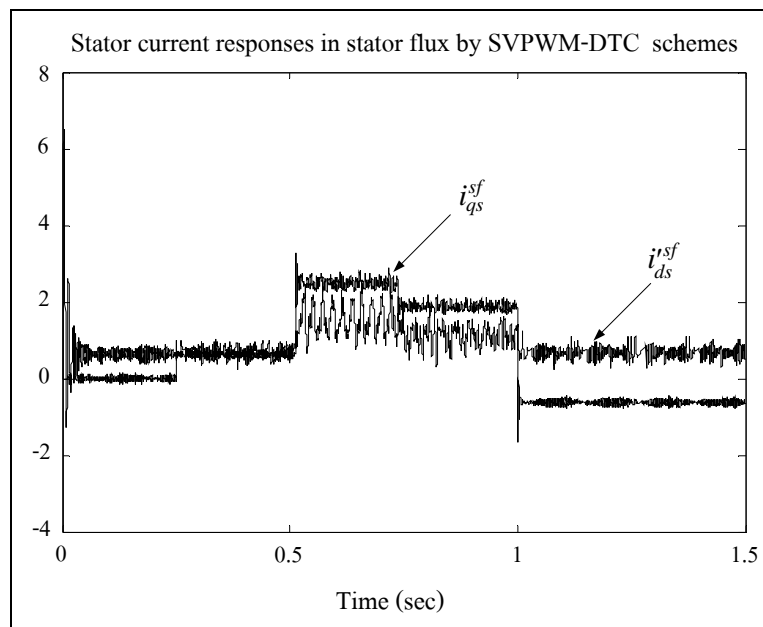
รูปที่ 4.26 ผลการตอบสนองขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยสเตรเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



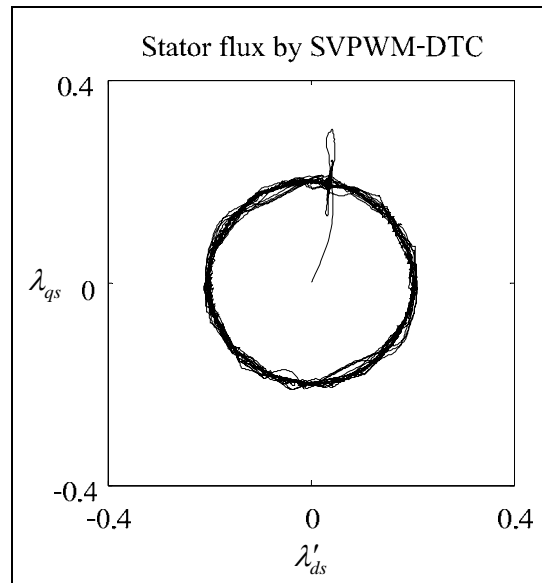
รูปที่ 4.27 ผลการตอบสนองแรงบิดสำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



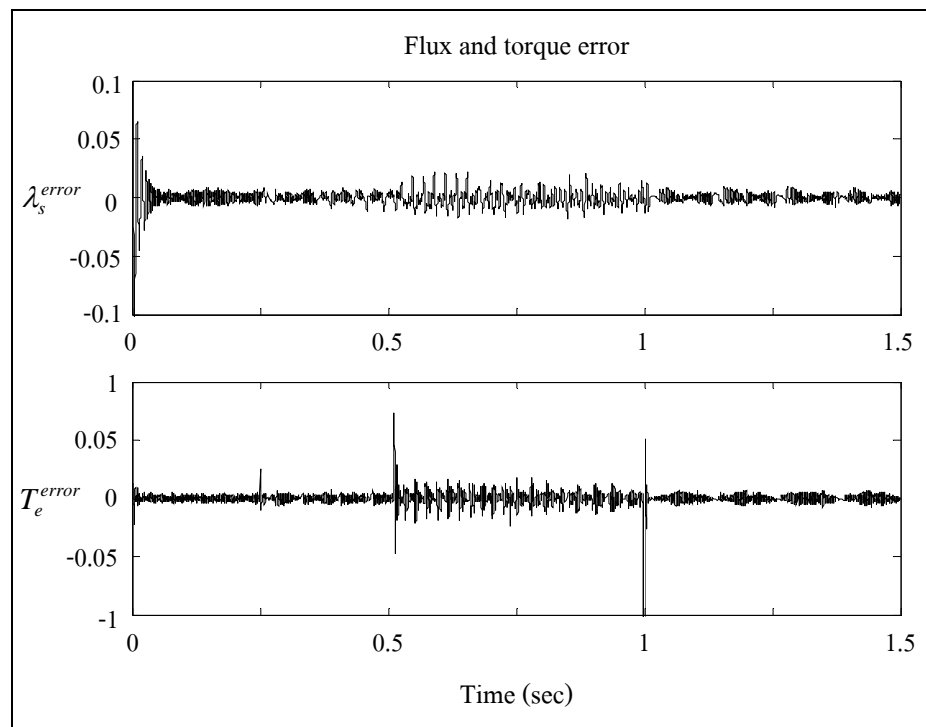
รูปที่ 4.28 ผลการตอบสนองของกระแสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



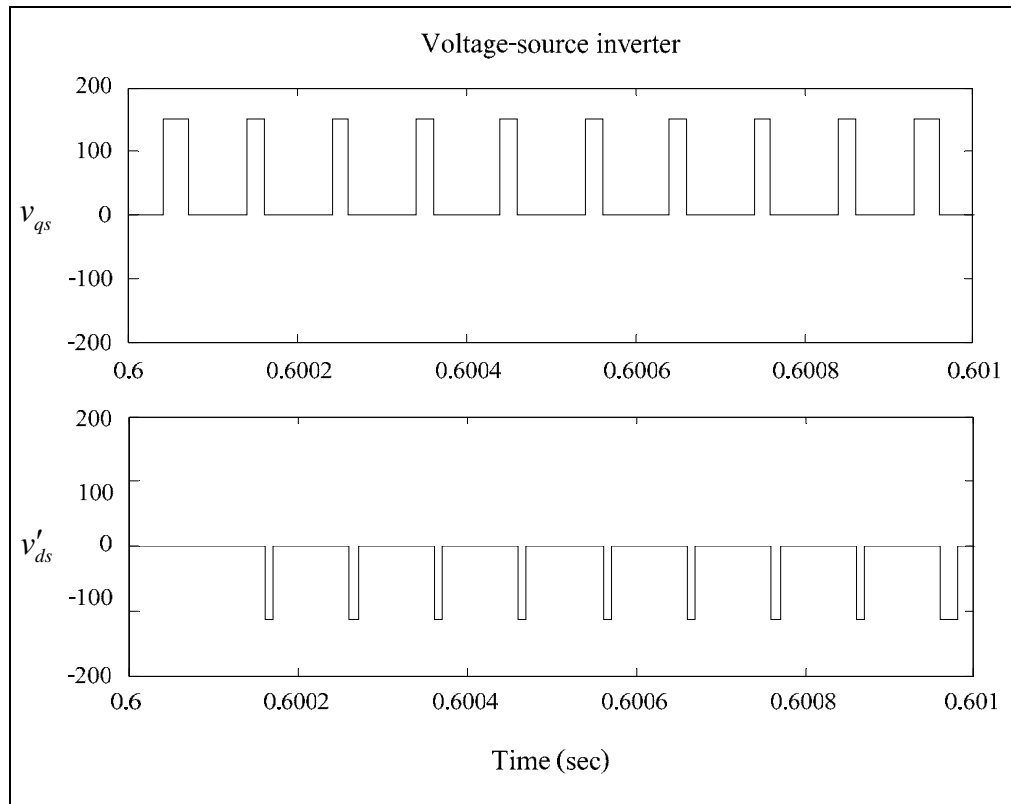
รูปที่ 4.29 ผลการตอบสนองของกระแสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิ
ความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



รูปที่ 4.30 พล็อตซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



รูปที่ 4.31 ค่าความคลาดเคลื่อนของพล็อตซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดของสำหรับการควบคุมแรงบิด
 โดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V



รูปที่ 4.32 แรงดันเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
 เวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ด้วยวิธี SVPWM-DTC8V

รูปที่ 4.26 แสดงผลการตอบสนองของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ รูปที่ 4.27 แสดงผลการตอบสนองของแรงบิด รูปที่ 4.28 แสดงผลการตอบสนองของกระแสเตเตอร์ และรูปที่ 4.29 แสดงผลการตอบสนองของกระแสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ซึ่งเป็นรูปขยายจากรูปที่ 4.18

รูปที่ 4.30 ได้แสดงทางเดินของเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ เป็นรูปวงกลม มีขนาดเท่ากับ 0.2 Wb·turn มีการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดค่อนข้างสูง ดูได้จากค่าคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยเฉลี่ยเท่ากับ 0.009262 Wb·turn หรืออาจเรียกได้ว่าขอบเขตของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยเฉลี่ยอยู่ในช่วง ± 0.009262 Wb·turn ของฟลักซ์เชื่อมโยงอ้างอิง และการแกว่งของแรงบิดที่มีค่าคลาดเคลื่อนโดยเฉลี่ยเท่ากับ 0.032212 N·m หรือขอบเขตของแรงบิดโดยเฉลี่ยอยู่ในช่วง ± 0.032212 N·m ของแรงบิดอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 4.31 และรูปที่ 4.32 แสดงการสวิตช์ของแรงดันสเตเตอร์บนแกนคิวและดีในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในช่วงเวลาตั้งแต่ 0.6-0.601 วินาที ซึ่งมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม

เมื่อนำผลการจำลองไปเปรียบเทียบกับ การควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี IS-DTC8V จะให้ค่าการแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ต่ำกว่า 1.1336 เท่า และค่าการแกว่งของแรงบิดต่ำกว่า 4.3028 เท่า

จากผลการจำลองจะพบว่า แรงดันอ้างอิงที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์จะมีรูปแบบเป็นคลื่นรูปไซน์ และจะมีขนาดเปลี่ยนไปตามแรงบิดที่ต้องการ ในส่วนของกระแสเตเตอร์เป็นเช่นเดียวกัน แต่สำหรับกระแสเตเตอร์ที่ทำการแปลงไปอยู่บนเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ โดยใช้ทฤษฎีปรับตามสนามแม่เหล็ก โดยกระแสเตเตอร์บนแกนคิกของมอเตอร์จะคงที่ตามฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิง เนื่องจากการควบคุมฟลักซ์จะควบคุมผ่านกระแสเตเตอร์บนแกนคิกในเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ในส่วนของกระแสเตเตอร์บนแกนคิกของมอเตอร์จะเปลี่ยนไปตามแรงบิดของมอเตอร์ เนื่องจากแรงบิดจะควบคุมผ่านกระแสเตเตอร์บนแกนคิกในเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ควบคู่กับขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ดังสมการที่ (4.40) เมื่อกำหนดให้ขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์คงที่จะทำให้การควบคุมแรงบิดเป็นไปตามกระแสเตเตอร์บนแกนคิกในเวกเตอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

4.6 สรุป

จากเนื้อหาในบทนี้ที่กล่าวถึงการควบคุมแรงบิด โดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ เป็นวิธีการควบคุม โดยการขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยการคำนวณแหล่งจ่ายอ้างอิงให้กับอินเวอร์เตอร์ ใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดเพื่อนำมาคำนวณแรงดันอ้างอิงและใช้ทฤษฎีการปรับตามสนามแม่เหล็กในการคำนวณ วิธีนี้เป็นวิธีที่ยู่ยากแต่ให้ผลตอบสนองของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดดีกว่าการควบคุมแรงบิด โดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม ไม่ต้องคำนึงถึงการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ผิดพลาด และที่สำคัญความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์คงที่ แต่ก็มีปัญหาอีกเช่นกัน การคำนวณมีหลายขั้นตอนทำให้การจำลองผลช้า เป็นปัญหาให้การหาตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ค่าความแกว่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดน้อยที่สุด ในการควบคุมแรงบิด โดยตรง โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ สามารถปรับปรุงการควบคุมให้ดียิ่งขึ้นได้หลายวิธีเช่น หาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมที่สุด ใช้ตัวควบคุมพีไอดี การกำหนดฟลักซ์เชื่อมโยงอ้างอิงให้เหมาะสม การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่ถูกต้อง เป็นต้น โดยการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์จะใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยายซึ่งจะศึกษาในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 5

การประมาณความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้ตัวกรองคามาแลแบบขยาย

5.1 บทนำ

SVPWM-DTC ให้ผลการตอบสนองการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดได้ดีกว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคการเปิดตารางการสวิตช์ทั้งอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส 3 ขา แต่มีข้อเสียอยู่ที่การคำนวณค่อนข้างซับซ้อนมากและเข้าใจยาก

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง การประมาณความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้ตัวกรองคามาแลแบบขยายโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์แบบ 2 เฟส 3 ขา ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และการใช้เทคนิคการเปิดตารางการสวิตช์ในการควบคุมการขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง

5.2 ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคามาแลแบบขยาย

ตัวกรองคามาแลแบบขยาย (Extended kalman filter: EKF) นิยมนำมาใช้กับระบบที่มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวน ได้แก่ การรบกวนจากการวัด (Measurement noise) ในกรณีนี้เกิดจากการอ่านค่าของเซนเซอร์วัดกระแสเตเตอร์และการรบกวนจากระบบ (System noise) หมายถึงผลจากความคลาดเคลื่อนของแบบจำลองมอเตอร์มอเตอร์ที่นำมาใช้ประมาณค่า (Truncation error หรือ Model inaccuracy) ตัวกรองคามาแลขยายนี้ เป็นรูปแบบหนึ่งของตัวกรองคามาแลแบบปกติ มีคุณสมบัติที่คล้ายกัน แตกต่างกันตรงที่ตัวกรองคามาแลแบบขยายสามารถนำมาใช้กับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้ ตัวแปรความเร็วรอบของโรเตอร์จะถูกกำหนดให้เป็นตัวแปรสถานะที่ทำการประมาณความเร็วรอบด้วยตัวกรองคามาแลแบบขยายจึงอาจกล่าวได้ว่าเป็นตัวประมาณค่าสถานะอย่างแท้จริง โดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 5.1 แสดงสถานะของระบบแบบไม่ต่อเนื่องและรูปแบบสมการที่ใช้สำหรับตัวกรองคามาแลแบบขยายจะใช้กระแสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงของโรเตอร์และความเร็วรอบของมอเตอร์เป็นตัวแปรสถานะ อาศัยหลักการเดียวกันนี้สร้างสมการตัวกรองคามาแลแบบขยายสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (ชนิดซัย กุลรวานิชพงษ์ และคณะ., 2552; Peter, 1998) สามารถสร้างสมการตัวกรองคามาแลแบบขยายสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และอัลกอริทึมตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคามาแลแบบขยายได้ดังต่อไปนี้

5.2.1 การสร้างสมการแบบจำลองมอเตอร์สำหรับตัวกรองกาลมานแบบขยาย

โดยมีขั้นตอนการจัดรูปให้อยู่ในรูปตัวแปรกระแสสเตเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงของโรเตอร์และความเร็วรอบของมอเตอร์ เป็นตัวแปรสถานะได้ดังนี้

- สมการแรงดัน

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= r_{qs} i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\
 v'_{ds} &= r'_{ds} i'_{ds} + \frac{d\lambda'_{ds}}{dt} \\
 v'_{qr} &= r_r i'_{qr} + \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} - \omega_r \lambda'_{dr} \Rightarrow \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} = -r_r i'_{qr} + \omega_r \lambda'_{dr} + v'_{qr} \\
 v'_{dr} &= r'_{dr} i'_{dr} + \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} + \omega_r \lambda'_{qr} \Rightarrow \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} = -r_r i'_{dr} - \omega_r \lambda'_{qr} + v'_{dr}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

- สมการฟลักซ์เชื่อมโยง

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs} &= L_{lqs} i_{qs} + L_{mq} (i_{qs} + i'_{qr}) \Rightarrow \lambda_{qs} = (L_{lqs} + L_{mq}) i_{qs} + L_{mq} i'_{qr} \\
 \lambda'_{ds} &= L'_{lds} i'_{ds} + L_{mq} (i'_{ds} + i'_{dr}) \Rightarrow \lambda'_{ds} = (L'_{lds} + L_{mq}) i'_{ds} + L_{mq} i'_{dr} \\
 \lambda'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + L_{mq} (i_{qs} + i'_{qr}) \Rightarrow i'_{qr} = \frac{\lambda'_{qr} - L_{mq} i_{qs}}{L'_{lr} + L_{mq}} \\
 \lambda'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + L_{mq} (i_{ds} + i'_{dr}) \Rightarrow i'_{dr} = \frac{\lambda'_{dr} - L_{mq} i_{ds}}{L'_{lr} + L_{mq}}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

สามารถสร้างสมการตัวกรองกาลมานแบบขยายสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ดังต่อไปนี้

1. สมการกระแสของสเตเตอร์บนแกนคิว

$$v_{qs} = r_{qs} i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \tag{5.3}$$

จากสมการที่ (5.3) แทนค่า λ_{qs} ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i_{qs} ของสมการฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

$$\begin{aligned}
v_{qs} &= r_{qs} i_{qs} + \frac{d}{dt} ((L_{lqs} + L_{mq}) i_{qs} + L_{mq} i_{qr}'^s) \\
&= r_{qs} i_{qs} + (L_{lqs} + L_{mq}) \frac{d}{dt} i_{qs} + L_{mq} \frac{d}{dt} i_{qr}'^s
\end{aligned} \tag{5.4}$$

จากสมการที่ (5.4) แทนค่า $i_{qr}'^s$ ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i_{qs} และ $\lambda_{qr}'^s$ ของสมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

$$\begin{aligned}
v_{qs} &= r_{qs} i_{qs} + (L_{lqs} + L_{mq}) \frac{d}{dt} i_{qs} + L_{mq} \frac{d}{dt} \left(\frac{\lambda_{qr}'^s}{L_{lr}' + L_{mq}} - \frac{L_{mq} i_{qs}}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \\
&= r_{qs} i_{qs} + (L_{lqs} + L_{mq}) \frac{d}{dt} i_{qs} + \left(\frac{L_{mq}}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{qr}'^s - \left(\frac{L_{mq}^2}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} \\
&= r_{qs} i_{qs} + \left(L_{lqs} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} + \left(\frac{L_{mq}}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} \lambda_{qr}'^s
\end{aligned} \tag{5.5}$$

จากสมการที่ (5.5) แทนค่า $\frac{d}{dt} \lambda_{qr}'^s$ ของสมการแรงดันโรเตอร์บนแกนดิวจะได

$$v_{qs} = r_{qs} i_{qs} + \left(L_{lqs} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} + \left(\frac{L_{mq}}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) (-r_r i_{qr}'^s + \omega_r \lambda_{dr}'^s) \tag{5.6}$$

จากสมการที่ (5.6) แทนค่า $i_{qr}'^s$ ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i_{qs} และ $\lambda_{qr}'^s$ ของสมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

$$\begin{aligned}
v_{qs} &= r_{qs} i_{qs} + \left(L_{lqs} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} \\
&\quad + \left(\frac{L_{mq}}{L_{lr}' + L_{mq}} \right) \left(-r_r' \left(\frac{1}{L_{lr}' + L_{mq}} \lambda_{qr}'^s - \frac{L_{mq}}{L_{lr}' + L_{mq}} i_{qs} \right) + \omega_r \lambda_{dr}'^s \right)
\end{aligned} \tag{5.7}$$

จากสมการที่ (5.7) ทำการกระรูปสมการใหม่จะได้

$$v_{qs} = r_{qs} i_{qs} + \left(L_{lqs} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} + \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \left(-\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda_{qr}^{ts} + \frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i_{qs} + \omega_r \lambda_{dr}^{ts} \right) \quad (5.8)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$v_{qs} = \left(r_{qs} + \frac{r'_r L_{mq}^2}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \right) i_{qs} + \left(L_{lqs} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} - \frac{r'_r L_{mq}}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \lambda_{qr}^{ts} + \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \omega_r \lambda_{dr}^{ts} \quad (5.9)$$

จากสมการที่ (5.9) จัดรูปสมการเพื่อหาค่า $\frac{d}{dt} i_{qs}$ จะได้

$$\left(L_{lqs} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i_{qs} = - \left(r_{qs} + \frac{r'_r L_{mq}^2}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \right) i_{qs} + \frac{r'_r L_{mq}}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \lambda_{qr}^{ts} - \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \omega_r \lambda_{dr}^{ts} + v_{qs} \quad (5.10)$$

เพื่อให้ง่ายขึ้นจัดรูปสมการใหม่เป็น

$$L_{qs} \sigma_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} = - \left(r_{qs} + r'_r \left(\frac{L_{mq}}{L_r} \right)^2 \right) i_{qs} + \frac{L_{mq}}{L_r T_r} \lambda_{qr}^{ts} - \frac{L_{mq}}{L_r} \omega_r \lambda_{dr}^{ts} + v_{qs} \quad (5.11)$$

โดยที่

$$L_{qs} = L_{lqs} + L_{mq}$$

$$L_r = L'_{lr} + L_{mq}$$

$$T_r = \frac{L_r}{r'_r} \text{ or } \tau_r$$

$$\sigma_{qs} = 1 - \frac{L_{mq}^2}{(L_{lqs} + L_{mq})(L'_{lr} + L_{mq})} = 1 - \frac{L_{mq}^2}{L_{qs}L_r}$$

ดังนั้น $\frac{d}{dt}i_{qs}$ มีค่าดังสมการ

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = -\left(\frac{1}{T'_{qs}{}^*}\right)i_{qs} + \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_rT_r}\lambda_{qr}{}^{rs} - \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_r}\omega_r\lambda_{dr}{}^{rs} + \frac{1}{L'_{qs}}v_{qs} \quad (5.12)$$

เมื่อ

$$L'_{qs} = L_{qs}\sigma_{qs}$$

$$T'_r = L_r\sigma_{qs}$$

$$T'_{qs} = \frac{L'_{qs}}{r_{qs}}$$

$$\frac{1}{T'_{qs}{}^*} = \frac{1}{T'_r} + \frac{(1-\sigma_{qs})}{T'_r} = \frac{r_{qs} + r'_r(L_{mq}/L_r)^2}{L'_{qs}}$$

2. สมการกระแสเตเตอร์บนแกนดี

$$v'_{ds} = r'_{ds}i'_{ds} + \frac{d}{dt}\lambda'_{ds} \quad (5.13)$$

จากสมการที่ (5.13) แทนค่า λ'_{ds} ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i'_{ds} ของสมการฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

$$\begin{aligned} v'_{ds} &= r'_{ds}i'_{ds} + \frac{d}{dt}((L'_{lds} + L_{mq})i'_{ds} + L_{mq}i'_{dr}{}^{rs}) \\ &= r'_{ds}i'_{ds} + (L'_{lds} + L_{mq})\frac{d}{dt}i'_{ds} + L_{mq}\frac{d}{dt}i'_{dr}{}^{rs} \end{aligned} \quad (5.14)$$

จากสมการที่ (5.14) แทนค่า i'_{dr} ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i'_{ds} และ λ'_{ds} ของสมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

$$\begin{aligned} v'_{ds} &= r'_{ds} i'_{ds} + (L'_{lds} + L_{mq}) \frac{d}{dt} i'_{ds} + L_{mq} \frac{d}{dt} \left(\frac{\lambda'_{dr}}{L'_{lr} + L_{mq}} - \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i'_{ds} \right) \\ &= r'_{ds} i'_{ds} + \left(L'_{lds} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i'_{ds} + \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} \end{aligned} \quad (5.15)$$

จากสมการที่ (5.15) แทนค่า $\frac{d}{dt} \lambda'_{dr}$ ของสมการแรงดันโรเตอร์บนแกนดี จะได้

$$v'_{ds} = r'_{ds} i'_{ds} + \left(L'_{lds} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i'_{ds} + \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) (-r'_{ds} i'_{dr} - \omega_r \lambda'_{qr}) \quad (5.16)$$

จากสมการที่ (5.16) แทนค่า i'_{dr} ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i'_{ds} และ λ'_{qr} ของสมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

$$\begin{aligned} v'_{ds} &= r'_{ds} i'_{ds} + \left(L'_{lds} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i'_{ds} \\ &\quad + \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \left(-r'_r \left(\frac{1}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda'_{dr} - \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i_{ds} \right) - \omega_r \lambda'_{qr} \right) \end{aligned} \quad (5.17)$$

จากสมการที่ (5.17) กระจายรูปสมการให้ง่ายขึ้นดังสมการ

$$\begin{aligned} v'_{ds} &= r'_{ds} i'_{ds} + \left(L'_{lds} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i'_{ds} \\ &\quad + \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \left(-\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda'_{dr} + \frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i_{ds} - \omega_r \lambda'_{qr} \right) \end{aligned} \quad (5.18)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$v'_{ds} = \left(r'_{ds} + \frac{r'_r L_{mq}^2}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \right) i'_{ds} + \left(L'_{lds} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i'_{ds} - \frac{r'_r L_{mq}}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \lambda'_{dr}{}^s - \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \omega_r \lambda'_{qr}{}^s \quad (5.19)$$

จากสมการที่ (5.19) ทำการย้ายสมการเพื่อหาค่า $\frac{d}{dt} i'_{ds}$ จะได้

$$\left(L'_{lds} + L_{mq} - \frac{L_{mq}^2}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \frac{d}{dt} i'_{ds} = - \left(r'_{ds} + \frac{r'_r L_{mq}^2}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \right) i'_{ds} + \frac{r'_r L_{mq}}{(L'_{lr} + L_{mq})^2} \lambda'_{dr}{}^s + \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \omega_r \lambda'_{qr}{}^s + v'_{ds} \quad (5.20)$$

เพื่อให้ง่ายขึ้น จัดรูปสมการใหม่เป็น

$$L_{ds} \sigma_{ds} \frac{d}{dt} i'_{ds} = - \left(r'_{ds} + r'_r \left(\frac{L_{mq}}{L_r} \right)^2 \right) i'_{ds} + \frac{L_{mq}}{L_r T_r} \lambda'_{dr}{}^s + \frac{L_{mq}}{L_r} \omega_r \lambda'_{qr}{}^s + v'_{ds} \quad (5.21)$$

เมื่อ $L_{ds} = L'_{lds} + L_{mq}$

$$\sigma_{ds} = 1 - \frac{L_{mq}^2}{(L'_{lds} + L_{mq})(L'_{lr} + L_{mq})} = 1 - \frac{L_{mq}^2}{L_{ds} L_r}$$

ดังนั้น $\frac{d}{dt} i'_{ds}$ มีค่าเป็น

$$\frac{d}{dt} i'_{ds} = - \left(\frac{1}{T_{ds}^*} \right) i'_{ds} + \frac{L_{mq}}{L'_{ds} L_r T_r} \lambda'_{dr}{}^s + \frac{L_{mq}}{L'_{ds} L_r} \omega_r \lambda'_{qr}{}^s + \frac{1}{L'_{ds}} v'_{ds} \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } L'_{ds} &= L_{ds} \sigma_{ds} \\ T'_{ds} &= \frac{L'_{ds}}{r'_{ds}} \\ \frac{1}{T'_{ds}^*} &= \frac{1}{T'_{ds}} + \frac{(1-\sigma_{ds})}{T'_r} = \frac{r'_{ds} + r'_r(L_{mq}/L_r)^2}{L'_{ds}} \end{aligned}$$

3. สมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนคิวด

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qr}^{rs} = -r'_r i_{qr}^{rs} + \omega_r \lambda_{dr}^{rs} + v_{qr}^{rs} \quad (5.23)$$

จากสมการที่ (5.23) แทนค่า i_{qr}^{rs} ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i_{qs} และ λ_{dr}^{rs} จะได้

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^{rs} &= -r'_r \left(\frac{1}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda_{qr}^{rs} - \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i_{qs} \right) + \omega_r \lambda_{dr}^{rs} + v_{qr}^{rs} \\ &= \frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i_{qs} - \frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda_{qr}^{rs} + \omega_r \lambda_{dr}^{rs} + v_{qr}^{rs} \end{aligned} \quad (5.24)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^{rs} &= \frac{r'_r L_{mq}}{L_r} i_{qs} - \frac{r'_r}{L_r} \lambda_{qr}^{rs} + \omega_r \lambda_{dr}^{rs} + v_{qr}^{rs} \\ &= \frac{L_{mq}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr}^{rs} + \omega_r \lambda_{dr}^{rs} + v_{qr}^{rs} \end{aligned} \quad (5.25)$$

4. สมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนดี

$$\frac{d\lambda_{dr}^{rs}}{dt} = -r'_r i_{dr}^{rs} - \omega_r \lambda_{qr}^{rs} + v_{dr}^{rs} \quad (5.26)$$

จากสมการที่ (5.26) แทนค่า i'_{dr} ที่อยู่ในรูปของตัวแปร i'_{ds} และ λ'_{dr} จะได้

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} &= -r'_r \left(\frac{1}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda'_{qr} - \frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i'_{ds} \right) - \omega_r \lambda'_{qr} + v'_{dr} \\ &= \frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i'_{ds} - \frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda'_{dr} - \omega_r \lambda'_{qr} + v'_{dr} \end{aligned} \quad (5.27)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} &= \frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} i'_{ds} - \frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \lambda'_{qr} - \omega_r \lambda'_{qr} + v'_{dr} \\ &= \frac{L_{mq}}{T_r} i'_{ds} - \frac{1}{T_r} \lambda'_{dr} - \omega_r \lambda'_{qr} + v'_{dr} \end{aligned} \quad (5.28)$$

5. สมการความเร็ว

$$\frac{d}{dt} \omega_r = 0 \quad (5.29)$$

จากสมการที่ (5.12) (5.22) (5.25) (5.28) และ (5.29) สร้างเป็นสมการสถานะได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda_{qr}^{rs} \\ \lambda_{dr}^{rs} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{qs}^{**}} & 0 & \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_rT_r} & -\omega_r \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ds}^{**}} & \omega_r \frac{L_{mq}}{L'_{ds}L_r} & \frac{L_{mq}}{L'_{ds}L_rT_r} & 0 \\ \frac{L_{mq}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_{mq}}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda_{qr}^{rs} \\ \lambda_{dr}^{rs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_{qs}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_{ds}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr}^{rs} \\ v_{dr}^{rs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

จากสมการที่ (5.30) แทนค่า $v_{qr}^{rs}=0$ และ $v_{dr}^{rs}=0$ สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบวงจรกรรอก จะได้ว่า

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda_{qr}^{rs} \\ \lambda_{dr}^{rs} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{qs}^{**}} & 0 & \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_rT_r} & -\omega_r \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ds}^{**}} & \omega_r \frac{L_{mq}}{L'_{ds}L_r} & \frac{L_{mq}}{L'_{ds}L_rT_r} & 0 \\ \frac{L_{mq}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_{mq}}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda_{qr}^{rs} \\ \lambda_{dr}^{rs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_{qs}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_{ds}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

จากสมการที่ (5.31) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายเป็น

$$\begin{aligned}\frac{d[x]}{dt} &= [A][x] + [B][u] \\ [y] &= [C][x]\end{aligned}\tag{5.32}$$

เมื่อ

$$[x] = \begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} & \lambda_{qr}^{s} & \lambda_{dr}^{s} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

$$[u] = \begin{bmatrix} v_{qs} & v'_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$[y] = \begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} \end{bmatrix}^T$$

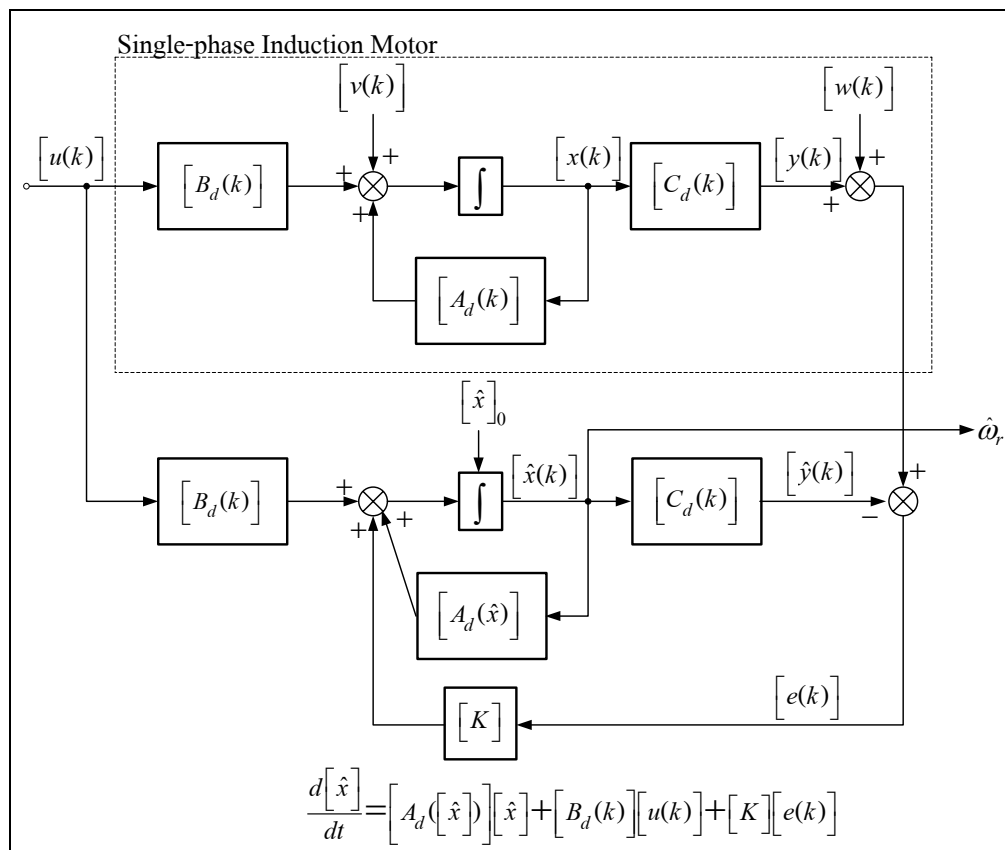
$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{qs}^{*}} & 0 & \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_rT_r} & -\omega_r \frac{L_{mq}}{L'_{qs}L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{ds}^{*}} & \frac{L_{mq}}{L'_{ds}L_rT_r} & \omega_r \frac{L_{mq}}{L'_{ds}L_r} & 0 \\ \frac{L_{mq}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_{mq}}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_{qs}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_{ds}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

5.2.2 อัลกอริทึมตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

การประมาณความเร็วรอบด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย มีโครงสร้างดังรูปที่ 5.1 แสดงสถานะของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง และรูปแบบสมการที่ใช้สำหรับตัวกรองคาลมานแบบขยาย ดังสมการที่ (5.31) อาศัยหลักการเดียวกันนี้สร้างสมการตัวกรองคาลมานแบบขยายสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว จะได้ว่า



รูปที่ 5.1 โครงสร้างตัวกรองคาลมานแบบขยาย

ตัวกรองคาลมานแบบขยายตั้งอยู่บนสมมติฐานของการรบกวนสัญญาณดังที่ได้กล่าวไว้ โดยอ้างอิงจากสมการสถานะของระบบแบบไม่ต่อเนื่องจะได้ว่า

$$\begin{aligned} [x(k+1)] &= [A_d(k)][x(k)] + [B(k)][u(k)] + [v(k)] \\ [y(k+1)] &= [C_d(k)][x(k+1)] + [w(k)] \end{aligned} \quad (5.33)$$

โดยที่ $[x(k)]$ คือ เวกเตอร์สถานะของเอาต์พุต
 $[y(k)]$ คือ เวกเตอร์สถานะของเอาต์พุตที่สอดคล้องกับตัวแปรที่วัดได้
 $[u(k)]$ คือ เวกเตอร์สถานะของอินพุต
 $[A_d(k)]$ คือ เมตริกซ์ของระบบ
 $[B_d(k)]$ คือ เมตริกซ์ของอินพุต
 $[u(k)]$ คือ เมตริกซ์ของเอาต์พุต
 $[v(k)]$ และ $[w(k)]$ คือ เวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากระบบและจากการวัดตามลำดับ โดยมี $[Q]$ และ $[R]$ เป็นเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ ทั้งสองสัญญาณนี้เป็นสัญญาณรบกวนแบบค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีการกระจายแบบไวท์เกาส์เซียน (Zero-mean white gaussian noise)

สมการสถานะเป็นแบบเวลาต่อเนื่องสามารถแปลงเป็นแบบเวลาไม่ต่อเนื่องจะได้เมตริกซ์ $[A_d]$ และ $[B_d]$ ดังต่อไปนี้

$$[A_d] = e^{\Delta t \cdot A} \approx [I]_{5 \times 5} + \Delta t \cdot [A] + \frac{1}{2} (\Delta t \cdot [A])^2$$

$$[B_d] \approx \Delta t \cdot [B] + \frac{1}{2} \Delta t^2 \cdot [A][B]$$

$$[C_d] = [C]$$

ตัวกรองคาลมานแบบขยายเป็นวิธีในการประมาณสมการสถานะ เหมาะกับการใช้ประมาณตัวแปรของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น มีความสามารถในการกำจัดผลจากสัญญาณรบกวนได้ ประกอบด้วย 2 ขั้นตอนหลัก ๆ คือ ขั้นตอนการคาดคะเน (prediction stage) และขั้นตอนการกรอง (filtering stage) ในขั้นตอนของการคาดคะเนนั้นจะได้ค่าต่อไปของสถานะ $[x(k+1)]$ และได้ค่าต่อไปของเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ $[P]$ ซึ่งนำไปใช้ต่อในสมการของเมตริกซ์โคเวเรียนซ์สถานะและเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ระบบ ส่วนในขั้นตอนของการกรองก็ได้ค่าสถานะของตัวกรอง \hat{x} มาจากการประมาณค่าต่อไป มีการคำนวณส่วนปรับแก้ (correction term) $K_e = K(y - \hat{y})$ เพื่อหาค่า $[x]$ ออกมา ซึ่งค่าความผิดพลาด $e = (y - \hat{y})$ เป็นผลต่างของการประมาณกับค่าที่วัดได้ ค่าผิดพลาดนี้จะถูกทำให้น้อยที่สุด โดยตัวกรองคาลมานแบบขยาย การประมาณค่าสถานะด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายมีขั้นตอนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. การกำหนดค่าเริ่มต้นให้เวกเตอร์สถานะและเมตริกซ์โคเวเรียนซ์

เวกเตอร์สถานะ $[x]_0$ จะถูกกำหนดค่าเริ่มต้นตามความเหมาะสม อย่างไรก็ตาม เวกเตอร์ศูนย์ (Zero vector) อาจจะถูกนำมาใช้ในกรณีนี้ได้ สำหรับตัวกรองคาลมานนี้จะใช้เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ (Covariance matrices) ทั้งสิ้น 3 ตัว ได้แก่ $[Q]$ $[R]$ และ $[P]$ นำเสนอเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนของระบบ เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากการวัดและเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของเวกเตอร์สถานะ (เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของ

การทำนาย: Covariance matrix of prediction) ตามลำดับ โดยที่ $[Q]$ มีขนาด 5×5 $[R]$ มีขนาด 2×2 และ $[P]_0$ มีขนาด 5×5

2. การทำนายเวกเตอร์สถานะ

เวกเตอร์สถานะจะถูกทำนายจากข้อมูลย้อนหลังหนึ่งคาบเวลาการสุ่มข้อมูล โดยพิจารณาจากข้อมูลอินพุตและค่าประมาณของเวกเตอร์สถานะของการสุ่มข้อมูลก่อนหน้า ดังสมการต่อไปนี้

$$[x(k+1|k)] = [A_d][x(k|k)] + [B_d][u(k)] \quad (5.34)$$

โดยที่ $[x(k+1|k)]$ คือ ค่าทำนายของเวกเตอร์สถานะ (Prediction of state vector)

$[x(k|k)]$ คือ ค่าประมาณของเวกเตอร์สถานะ (State vector at previous estimation)

3. การประมาณค่าโคเวเรียนซ์ของการทำนายเวกเตอร์สถานะ

เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของการทำนายตามสมการที่ 5.34 สามารถประมาณค่าได้ ดังสมการต่อไปนี้

$$[\tilde{P}(k+1|k)] = [F(k+1)][\tilde{P}(k|k)][F(k+1)]^{-1} + [Q] \quad (5.35)$$

โดยที่ $[\tilde{P}(k+1|k)]$ คือ เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของการทำนาย

$[\tilde{P}(k|k)]$ คือ เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของการประมาณค่าสถานะภายหลังการปรับแก้

$$[F(k+1)] = \frac{\partial}{\partial x} \{ [A_d][x] + [B_d][u] \} \Big|_{x=\hat{x}(k+1)}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{T_{qs}^{**}} T_s & 0 & \frac{L_{mq}}{L'_{qs} L_r T_r} T_s & -T_s \hat{\omega}_r(k+1) \frac{L_{mq}}{L'_{qs} L_r} & -T_s \frac{L_{mq}}{L'_{qs} L_r} \hat{\lambda}'_{dr}(k+1) \\ 0 & 1 - \frac{1}{T_{ds}^{**}} T_s & T_s \hat{\omega}_r(k+1) \frac{L_{mq}}{L'_{ds} L_r} & T_s \frac{L_{mq}}{L'_{ds} L_r T_r} & T_s \frac{L_{mq}}{L'_{ds} L_r} \hat{\lambda}'_{qr}(k+1) \\ \frac{L_{mq}}{T_s T_r} & 0 & 1 - \frac{1}{T_r} T_s & T_s \hat{\omega}_r(k+1) & T_s \hat{\lambda}'_{dr}(k+1) \\ 0 & T_s \frac{L_{mq}}{T_r} & -T_s \hat{\omega}_r(k+1) & 1 - \frac{1}{T_r} T_s & -T_s \hat{\lambda}'_{qr}(k+1) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

4. การคำนวณเมตริกซ์อัตราขยายของตัวกรองคาลมาน

อัตราขยายของตัวกรองคาลมาน (Kalman filter gain: $[K(k+1)]$) หรืออาจจะเรียกว่าเมตริกซ์การปรับแก้ (Correction matrix) เพื่อให้ชดเชยความคลาดเคลื่อนจากการทำนายค่า ซึ่งคำนวณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$[K(k+1)] = [\tilde{P}(k+1)][F(k+1)]^T \{ [F(k+1)][\tilde{P}(k|k)][F(k+1)]^{-1} + [Q] \}^{-1} \quad (5.36)$$

5. การประมาณค่าเวกเตอร์สถานะ

การประมาณค่าเวกเตอร์สถานะ หรือเรียกว่า การประมาณค่าเวกเตอร์สถานะที่ถูกปรับแก้ (Corrected state vector) จะใช้หลักการปรับแก้แบบป้อนกลับ (Feedback correction scheme) โดยนำค่าผลต่างระหว่างเวกเตอร์ของการวัดกับเวกเตอร์ผลการประมาณค่าเอาต์พุตที่สอดคล้องกันมาปรับแต่งด้วยเมตริกซ์อัตราขยายของตัวกรองคาลมานที่ได้คำนวณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$[x(k+1|k+1)] = [\tilde{x}(k+1|k)] + [K(k+1)]\{ [y(k+1)] - [C_d][\tilde{x}(k+1|k)] \} \quad (5.37)$$

โดยที่ $[x(k+1|k+1)]$ คือ แทนการประมาณค่าเวกเตอร์สถานะที่ถูกปรับแก้

6. การคำนวณเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของการประมาณค่าความคลาดเคลื่อน

เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ของความคลาดเคลื่อนจากการประมาณค่าคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$[\tilde{P}(k+1|k+1)] = [\tilde{P}(k+1|k)] - [K(k+1)][F(k+1)][\tilde{P}(k+1|k)] \quad (5.38)$$

การประมาณค่าสถานะด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายต้องปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ ได้แก่ สัมประสิทธิ์ของเมตริกซ์ $[Q]$ และ $[R]$ มีสมาชิกรวมกันทั้งสิ้น 29 ตัว ในทางปฏิบัติ จำนวนพารามิเตอร์มากเกินไปไม่สะดวกในการดำเนินการ การตั้งสมมติฐานเพิ่มเติมเพื่อแก้ปัญหาช่วยให้การแก้ปัญหาง่ายขึ้น การกำหนดให้สัญญาณรบกวนไม่มีสหสัมพันธ์ (Correlation) ต่อกัน ทำให้เมตริกซ์ทั้ง 2 เมตริกซ์เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม (Diagonal matrix) เหลือสมาชิกเพียง 7 ตัวเท่านั้น อย่างไรก็ตาม เมตริกซ์ $[Q]$ นำเสนอตัวแปรสถานะ 5 ตัว โดยที่ 2 ตัวแรก แทนกระแสดสเตเตอร์ 2 ตัวถัดมาแทนฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ที่นำเสนอโดยสมาชิก ตำแหน่งที่ 3 และ 4 และในตัวสุดท้ายแทนความเร็วรอบของมอเตอร์ ในกรณีของเมตริกซ์ $[R]$ ที่แทนโคเวเรียนซ์จากการวัดซึ่งได้แก่กระแสดสเตเตอร์ทั้ง 2 แกน ดังนั้นตัวแปรที่ต้องปรับตั้งสำหรับการประมาณค่าสถานะที่ได้ตัวกรองคาลมานแบบขยายมีทั้งสิ้น 7 ตัว การตั้งค่าตัวแปรทั้ง 7 ตัวนี้มีผลต่อการตอบสนองของค่าสถานะที่ถูกประมาณ เช่น ถ้า $[R]$ มีค่าสูงจะส่งผลให้การตอบสนองของค่าสถานะรวดเร็ว ถ้า $[Q]$ มีค่ามากเกินไปจะทำให้ผลตอบสนองช้า ถ้า $[Q]$ มีค่าสูงเกินไป และ $[R]$ มีค่าต่ำเกินไปจะส่งผลให้การตอบสนองของระบบขาดเสถียรภาพ พารามิเตอร์ที่ใช้ปรับตั้งค่ามีดังต่อไปนี้

$$[P]_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 \end{bmatrix} \text{ และ}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix}$$

โดยในงานวิจัยนี้จะหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสัมประสิทธิ์ของเมตริกซ์ $[Q]$ และ $[R]$ โดยใช้เทคนิคชาญฉลาด (Intelligent optimization technique) วิธีจินเนติกอัลกอริทึม (Genetic algorithms: GA)

5.2.3 จินเนติกอัลกอริทึม

จินเนติกอัลกอริทึมเป็นวิธีการค้นหาคำตอบโดยมีพื้นฐานมาจากกระบวนการคัดเลือกทางธรรมชาติ (Natural selection) และกระบวนการคัดเลือกทางพันธุศาสตร์ (Natural genetic selection) ซึ่งคิดค้น โดย John Holland เมื่อปี ค.ศ. 1975 โดยการสร้างกลุ่มประชากรโครโมโซมแทนผลเฉลย จากนั้น ประชากรในกลุ่มจะแข่งขันกันเพื่อความอยู่รอด โครโมโซมที่ถูกเลือกในแต่ละรุ่นการถ่ายทอด (Generation) เท่านั้นที่มีสิทธิ์สร้างลูกหลานหรือทายาทในรุ่นถัดไป การสร้างลูกหลานจะใช้การดำเนินการทางสายพันธุ์ ซึ่งประกอบด้วย คrossover และการผ่าเหล่า ลูกหลานหรือทายาทที่ถูกสร้างขึ้นจะแทนที่โครโมโซมต้นแบบโดยสมบูรณ์ โดยใช้หลักการคัดเลือกตามธรรมชาติ (Darwin's natural selection) สามารถสร้างผลเฉลยที่ดีได้จากกระบวนการนี้ สำหรับองค์ประกอบหลัก ๆ ของจินเนติกอัลกอริทึม มีดังนี้

- การเข้ารหัสโครโมโซม (Chromosome encoding) คือ ขั้นตอนสำหรับแปลงทางเลือกสำหรับการแก้ปัญหาที่เป็นไปได้ให้อยู่ในรูปแบบของโครโมโซม ในการแปลงวิธีการสำหรับแก้ปัญหาที่เป็นไปได้ ให้อยู่ในรูปแบบของโครโมโซมนั้นสามารถที่จะทำได้ในหลายรูปแบบซึ่งแล้วแต่ความเหมาะสมของแต่ละปัญหา

- ประชากรเริ่มต้น (Initial population) คือ การสุ่มเลือกเพื่อสร้างประชากรต้นแบบขึ้นมาเพื่อใช้เป็นจุดเริ่มต้นของขั้นตอนการวิวัฒนาการ ขั้นตอนนี้จะเป็นขั้นตอนแรกที่เกิดขึ้นก่อนที่จะเริ่มเข้ากระบวนการของจินเนติกอัลกอริทึม โดยประชากรกลุ่มแรก หรือประชากรต้นกำเนิด จะเกิดจากการสุ่มเลือกขึ้นมาจาก กลุ่มของประชากรทั้งหมดที่มีอยู่ โดยในการสุ่มเลือกจะทำการสุ่มตามจำนวนของประชากรที่ได้กำหนดไว้เป็นพารามิเตอร์ของอัลกอริทึม

- ฟังก์ชันความฟิต (Fitness function) คือ ฟังก์ชันสำหรับประเมินค่าความเหมาะสม เพื่อให้คะแนนสำหรับคำตอบต่าง ๆ ที่เป็นไปได้ของปัญหา โครโมโซมทุกตัวจะมีค่าความเหมาะสมของตัวเองเพื่อใช้สำหรับพิจารณาว่าโครโมโซมตัวนั้นเหมาะสมหรือไม่ที่จะนำมาใช้สืบทอดพันธุกรรมสำหรับสร้างโครโมโซมรุ่นใหม่ โดยวิธีการสำหรับคิดค่าความเหมาะสมนั้นจะใช้สมการที่สอดคล้องกับแต่ละปัญหา

- การดำเนินการทางสายพันธุ์ (Genetic operator) คือ การดำเนินการต่าง ๆ ตามขั้นตอนของจินเนติกอัลกอริทึม เพื่อให้การเกิดวิวัฒนาการไปสู่คำตอบที่ดีขึ้น ซึ่งได้แก่ การคัดเลือก (Selection) crossover และการผ่าเหล่า (Mutation)

- พารามิเตอร์ (Parameter) คือ ปัจจัยที่ส่งผลต่อการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม เช่น ขนาดของประชากรความน่าจะเป็นของการ crossover หรือความน่าจะเป็นของการผ่าเหล่า

งานวิจัยนี้ดำเนินการแก้ปัญหาค่าเหมาะที่สุดต่อไปนี้อยู่ใช้ MATLAB's GADS TOOLBOX ซึ่งกำหนดฟังก์ชันวัตถุประสงค์ด้วยค่าความคลาดเคลื่อนโดยเฉลี่ยของความเร็วรอบโรเตอร์ตามสมการต่อไปนี้

$$f = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \{ \omega_r^{est}(k) - \omega_r^{meas}(k) \}^2} \quad (5.39)$$

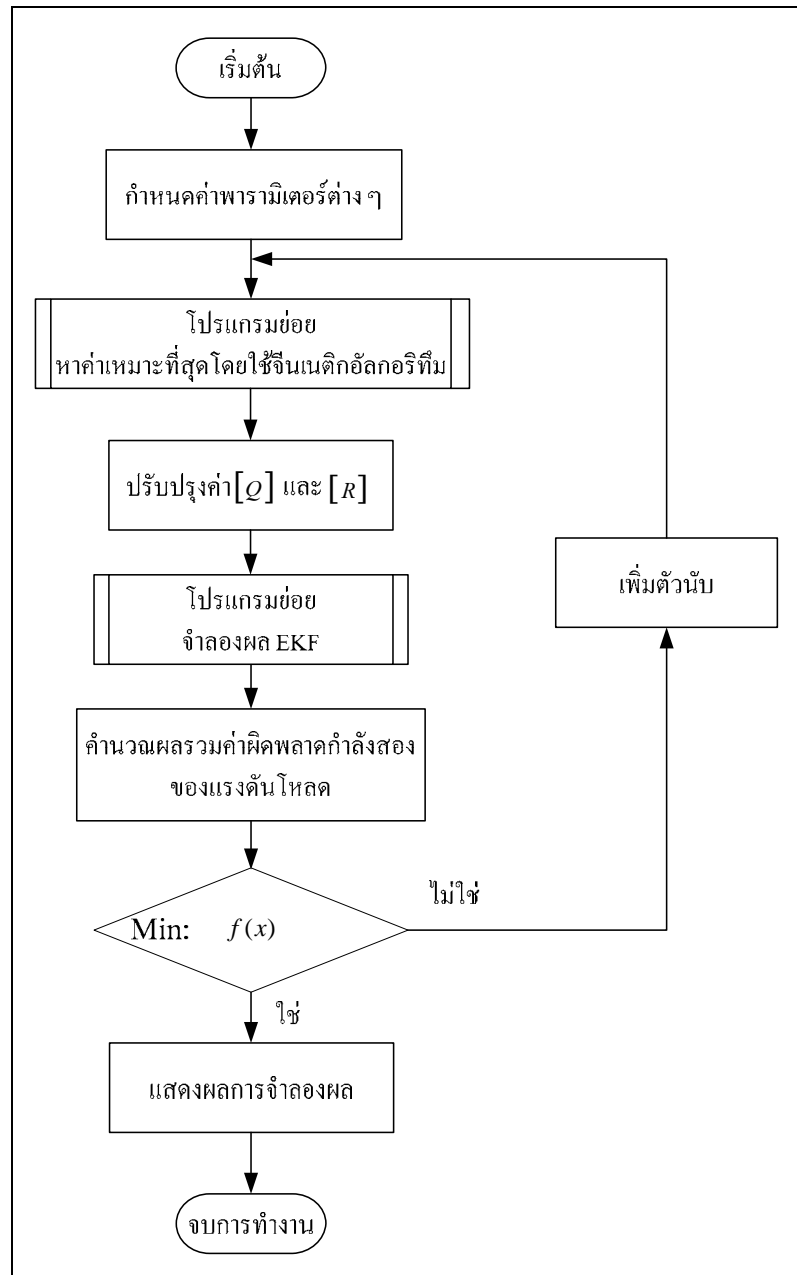
โดยที่ $\omega_r^{est}(k)$ คือ ค่าความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตตำแหน่งการคำนวณที่ k
 $\omega_r^{meas}(k)$ คือ ค่าความเร็วรอบที่ได้จากการวัดตำแหน่งที่ k

โดยมีแผนผังลำดับขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึมแสดงได้ดังรูปที่ 5.2

จะทำการหาค่าพารามิเตอร์ของสัมประสิทธิ์ของเมตริกซ์ $[Q]$ และ $[R]$ โดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึมจำนวน 30 ครั้ง โดยค่าพารามิเตอร์ของ MATLAB's GADS TOOLBOX สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

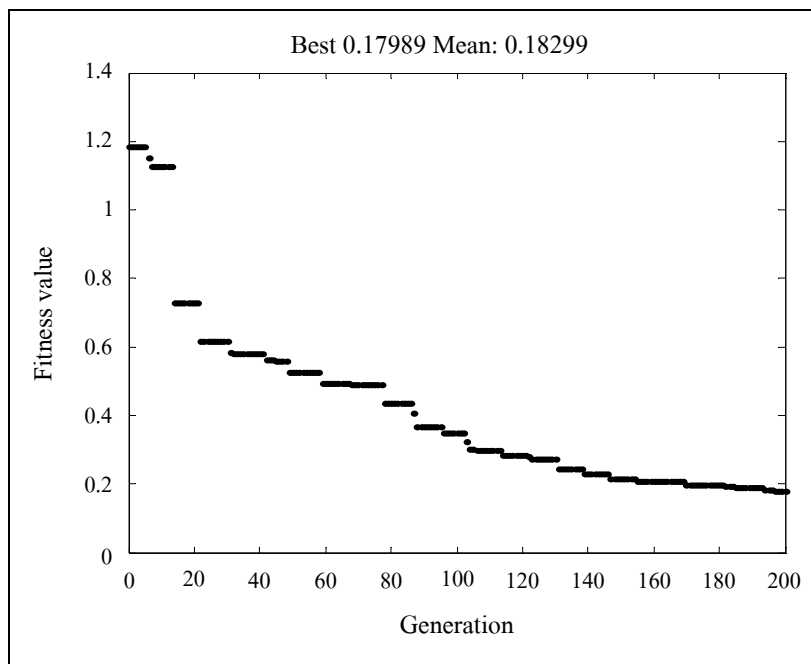
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของ MATLAB's GADS TOOLBOX สำหรับตัวกรองความน่าจะเป็นแบบขยาย

Total Generation	200
Population Size	50
Stall Generation Limit	20
Mutation rate	0.08
Crossover rate	0.5
Population Range Matrix Q	$q_1, q_2 \in [1 \times 10^{-3}, 1 \times 10^{-6}]$, $q_3, q_4 \in [1 \times 10^{-5}, 1 \times 10^{-8}]$, $q_5 \in [1 \times 10^0, 1 \times 10^{-3}]$
Population Range Matrix R	$r_1, r_1 \in [1 \times 10^{-2}, 1 \times 10^{-6}]$

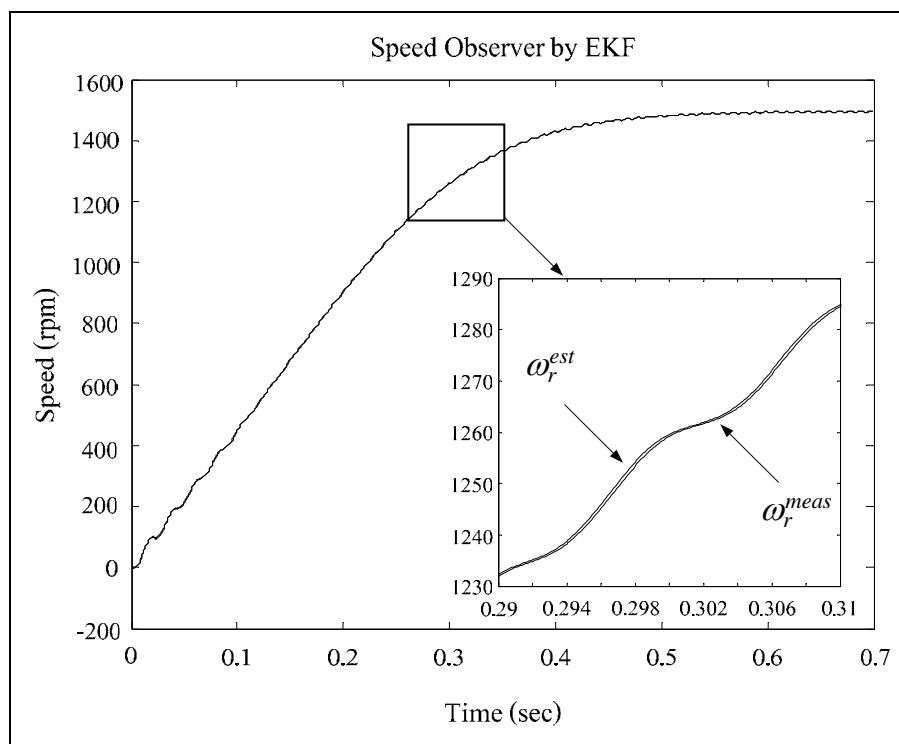


รูปที่ 5.2 แผนผังลำดับขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

จินเนติกอัลกอริทึมที่ให้ผลเฉลยที่ดีที่สุดโดยมีค่าพารามิเตอร์เป็น $q_1 = 3.11 \times 10^{-6}$ $q_2 = 1.96 \times 10^{-5}$ $q_3 = 2.39 \times 10^{-7}$ $q_4 = 7.55 \times 10^{-8}$ $q_5 = 0.88$ $r_1 = 1.0 \times 10^{-6}$ และ $r_2 = 2.76 \times 10^{-5}$ ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ประมาณ 0.1476 รูปที่ 5.3 แสดงถึงการดูเข้าของผลเฉลยที่ค้นหาด้วยจินเนติกอัลกอริทึมในบางครั้ง รูปที่ 5.4 แสดงถึงผลการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์เทียบกับค่าที่คำนวณได้โดยใช้โปรแกรมจำลองผล



รูปที่ 5.3 การดูเข้าของผลเฉลยโดยใช้วิธีจินเนติกอัลกอริทึม



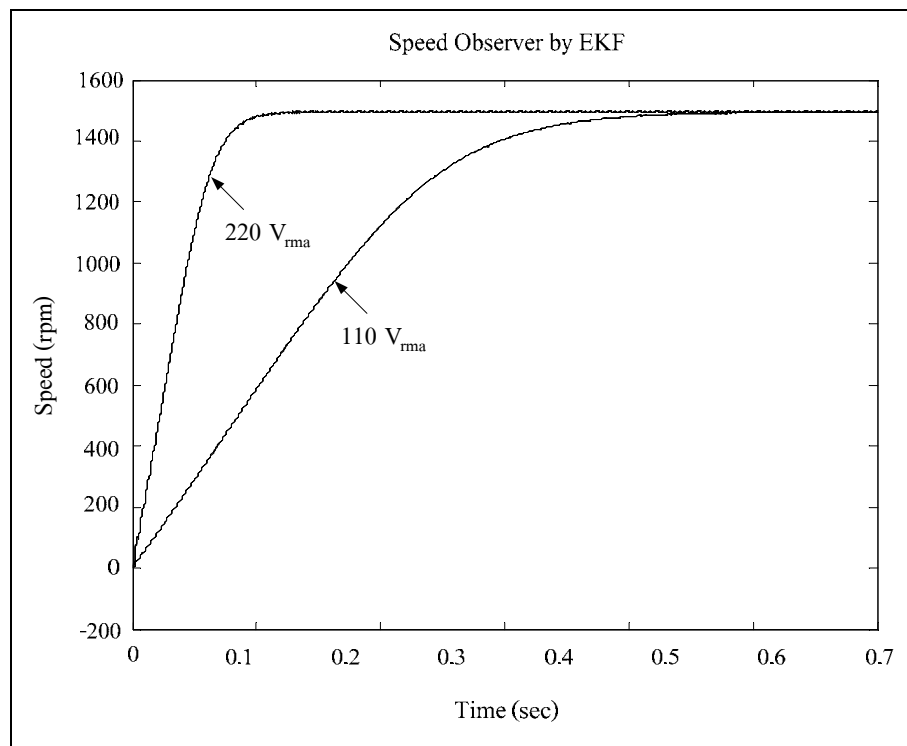
รูปที่ 5.4 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่ค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

5.3 การทดสอบคุณสมบัติของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย มีคุณสมบัติหลายอย่างด้วยกัน เช่น พารามิเตอร์ของตัวสังเกตความเร็วรอบยังสามารถประมาณความเร็วรอบได้ทุกค่าแรงดันไฟฟ้า จากอัลกอริทึมตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถประมาณค่าฟลักซ์ เชื่อมโยงสเตเตอร์ได้จากกระแสเตเตอร์และฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ และที่สำคัญสามารถลดสัญญาณรบกวนจากการวัด และจากระบบได้ โดยจะพิจารณาคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นได้ดังนี้

5.3.1 การประมาณความเร็วรอบที่ค่าแรงดันต่าง ๆ

การทดสอบการประมาณความเร็วรอบที่ความเร็วต่าง ๆ จะพิจารณาที่ขนาดพิกัดแรงดัน $220 V_{rms}$ (หรือเท่ากับ V_{DC}) และ $110 V_{rms}$ (หรือเท่ากับ $V_{DC}/2$) ซึ่งค่าพิกัดแรงดันดังกล่าวเป็นพิกัดแรงดันที่ใช้ทดสอบการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยมีผลการทดสอบดังรูปที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่พิกัดแรงดัน $220 V_{rms}$ และ $110 V_{rms}$ กับค่าที่คำนวณได้โดยใช้โปรแกรมจำลองผล โดยให้ค่าความคลาดเคลื่อนตามฟังก์ชันวัตถุประสงค์เป็น 0.0871 และ 0.0716 ตามลำดับ



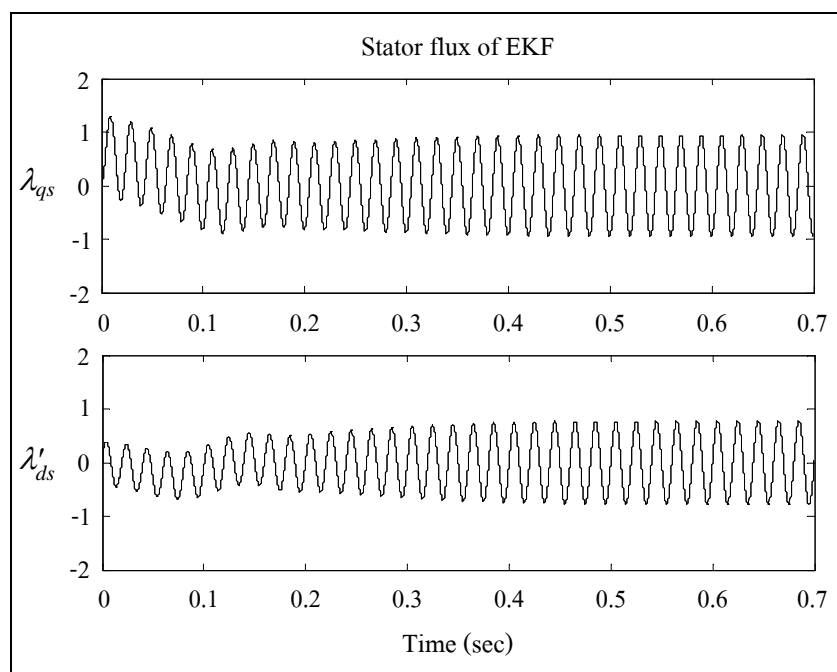
รูปที่ 5.5 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่พิกัดแรงดัน $220 V_{rms}$ และ $110 V_{rms}$

5.3.2 การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์

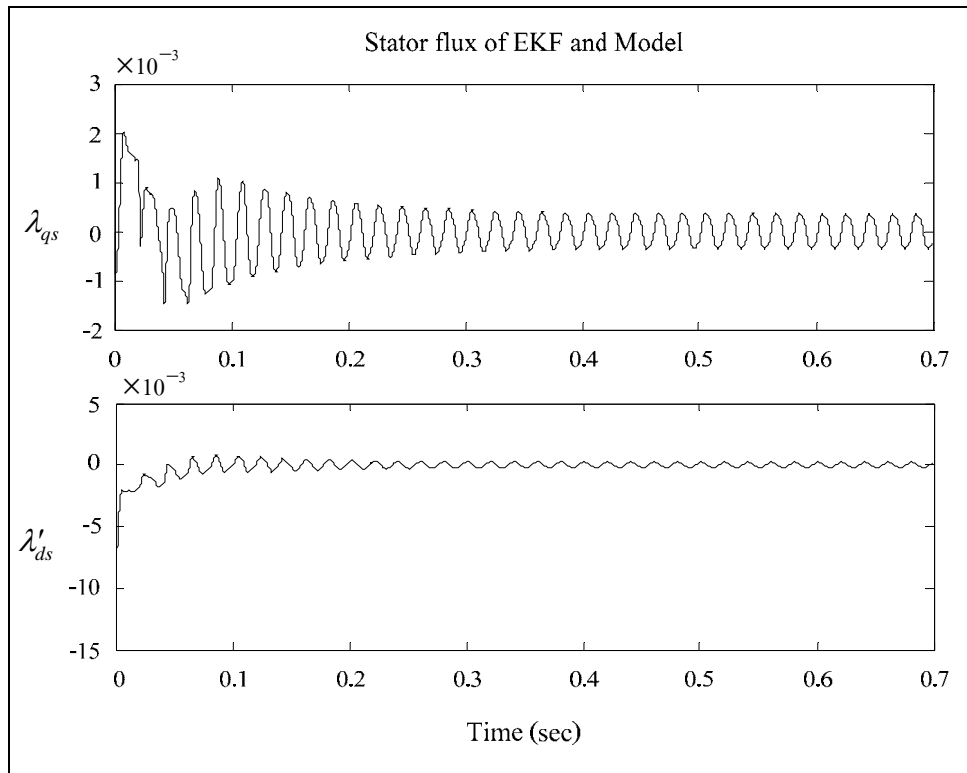
การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถประมาณได้จากกระแสสเตเตอร์ และฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ที่ได้จาก EKF โดยสมการฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}\lambda_{qs} &= L'_{qs} i_{qs} + \frac{L_{mq}}{L_r} \lambda_{qr}^{rs} \\ \lambda'_{ds} &= L'_{ds} i'_{ds} + \frac{L_{mq}}{L_r} \lambda_{dr}^{rs}\end{aligned}\tag{5.40}$$

การจำลองผลการการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ประมาณจากกระแสสเตเตอร์และฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ที่ได้จาก EKF เปรียบเทียบกับสมการฟลักซ์เชื่อมโยงดังรูปที่ 5.6 แสดงการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF เปรียบเทียบกับสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลอง และรูปที่ 5.7 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF และสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลอง



รูปที่ 5.6 การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF เปรียบเทียบกับสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลอง

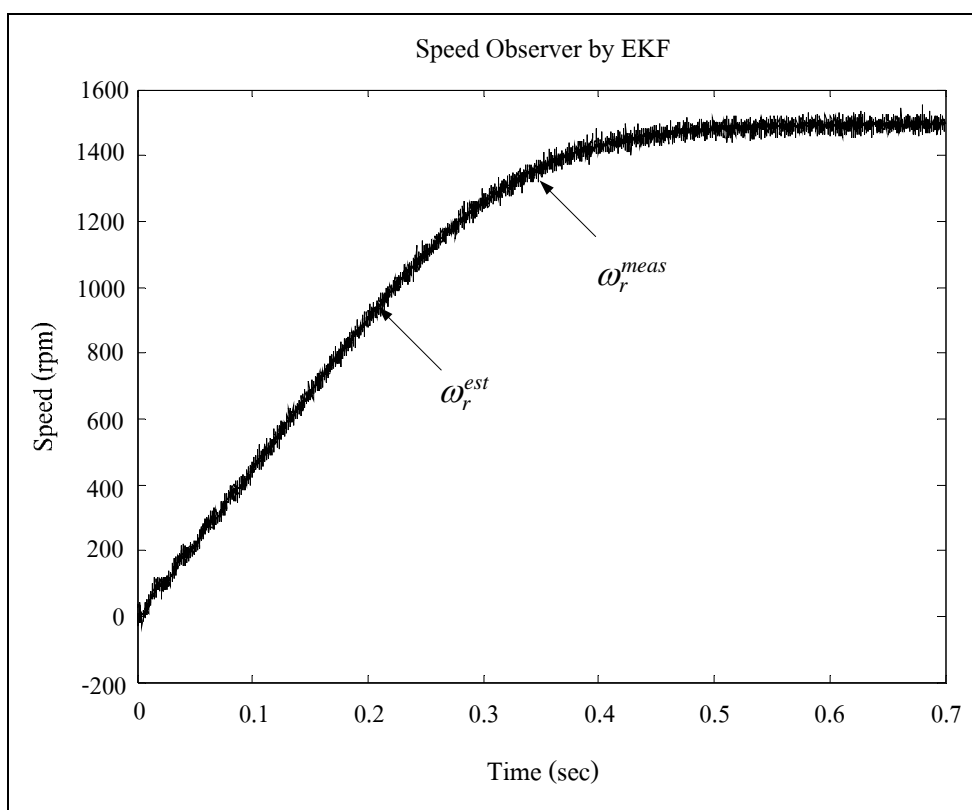


รูปที่ 5.7 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF และสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลอง

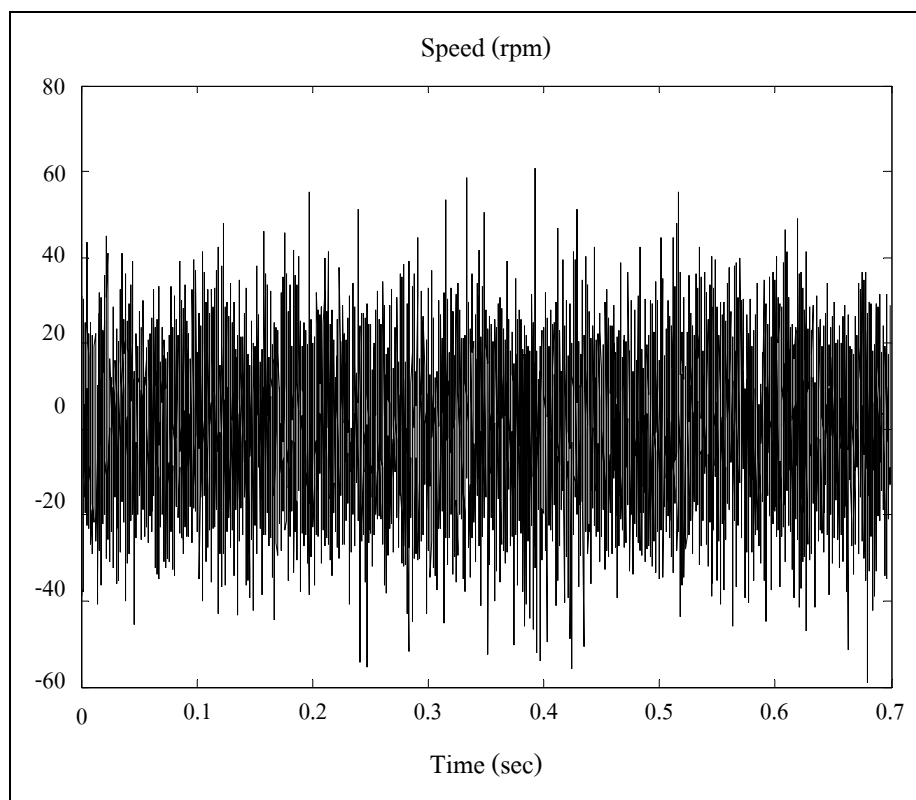
จากผลการจำลองการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF เปรียบเทียบกับสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่ได้จากแบบจำลองจะเห็นได้ว่าค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในย่าน 10^{-3} แสดงว่าการประมาณค่าที่ได้จาก EKF สามารถใช้แทนสมการประมาณค่าที่ได้จากแบบจำลองที่คำนวณได้จากกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์ แต่ในความเป็นจริงการควบคุมแรงบิดโดยตรงไม่สามารถคำนวณได้จากกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์เนื่องจากสัญญาณกระแสที่สามารถวัดได้เพียงกระแสสเตเตอร์เท่านั้น ดังนั้นการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการแรงดันดังสมการสมการที่ (3.21) และสมการที่ (3.22) สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงซึ่งอยู่ในพจน์ปริพันธ์ ทำให้เกิดความผิดพลาดในการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สูง ดังนั้นสามารถใช้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ได้จาก EKF ได้

5.3.3 การลดสัญญาณรบกวนจากการวัดและจากระบบ

คุณสมบัติของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย คือ สามารถลดสัญญาณรบกวนจากระบบได้ ทำการทดสอบป้อนสัญญาณรบกวนให้แก่กระแสเดเตอร์ และความเร็วรอบ ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนจากการวัด ส่วนสัญญาณรบกวนจากระบบนั้นไม่สามารถตรวจวัดได้ซึ่งในทางจำลองผลจะขึ้นอยู่กับแบบจำลอง โดยสมมติว่าจะไม่พิจารณาค่าคลาดเคลื่อนระหว่างผลที่ได้จากแบบจำลองกับตัวสังเกตความเร็วรอบ ดังนั้นพิจารณาเฉพาะการลดลงของสัญญาณรบกวน (โดยใช้ระบบทดลองตามพิกัดของมอเตอร์) รูปที่ 5.8 แสดงความเร็วรอบที่วัดได้ กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF และรูปที่ 5.9 แสดงการลดลงของสัญญาณรบกวนระหว่างความเร็วรอบที่วัดได้กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF



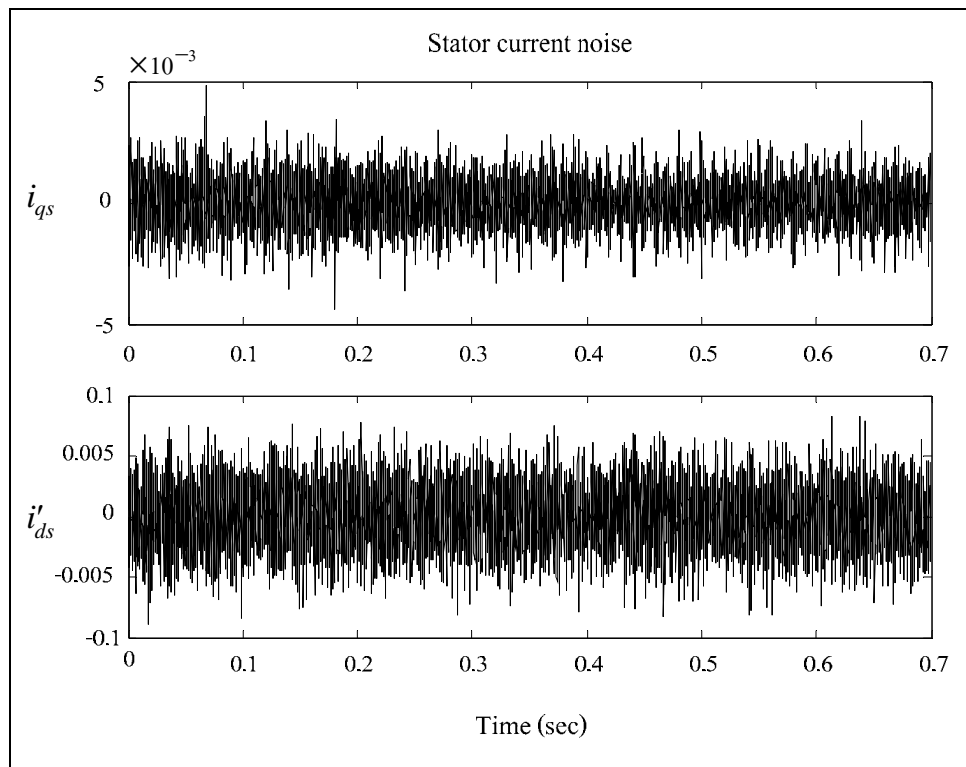
รูปที่ 5.8 ความเร็วรอบที่วัดได้กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบ โดยใช้ EKF



รูปที่ 5.9 สัญญาณรบกวนระหว่างความเร็วรอบที่วัดได้กับที่ประมาณจากตัวสังเกต
ความเร็วรอบโดยใช้ EKF

จากรูปที่ 5.9 จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนของความเร็วรอบลดลงจากสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง แสดงให้เห็นว่าตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF สามารถลดสัญญาณรบกวนของความเร็วรอบได้จริง นอกจากนี้ยังสามารถลดสัญญาณรบกวนของกระแสเตเตอร์ได้ด้วย ดังรูปที่ 5.10 แสดงการลดลงของสัญญาณรบกวนของกระแสเตเตอร์ระหว่างค่าที่วัดได้กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนของกระแสเตเตอร์ลดน้อยลงจากเช่นกัน

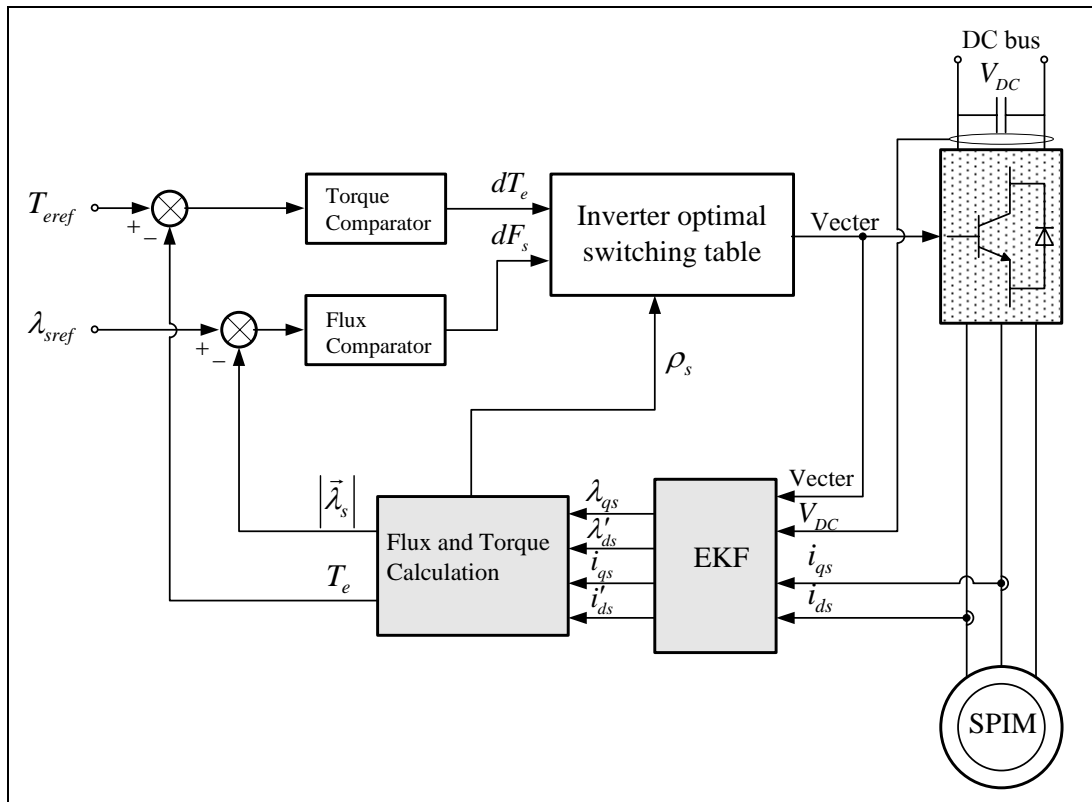
สำหรับการลดสัญญาณรบกวนของกระแสเตเตอร์มีผลต่อระบบควบคุมค่อนข้างสูงและสามารถใช้แทนตัวกรองสัญญาณรบกวนได้ แต่ก็มีปัจจัยสำคัญในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF ที่ถูกต้องเสียก่อนซึ่งเป็นปัญหาสำคัญ คือ จะต้องทราบกระแสเตเตอร์และความเร็วรอบที่ถูกต้องเสียก่อน



รูปที่ 5.10 การลดลงของสัญญาณรบกวนของกระแสเดเตอร์ระหว่างค่าที่วัดได้
กับที่ประมาณจากตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ EKF

5.4 การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ตัวสังเกตความเร็วรอบ

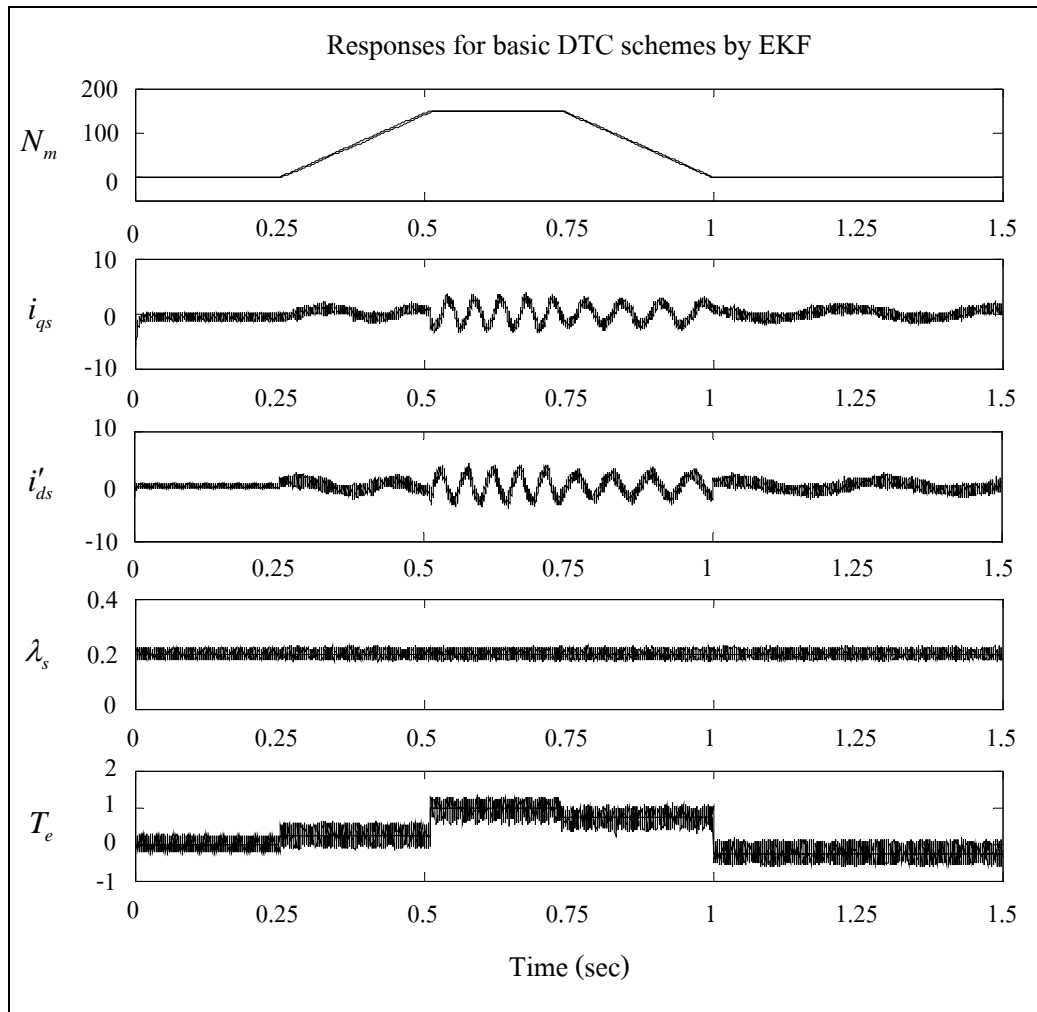
การควบคุมแรงบิดโดยตรงสามารถใช้ตัวสังเกตความเร็วรอบ EKF ในการสังเกตความเร็วรอบ การประมาณค่ากระแสเดเตอร์และการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ทำให้สามารถลดสัญญาณรบกวนของการวัดระบบได้และการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ด้วยวิธีนี้จะไม่ผ่านการปริพันธ์ จะทำให้การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่ถูกต้องยิ่งขึ้น โดยจะนำเสนอเฉพาะการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม เนื่องจากอัลกอริทึมในการจำลองผลไม่ซับซ้อนและง่าย เพราะสามารถใช้แรงดันได้จากอินเวอร์เตอร์โดยตรงเป็นอินพุตสำหรับตัวสังเกตความเร็วรอบ EKF แต่สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ จะมีปัญหาทางด้านแรงดันอินพุตสำหรับตัวสังเกตความเร็วรอบ EKF ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญของตัวสังเกตความเร็วรอบ EKF ทำให้ไม่ประมาณค่าความเร็วที่ถูกต้องได้ ดังนั้นผลการจำลองการสังเกตความเร็วรอบ EKF สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมแสดงดังรูปที่ 5.10 และมีผลการจำลองดังนี้



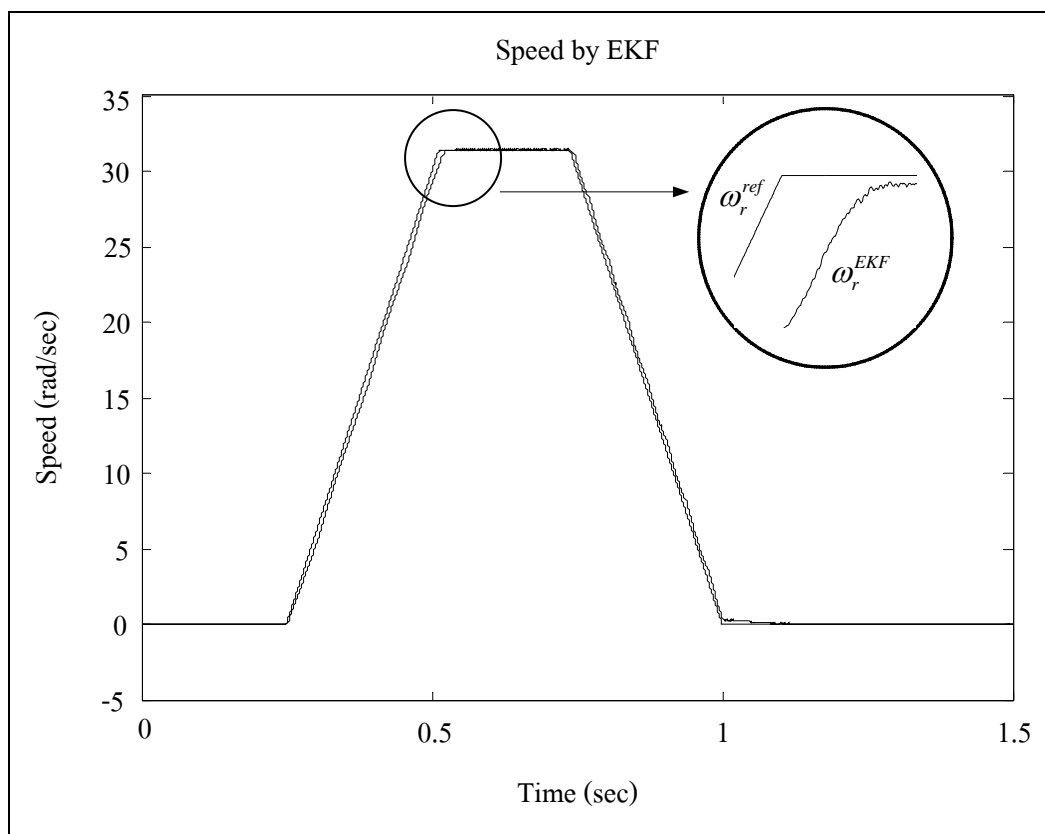
รูปที่ 5.11 แผนภาพการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม
โดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

การจำลองผลในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา จะใช้ข้อมูลในการจำลองเช่นเดียวกับบทที่ 3 แต่จะจำลองผลเฉพาะการควบคุมในกรณี M-DTC4V เนื่องจาก M-DTC4V สามารถควบคุมแรงบิดได้ โดยรูปที่ 5.12 แสดงผลการตอบสนองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V ประกอบด้วย ความเร็วรอบ กระแสสเตเตอร์บนแกนคิว กระแสสเตเตอร์บนแกนดี ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดและรูปที่ 5.13 แสดงการเปรียบเทียบความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตกับความเร็วย้อนอ้างอิงสำหรับควบคุมด้วยวิธี M-DTC4V



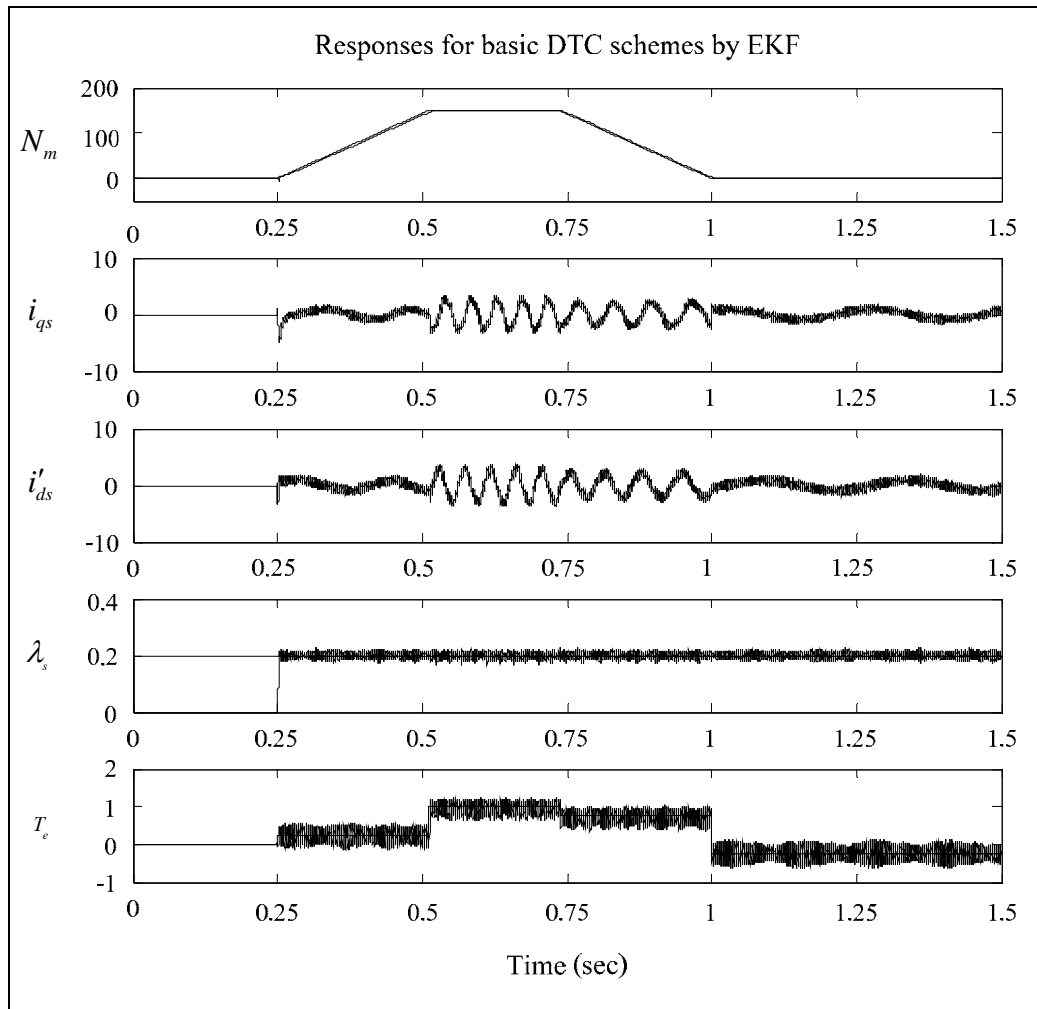
รูปที่ 5.12 ผลการตอบสนองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
แบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V



รูปที่ 5.13 ความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตกับความเร็วยังอ้างอิงสำหรับควบคุมด้วยวิธี M-DTC4V

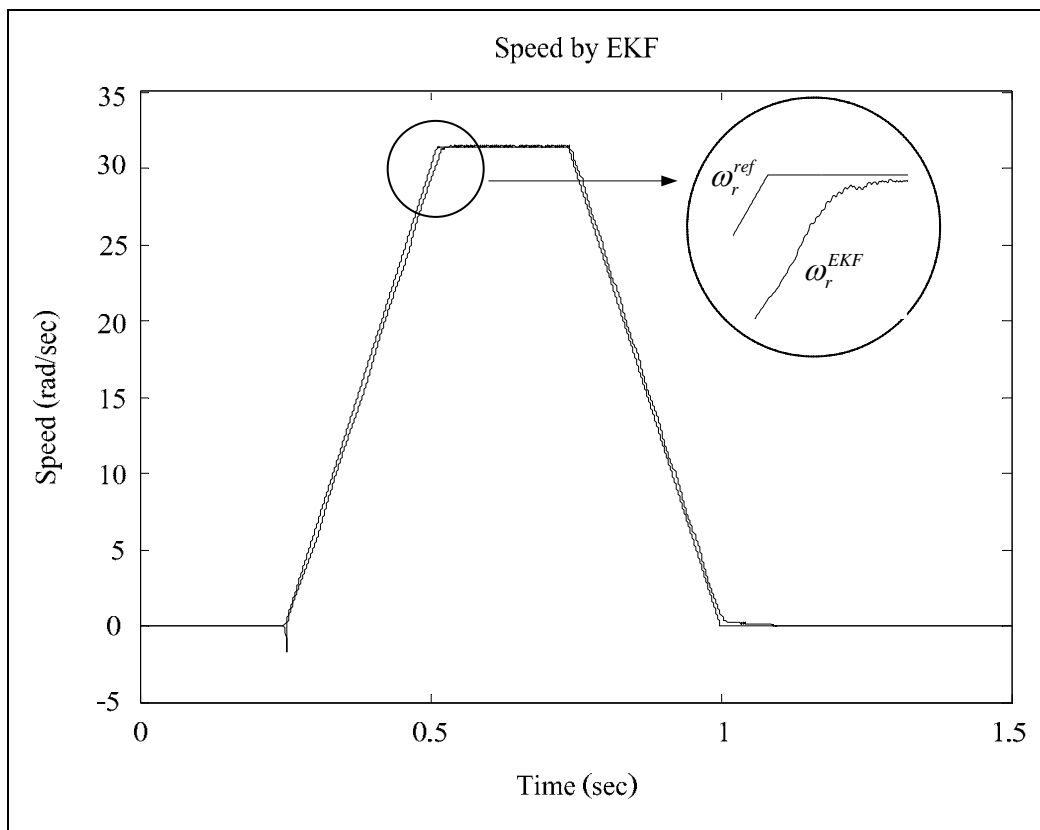
- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

การจำลองผลในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะใช้ข้อมูลในการจำลองเช่นเดียวกับบทที่ 3 แต่จะจำลองผลเฉพาะการควบคุมในกรณี C-DTC8V เนื่องจาก C-DTC8V ให้ควบคุมแรงบิดได้ดีที่สุด โดยรูปที่ 5.14 แสดงผลการตอบสนองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V ประกอบด้วย ความเร็วรอบ กระแสสเตเตอร์บนแกนคิว กระแสสเตเตอร์บนแกนดี ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดและรูปที่ 5.15 แสดงการเปรียบเทียบความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตกับความเร็วยังอ้างอิง



รูปที่ 5.14 ผลการตอบสนองของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิค
แบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V

จากการจำลองผลจะพบว่าการประมาณความเร็วรอบเมื่อมีการควบคุมแรงบิดโดยตรง ให้ผลใกล้เคียงกับความเร็วรอบที่กำหนด ซึ่งทั้งสองวิธีที่ได้นำเสนอให้ผลการตอบสนองของแรงบิดดีและให้ผลการจำลองเช่นเดียวกับตอนที่ไม่มีตัวสังเกตความเร็วรอบ โดยให้ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา มีค่าเป็น 0.0139 Wb-turn และ 0.1791 N·m ตามลำดับ ส่วนอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา มีค่าเป็น 0.0106 Wb-turn และ 0.1387 N·m ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์และแรงบิดลดลงเล็กน้อย



รูปที่ 5.15 ความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตกับความเร็วยังอ้างอิงสำหรับควบคุมด้วยวิธี C-DTC8V

5.5 สรุป

จากเนื้อหาในบทนี้ที่กล่าวถึงการประมาณค่าความเร็วรอบ โรเตอร์ โดยใช้ตัวสังเกต ความเร็วรอบตัวกรองคาลมานแบบขยาย จะพบว่า การประมาณค่าเหล่านี้ดำเนินการได้ต้องอาศัย ข้อมูลพารามิเตอร์ของเครื่องกลไฟฟ้าซึ่งได้แก่มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ผลจากความคลาดเคลื่อน ของพารามิเตอร์ของมอเตอร์นี้จะส่งผลกระทบต่อค่าสถานะด้วย โดยตัวสังเกตความเร็ว รอบตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถประมาณความเร็วรอบได้แล้ว ยังสามารถประมาณฟลักซ์ เชื่อมโยงโรเตอร์ ทำให้สามารถนำไปคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยไม่ผ่านการปรับพันธ์ พารามิเตอร์ของตัวสังเกตความเร็วรอบตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถประมาณความเร็วรอบได้ ที่ทุกความเร็วรอบ และที่สำคัญสามารถลดสัญญาณรบกวนจากการวัดและระบบได้อีกด้วย จากข้อมูลดังกล่าวเมื่อนำมาจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้ตัวสังเกตความเร็วรอบตัว กรองคาลมานแบบขยายทำให้สามารถลดข้อผิดพลาดในการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และ แรงบิดและยังสามารถนำไปใช้สำหรับการควบคุมความเร็วรอบในการควบคุมแรงบิดโดยตรงต่อไป

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม และเวกเตอร์ปริภูมิ ความกว้างพัลส์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา สำหรับงานวิจัยนี้จะพิจารณาเฉพาะส่วนการควบคุมแรงบิด โดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่อยู่บนกรอบอ้างอิงหมุนนิ่ง ได้จำลองผลใช้โปรแกรม MATLAB นอกจากนี้งานวิจัยได้ปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยกัน 2 วิธีคือ การเปลี่ยนขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่และการเพิ่มจำนวนเซกเตอร์ และได้ประมาณความเร็วรอบโดยใช้ตัวสังเกตตัวกรองคาลมานแบบขยายในการประมาณค่าความเร็วรอบ และฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสามารถสรุปได้ดังนี้

1. การจำลองผลการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่อยู่บนกรอบอ้างอิงหมุนนิ่ง ได้ทำการจำลองการควบคุมการขับเคลื่อนด้วยกัน 2 วิธี คือ การป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียวและการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่ง ทำมุมห่างกัน 90 องศาทาง โดยการมีติดตั้งและไม่ติดตั้งสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียว ให้คุณสมบัติแตกต่างจากมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในกรณีป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียวโดยมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ จะให้คุณสมบัติในช่วงสภาวะคงตัว เช่นเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส การป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่ง ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับในกรณีป้อนแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งเดียวโดยมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ แต่สู่เข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็วกว่า และในกรณีการป้อนแหล่งจ่ายแรงดัน 2 แหล่ง ทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า โดยไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่จะให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงจะใช้อินเวอร์เตอร์ซึ่งมีแหล่งจ่าย 2 แหล่งในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวเป็นวิธีที่เหมาะสมที่สุดถึงแม้จะไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ก็ตาม

2. การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (C-DTC) โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา (C-DTC4V) และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (C-DTC8V) การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้เนื่องจากการเลือกเวกเตอร์แรงดันผิดพลาดในบางช่วงเวลา ในส่วนการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา สามารถควบคุมแรงบิดได้ แต่เกิดการแกว่งของฟลักซ์และแรงบิดสูง อย่างไรก็ตามก็สามารถควบคุมแรงบิดได้ดีเนื่องจากไม่มีการแกว่งสูงมากในบางช่วงเวลา และได้ทำการปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ เสนอการปรับปรุงทั้งหมด 2 วิธี วิธีแรก คือ การเปลี่ยนขอบเขตแต่ละเซกเตอร์ใหม่ ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และการควบคุมด้วยวิธีนี้ในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะเกิดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์ลดลงเล็กน้อย แต่การแรงบิดเพิ่มขึ้นเล็กน้อย และในช่วงมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงเป็น 0 องศา และ 180 องศา เกิดการแกว่งของฟลักซ์เชื่อม โยง สเตเตอร์และแรงบิดสูงขึ้นเล็กน้อย วิธีที่สองคือการเพิ่มจำนวนเซกเตอร์ วิธีนี้จะเสนอการปรับปรุงเฉพาะอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา วิธีนี้ให้ผลการตอบสนองการควบคุมดีขึ้นกว่าวิธีแรกในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา สามารถกำจัดกาแกว่งของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิดที่อยู่ในช่วงมุมของ สเตเตอร์ฟลักซ์เชื่อม โยงเป็น 0 องศา และ 180 องศา ได้

3. การควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ เป็นวิธีการควบคุมโดยการขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยการคำนวณแหล่งจ่ายอ้างอิงให้กับอินเวอร์เตอร์ ใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดเพื่อนำมาคำนวณแรงดันอ้างอิงโดยใช้ทฤษฎีการปรับตามสนามแม่เหล็กในการคำนวณ วิธีนี้เป็นวิธีที่ยู่ยากแต่ให้ผลตอบสนองของฟลักซ์และแรงบิดดีกว่าการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมทั้งในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา โดยไม่ต้องคำนึงถึงการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ผิดพลาด และที่สำคัญความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์คงที่ แต่ก็มีปัญหาอีกเช่นกัน การคำนวณมีหลายขั้นตอนทำให้การจำลองผลช้า เป็นปัญหาให้การหาตัวควบคุมที่เหมาะสมที่ทำให้ค่าความแกว่งของฟลักซ์และแรงบิดน้อยที่สุด

4. การประมาณความเร็วรอบโดยใช้ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมสเตเตอร์แทนการอินทิเกรตในการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิม โดยให้การจำลองผลที่ดีและยังสามารถลดสัญญาณรบกวนได้ทำให้สามารถลดข้อผิดพลาดในการคำนวณฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิด สำหรับนำไปใช้ในเรื่องการประมาณความเร็วรอบเพื่อควบคุมความเร็วรอบต่อไป

6.2 ข้อเสนอแนะ

1. การหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์นั้น ๆ มีความจำเป็นอย่างสูง ในการควบคุมแรงบิดโดยตรง จำเป็นต้องทดสอบให้สอดคล้องกับแบบจำลองที่พัฒนาขึ้น เพื่อที่จะทำให้การจำลองผลการควบคุม หรือการควบคุมมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น

2. แดบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิดสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในกรณี IS12-DTC ควรใช้ แดบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิด 4 ระดับ เพราะจะทำให้สามารถลดการแกว่งของแรงบิดลงได้อีก เนื่องจากสามารถเลือกเวกเตอร์ที่เหมาะสมได้ แต่มีความซับซ้อนในการสร้างตารางในการสวิตช์มาก

3. การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 4 ขา จะให้ได้เวกเตอร์จำนวน 8 เวกเตอร์ เมื่อมีจำนวนเวกเตอร์แรวดันมากขึ้นก็จะทำให้สามารถเลือกเวกเตอร์แรงดันที่เหมาะสมได้ยิ่งขึ้นอีก แต่ผลที่ตามมาคือการกำหนดแดบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิดจะต้องเปลี่ยนให้เหมาะสม อาจใช้แดบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิด 4 ระดับ หรือ 5 ระดับ

4. การหาพารามิเตอร์ของฟิโอสสำหรับสำหรับควบคุมฟลักซ์และแรงบิดในการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ (SVPWM-DTC) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ควรใช้เทคนิคขาลาดเพื่อนำไปหาพารามิเตอร์ฟิโอสที่เหมาะสมที่สุด จะผลการควบคุมที่ดียิ่งขึ้น และสามารถใช้อัตราควบคุมแบบฟิโอสดีแทนด้วยควบคุมฟิโอสสำหรับควบคุมฟลักซ์และแรงบิด ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ทำให้สามารถควบคุมแรงได้ดี

6.3 แนวทางการวิจัยต่อไป

การควบคุมแรงบิดโดยตรงประกอบด้วยกันสองส่วนคือการควบคุมแรงบิด และการควบคุมความเร็ว ในงานวิจัยนี้กล่าวถึงเฉพาะการควบคุมแรงบิด ดังนั้นการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง สามารถทำได้โดยการเพิ่มส่วนการควบคุมความเร็วรอบเข้าไปอีกส่วน ต่อเข้ากับส่วนควบคุมแรงบิด ซึ่งจะทำให้ระบบควบคุมสามารถควบคุมได้ทั้งความเร็วรอบและแรงบิดไปพร้อม ๆ กัน ในส่วนควบคุมความเร็วรอบอาจใช้ตัวควบคุมฟิโอส ฟิโอสดี ฟิชชิลอจิก และอื่น ๆ ก็ได้ และยังสามารถประยุกต์ใช้การประมาณความเร็วในการควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง เพื่อลดการใช้เซนเซอร์ในการตรวจจับความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งมีด้วยกันหลายเทคนิค เช่น การประมาณความเร็วรอบแบบวงเปิด การประมาณความเร็วรอบโดยใช้ระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง และตัวสังเกตความเร็วรอบ โดยตัวสังเกตความเร็วรอบมีด้วยกันสองวิธีคือ ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย ดังที่เสนอไว้ในบทที่ 5 และตัวสังเกตความเร็วรอบเชิงปรับตัวเต็มอันดับ (Luenberger stste observer: ELO) เป็นต้น

รายการอ้างอิง

- ปัญญา ยอดโอวาท. (2547). เครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับ. กรุงเทพฯ ฯ: ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ.
- ทรงฤทธิ์ ศิริวัฒน์. (2534). เครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับ. กรุงเทพฯ ฯ: ซีเอ็ดยูเคชั่น.
- ชนัดชัย กุลวรวานิชพงษ์ และคณะ. (2552). การใช้งานตัวเองสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- สรราวุฒิ สุกิตจร. (2546). การควบคุมอัตโนมัติ. กรุงเทพฯ ฯ: เพียร์สัน เอ็ดดูเคชั่น อินโดไชน่า.
- Bird, I. G., and Zelaya, H. (1996). Practical Evaluation of Two Stator Flux Estimation Techniques for High Performance Direct Torque Control., **Power Electronics and Variable Speed Drives, Sixth International Conference on (Conf. Publ. No.429)** : 465-470.
- Buja, G., Casadei, D., and Serra, G. (1997). Direct Torque Control of Induction Motor Drives. **Industrial Electronics ISIE '97 Proceedings of the IEEE International Symposium.:** TU2-TU8.
- Campos, R., Pinto, L. F. R., Oliveira, J., Nied, A., Marques, L. C., and Souza, A. H. (2007). Single-Phase Induction Motor Control Based on DTC Strategies. **Industrial Electronics, ISIE 2007. IEEE International Symposium on 4-7.:**1068-1073.
- Chapis, Y. A., Roye, D., and Davoine, J. (1995). Principles and Implementation of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor. **Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '95 Conference Proceedings 1995 10th Annual 1.:** 185-191.
- Jabbar, M. A., Khambadkone, A. M., and Zhang Y. (2004). Space-vector Modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation. **Industrial Electronics, IEEE Transactions.:** 1081-1088.
- Jang, D-H. (2007). PWM methods for two-phase inverters. **Industry Applications Magazine, IEEE.:** 50-61.
- Jang, D-H. Yoon, D-Y. (2003). Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors. **Industry Applications, IEEE Transactions.:** 542-549.

- Toliyat, H. A., and Campbell, S. (2004). **DSP-Based Electromechanical Motion Control.**: CRC Press LLC.
- Krause, P. C. (1987). **Analysis of Electric Machines.**: McGraw-Hell.
- Krishnan, R. (2001). **Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control.**: Prentice-Hall, Inc.
- Lascu, C., Boldea, I., and Blaabjerg, F. (2000). A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. **IEEE Transactions on Industrial Applications.**:122-130.56.
- Nash, J. N. (1997). Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without and Encoder. **IEEE Transaction on Industry Applications.**: 333-341.
- Neves, F. A. S., Filho, E. B. S., Cruz, J. M. S., Landim, R. P., Lins, Z. D., and Accioly, A. G. H. (2002). Single-phase induction motor drives with direct torque control. **IECON 02 Industrial Electronics Society IEEE 2002 28th Annual Conference.**: 241-246.
- Ong, C-M. (1998). **Dynamic Simulation of Electric machinery using MATLAB/ Simulink.**: Prentice Hell.
- Peter V. (1998). **Sensorless Vector and Direct Torque Control.**: Oxford Science Publications.
- Rashid, M. H. (2004). **Power Electronics Circuits, Devices, and Applications.**: Pearson Education, Inc.
- Stephen, J. (1991). **Electric Machinery Fundamentals.**: McGraw-Hell.
- Takahashi, I., and Noguchi, T. (1986). A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industrial Applications.**, 5: 495-502.
- Tang, L., and Rahman, M.F. (2001). A New Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reduction for Induction Motor drive – A Matlab/Simulink Model. **Proceedings of the IEEE.**: 884-890.
- Vaez-Zadeh, S. and Harooni, S. R. (2005) Decoupling Vector Control of Single-Phase Induction Motor Drives. **Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th.** : 733-738.
- Xiaomeng, C., Wenlong, Qu., Haifeng, Lu., Yang, F., Lixun, Wu., and Shijun, J. (2008). A two-phase SVPWM strategy for dead-time compensation. **Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference.**: 1005-1010.

Zhang, Y., Fengjiang, Wu., and Xingtao, Sun. (2007). Simulation Study on Four-quadrant Cascade Multilevel Inverter Based on AC Voltage Sensorless Simple Cell. **Mechatronics and Automation 2007. ICMA 2007. International Conference.**: 3457-3462.

ภาคผนวก ก

พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสขนาด 0.5 hp 4 pole 220 V_{rms} 50 Hz แสดงได้ดังนี้ (Zadeh and Harooni, 2001)

ตารางที่ ก.1 พารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสขนาด 0.25 hp 2 pole 220 V 50 Hz

Parameter	Optimal value
Nominal power: P_n (HP)	1/2
Nominal speed: N_n (rpm)	1425
Nominal voltage: V_n (V _{rms})	220
Nominal current: I_n (A _{rms})	5.3
Nominal frequency: f_n (Hz)	50
Nominal Torque: T_n (N·m)	2.48
Stator main winding resistance: r_{qs} (Ω)	5.2
Stator main winding leakage inductance: L_{lqs} (H)	0.0179
Rotor main winding resistance referred to Main winding : r'_{qr} (Ω)	7.5
Rotor main winding leakage inductance referred to Main winding : L'_{lqr} (H)	0.0118
Stator main winding magnetizing leakage inductance: L_{mqs} (H)	0.3
Stator auxiliary winding resistance: r_{ds} (Ω)	14.75
Stator auxiliary winding leakage inductance: L_{lds} (H)	0.0118
Rotor auxiliary winding resistance referred to Main winding : r'_{dr} (Ω)	4.12
Rotor auxiliary winding leakage inductance referred to Main winding : L'_{ldr} (H)	0.0068
Stator auxiliary winding magnetizing leakage inductance: $L_{m ds}$ (H)	0.168
Rotor inertia: J_m (kg·m ²)	0.02488
Rotor friction factor: B_m (N·m·s/rad)	0
Pole pairs	4
Turn ratio (main/aux)	0.749
Disconnection speed (% synchronous speed)	75

การคำนวณค่าต่าง ๆ ให้สอดคล้องกับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส ซึ่งค่าพารามิเตอร์ข้างต้นไม่สอดคล้องกับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว จึงได้ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้สอดคล้องกับแบบจำลอง โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องปรับดังต่อไปนี้

- ความเร็วเชิงโรตอร์ของมอเตอร์

$$\omega_b = 2\pi f_n = 100\pi \quad (ก.1)$$

- ค่าความต้านทานของขดลวดช่วยที่อ้างอิงขดลวดหลัก

$$r'_{ds} = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}}\right)^2 r_{ds} = \left(\frac{1}{1.18}\right)^2 \times 7.14 = 5.1278 \quad (ก.2)$$

- ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยที่อ้างอิงขดลวดหลัก

$$L'_{lds} = \left(\frac{N_{qs}}{N_{ds}}\right)^2 L_{lds} = \left(\frac{1}{1.18}\right)^2 \times 0.0085 = 0.0061 \quad (ก.3)$$

- ค่าความความต้านทานของขดลวดช่วยที่อ้างอิงขดลวดหลัก

$$r'_r = 7.5 \quad (ก.4)$$

- ค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กระหว่างขดลวดหลักและขดลวดช่วย

$$L_{mq} = 0.3 \quad (ก.5)$$

- ค่าความเร็วรอบของเหนี่ยวนำเฟสเดียว

$$N_r = 120 \frac{f}{P} \quad \omega_r = \frac{4\pi f}{P} \quad N_r = \frac{120\omega_r}{4\pi} = \frac{60\omega_r}{\pi}$$

ภาคผนวก ข

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรง

ข.1 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมและเทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์

ข.1.1 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง ปัจจัยสำคัญในการควบคุมการขับเคลื่อนจะเน้นในส่วนองแรงดันดีซีที่เป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีผลต่อค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในมอเตอร์ เช่น แรงดัน กระแส ฟลักซ์เชื่อมโยงและแรงบิด เป็นต้น จากที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 มีอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ที่สามารถควบคุมแรงบิดโดยตรงได้ จะพบว่าค่าแรงดันในแต่ละสถานะในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา (ในตารางที่ 3.7) มีขนาดเป็น 2 เท่าของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา (ในตารางที่ 3.6) เมื่อนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์จะทำให้คุณสมบัติต่าง ๆ ของมอเตอร์แตกต่างกัน เพื่อให้สามารถควบคุมแรงบิดได้ทุกวิธีจึงได้ทำการทดสอบหาค่าที่จำเป็นในการควบคุมโดยที่คุณสมบัติต่าง ๆ ของมอเตอร์เหมือนเดิม

โดยทั่วไปแล้วการกำหนดค่าแรงดันดีซีบัสของอินเวอร์เตอร์จะคำนึงถึงระบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ จะใช้แหล่งจ่ายเป็น $220 V_{rms}$ 50 Hz ซึ่งเป็นแรงดันพิกัดของมอเตอร์ (ในภาคผนวก ก.) เมื่อนำไปแปลงเป็นแรงดันดีซีจะมีค่ามากที่สุดไม่เกินแรงดันพิกัดของแหล่งจ่ายเป็น $311.12 V (V_{DC} \leq \sqrt{2} V_{rms})$ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันดีซีสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา เป็น 311.12 V และความถี่ในการสุ่มค่าขึ้นอยู่กับตัวประมวลผลดิจิทัล ซึ่งจะสุ่มจำนวน ทุก ๆ 100 μs หรือ 10 kHz

ข.1.2 มอเตอร์

พารามิเตอร์ที่กำหนดไว้ในการควบคุมแรงบิดโดยตรงนอกจากพารามิเตอร์ของมอเตอร์แล้วพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ต้องกำหนด คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ แรงบิดและความเร็วรอบอ้างอิง โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้ขึ้นอยู่กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ แต่การหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะกระทำได้ค่อนข้างยาก เพื่อให้หาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้สามารถหาได้ง่ายขึ้นโดยดูได้จากการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับมอเตอร์โดยแยกแต่ละเฟสออกจากกันโดยทำมุมต่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า (ซึ่งจะให้ผลการจำลองใกล้เคียงกับการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์) เพื่อใช้อ้างอิงสำหรับอินเวอร์เตอร์ ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้เทคนิค SVPWM เมื่อขนาดของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์มีค่าเท่ากับขอบเขตทางเดินวงกลมสูงสุด ซึ่งได้ผลการจำลองดังต่อไปนี้

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ แรงบิด และความเร็วรอบอ้างอิงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา สามารถหาได้จากการจำลองผลโดยการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเป็น $v_{ds} = (V_{DC}/2)\cos(2\pi ft)$ และ $v_{qs} = (V_{DC}/2)\cos(2\pi ft - \pi/2)$ ตามลำดับ เพื่อเป็นแรงดันอ้างอิงให้กับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ได้ผลดังตารางที่ ข.1 แสดงการทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในช่วงความเร็วรอบต่าง ๆ และตารางที่ ข.2 แสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบในการขับเคลื่อนจนถึงความเร็วรอบที่กำหนด โดยช่วงความเร็วรอบจะไม่เกินค่าความเร็วที่สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางทำงาน

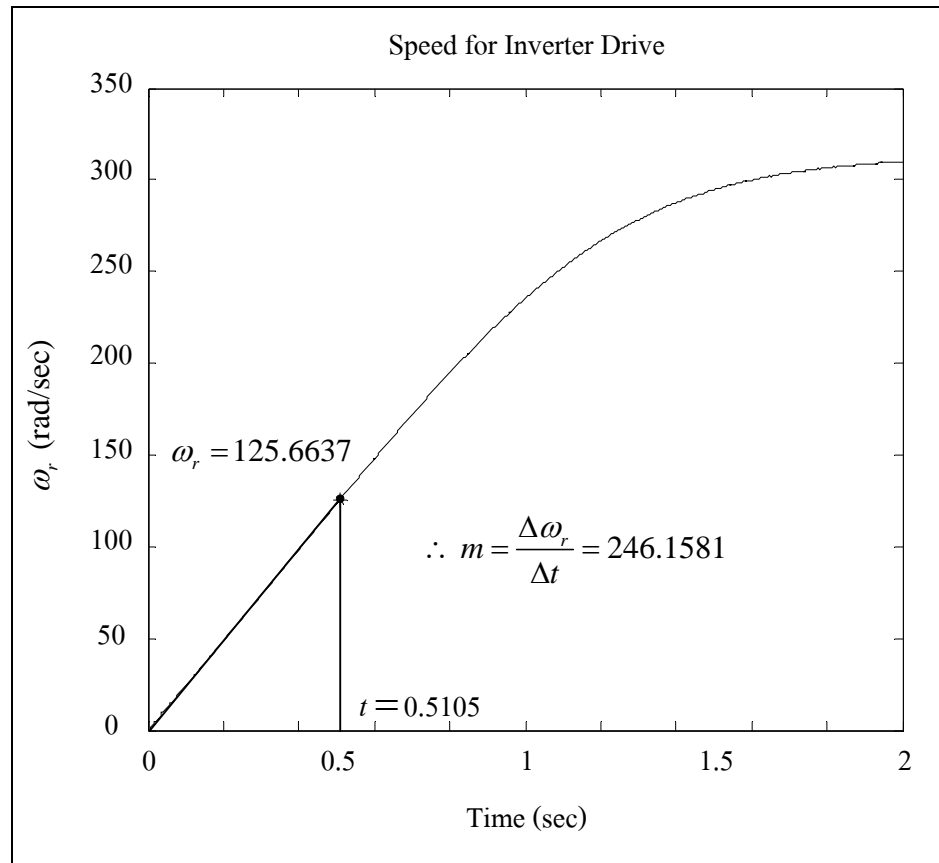
ตารางที่ ข.1 ตารางทดสอบค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในช่วงความเร็วรอบโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

ช่วงความเร็วรอบ (%)	ช่วงความเร็วรอบ (rad/sec)	ช่วงขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ (Wb-turn)	ช่วงของแรงบิด (N·m)
9.9-10.1	31.10-31.73	0.1461-0.2813	2.0694-2.4224
19.9-20.1	62.51-63.14	0.2060-0.3247	4.5433-4.7559
29.9-30.1	93.93-94.56	0.3169-0.3532	3.1214-3.2927
39.9-40.1	125.34-125.97	0.2483-0.3485	1.0349-1.0954
49.9-50.1	156.76-157.39	0.2767-0.3655	1.5246-1.6328
59.9-60.1	188.18-188.80	0.2439-0.3279	2.8326-2.9407

ตารางที่ ข.2 ตารางแสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

ความเร็วรอบ (%)	ความเร็วรอบ (rad/sec)	ความเร็วรอบ (rpm)	ช่วงเวลาขึ้น (sec)	ความชัน
10	31.4159	150	0.1621	49.3263
20	62.8319	300	0.3220	98.6526
30	94.2478	450	0.4790	147.9789
40	125.6637	600	0.6369	197.3052
50	157.0796	750	0.7975	246.6315
60	188.4956	900	0.9657	295.9579

รูปที่ ข.1 แสดงการหาค่าช่วงเวลาขึ้นและความชันของความเร็รรอบโดยใช้ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา ที่ความเร็รรอบ 40% ของความเร็รรอบพิกัด



รูปที่ ข.1 การหาความชันของความเร็รรอบ

- อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ แรงบิด และความเร็รรอบอ้างอิง สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา สามารถหาได้จากการจำลองผลโดยการป้อนแหล่งจ่าย แรงดันไฟฟ้าเป็น $v_{ds} = (V_{DC}/2)\cos(2\pi ft)$ และ $v_{qs} = (V_{DC}/2)\cos(2\pi ft - \pi/2)$ ตามลำดับ เพื่อเป็นแรงดันอ้างอิงให้กับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ได้ผลดังตารางที่ ข.3 แสดงการทดสอบหาค่า ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในช่วงความเร็รรอบต่าง ๆ และตารางที่ ข.4 แสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็รรอบในการขับเคลื่อนจนถึงความเร็รรอบที่กำหนด

ตารางที่ ข.3 ตารางทดสอบค่าฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิดที่ช่วงความเร็วรอบโดยใช้
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

ช่วงความเร็วรอบ (%)	ช่วงความเร็วรอบ (rad/sec)	ช่วงขนาดของฟลักซ์เชื่อม โยง สเตเตอร์ (Wb·turn)	ช่วงของแรงบิด (N·m)
9.9-10.1	31.10-31.73	0.6935-0.7218	7.3883-7.6431
19.9-20.1	62.51-63.14	0.3966-0.4114	10.5506-10.9713
29.9-30.1	93.93-94.56	0.4648-0.5300	0.7367-0.8542
39.9-40.1	125.34-125.97	0.4370-0.5190	5.0468-5.3051
49.9-50.1	156.76-157.39	0.4367-0.4971	10.1723-10.6146
59.9-60.1	188.18-188.80	0.3790-0.4278	2.7768-2.8953

ตารางที่ ข.4 ตารางแสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

ความเร็วรอบ (%)	ความเร็วรอบ (rad/sec)	ความเร็วรอบ (rpm)	ช่วงเวลาขึ้น (sec)	ความชัน
10	31.4159	150	0.0691	120.3214
20	62.8319	300	0.1343	240.6429
30	94.2478	450	0.1973	360.9643
40	125.6637	600	0.2611	481.2857
50	157.0796	750	0.3266	601.6072
60	188.4956	900	0.3951	721.9286

อย่างไรก็ตามจะพบว่าค่าแรงบิดและเวลาที่ใช้ในการขับเคลื่อนจนถึงความเร็วรอบที่กำหนดของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา มีค่าน้อยกว่าอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา เนื่องจากแรงดันบนแกนคิกวของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา มีค่าสูงเป็นสองเท่าของอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา เมื่อจ่ายแรงดันคิกวเท่ากัน เพื่อให้สามารถควบคุมแรงบิดโดยตรงได้ทุกกรณี โดยที่ค่าฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิดอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบมีค่าใกล้เคียงกันจะทำการทดสอบการขับเคลื่อนโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา โดยลดแรงดันคิกวลงครึ่งหนึ่งจะให้ผลทดสอบดังตารางที่ ข.5 แสดงการทดสอบหาค่าฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิดที่ช่วงความเร็วรอบต่าง ๆ และตารางที่ ข.6 แสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบในการขับเคลื่อนจนถึงความเร็วรอบที่กำหนด

ตารางที่ ข.5 ตารางทดสอบค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดที่ช่วงความเร็วรอบโดยใช้
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในกรณีที่ลดแรงดันดีซีลงครึ่งหนึ่ง

ช่วงความเร็วรอบ (%)	ช่วงความเร็วรอบ (rad/sec)	ช่วงขนาดของฟลักซ์เชื่อมโยง สเตเตอร์ (Wb·turn)	ช่วงของแรงบิด (N·m)
9.9-10.1	31.10-31.73	0.1389-0.2639	1.3489-1.5854
19.9-20.1	62.51-63.14	0.2028-0.2696	2.4885-2.7199
29.9-30.1	93.93-94.56	0.1601-0.2362	1.3206-1.4608
39.9-40.1	125.34-125.97	0.1917-0.2733	0.8166-0.8613
49.9-50.1	156.76-157.39	0.1823-0.2793	1.4944-1.6266
59.9-60.1	188.18-188.80	0.1894-0.2779	1.7814-1.8748

ตารางที่ ข.6 ตารางแสดงเวลาที่ใช้และความชันของความเร็วรอบโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา
ในกรณีที่ลดแรงดันดีซีลงครึ่งหนึ่ง

ความเร็วรอบ (%)	ความเร็วรอบ (rad/sec)	ความเร็วรอบ (rpm)	ช่วงเวลาดำเนิน (sec)	ความชัน
10	31.4159	150	0.2622	30.5068
20	62.8319	300	0.5195	61.0136
30	94.2478	450	0.7747	91.5205
40	125.6637	600	1.0298	122.0273
50	157.0796	750	1.2903	152.5341
60	188.4956	900	1.5638	183.0409

จากผลการจำลองค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดที่ได้จากการขับเคลื่อน
โดยเทคนิค SVPWM โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา มีค่าน้อยกว่าอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา เพื่อให้
สามารถควบคุมแรงบิดได้ทุกวิธีได้ทำการทดสอบอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ในกรณีที่ลดแรงดันดีซี
เป็น 156.56 V จะพบว่าให้ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดใกล้เคียงกับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส
2 ขา แต่มีค่าน้อยกว่าและเวลาช่วงขึ้นสูงกว่า ดังนั้นใช้ค่าแรงดันดีซีในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา
ในกรณีที่ลดแรงดันดีซีลงครึ่งหนึ่งเป็นตัวอ้างอิง โดยใช้ความเร็วรอบอ้างอิงเท่ากับ 10% ของ
ความเร็วเชิงโครนัส เนื่องจากเวลาในการขึ้นเร็วทำให้สามารถใช้เวลาในการจำลองผลน้อยโดยที่

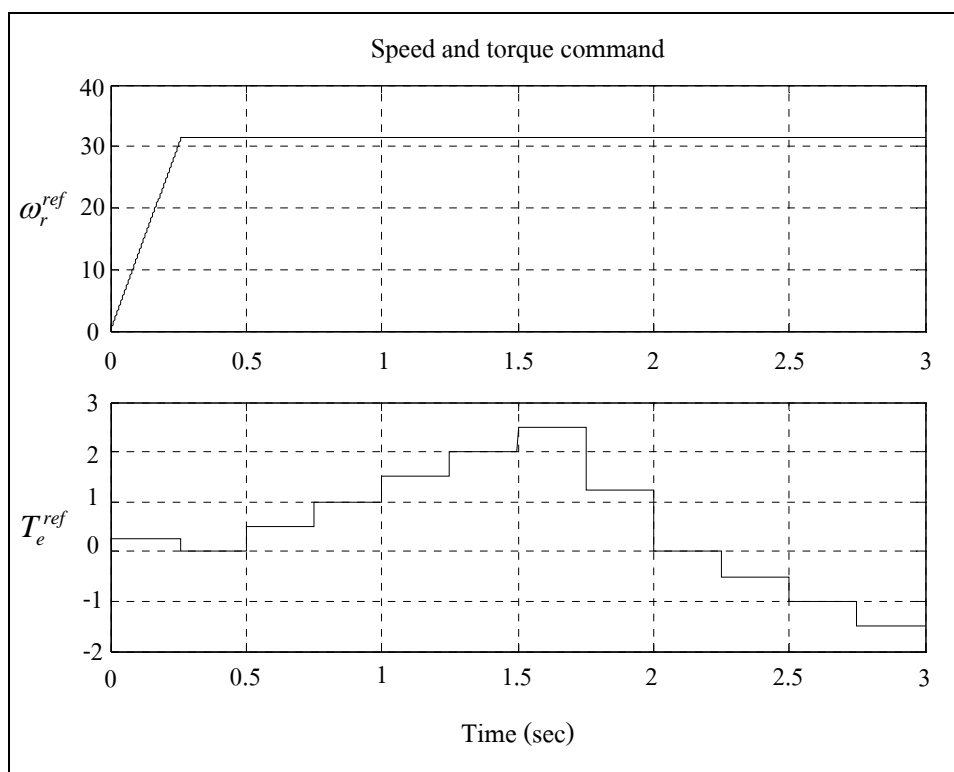
ครอบคลุมทุกค่าแรงบิด โดยที่ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิงประมาณ 0.2 Wb·turn ซึ่งเป็น และแรงบิดอ้างอิงอยู่ในช่วง ± 1.5 N·m โดยจะทำการทดสอบหาค่าแรงบิดอ้างอิงในหัวข้อถัดไป

ข.1.3 ระบบทดสอบการควบคุมแรงบิดโดยตรง

จากข้อมูลจะทำการทดสอบการควบคุมแรงบิด โดยตรงเพื่อดูการควบคุมแรงบิด ของมอเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วรอบคงที่และความเร็วรอบที่เปลี่ยนแปลง

- กรณีความเร็วรอบคงที่

การจำลองผลเชิงตัวเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB สำหรับการควบคุมแรงบิด โดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม โดยจะกำหนดค่าความถี่ในการสุ่มเป็น $100 \mu\text{s}$ $\lambda_s = 0.2$ Wb·turn $\Delta\lambda_s = 0.005$ Wb·turn $\Delta T_e = 0.1$ N·m ความเร็วรอบและแรงบิดอ้างอิงเป็นดังรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.2 ความเร็วรอบรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุม กรณีความเร็วรอบคงที่

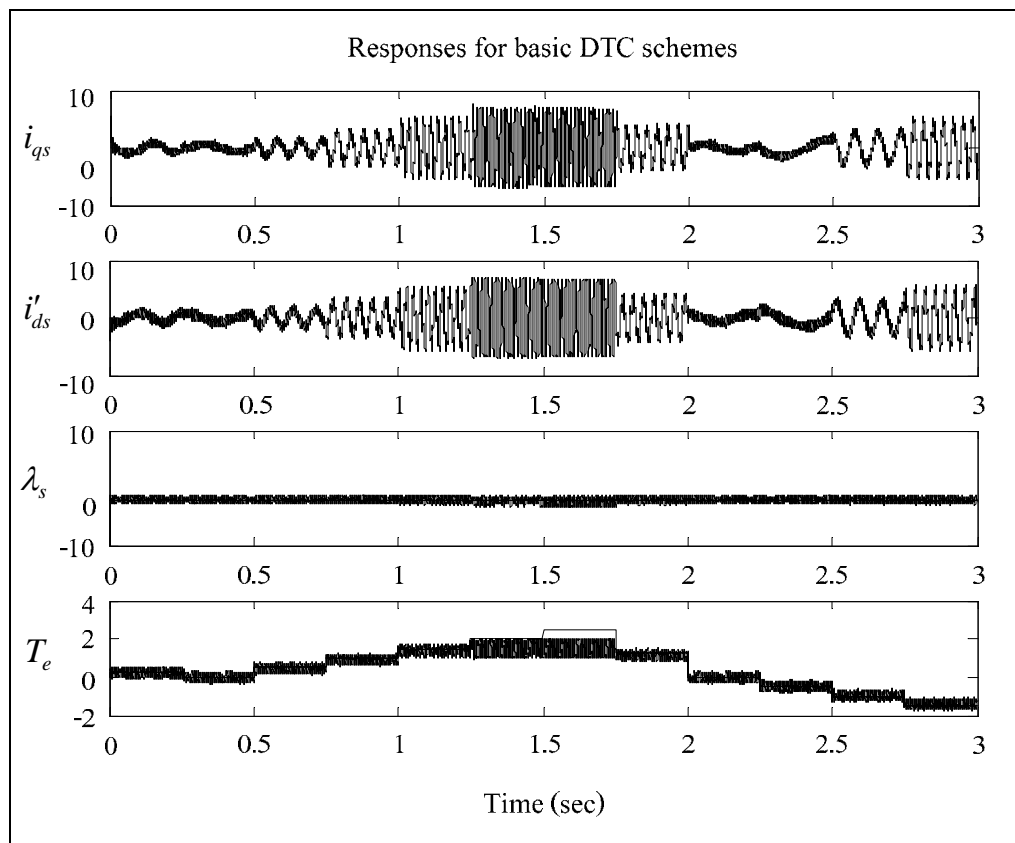
โดยมีตัวอย่างผลการจำลองในการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V ดังรูปที่ ข.3 แสดงผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงและรูปที่ ข.4 และการจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธีอื่นแสดงดังตารางที่ ข.7 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยจะพิจารณาค่า

ความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิดในแต่ละช่วงเวลาแรงบิด โดยคำนวณได้ด้วยวิธี Root mean square error ได้ดังสมการ

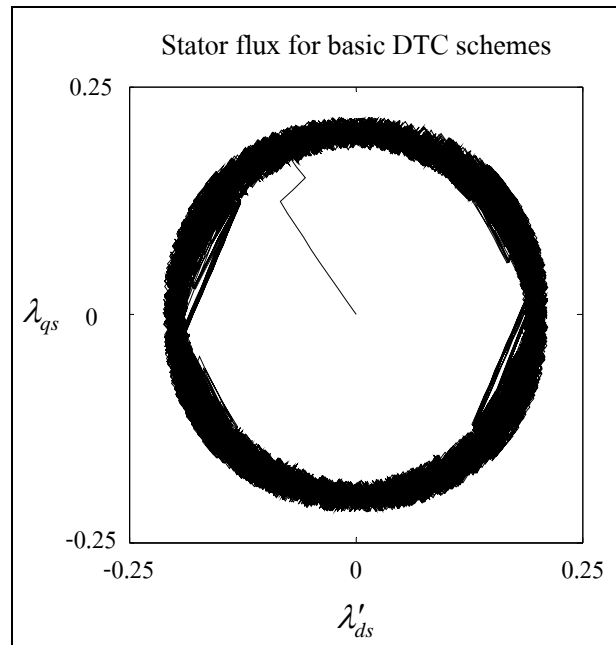
$$\lambda_s^{rmse} = \sqrt{\frac{1}{n} \left(\sum_{k=1}^n (\lambda_s^{est} - \lambda_s^{ref})^2 \right)} \quad (ข.1)$$

$$T_e^{rmse} = \sqrt{\frac{1}{n} \left(\sum_{k=1}^n (T_e^{est} - T_e^{ref})^2 \right)} \quad (ข.2)$$

เมื่อตัวยก ref คือ ค่าอ้างอิง est คือ ค่าที่ได้จากการคำนวณ และ n คือ จำนวนจุดข้อมูล



รูปที่ ข.3 ผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม ด้วยวิธี M-DTC4V ในกรณีความเร็วรอบคงที่



รูปที่ ข.4 ทางเดินของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สำหรับการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี M-DTC4V ในกรณีความเร็วรอบคงที่

ส่วนการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ จะกำหนดให้ $T_{PWM} = 100 \mu s$ $T_s = 10 \mu s$ $\lambda_s = 0.2$ Wb-turn ความเร็วรอบและแรงบิดอ้างอิงเป็นดังรูปที่ ข.4 และตัวควบคุมพีไอมีค่าพารามิเตอร์เป็น

สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

$$K_p(T_e) = 10 \quad K_I(T_e) = 1$$

$$K_p(\lambda_s) = 25 \quad K_I(\lambda_s) = 5$$

สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

$$K_p(T_e) = 10 \quad K_I(T_e) = 1$$

$$K_p(\lambda_s) = 10 \quad K_I(\lambda_s) = 1$$

โดยมีตัวอย่างผลการจำลองในการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี SVPWM-DTC4V แสดงดังตารางที่ ก.3 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด

ตารางที่ ข.7 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อม โยงสเตเตอร์และแรงบิด

วงจรถอบคุม	วิธีการควบคุม	λ_s^{rmse}	T_e^{rmse}											
			0.0-0.26	0.26-0.5	0.5-0.75	0.75-1.0	1.0-1.25	1.25-1.5	1.5-1.75	1.75-2.0	2.0-2.25	2.25-2.5	2.5-2.75	2.75-3.0
			0.25	0	0.5	1	1.5	2	2.5	1.25	0	-0.5	1	1.5
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	C-DTC4V	0.1107	0.4775*	0.4064*	0.8838*	1.1882*	1.8588*	2.2917*	2.3211*	1.4167*	0.4176*	0.2618*	0.3897*	0.4671*
	M-DTC4V	0.0112	0.1830	0.1785	0.1877	0.1806	0.1701	0.6136*	1.0824*	0.1776	0.1840	0.1864	0.1756	0.1771
	SVPWM-DTC4V	0.1268	0.1125	0.0865	0.1006	0.1132	1.0457*	1.4404*	1.5767*	0.9990*	0.1124	0.1053	0.0983	0.9077*
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	C-DTC8V	0.0163	0.1547	0.1548	0.1583	0.1423	0.3036*	0.7733*	1.2614*	0.1246	0.1608	0.1563	0.1491	0.1406
	M-DTC8V	0.0107	0.1588	0.1600	0.1632	0.1551	0.1252	0.4777*	0.9593*	0.1432	0.1630	0.1552	0.1598	0.1447
	IS-DTC8V	0.0096	0.1550	0.1564	0.1626	0.1528	0.1021	0.5307*	1.0196*	0.1308	0.1625	0.1504	0.1561	0.1549
	SVPWM-DTC8V	0.0486	0.0677	0.0279	0.0517	0.0667	0.7013*	0.9169*	1.1583*	0.4738*	0.0710	0.0454	0.0627	0.3644*

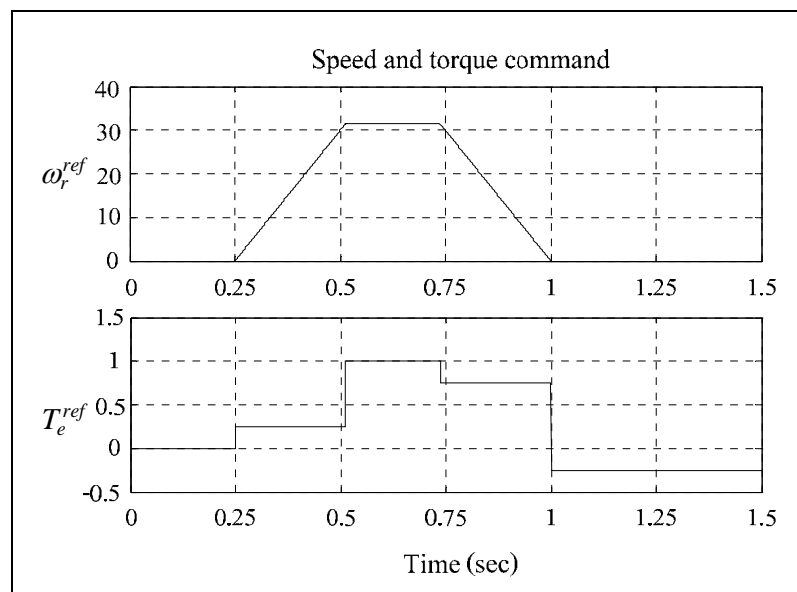
หมายเหตุ: “*” คือ ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้

- กรณีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง

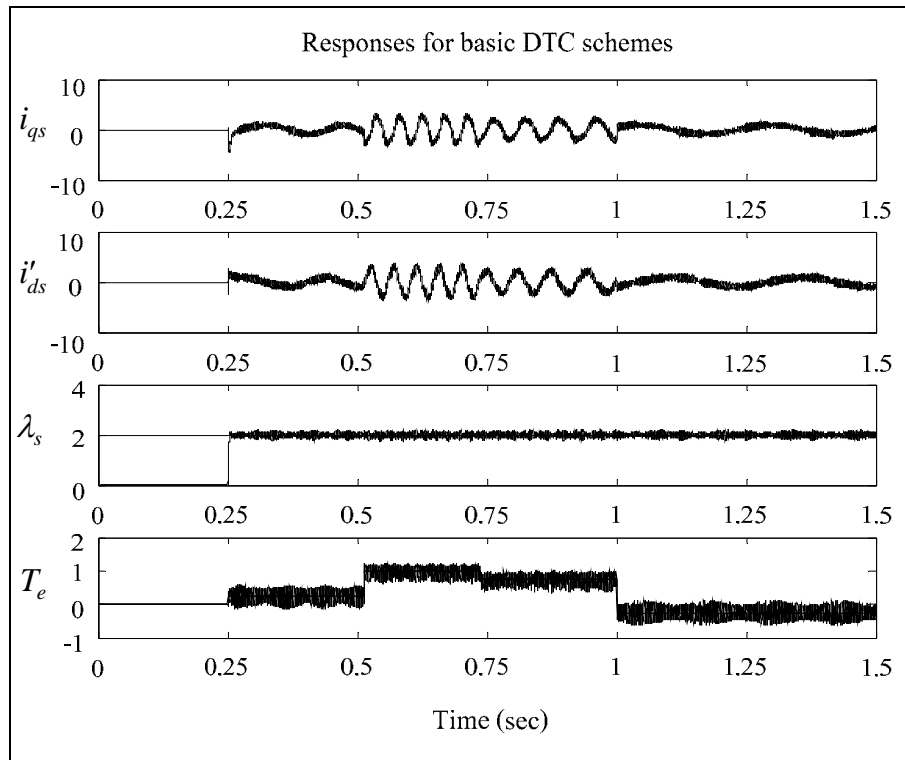
จากผลการจำลองในกรณีที่ความเร็วรอบคงที่ เพื่อให้ระบบทดสอบเหมือนกันจะควบคุมแรงบิดอยู่ในช่วง $\pm 1.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ และจะทำการทดสอบเมื่อมีความเร็วเปลี่ยนแปลงมีรูปแบบเป็นช่วงความเร็วรอบเป็นศูนย์ ช่วงขึ้นของความเร็วรอบ ช่วงคงที่ ช่วงลงของความเร็วรอบและช่วงความเร็วรอบเป็นศูนย์ ตามลำดับ โดยความเร็วรอบคงที่เป็น 10% ของความเร็วรอบพิกัด มีช่วงเวลายาวขึ้นและช่วงขาลงเป็น 0.2622 วินาที ดังรูปที่ ข.7 แรงบิดอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 T_{eref} &= 0.0 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.00 \text{ s} \leq t \leq 0.25 \text{ s} \\
 T_{eref} &= 0.25 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.25 \text{ s} \leq t \leq 0.25 + t_s \text{ s} \\
 T_{eref} &= 1.0 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 0.25 + t_s \text{ s} \leq t \leq 1 - t_s \text{ s} \\
 T_{eref} &= 0.75 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 1 - t_s \text{ s} \leq t \leq 1 \text{ s} \\
 T_{eref} &= -0.25 \text{ N}\cdot\text{m} && \text{เมื่อ } 1 \text{ s} \leq t \leq 1.5 \text{ s}
 \end{aligned}$$

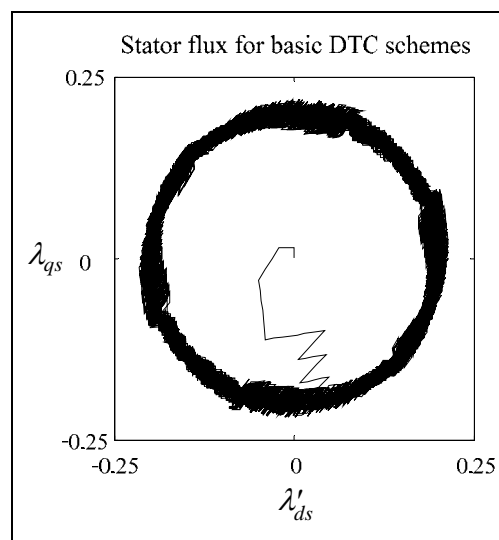
แรงบิดอ้างอิงดังเป็นดังรูปที่ ข.5 แสดงความเร็วรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุมกรณีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง โดยมีตัวอย่างผลการจำลองในการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี IS12-DTC8V ดังรูปที่ ข.6 และรูปที่ ข.7 และการจำลองผลการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธีอื่นแสดงดังตารางที่ ข.8 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยจะพิจารณาค่าความคลาดเคลื่อนของแรงบิดในแต่ละช่วงเวลาแรงบิด



รูปที่ ข.5 ความเร็วรอบรอบและแรงบิดที่ใช้ควบคุม กรณีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง



รูปที่ ข.6 ผลการตอบสนองการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V ในกรณีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง



รูปที่ ข.7 พล็อตซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ของการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมด้วยวิธี C-DTC8V ในกรณีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ ข.8 ค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด

วงจรถอบคุม	วิธีการควบคุม	λ_s^{rmse}	T_e^{rmse}
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา	C_DTC4V	0.0233	0.6727
	M_DTC4V	0.0111	0.1807
	SVPWM-DTC4V	0.0310	0.1033
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา	C_DTC8V	0.0090	0.1386
	M_DTC8V	0.0085	0.1419
	IS12_DTC8V	0.0080	0.1406
	SVPWM-DTC8V	0.0204	0.0534

จากการทดสอบหาค่าความเร็วรอบและแรงบิดอ้างอิงจะใช้ระบบทดสอบเช่นเดียวกับการทดสอบการควบคุมแรงบิดโดยตรง จะใช้ระบบทดสอบในกรณีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ ข.5 แต่ยังมีปัญหาทางการกำหนดค่าตัวควบคุมของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด ซึ่งมีผลต่อความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด ดังนั้นจะทำการทดสอบหาค่าเหมาะสมของตัวควบคุมของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดในหัวข้อถัดไป

ข.1.4 ตัวควบคุม

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับตัวควบคุมจะแยกตามเทคนิคที่ใช้ควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว คือ การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมจะใช้แถบฮิสเทอรีซิสในการควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด โดยการกำหนดความกว้างของแถบฮิสเทอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด ($\Delta\lambda_s$ และ ΔT_e) และการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์จะใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิด โดยการกำหนดค่า K_p และ K_I ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด ($K_p(\lambda_s)$ $K_I(\lambda_s)$ $K_p(T_e)$ และ $K_I(T_e)$) สามารถหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ได้ดังต่อไปนี้

- แถบฮิสเทอรีซิส

ความกว้างของแถบฮิสเทอรีซิสแบบไม่คำนวณเวลาด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิม มีผลต่อความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์น้อย เพราะความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์น้อยกว่าหรือเท่ากับความถี่ในการสุ่ม ดังนั้นการกำหนดความกว้างของแถบฮิสเทอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดสามารถกำหนดได้จากค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิด เพื่อให้ความเหมาะสมกำหนดให้แถบ

ฮิสเตอร์ซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์มีความกว้างไม่เกิน $\pm 5\%$ ของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์
 อ้างอิงและแถบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิดมีความกว้างไม่เกิน $\pm 10\%$ ของแรงบิดอ้างอิงสูงสุดโดย
 คำนวณได้จาก

$$\Delta\lambda_s = \% \Delta\lambda_s \times \lambda_s^{ref} = \% \Delta\lambda_s \times 0.2 \quad (ข.3)$$

$$\Delta T_e = \% \Delta T_e \times T_e^{ref(max)} = \% \Delta T_e \times 1 \quad (ข.4)$$

ดังนั้นการทดสอบหาค่าความคลาดเคลื่อนที่เหมาะสมด้วยการจำลองผลเชิง
 ตัวเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยกำหนดให้ $T_s = 100 \mu s$ $\lambda_s = 0.2$ Wb-turn ความเร็วรอบ
 และแรงบิดอ้างอิงเป็นดังรูปที่ ข.7 เนื่องผลของการจำลองการคุมแรงบิดโดยตรงของแต่ละวิธีให้ค่า
 ความคลาดเคลื่อนใกล้เคียงกัน ดังนั้นจะทำการทดสอบหาขนาดของแถบฮิสเตอร์ซิสด้วยวิธี M-
 DTC4V และวิธี C-DTC8V สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา
 ตามลำดับ ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมสำหรับแต่ละ
 อินเวอร์เตอร์ผลการจำลองดังตารางที่ ข.9 และ ข.10 ตามลำดับ

ตารางที่ ข.9 การทดสอบหาความกว้างขอบแถบฮิสเตอร์รีซีทีวี M-DTC4V

ความกว้างของแถบ ฮิสเตอร์รีซีทีวี		ค่าความ คลาดเคลื่อน		ขอบเขต ของฟลักซ์	ขอบเขตของแรงบิด				
					0.00-0.25	0.25-(0.25+t _s)	(0.25+t _s)-(1-t _s)	(1-t _s)-1	1-1.5
$\Delta\lambda_s (\% \lambda_s^{ref})$	$\Delta T_e (\% T_e^{ref(max)})$	λ_s^{mse}	T_e^{mse}		0	0.25	1	0.75	-0.25
± 3	± 2	0.0114	0.1482	0.1749-0.2257	-0.1221-0.1266	-0.1151-0.5474	0.2215-1.2199	0.2734-1.1024	-0.5528-0.7522
	± 4	0.0116	0.1529	0.1747-0.2252	-0.1351-0.1936	-0.1025-0.5722	0.0580-1.2724	0.2824-1.0392	-0.5741-0.8069
	± 6	0.0117	0.1662	0.1735-0.2250	-0.2436-0.2593	-0.1270-0.5854	0.3539-1.2920	0.3251-1.0604	-0.6000-0.9693
	± 8	0.0117	0.1729	0.1747-0.2256	-0.2434-0.2611	-0.2435-0.6088	0.3689-1.3081	0.3275-1.1484	-0.6073-0.7178
	± 10	0.0116	0.1796	0.1743-0.2255	-0.2432-0.2765	-0.1689-0.6160	0.4831-1.3248	0.3105-1.1028	-0.6305-0.7480
± 5	± 2	0.0134	0.1446	0.1707-0.2278	-0.1231-0.1279	-0.1218-0.5525	0.0228-1.2501	0.2680-1.0189	-0.5536-1.0009
	± 4	0.0135	0.1509	0.1693-0.2284	-0.1228-0.1416	-0.0879-0.5632	0.0422-1.2688	0.2929-1.0841	-0.5778-0.8001
	± 6	0.0137	0.1630	0.1707-0.2293	-0.2457-0.2677	-0.1339-0.5773	0.5003-1.2852	0.2946-1.1890	-0.5996-0.8597
	± 8	0.0138	0.1707	0.1681-0.2285	-0.2452-0.2638	-0.2302-0.5995	0.0446-1.2892	0.3090-1.0897	-0.6125-0.6020
	± 10	0.0138	0.1794	0.1684-0.2288	-0.2452-0.2816	-0.1495-0.6225	0.2624-1.3230	0.2304-1.0879	-0.6202-0.6858

ตารางที่ ข.10 การทดสอบหาความกว้างขอบแถบฮีสเตอร์รีซิสซีฟ C-DTC8V

ความกว้างของแถบ ฮีสเตอร์รีซิส		ค่าความ คลาดเคลื่อน		ขอบเขต ของฟลักซ์	ขอบเขตของแรงบิด				
					0.00-0.25	0.25-(0.25+t _s)	(0.25+t _s)-(1-t _s)	(1-t _s)-1	1-1.5
$\Delta\lambda_s (\% \lambda_s^{ref})$	$\Delta T_e (\% T_e^{ref(max)})$	λ_s^{mse}	T_e^{mse}		0	0.25	1	0.75	-0.25
± 3	± 2	0.0086	0.1103	0.1717-0.2226	0.0000-0.0000	-0.0761-0.5169	0.3765-1.1716	0.4088-1.1030	-0.5545-0.7971
	± 4	0.0087	0.1121	0.1700-0.2226	0.0000-0.0000	-0.0964-0.5374	0.3931-1.1924	0.3967-0.9800	-0.5753-0.6090
	± 6	0.0089	0.1189	0.1704-0.2243	0.0000-0.0000	-0.1076-0.5522	0.4355-1.2075	0.3735-1.0016	-0.5931-0.8010
	± 8	0.0091	0.1282	0.1689-0.2237	0.0000-0.0000	-0.1388-0.5756	0.4390-1.2267	0.3683-1.0195	-0.6132-0.6545
	± 10	0.0092	0.1393	0.1693-0.2263	0.0000-0.0000	-0.1454-0.5955	0.2480-1.2371	0.3328-1.1727	-0.6332-0.7222
± 5	± 2	0.0098	0.1093	0.1664-0.2281	0.0000-0.0000	-0.0761-0.5141	0.4877-1.1694	0.4094-0.9659	-0.5514-0.4951
	± 4	0.0100	0.1108	0.1688-0.2267	0.0000-0.0000	-0.1047-0.5271	0.0973-1.1723	0.3979-1.1119	-0.5676-0.6843
	± 6	0.0101	0.1175	0.1662-0.2266	0.0000-0.0000	-0.1239-0.5560	0.2782-1.2074	0.3630-1.0889	-0.5931-0.7738
	± 8	0.0103	0.1284	0.1700-0.2275	0.0000-0.0000	-0.1327-0.5662	0.4156-1.2313	0.3547-1.0181	-0.6135-0.9082
	± 10	0.0105	0.1386	0.1679-0.2297	0.0000-0.0000	-0.1629-0.5875	0.0205-1.2467	0.3279-1.0290	-0.6301-0.8403

เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบกันไ้ระหว่างอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะเห็นได้ว่าช่วงขอบเขตของฟลักซ์และแรงบิดมีค่าความแตกต่างกันไม่มากนัก ดังนั้นจึงเลือกแถบฮีสเตอร์รีซิสของฟลักซ์และแรงบิดมีค่าเป็นเท่าไรก็ได้ถ้าไม่คำนึงถึงผลความถี่ในการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้แถบฮีสเตอร์รีซิสของฟลักซ์มีความกว้างเป็น ± 5 % ของฟลักซ์เชื่อมโยงอ้างอิง และแถบฮีสเตอร์รีซิสของแรงบิดมีความกว้างเป็น ± 10 % ของแรงบิดอ้างอิงสูงสุดอ้างอิง

- ตัวควบคุมพีไอ

ตัวควบคุมพีไอของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดมีผลกระทบต่อ การควบคุมแรงบิดอย่างสูง สำหรับการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยวิธีการ ควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์ ซึ่งการหาค่าพารามิเตอร์ที่ เหมาะที่สุดมีด้วยกันหลายวิธี เช่น การสุ่มค่าโดยใช้เทคนิคชาอุนลาดแต่ในที่นี้จะกล่าวถึงการสุ่ม ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เนื่องจากอัลกอริทึมของการควบคุมด้วยวิธีนี้ใช้เวลานานในการจำลอง ผล การสุ่มค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมจะแยกการสุ่มออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ สามารถหาค่า เหมาะสมได้ดังต่อไปนี้

จากสมการควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และแรงบิดด้วยวิธีการควบคุม แรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์

$$v_{ds}^{sf} = r_{ds}' i_{ds}^{sf} + \frac{d|\vec{\lambda}_s|}{dt} \quad (ข.5)$$

และ

$$v_{qs}^{sf} = r_{qs} \frac{2T_e}{P|\vec{\lambda}_s|} + \omega_{sf} |\vec{\lambda}_s| = k_{sf} T_e^{sf} + \omega_{sf} |\vec{\lambda}_s| \quad (ข.6)$$

เมื่อ $r_{ds}' i_{ds}^{sf} \approx 0$ $k_{sf} = 2r_{qs} / (P|\vec{\lambda}_s|)$ และ ω_{sf} เป็นความเร็วเชิงมุมของฟลักซ์ เชื่อมโยงสเตเตอร์ จากสมการ ข.6 เป็นสมการควบคุมแรงบิดโดยมีค่า $K_P(T_e) \geq k_{sf} \geq 13$ จากสมการ ข.8 เป็นสมการควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์โดยมีค่าโดยประมาณเป็น $K_P(\lambda_s) \geq r_{ds}' i_{ds}^{sf} \geq r_{ds}' |\vec{\lambda}_s| \geq 1.6550$ จะทำการสุ่มค่า K_P ก่อนแล้วนำค่าที่ได้ผลดีที่สุดมา สุ่มค่า K_I ต่อ ซึ่งมีผลดังตารางที่ ข.11 และ ข.12 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีไอสำหรับ อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ตามลำดับ ตารางที่ ข.13 และ ข.14 ตาราง แสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ตามลำดับ จะได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา จะมีค่าพารามิเตอร์เป็น $K_P(\lambda_s) = 40$ $K_I(\lambda_s) = 1$ $K_P(T_e) = 50$ และ $K_I(T_e) = 0.1$ ส่วนอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา จะมี ค่าพารามิเตอร์เป็น $K_P(\lambda_s) = 50$ $K_I(\lambda_s) = 100$ $K_P(T_e) = 50$ และ $K_I(T_e) = 10$ ตามลำดับ

ตารางที่ ข.11 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

$K_p(\lambda_s)$	$K_I(\lambda_s)$	$K_p(T_e)$	$K_I(T_e)$	λ_s^{rmse}	T_e^{rmse}	Sum error
10	0.01	10	0.001	0.043642	0.148121	0.191763
10	0.01	20	0.001	0.034707	0.089622	0.124329
10	0.01	30	0.001	0.033414	0.073801	0.107214
10	0.01	40	0.001	0.036942	0.076892	0.113834
10	0.01	50	0.001	0.047428	0.113911	0.161340
20	0.01	10	0.001	0.021244	0.107598	0.128843
20	0.01	20	0.001	0.020799	0.086969	0.107768
20	0.01	30	0.001	0.021277	0.081927	0.103203
20	0.01	40	0.001	0.020948	0.069429	0.090378
20	0.01	50	0.001	0.020746	0.065423	0.086169
30	0.01	10	0.001	0.018749	0.114083	0.132832
30	0.01	20	0.001	0.018221	0.083924	0.102145
30	0.01	30	0.001	0.018300	0.079712	0.098013
30	0.01	40	0.001	0.017794	0.072406	0.090200
30	0.01	50	0.001	0.016695	0.065633	0.082328
40	0.01	10	0.001	0.017924	0.124356	0.142280
40	0.01	20	0.001	0.016561	0.092973	0.109534
40	0.01	30	0.001	0.015288	0.081643	0.096932
40	0.01	40	0.001	0.015658	0.071730	0.087389
40	0.01	50	0.001	0.015052	0.064781	0.079833
50	0.01	10	0.001	0.016659	0.138346	0.155006
50	0.01	20	0.001	0.014788	0.093801	0.108590
50	0.01	30	0.001	0.014820	0.082758	0.097578
50	0.01	40	0.001	0.014262	0.074311	0.088573
50	0.01	50	0.001	0.013372	0.067946	0.081318

ตารางที่ ข.12 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมพีสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

$K_p(\lambda_s)$	$K_I(\lambda_s)$	$K_p(T_e)$	$K_I(T_e)$	λ_s^{rmse}	T_e^{rmse}	Sum error
10	0.001	10	0.001	0.0202705	0.0583355	0.078606
10	0.001	20	0.001	0.0199827	0.0452649	0.0652476
10	0.001	30	0.001	0.0196173	0.038283	0.0579004
10	0.001	40	0.001	0.0199888	0.0346385	0.0546272
10	0.001	50	0.001	0.0197746	0.0328902	0.0526648
20	0.001	10	0.001	0.015879	0.0611102	0.0769893
20	0.001	20	0.001	0.0179964	0.0430507	0.0610472
20	0.001	30	0.001	0.0182262	0.0380317	0.056258
20	0.001	40	0.001	0.0186504	0.0346684	0.0533187
20	0.001	50	0.001	0.0186661	0.034294	0.0529601
30	0.001	10	0.001	0.0122096	0.0536087	0.0658183
30	0.001	20	0.001	0.0121512	0.0439803	0.0561315
30	0.001	30	0.001	0.0120101	0.0385185	0.0505286
30	0.001	40	0.001	0.0123853	0.0348086	0.0471939
30	0.001	50	0.001	0.0122077	0.0326072	0.0448149
40	0.001	10	0.001	0.0106895	0.0524165	0.0631059
40	0.001	20	0.001	0.0107097	0.0423901	0.0530998
40	0.001	30	0.001	0.0106428	0.0381243	0.0487671
40	0.001	40	0.001	0.0107868	0.0351075	0.0458943
40	0.001	50	0.001	0.0106029	0.0337064	0.0443093
50	0.001	10	0.001	0.009648	0.0498472	0.0594951
50	0.001	20	0.001	0.009349	0.0436548	0.0530038
50	0.001	30	0.001	0.0093341	0.0376397	0.0469737
50	0.001	40	0.001	0.0094252	0.0351629	0.0445881
50	0.001	50	0.001	0.0095606	0.0331429	0.0427035

ตารางที่ ข.13 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา

$K_p(\lambda_s)$	$K_I(\lambda_s)$	$K_p(T_e)$	$K_I(T_e)$	λ_s^{rmse}	T_e^{rmse}	Sum error
40	0.01	50	0.01	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	0.01	50	0.1	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	0.01	50	1	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	0.01	50	10	0.0127665	0.0429668	0.0557333
40	0.01	50	100	0.012582	0.0419503	0.0545324
40	0.1	50	0.01	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	0.1	50	0.1	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	0.1	50	1	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	0.1	50	10	0.0127665	0.0429668	0.0557333
40	0.1	50	100	0.012582	0.0419503	0.0545324
40	1	50	0.01	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	1	50	0.1	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	1	50	1	0.0125706	0.0411381	0.0537087
40	1	50	10	0.0127665	0.0429668	0.0557333
40	1	50	100	0.012582	0.0419503	0.0545324
40	10	50	0.01	0.0125294	0.0416147	0.054144
40	10	50	0.1	0.0125294	0.0416147	0.054144
40	10	50	1	0.0125294	0.0416147	0.054144
40	10	50	10	0.0126818	0.0433495	0.0560314
40	10	50	100	0.0125307	0.0421299	0.0546606
40	100	50	0.01	0.0126876	0.042123	0.0548106
40	100	50	0.01	0.0126876	0.042123	0.0548106
40	100	50	1	0.0126876	0.042123	0.0548106
40	100	50	10	0.0126082	0.0416493	0.0542575
40	100	50	100	0.012517	0.0416283	0.0541453

ตารางที่ ข.14 ตารางแสดงการสุ่มค่าตัวควบคุมไอสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา

$K_p(\lambda_s)$	$K_I(\lambda_s)$	$K_p(T_e)$	$K_I(T_e)$	λ_s^{rmse}	T_e^{rmse}	Sum error
50	0.01	50	0.01	0.0095606	0.0331429	0.0427035
50	0.01	50	0.1	0.0095606	0.0331429	0.0427035
50	0.01	50	1	0.0095606	0.0331429	0.0427035
50	0.01	50	10	0.0094435	0.0332884	0.0427319
50	0.01	50	100	0.0095233	0.0335157	0.043039
50	0.1	50	0.01	0.0095606	0.0331429	0.0427035
50	0.1	50	0.1	0.0095606	0.0331429	0.0427035
50	0.1	50	1	0.0095606	0.0331429	0.0427035
50	0.1	50	10	0.0094435	0.0332884	0.0427319
50	0.1	50	100	0.0095233	0.0335157	0.043039
50	1	50	0.01	0.0095753	0.0331141	0.0426895
50	1	50	0.1	0.0095753	0.0331141	0.0426895
50	1	50	1	0.0095753	0.0331141	0.0426895
50	1	50	10	0.0094435	0.0332884	0.0427319
50	1	50	100	0.0095507	0.0334261	0.0429768
50	10	50	0.01	0.009299	0.0326755	0.0419744
50	10	50	0.1	0.009299	0.0326755	0.0419744
50	10	50	1	0.0094129	0.0331969	0.0426098
50	10	50	10	0.0094758	0.0326825	0.0421584
50	10	50	100	0.0094478	0.0334028	0.0428507
50	100	50	0.01	0.0093296	0.0326162	0.0419457
50	100	50	0.1	0.0093296	0.0326162	0.0419457
50	100	50	1	0.0093296	0.0326162	0.0419457
50	100	50	10	0.0092622	0.0322118	0.0414741
50	100	50	100	0.0094118	0.0326414	0.0420533

การกำหนดค่าต่าง ๆ ของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

ผลการจำลองทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยใช้ GA ในการค้นหาพารามิเตอร์ทั้งหมด 30 ครั้ง โดยมีผลการค้นหาดังต่อไปนี้

ตารางที่ ข.15 ผลการทดสอบการหาค่าพารามิเตอร์ของของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

ครั้งที่	เมตริกซ์ $[Q]$					เมตริกซ์ $[R]$		f
	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	r_1	r_2	
1	0.00003725769	0.00003364815	0.00000001899	0.00000291812	0.48879082785	0.00376766493	0.00025025677	0.48615414053
2	0.00026757813	0.00011806289	0.00000000100	0.00000022452	1.00000000000	0.00003656907	0.00073573845	0.42859434941
3	0.00008560703	0.00000899408	0.00000157467	0.00000160115	0.95534946559	0.00250786245	0.00081081129	0.57012619378
4	0.00007937451	0.00001208804	0.00000006060	0.00000009041	0.94861465942	0.00032433201	0.00076739124	0.31987092989
5	0.00009621281	0.00003126890	0.00000209315	0.00000000100	0.99314780998	0.00237489213	0.00178012694	0.54702112805
6	0.00010948183	0.00004463697	0.00000093814	0.00000003597	0.96036043089	0.00451940165	0.00363261145	0.58540506797
7	0.00000010000	0.00011067849	0.00000212181	0.00000001590	0.98079939617	0.00339607467	0.00000100000	0.44469362455
8	0.00000770154	0.00001409533	0.00000197072	0.00000159237	0.90378344260	0.00261956331	0.00115676751	0.60674636713
9	0.00000010000	0.00000010000	0.00000022484	0.00000117851	0.99959619141	0.00113464355	0.00218750000	0.39141746087
10	0.00000722504	0.00010691152	0.00000023942	0.00000000100	0.98146875000	0.00000100000	0.00218750000	0.21953245361
11	0.00001962280	0.00000045991	0.00000000100	0.00000517202	0.74094314940	0.00493336678	0.00000100000	0.17451814757
12	0.00003488159	0.00000010000	0.00000000100	0.00000612570	0.99514062500	0.00414062500	0.00171257019	0.45178157453
13	0.00000010000	0.00005732046	0.00000380080	0.00000000100	0.97657176600	0.00000100000	0.00021530151	0.15156216912

ตารางที่ ข.15 ผลการทดสอบการหาค่าพารามิเตอร์ของของตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองกาลมานแบบขยาย (ต่อ)

ครั้งที่	เมตริกซ์ $[Q]$					เมตริกซ์ $[R]$		f
	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	r_1	r_2	
14	0.00000084734	0.00032289124	0.00000006060	0.00000000100	0.89162500000	0.00000100000	0.00390725000	0.19026993721
15	0.00000311232	0.00001962280	0.00000023942	0.00000007551	0.87990625000	0.00000100000	0.00002764328	0.14760297096
16	0.00000251291	0.00006565249	0.00000231100	0.00000000100	0.95412500000	0.00000100000	0.00000100000	0.15131314532
17	0.00001535879	0.00000148809	0.00000016523	0.00000478427	0.99713504311	0.00609375000	0.00000100000	0.21317939108
18	0.00008065796	0.00000054932	0.00000237061	0.00000904633	0.98537500000	0.00000100000	0.00000100000	0.58970745835
19	0.00000722504	0.00010691152	0.00000023942	0.00000000100	0.98146875000	0.00000100000	0.00218750000	0.21953245361
20	0.00001962280	0.00000045991	0.00000000100	0.00000517202	0.74094314940	0.00493336678	0.00000100000	0.17451814757
21	0.00000434911	0.00003012812	0.00000000100	0.00000006060	1.00000000000	0.00000100000	0.00182128906	0.19890466529
22	0.00003488159	0.00000010000	0.00000000100	0.00000612570	0.99514062500	0.00414062500	0.00171257019	0.45178157453
23	0.00000010000	0.00005732046	0.00000380080	0.00000000100	0.97657176600	0.00000100000	0.00021530151	0.15156216912
24	0.00000084734	0.00032289124	0.00000006060	0.00000000100	0.89162500000	0.00000100000	0.00390725000	0.19026993721
25	0.00000010000	0.00002832508	0.00000330938	0.00000000100	0.98457961079	0.00000100000	0.00511718750	0.17301505342
26	0.00000010000	0.00002319908	0.00000976158	0.00000046326	0.95510156250	0.00000100000	0.00609375000	0.40363306683
27	0.00000010000	0.00008351898	0.00000022484	0.00000000100	0.99870786114	0.00004340172	0.00000481470	0.17766401641
28	0.00001535879	0.00000054932	0.00000000100	0.00000523163	0.94843478888	0.00000453949	0.00218750000	0.39212822706
29	0.00000722504	0.00009591675	0.00000023942	0.00000000100	0.95900781250	0.00000100000	0.00052429199	0.19831746316
30	0.00000010000	0.00004918671	0.00000000100	0.00000135733	0.99690856329	0.00000100000	0.00000100000	0.19658035846

ภาคผนวก ค

ฟังก์ชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ฟังก์ชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

สำหรับ Code โปรแกรมที่ใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคแบบดั้งเดิมมีโปรแกรมหลัก คือ DTC4V01 สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และ DTC8V01 สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา โดยมีฟังก์ชันย่อยดังต่อไปนี้

- ฟังก์ชัน ode45(odefun,tspan,y0)

คำนวณหาผลเฉลยสำหรับสมการปริภูมิสถานะ และเป็นฟังก์ชันงานในโปรแกรม Matlab ซึ่งจะใช้แก้ปัญหาสมการแบบจำลองปริภูมิสถานะสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีฟังก์ชันที่ใช้ในการแก้ปัญหา เช่น ODE_funcSPIM และ ODE_funcSPIM_SVPWM01

- ฟังก์ชัน rk4(f,a,b,ya,M)

คำนวณหาผลเฉลยสำหรับสมการปริภูมิสถานะและเป็นฟังก์ชันที่เขียนขึ้นเพื่อแก้ปัญหาสมการแบบจำลองปริภูมิสถานะสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และมีฟังก์ชันที่ใช้ในการแก้ปัญหา เช่น ODE_funcSPIM ODE_funcSPIM_SVPWM01 โดยที่ f คือ สมการที่จะแก้ปัญหา เมื่อ a คือ ค่าเริ่มต้น b คือ ค่าสุดท้าย ya คือ ค่าเริ่มต้นของผลเฉลย และ M คือ จำนวนค่าที่จะสุ่ม

- ฟังก์ชัน Local_C_DTC_4sectors(ps) และฟังก์ชัน Local_M_DTC_4sectors(ps)

คำนวณหาตำแหน่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ว่าอยู่บนเซกเตอร์ใดของระนาบดีคิวสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา กรณี C-DTC4V และ M-DTC4V ตามลำดับ

- ฟังก์ชัน Local_C_DTC_6sectors(ps) ฟังก์ชัน Local_M_DTC_6sectors(ps) และฟังก์ชัน Local_DTC_12sectors(ps)

คำนวณหาตำแหน่งของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ว่าอยู่บนเซกเตอร์ใดของระนาบดีคิวสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา กรณี C-DTC8V M-DTC8V และ IS12-DTC8V ตามลำดับ

- ฟังก์ชัน Two_level_flux_hysteresis4(Fs_ref,Fs,d_Fs,dF0) และฟังก์ชัน Two_level_flux_hysteresis(Fs_ref,Fs,d_Fs, dF0)

คำนวณค่าลอจิกจากค่าความคลาดเคลื่อนหรือ error ที่ผ่านเข้าไปในแถบฮิสเตอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ แบบ 2 ระดับสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ตามลำดับ เมื่อ Fs_ref คือ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์อ้างอิง Fs คือ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ที่คำนวณได้ d_Fs คือ ความกว้างของแถบฮิสเตอรีซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และ dF0 คือ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ในรอบที่ผ่านมา

- ฟังก์ชัน `Two_level_torque_hysteresis4(Te_ref,Te,d_Te,dt0)` และฟังก์ชัน `Three_level_torque_hysteresis(Te_ref, Te,d_Te,dt0)`

คำนวณค่าลอจิกจากค่า error ที่ผ่านเข้าไปในแถบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิดแบบ 2 ระดับ สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และ แบบ 3 ระดับสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ตามลำดับ เมื่อ `Te_ref` คือ ค่าแรงบิดอ้างอิง `Te` คือ ค่าแรงบิดที่คำนวณได้ `d_Te` คือ ความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิดและ `dt0` คือ ค่าแรงบิดในรอบที่ผ่านมา

- ฟังก์ชัน `Vloltage_C_DTC_4sectors(sector,dF,dt)` และฟังก์ชัน `Vloltage_M_DTC_4sectors(sector,dF,dt)`

คำนวณหาเวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา กรณี C-DTC4V และ M-DTC4V ตามลำดับ เมื่อ `sector` คือ อยู่บนเซกเตอร์ไหน `dF` คือ ค่าลอจิกที่ออกมาจากแถบฮิสเตอร์ซิสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ และ `dt` คือ ค่าลอจิกที่ออกมาจากแถบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิด

- ฟังก์ชัน `Vloltage_C_DTC_6sectors(sector,dF,dt)` ฟังก์ชัน `Vloltage_M_DTC_6sectors(sector,dF,dt)` และฟังก์ชัน `Vloltage_DTC_12sectors(sector,dF,dt)`

คำนวณหาเวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา กรณี C-DTC8V M-DTC8V และ IS12-DTC8V ตามลำดับ

สำหรับ Code โปรแกรมที่ใช้การควบคุมแรงบิดโดยตรงโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิ ความกว้างพัลส์มีโปรแกรมหลัก คือ `SVPWM_DTC_SPIM4V01` สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และ `SVPWM_DTC_SPIM8V01` สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา โดยมีฟังก์ชันย่อยดังต่อไปนี้

- ฟังก์ชัน `SVPWM_4vector(tstart,tt,Ts,Vdc,V_ref,sataV_ref,Sector)` ฟังก์ชัน `SVPWM_6vector(tstart, tt,Ts,Vdc,V_ref,sataV_ref,Sector)`

คำนวณหาเวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยใช้เทคนิคเวกเตอร์ปริภูมิความกว้างพัลส์สำหรับอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 3 ขา ตามลำดับ เมื่อ `tstart` คือ เวลาเริ่มต้น `tt` คือ เวลาสุ่มสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM `Ts` คือ เวลาสุ่มหรือเวลาทั้งหมดในการสร้างสัญญาณ PWM `Vdc` คือ แรงดันคิซิปัสที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ `V_ref` คือ แรงดันอ้างอิง `sataV_ref` คือ มุมของแรงดันอ้างอิง และ `Sector` คือ เซกเตอร์ของแรงดันอ้างอิงที่ตกอยู่

- ฟังก์ชัน Sectors_4vector(ps) และฟังก์ชัน Sectors_6vector(ps)

คำนวณหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันว่าอยู่บนเซกเตอร์ใดของระนาบตีกิวสำหรับ
อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส 2 ขา และ 2 เฟส 3 ขา ตามลำดับ

สำหรับ Code โปรแกรมสำหรับตัวสังเกตความเร็วรอบตัวกรองกาลมานแบบขยายมี
โปรแกรมหลัก คือ Func_EKF_SPIM(xekf) เมื่อ $xekf = [q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4 \ q_5 \ r_1 \ r_2]$
และมีฟังก์ชันย่อย คือ rk4(f,a,b,ya,M)

ภาคผนวก ง

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

รายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

1. ชวัช ชูชิต และ ธนัตชัย กุลวรวานิชพงษ์. (2551). การปรับปรุงการควบคุมแรงบิด โดยตรงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 (EECON32) ณ โรงแรมทวาราวดีรีสอร์ท จังหวัดปราจีนบุรี วันที่ 28-30 ตุลาคม 2551.

2. Kulworawanichpong, T., and Chuchit, T. (2009). **Modified Direct Torque Control for Single-phase Induction Motor Drives**. The WSEAS Transactions on Circuits and System, Issue 9, Vol. 8, pp.779-788.

3. Kulworawanichpong, T., and Chuchit, T. (2009). **Improved Direct Torque Control for Single-phase Induction Motor Drives**. The 9th International Conference on Power System (PS '09). Budapest Hungary 3-5 September 2009.

การปรับปรุงการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

Improved Direct Torque Control for Single-phase Induction Motor Drives

ธวัช ชูจิต และ ธนัชชัช กุลรวรานิชพงษ์
หน่วยวิจัยระบบไฟฟ้ากำลัง

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ.นครราชสีมา 30000

โทรศัพท์ 0-4422-4400, 0-4422-4404 โทรสาร 0-4422-4401 E-mail: wat_100627@hotmail.com and thanatch@sut.ac.th

PW 056

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เขียนวิธีแก้ไขการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว วิธีการที่นำเสนออยู่บนพื้นฐานแผนการควบคุมและพัฒนาแรงบิดโดยตรงแบบฮิสเทอรีซิส 6 เซกเตอร์แบบดั้งเดิม การแก้ไขในบทความนี้ได้แสดง 2 วิธีการควบคุมเรียกว่า 6 เซกเตอร์แบบปรับปรุงและ 12 เซกเตอร์ ตามลำดับ ตารางสวิตช์ได้มาจากพื้นฐานการขับเคลื่อนที่กำหนดเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคอินเวอร์เตอร์สองเฟสสามขา ผลการจำลองผลสามารถวิเคราะห์และปฏิบัติตามสิ่งที่ได้นำเสนอไว้

คำสำคัญ: การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว, การควบคุมแรงบิดโดยตรง, การควบคุมฮิสเทอรีซิส, 6-sector based DTC, 12-sector based DTC

Abstract

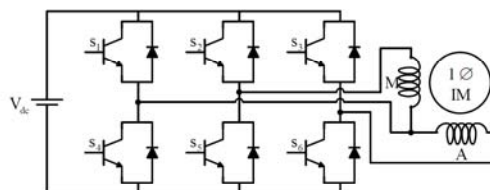
This paper illustrated a modified strategy of direct torque control for single-phase induction motors. The proposed strategy was based on classical six-sector hysteresis-type direct torque control scheme developed by using stator reference frame. The modification made in this paper led to two control strategies called modified six and twelve sectors, respectively. A switching table was derived based on the voltage vectors generated by the three-leg two-phase inverter topology. Simulations were carried out and performance analysis was presented.

Keywords: Single-phase induction motor drives, Direct torque control, Hysteresis control, Six-sector based DTC, Twelve-sector based DTC.

1. บทนำ

การควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control : DTC) โดยวิธีนี้ให้

ผลตอบสนองของแรงบิดและฟลักซ์ได้เร็วและก็จะน่าสนใจมากยิ่งขึ้นซึ่งสังเกตได้จากงานวิจัยในปัจจุบัน ที่สำคัญมีเทคนิคมากมายสำหรับการควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีสมรรถนะสูงที่มีอยู่แล้ว ส่วนใหญ่จะไม่พูดถึงครบถ้วนๆ ไปสำหรับการประยุกต์ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว



รูปที่ 1 ระบบขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์แบบสองเฟสสามขา

ในบทความนี้จะทำการประยุกต์การควบคุมแรงบิด โดยตรงแบบดั้งเดิมโดยใช้ระบบควบคุมการขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์แบบสองเฟสสามขาดังรูปที่ 1 สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวให้มีประสิทธิภาพสูง โดยการสร้างตารางสวิตช์ในการควบคุม

2. แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

แบบจำลองพลวัตสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในกรอบอ้างอิงหนึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้[1,2]

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = -r_{qs}' i_{qs}' + v_{qs}' \quad (1)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = -r_{ds}' i_{ds}' + v_{ds}' \quad (2)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}''}{dt} = -r_{qr}'' i_{qr}'' + \omega_r \lambda_{dr}'' \quad (3)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}''}{dt} = -r_{dr}'' i_{dr}'' - \omega_r \lambda_{qr}'' \quad (4)$$

Counter-clockwise direction:

$$dT_c = 1 \text{ if } |T_c| \leq |T_{ref}| - |\Delta T_c| \quad (14)$$

$$dT_c = 0 \text{ if } |T_c| \geq |T_{ref}| \quad (15)$$

Clockwise direction:

$$dT_c = -1 \text{ if } |T_c| \geq |T_{ref}| - |\Delta T_c| \quad (16)$$

$$dT_c = 0 \text{ if } |T_c| \leq |T_{ref}| \quad (17)$$

It should note that the selection of hysteresis band-width is the key. Too small band-width may cause loss of controllability.

3.2 DTC With Different Sophisticated Tables

Improvement of direct torque control can be carried out in many different ways. The followings are some.

1. Six-sector of different zones:

In this instead of having the first zone sector from -45° to 22.5° , it will be from 0° to 45° as given in Fig. 8. that the states V1 and V4 are not used in the classical DTC because they can increase or decrease the torque at the same sector depending on the position. In the modified DTC, V2 and V5 are the states not used. However, now the ambiguity is in case of flux instead of torque as it was in Classical DTC which makes us inclined towards modified DTC as the main point is to control the torque. Table 2 shows modified DTC lookup table for all its six sectors.

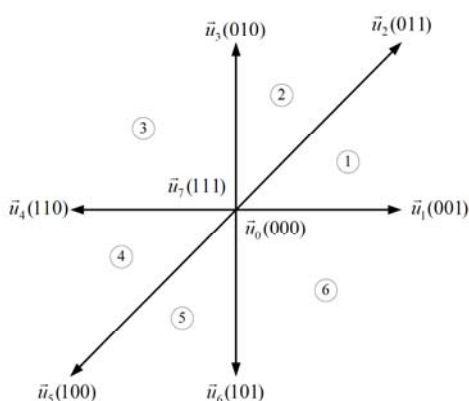


Fig. 8 Modified DTC and its switching vectors

Table 2 Switching table for modification DTC

$d\lambda$	dT_c	sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_6	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4

2. Twelve-sector

In both classical DTC and modified DTC there are two states per sector that introduce ambiguity and hence cannot be used. In order to utilize all six active states per sector the stator flux locus is divided into twelve sectors instead of six. This novel stator flux locus is introduced in Fig. 9. The look up table for 12-sector DTC is as presented in Table 3.

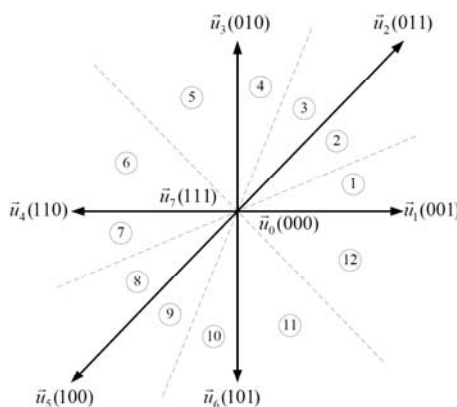


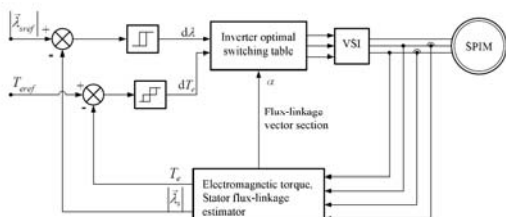
Fig. 9 Twelve-sector DTC and its switching vectors

Table 3 Switching table for twelve-sector DTC

$d\lambda$	dT_c	sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_6	\vec{u}_6
	0	\vec{u}_6	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_4
0	1	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_5	\vec{u}_1	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_3	\vec{u}_3

3. แผนการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับระบบ 2 เฟส

การควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิม [3] ดังรูปที่ 2 อินเวอร์เตอร์จะทำเมื่อได้รับคำสั่ง โดยการให้แผนผังการควบคุมดังรูป



รูปที่ 2 การควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิม

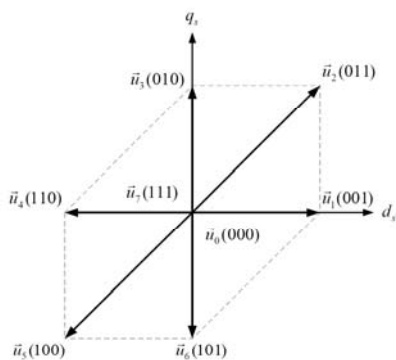
วิธีควบคุมนี้ สเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดสนามแม่เหล็ก (T_e) ทั้งคู่จะถูกคำนวณโดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ตั้งที่ผ่านมาจาก (1) และ (2) สเตเตอร์ฟลักซ์สามารถประมาณได้โดยสมการที่ (5) และ (6) สมการที่ (7) เป็นการประมาณแรงบิด ผลที่ได้จากการคำนวณจะนำไปเปรียบเทียบกับสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดอ้างอิง ค่าผิดพลาดที่ได้จะกำหนดตารางการสวิตช์ สำหรับการเลือกแรงดันอินเวอร์เตอร์[3,4]

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - r_s i_{qs}) dt \tag{5}$$

$$\lambda'_{ds} = \int (v'_{ds} - r'_s i'_{ds}) dt \tag{6}$$

$$T_e = \frac{P}{2} (i_{qs} \lambda'_{ds} - i'_{ds} \lambda_{qs}) \tag{7}$$

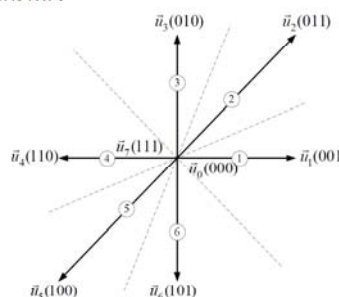
สำหรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว มีการแปลงคล้ายกับในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมี 8 เวกเตอร์แรงดัน ไม่เป็นศูนย์ 6 เวกเตอร์และเป็นศูนย์ 2 เวกเตอร์ โดยสเปกตรัมของเวกเตอร์ที่ได้จะไม่สมมาตรดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 สเปกตรัมของเวกเตอร์สำหรับระบบควบคุม

3. 1 หลักการควบคุมแรงบิดตรงแบบดั้งเดิม

หากละเลยความต้านทานทางด้านสเตเตอร์ จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าจะแปรผันตรงตามสเปกตรัมของสเตเตอร์ฟลักซ์[4,5,6] สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงคำสั่งของ VSI การเปลี่ยนแปลงสวิตซ์ของ Classical six-sector based DTC ในรูปที่ 4 สามารถเขียนได้ดังตารางที่ 1



รูปที่ 4 Classical six-sector based DTC

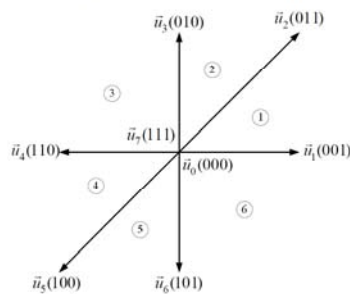
ตารางที่ 1 ตารางสวิตซ์สำหรับ Classical six-sector based DTC

$d\lambda$	dT_e	sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4

3. 2 การปรับปรุงการควบคุมแรงบิด โดยตรง

เนื่องด้วยความไม่สมมาตรของเวกเตอร์จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงขอบเขตของ 6 เซกเตอร์ใหม่ เพื่อให้มีความครอบคลุมในการเลือกเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์มากขึ้นโดยมีวิธีดังต่อไปนี้

1. Six-sector : มีขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่ดังรูปที่ 5 และตารางเปลี่ยนแปลงสวิตซ์สามารถเขียนได้ดังตารางที่ 2 [4,6]



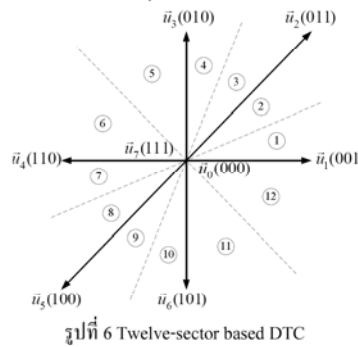
รูปที่ 5 Modified six-sector based DTC

ตารางที่ 2 ตารางสวิตช์สำหรับ Modified six-sector based DTC

$d\lambda$	dT_e	sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4

2. Twelve-sector : มีขอบเขตของแต่ละเซกเตอร์ใหม่

ดังรูปที่ 6 แสดง โดยคำสั่งจะสรุปได้ดังตารางที่ 3 [4]



รูปที่ 6 Twelve-sector based DTC

ตารางที่ 3 ตารางสวิตช์สำหรับ Twelve-sector based DTC

$d\lambda$	dT_e	sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3
0	1	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
$d\lambda$	dT_e	sector					
		7	8	9	10	11	12
1	1	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_6	\vec{u}_6
0	1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_3	\vec{u}_3
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_4

4. ผลการจำลอง

เพื่อพิสูจน์วิธีการที่เสนอได้จำลองผลเชิงตัวเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยใช้เวลาสุ่มเท่ากับ 100us สเตเตอร์ฟลักซ์อ้างอิงคงที่ที่ 0.8 Wb และแรงบิดอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$T_{ref} = 0.0 \text{ N.m} \quad \text{for } 0 \leq t \leq 0.5 \text{ s}$$

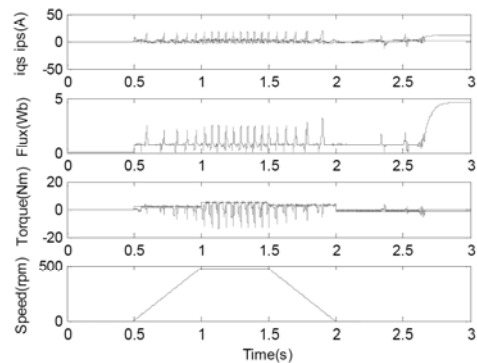
$$T_{ref} = 2.0 \text{ N.m} \quad \text{for } 0.5 \leq t \leq 1.0 \text{ s}$$

$$T_{ref} = 5.0 \text{ N.m} \quad \text{for } 1.0 \leq t \leq 1.5 \text{ s}$$

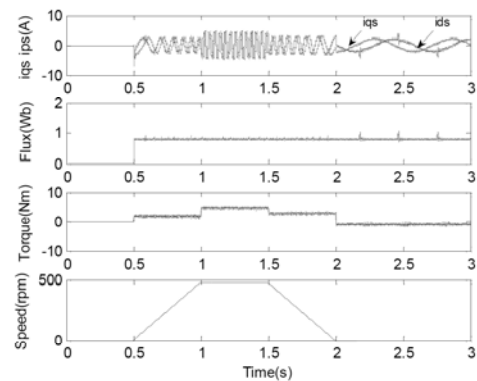
$$T_{ref} = 3.0 \text{ N.m} \quad \text{for } 1.5 \leq t \leq 2.0 \text{ s}$$

$$T_{ref} = -1.0 \text{ N.m} \quad \text{for } 2.0 \leq t \leq 3.0 \text{ s}$$

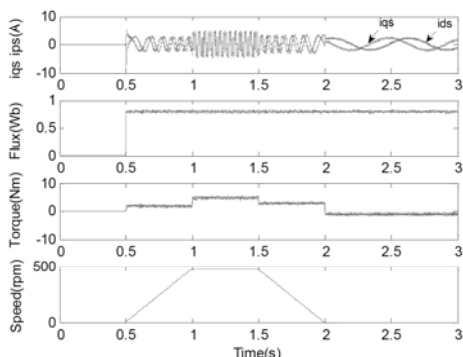
ได้แสดง 3 วิธีสำหรับควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ด้วยวิธีการควบคุมสี่สเตเตอร์รีซีซของขอบเขตค่าความผิดพลาด ผลลัพธ์การตอบสนองของกระแส แรงบิด และสเตเตอร์ฟลักซ์ สามารถแสดงดังรูปที่ 7, 8 และ 9 สำหรับ Classical six-sector based DTC, Modified six-sector based DTC and Twelve-sector based DTC ตามลำดับ



รูปที่ 7 ผลตอบสนองของวิธีควบคุมแบบ Classical six-sector based DTC

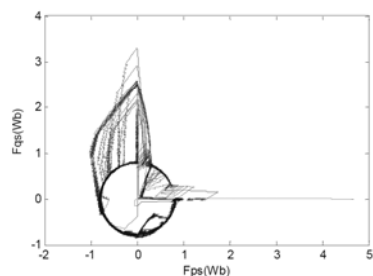


รูปที่ 8 ผลตอบสนองของวิธีควบคุมแบบ Modified six-sector based DTC

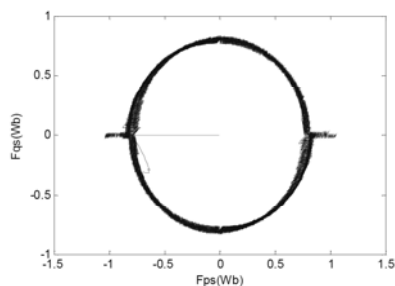


รูปที่ 9 ผลตอบสนองของวิธีควบคุมแบบ Twelve-sector based DTC

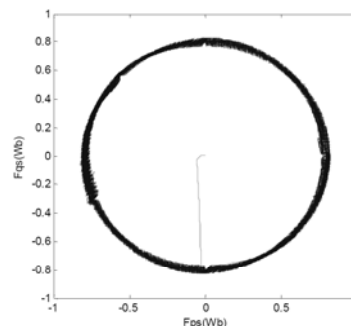
จะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองของแรงบิดที่ควบคุมด้วยวิธี Modified six-sector based DTC สามารถใช้ปรับปรุงฟลักซ์และแรงบิดได้ดีกว่าวิธี Classical six-sector based DTC เนื่องจากขอบเขตแต่ละเซกเตอร์สัมพันธ์กับเวกเตอร์แรงดันที่เลือก สิ่งเหล่านี้เห็นได้จากรูปของสเตเตอร์ฟลักซ์ของมอเตอร์และแรงบิดที่จำลองไว้ สำหรับควบคุมด้วยวิธี Twelve-sector based DTC ควบคุมได้ดีที่สุดเนื่องจากมีจำนวนเซกเตอร์มากขึ้นทำให้ในแต่ละช่วงสามารถเลือกแรงดันที่เหมาะสมยิ่งขึ้นสังเกตได้จากทางเดินของสเตเตอร์ฟลักซ์ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 10, 11 และ 12



รูปที่ 10 สเตเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ที่ควบคุมแบบ Classical six-sector based DTC



รูปที่ 11 สเตเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ที่ควบคุมแบบ Modified six-sector based DTC



รูปที่ 12 สเตเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ที่ควบคุมแบบ Twelve-sector based DTC

5. สรุป

บทความนี้เสนอความเป็นไปได้ในการปรับปรุงสมรรถนะการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยการสร้างตารางการสวิตช์ด้วยการเลียนแบบการควบคุมแรงบิดโดยตรงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังนั้นปัจจัยสำคัญของการควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมคือ การเลือกขอบเซกเตอร์ให้เหมาะสมกับเวกเตอร์แรงดัน และการเพิ่มจำนวนของเซกเตอร์ สามารถดูได้จากผลการจำลอง

เอกสารอ้างอิง

- [1] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machines*, McGraw-Hill, 1987.
- [2] N. Naewngemdee, T.Kulworawanichpong, "Voltage-dependent Parameter Refinement for Single-phase Induction Motors using Genetic Algorithms". *The WSEAS Transactions on Systems*, Issue 5, Vol 5, pp. 1029-1034, 2006.
- [3] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998.
- [4] Y.V.Siva Reddy, M.Vijayakumar and T. Brahmananda Reddy, "Direct Torque Control of Induction Motor Using Sophisticated Lookup Tables Based on Neural Networks", *AIML Journal*, June 2007.
- [5] F.A.S. Neves, E.B.S. Filho, J.M.S. Cruz, R.P. Landim, Z.D. Lins, A.G.H. Accioly, "Single-phase induction motor drives with direct torque control", *The 28th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON02)*, 2002.
- [6] R. de F. Campos, L.F.R. Pinto, J.de Oliveira, A.Nied, L.C.de Marques, A.H.de Souza, "Single-Phase Induction Motor Control Based on DTC Strategies", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007)*, 4-7 June 2007.

Modified Direct Torque Control for Single-phase Induction Motor Drives

THANATCHAI KULWORAWANICHPONG and TAWAT CHUCHIT

Power System Research Unit
School of Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
111 University Avenue, Nakhon Ratchasima
THAILAND
thanatchai@gmail.com

Abstract: - This paper illustrated a modified strategy of direct torque control for single-phase induction motors. The proposed strategy was based on classical six-sector hysteresis-type direct torque control scheme developed by using stator reference frame. The modification made in this paper led to two control strategies called modified six and twelve sectors, respectively. A switching table was derived based on the voltage vectors generated by the three-leg two-phase inverter topology. Simulations were carried out and performance analysis was presented.

Key-Words: - Single-phase induction motor drives, Direct torque control, Hysteresis control, Six-sector based DTC, Twelve-sector based DTC

1 Introduction

Three-phase induction motors have been increasingly important for industrial electric motor applications. It should note that there still exist DC motors in some limited applications, e.g. motors for vehicles. Apart from a large-size electric motor drive, single-phase induction motors are commonly used in household electric motor applications. These applications typically consume the power of a fractional horse power up to around ten horse powers. Although most electric appliances require a few amount of kilo-watt input, minimizing power losses during their operation gives a great benefit resulting in nationwide electric energy used by householders.

In general, single-phase motors are controlled by a thyristor-phase controller or a variable resistor. This is quite simple, but it is not efficient in terms of energy consumption. To achieve this goal, complex control strategy cannot be avoid as long as ac machines are involved. One of widely-used control schemes is variable-voltage, variable-frequency (VVVF) [1]. It can be applied for motor control in many forms. However, this control strategy does not guarantee minimum loss operation. Therefore, adjustable frequency and voltage of the power supply is more flexible and can lead to more economical operation of household electric appliances.

Over half a century, steady-state analysis of induction motors has become a powerful tool to characterize their performances [2-4]. It is fairly good in describing steady-state behaviors. For simple control where accuracy and precision are not that much important, any steady-state model is moderate. However, nowadays, a very accurate torque-speed control of induction motors via the space phasor theory, called vector control [5,6],

is increasingly required by industries [7,8]. However, there also exists some simple control technique that can give good performances in responses. One of them is Direct Torque Control (DTC). It gives outstanding features of fast torque response and simple control structure.

Control of induction motor drives based on direct torque control gives a fast response following the torque command. In fact, this control technique is not new. There is a thousand of works published on well-known international journals and conferences especially those of the three-phase induction motor drives. Also, there exist some articles describing the strategy of direct torque control for a single-phase induction motor. In this paper, a modified DTC was proposed in order to enhance single-phase induction motor drive performances. The basic structure of inverter circuit is given in Fig. 1. It consists of three legs with six switches as same as those of the three-phase voltage source inverter.

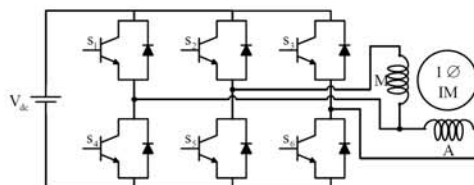


Fig. 1 Inverter circuit topology for single-phase induction motor drives

This paper was divided into six sections. Section 2 is a brief review of single-phase induction motor modeling

using space phasor theory. Section 3 illustrates a basic DTC used as reference. Section 4 presents the modified DTC proposed in this paper. Results and discussion are in Section 5. The last section, Section 6, is conclusion.

2 Single-phase Induction Motor Model

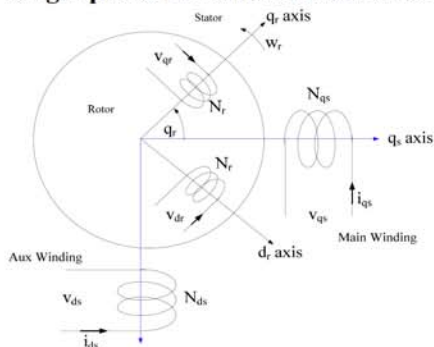


Fig. 2 Winding alignment of a single-phase motor

Single-phase induction motors can be characterized by several different models. The space-phasor approach [2,4] is the method used in this paper. With this model, motor currents, torque and speed can be observable. The space-phasor model is very complicated and needs more space for explanation. However, in this paper only a brief description is presented as follows.

Fig. 2 describes winding alignment of a single-phase induction motor consisting of main and auxiliary windings with their induced voltages and currents. As shown in the figure, a stationary reference frame which is along the axis of the main stator winding is defined and used for mathematical analysis throughout this paper. It is essential to inform that all quantities especially on the rotor need to be transferred to the stator axis. This can be performed by using the following transform matrix.

$$\begin{bmatrix} V_{qr}^s \\ V_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qr}^r \\ V_{dr}^r \end{bmatrix} \quad (1)$$

The superscripts *s* and *r* indicate the reference axis in which the variable belongs to. The dynamic machine model for a single-phase induction motor with squirrel-cage rotor in a stationary reference can be expressed as follows [2].

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qs}^s = -r_{qs}' i_{qs}^s + v_{qs} \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{ds}^s = -r_{ds}' i_{ds}^s + v_{ds} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qr}^{rs} = -r_r' i_{qr}^{rs} + \omega_r \lambda_{dr}^{rs} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dr}^{rs} = -r_r' i_{dr}^{rs} - \omega_r \lambda_{qr}^{rs} \quad (5)$$

By rearranging (2) – (5) based on flux linkage and current relations of the single-phase induction motor, the state-space model, in which stator and rotor currents, and rotor speed are state variables, can be formed.

$$\frac{d}{dt} [x] = [A][x] + [B][u] \quad (6)$$

$$[y] = [C][x] \quad (7)$$

Where

$$[x] = [i_{qs}^s \ i_{ds}^s \ i_{qr}^{rs} \ i_{dr}^{rs} \ \omega_r]^T$$

$$[u] = [v_{qs} \ v_{ds} \ T_L]^T$$

$$[y] = [i_{qs}^s \ i_{ds}^s]^T$$

$$[A] = [G]^{-1} [M]$$

$$[B] = [G]^{-1} [N]$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} L_{lqs} + L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lds} + L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ L_{mq} & 0 & L_{lr}' + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_{lr}' + L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} -r_{qs}' & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_{ds}' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_m & -r_r' & X_r' & 0 \\ X_m & 0 & -X_r' & -r_r' & 0 \\ \alpha i_{dr}^{rs} & -\alpha i_{qr}^{rs} & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix}$$

$$[N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix}$$

$$X_m = \omega_r L_{mq}, X_r' = \omega_r (L_{lr}' + L_{mq}), \alpha = \frac{P \cdot L_{mq}}{2J_m}$$

$i_{qs}, i'_{ds}, i'_{qr}, i'_{dr}, \lambda_{qs}, \lambda'_{ds}, \lambda_{qr}, \lambda'_{dr}$ are the current and flux linkage of the stator and rotor windings. $L_{lqs}, L'_{lds}, L'_{lr}$ are the leakage inductances of the stator and rotor windings. L_{mq} is the stator-rotor mutual inductance. r_{qs}, r'_{ds}, r'_r are the stator and rotor resistances. All variables and parameters are referred to the stationary main-winding reference. J_m is motor's moment of inertia and B_m is damping coefficient.

Applying a numerical time-stepping method to solve a set of differential equations, motor currents, angular speed and position can be calculated numerically.

3 Direct Torque Control Schemes

A Basic direct torque control [9] is given in Fig. 3. Inverters performed by following the command generated by using the control block diagram in Figure.

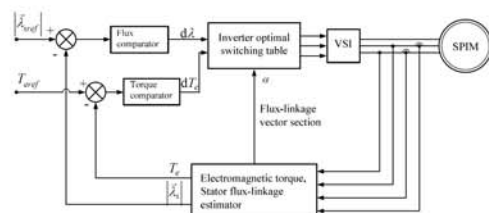


Fig. 3 Basic direct torque control Schemes

With this control strategy, stator flux and electromagnetic torque are both calculated by using the mathematical model given in the previous section. According to (2) and (3), stator flux linkages can be estimated by integrating these equations as expressed in (8) and (9). Eq. (10) gives the expression of torque estimation. Results from this calculation will be compared with flux and torque references. The errors are interpreted by looking up a provided switching table for commanding the voltage source inverter [9-10].

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - r_{qs} i_{qs}) dt \tag{8}$$

$$\lambda'_{ds} = \int (v'_{ds} - r'_{ds} i'_{ds}) dt \tag{9}$$

$$T_e = \frac{P}{2} (i_{qs} \lambda'_{ds} - i'_{ds} \lambda_{qs}) \tag{10}$$

For single-phase inverter-fed induction motors, a classical space vector technique similar to that of three-phase inverter-fed induction motors. It consists of six unsymmetrical non-zero vectors and two zero vectors as shown in Fig. 4.

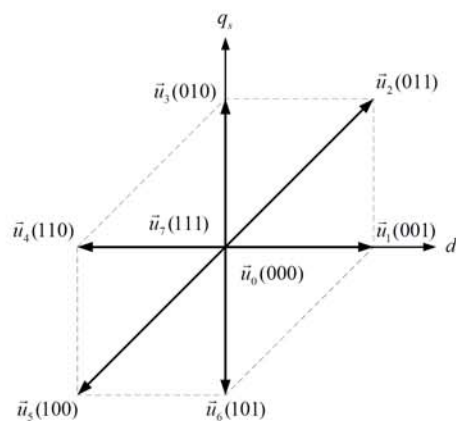


Fig. 4 Space vector for inverter control

3.1 Principle of Classical DTC

A simple direct torque control utilizes a control strategy based on appropriate hysteresis bands for torque and flux regulation. Torque and flux errors are fed to the inverter optimal switching table. This table looking-up is used to synthesize a switching sequence for governing the voltage source inverter as shown in Fig. 5.

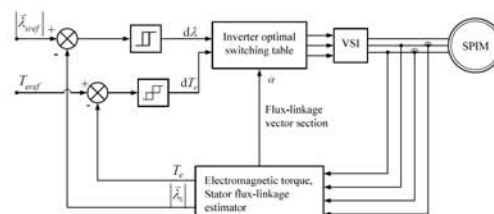


Fig. 5 Classical direct torque control Schemes

The relationship between the voltage vectors and flux variation when stator resistance drop neglected is given by the following equation.

$$v_s = \frac{d\lambda_s}{dt} \tag{11}$$

The above equation shows that the applied voltage space vector produces a stator flux variation which has the same direction of the voltage space vector and amplitude which is proportional to the voltage and time interval for which the voltage vector is applied. Fig. 6 shows the possible dynamic locus of the stator flux and its variation with respect to the chosen VSI states. In Fig. 7, the stator flux revolves in a direction of the selected voltage vector. Therefore, reduction of the stator flux magnitude can be made by choosing a voltage vector of

the table in which the stator flux is reduced. The possible global locus is divided into six different sectors as signaled by the discontinuous line. Accordingly a six sector lookup table is derived as given in Table 1.

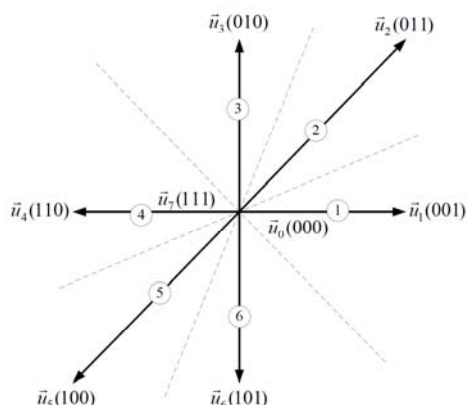


Fig. 6 Classical DTC and its switching vectors

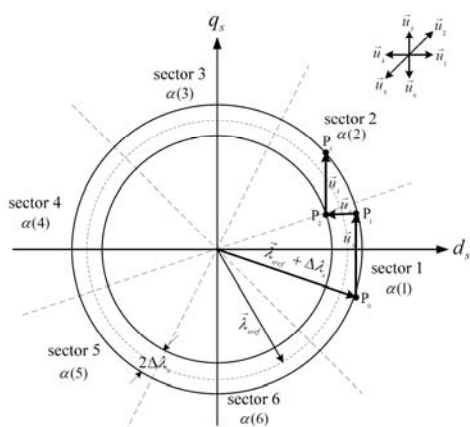


Fig. 7 Locus of the stator flux vectors based on the classical DTC according to the six voltage vectors

Fig. 7 illustrates the strategy of controlling the magnitude of the stator flux vectors within the hysteresis band of $2\Delta\lambda_s$. From the figure, the circle is divided into six sectors. At a particular time sampling, the stator flux vector is located on which of the six sectors. Each sector corresponds with six voltage vectors given at the top right corner. To force the stator flux vector revolving within the hysteresis band, one of the six voltage vectors

that yields the best direction of riding on the dash circle must be chosen.

Table 1 Switching table for classical DTC

$d\lambda$	dT_c	sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5
0	1	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4

From Table 1, the summary of voltage vector selection is presented according with the need for changing the stator flux and torque values. Although six vectors are normally mentioned, there are totally eight voltage vectors, where the two left are zero vectors.

In this paper, to control the stator flux magnitude uses the strategy of two-level flux hysteresis. It consists of two codes for the flux change. $d\lambda = 1$ is for flux incremental while $d\lambda = 0$ represents the flux reduction as given in the table. The following equations describe the determination of the flux change based on the two-level flux hysteresis.

$$d\lambda = 1 \text{ if } |\vec{\lambda}_s| \leq |\vec{\lambda}_{sref}| - |\Delta\lambda_s| \quad (12)$$

$$d\lambda = 0 \text{ if } |\vec{\lambda}_s| \geq |\vec{\lambda}_{sref}| + |\Delta\lambda_s| \quad (13)$$

Equation 12 illustrates the case such that the stator flux is located inside the inner circle, the lower limit. In this case, the flux must be increased. This gives $d\lambda = 1$. In the same manner, Equation 13 illustrates the case such that the stator flux is located outside the outer circle, the upper limit. In this case, the flux must be decreased. This gives $d\lambda = 0$.

Meanwhile, where the stator flux is regulated, the induced torque is also controlled by the six voltage vectors. The torque change can be classified into three values. $dT_c = 1$ is to increase the torque. In the opposite direction, $dT_c = -1$ means to reduce the torque. Unlike the flux change, the torque error control is based on the strategy of three-level hysteresis. $dT_c = 0$ is used for which of regulating the torque level. These can be summarized by (14) - (17).

$d\lambda$	dT_e	sector					
		7	8	9	10	11	12
1	1	\vec{u}_6	\vec{u}_6	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_3	\vec{u}_3
	0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0	\vec{u}_0
	-1	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_5	\vec{u}_1	\vec{u}_1
0	1	\vec{u}_1	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_2	\vec{u}_4	\vec{u}_4
	0	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7	\vec{u}_7
	-1	\vec{u}_3	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_4	\vec{u}_6	\vec{u}_6

4 Simulation Results

To verify the effectiveness of the proposed DTC, the stator flux was assumed to be regulated at 0.8 Wb while the electromagnetic torque was controlled accordingly as follows.

- $T_{ref} = 0.0 \text{ N.m}$ for $0 \text{ s} \leq t \leq 0.5 \text{ s}$
- $T_{ref} = 0.5 \text{ N.m}$ for $0.5 \text{ s} \leq t \leq 1.0 \text{ s}$
- $T_{ref} = 2.0 \text{ N.m}$ for $1.0 \text{ s} \leq t \leq 1.5 \text{ s}$
- $T_{ref} = 1.0 \text{ N.m}$ for $1.5 \text{ s} \leq t \leq 2.0 \text{ s}$
- $T_{ref} = -0.5 \text{ N.m}$ for $2.0 \text{ s} \leq t \leq 3.0 \text{ s}$

The test [13] was challenged by three different strategies of the switching table:

- i) classical six-sector DTC of Table 1
- ii) modified six-sector DTC of Table 2
- iii) twelve-sector DTC of Table 3.

It notes that parameters of the test system can be obtained in [14]. The test was divided into three cases. Each case represented the change in sampling time or the hysteresis band-width. Also, each of which was performed the stator flux regulation and the torque control as given above by the three switching tables. All the three test cases were illustrated as follows.

4.1 Test 1:

- Sampling time = 100 μs
- Hysteresis flux = 0.01
- Hysteresis Torque = 0.05

By applying the three different switching tables of DTC for single-phase induction motor drives with hysteresis control of a specified error band, results of current, torque and flux responses can be shown in Fig. 10, 11 and 12 for the classical DTC, modified six-sector DTC and twelve-sector DTC, respectively.

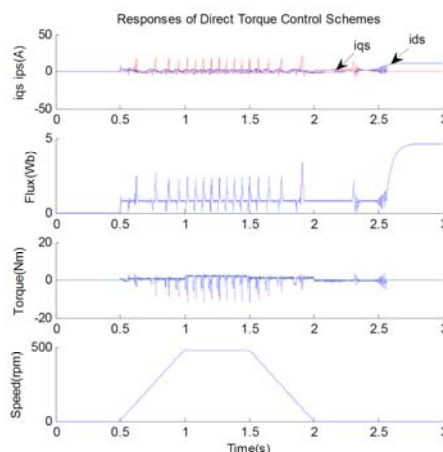


Fig. 10 Responses of the classical DTC case

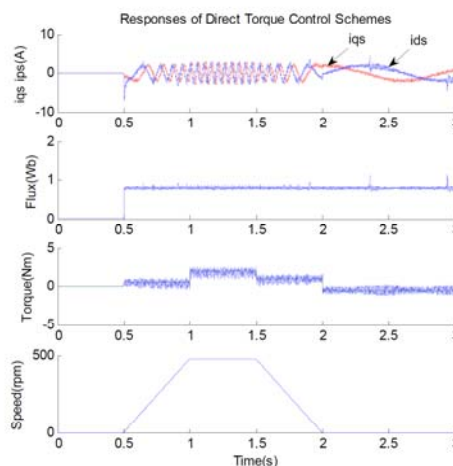


Fig. 11 Responses of the modified DTC case

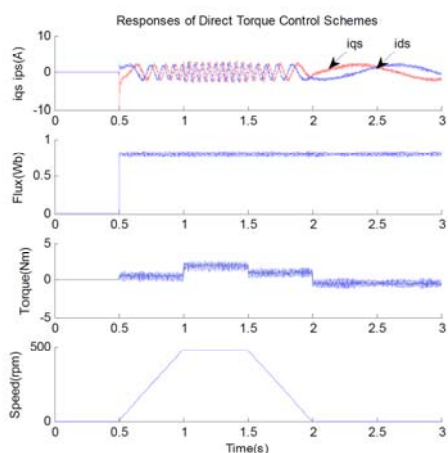


Fig. 12 Responses of the twelve-sector DTC case

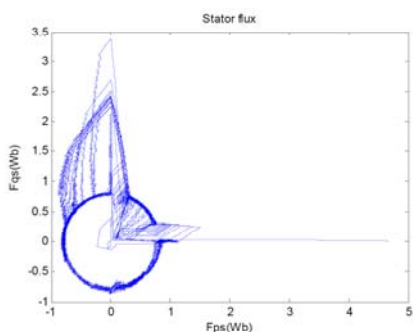


Fig. 13 Stator flux of the classical DTC case

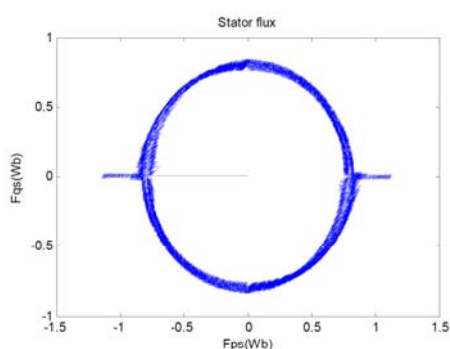


Fig. 14 Stator flux of the modified DTC case

As can be seen, the results showed that two proposed DTC schemes can be used to regulate both flux and torque more accurate than those controlled by the

classical DTC. This can be explained by visualizing stator flux trajectory of the motor due to the operation for all three cases as shown in Figs 13 – 15.

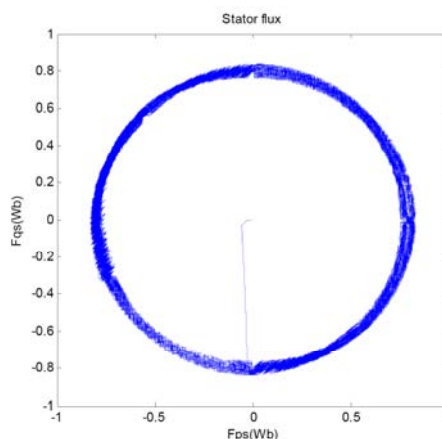


Fig. 15 Stator flux of the twelve-sector DTC case

The results revealed that the modified six-sector DTC (Table 2) gave the better response in both stator flux and torque than the classical scheme especially in transient states. However, the performance can be further improved by applying the twelve-sector DTC. It is due to the number of sectors. The twelve-sector DTC consists of more choices to command the VSI input. Therefore, optimal switching commands can be variously synthesized.

4.2 Test 2:

- Sampling time = $25\mu s$
- Hysteresis flux = 0.01
- Hysteresis Torque = 0.05

In this test, the three different switching tables of DTC for single-phase induction motor drives were still used. The hysteresis band-width of the flux and torque was set as those of the test 1 while the sampling time was smaller. With the smaller sampling time, the classical DTC was unable to control the induced torque following the command. Thus, its results were not presented. The results of current, torque, speed and flux responses of the two left can be shown in Fig. 16 and 17 for modified six-sector DTC and twelve-sector DTC, respectively. In addition, the stator flux trajectory of the two DTC was also given in Figs 18 – 19.

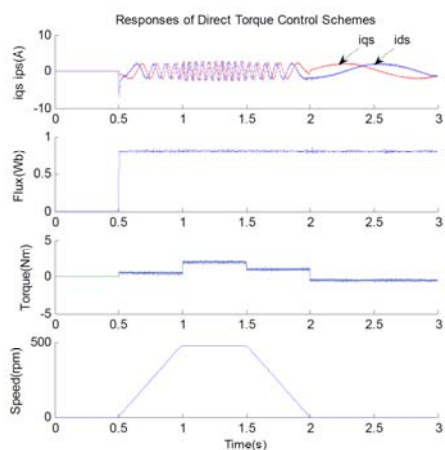


Fig. 16 Responses of the modified DTC case

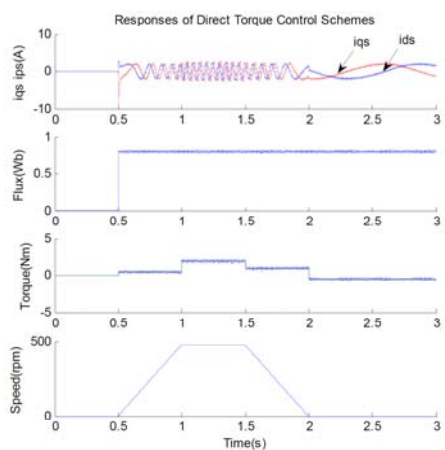


Fig. 17 Responses of the twelve-sector DTC case

As can be seen, when the sampling time was reduced, the stator flux locus was smoother in case of the modified six-sector scheme. At this test, the difference was not significant. It indicated that the choice of sampling time is essential in order to achieve good performances.

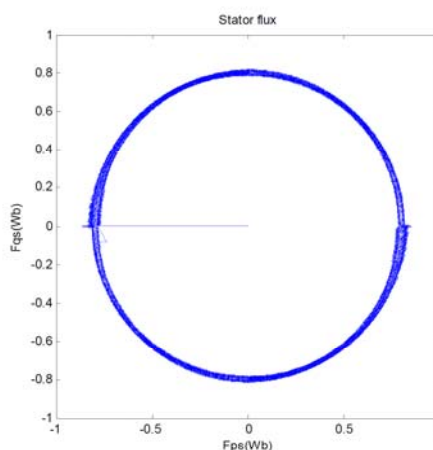


Fig. 18 Stator flux of the modified DTC case

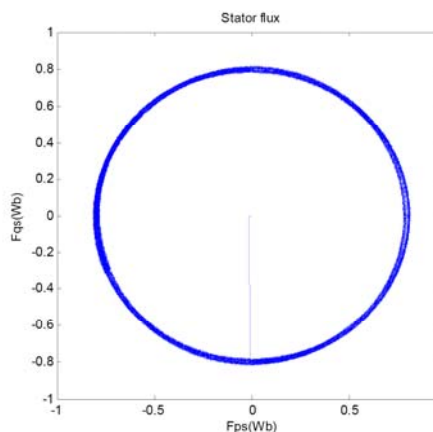


Fig. 19 Stator flux of the twelve-sector DTC case

4.3 Test 3:

Sampling time = $25 \mu\text{s}$
 Hysteresis flux = 0.005
 Hysteresis Torque = 0.01

In this test case, the three different switching tables of DTC for single-phase induction motor drives were still used. The hysteresis band-width of the flux and torque was set to different values while the sampling time was held as the test case 2. With the smaller sampling time, the classical DTC was still unable to control the induced torque following the command. Thus, its results were not presented in this case. The results of current, torque, speed and flux responses of the two left can be shown in

Fig. 20 and 21 for modified six-sector DTC and twelve-sector DTC, respectively. In addition, the stator flux trajectory of the two DTC was also given in Figs 18 – 19.

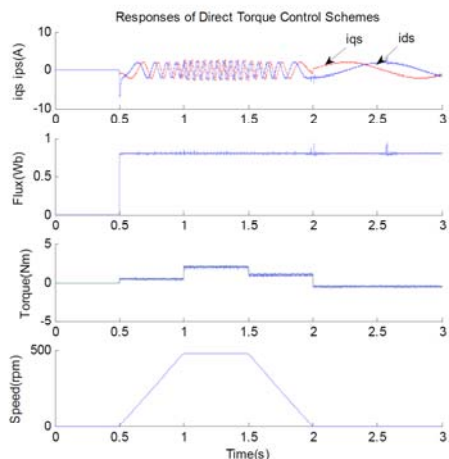


Fig. 20 Responses of the modified six-sector DTC case

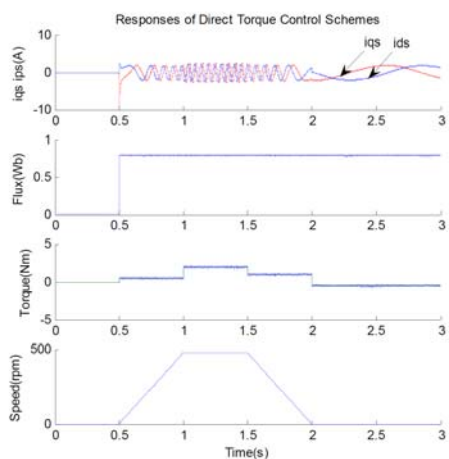


Fig. 21 Responses of the twelve-sector DTC case

As can be seen, when the hysteresis band-width was changed, the stator flux locus was smoother in case of the twelve-sector scheme while the result from the modified six-sector was not as good as that of the twelve-sector scheme. At this test, the difference was clearly different. It indicated that the choice of band-width is also another essential factor in order to achieve good performances.

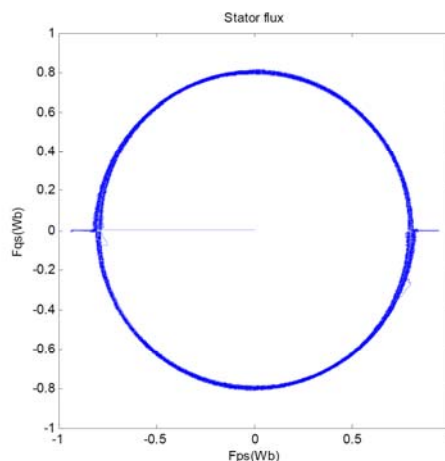


Fig. 22 Stator flux of the modified DTC case

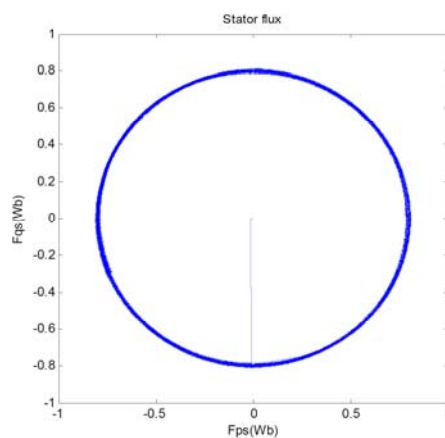


Fig. 23 Stator flux of the twelve-sector DTC case

5 Conclusion

This paper presented a modified six-sector based DTC and a twelve-sector based DTC for single-phase induction motor drives. Looking-up table based switching control strategy of the inverter was provided. Test was conducted to perform the stator flux and torque regulation. As a result, the modified six-sector based DTC and the proposed twelve-sector based DTC gave satisfactory results and this confirmed the effectiveness of the proposed DTC schemes. In addition, from which satisfactory results choices of sampling time and hysteresis band-width are two key factors in order to gain good performances.

6 Acknowledgment

The authors would like to acknowledge the financial support of the research grant (MRG5080029) sponsored by the Thailand Research Fund, during a period of this work.

References:

- [1] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machines*, McGraw-Hill, 1987.
- [2] N. Naewngerndee, C. Sukcharoen, T. Kulworawanichpong, Simulation of Single-Phase Induction Motor Drives with Non-sinusoidal Power Supply. *The WSEAS Transactions on Systems*, Issue 5, Vol 5, pp. 1029-1034, 2006
- [3] R. Krishnan, *Electric motor drives – modelling, analysis and control*, Prentice-Hall, 2001
- [4] S. Rawcekul, T. Kulworawanichpong, S. Sujitjorn, Parallel -Connected Single -Phase Induction Motor:Modelling and Simulation, *The WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 3, Vol 5, pp. 377-384
- [5] J.W.L. Nerys, A. Hughes & J. Corda, Alternative implementation of vector control for induction motor and its experimental evaluation, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 147(1), 2000, pp. 7–13.
- [6] M. Yano & M. Iwahori, Transition from slip-frequency control to vector control for induction motor drives of traction applications in Japan, *The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003, Saitama, Japan, pp. 1246–1251.
- [7] S. Shinnaka, S. Takeuchi, A. Kitajima, F. Eguchi & H. Haruki, Frequency-hybrid vector control for sensorless induction motor and its application to electric vehicle drive, *IEEE 16th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001*, Yokohama, Japan, pp. 32–39.
- [8] M. Benhaddadi, K. Yazid & P. Khaldi, An effective identification of rotor resistance for induction motor vector control, *Proc. IEEE Instru. and Meas. Tech. Conf.*, 1997, Ottawa, Canada, pp. 339–342.
- [9] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998.
- [10] Y.V.Siva Reddy, M.Vijayakumar and T. Brahmananda Reddy, Direct Torque Control of Induction Motor Using Sophisticated Lookup Tables Based on Neural Networks, *AIML Journal*, June 2007.
- [11] F.A.S. Neves, E.B.S. Filho, J.M.S. Cruz, R.P. Landim, Z.D. Lins, A.G.H. Accioly, Single-phase induction motor drives with direct torque control, *The 28th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON02)*, 2002.
- [12] R. de F. Campos, L.F.R. Pinto, J.de Oliveira, A.Nied, L.C.de Marques, A.H.de Souza, Single-Phase Induction Motor Control Based on DTC Strategies, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007)*, 4-7 June 2007.
- [13] T. Kulworawanichpong and T. Chuchit, Improved direct torque control for single-phase induction motor drives, *The 9th WSEAS International Conference on Power Systems*, 3 – 5 September 2009, Budapest, Hungary, pp. 152 – 157.
- [14] N. Naewngerndee and T. Kulworawanichpong, Voltage-dependent parameter refinement for single-phase induction motors using genetic algorithms, *The WSEAS Transaction on System and Control*, Vol. 4, Issue 1, pp. 45 – 54, 2009

ประวัติผู้เขียน

นายรัช ชูจิต เกิดเมื่อวันที่ 10 มิถุนายน พ.ศ. 2527 ที่จังหวัดตรัง สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนห้วยนางราษฎร์บำรุง จังหวัดตรัง และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับ 2 จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2549 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ สถาบันเดิม ขณะศึกษาได้เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 5 รายวิชา ได้แก่ (1) ปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้า 2 (2) ปฏิบัติการระบบไฟฟ้ากำลัง 1 (3) ปฏิบัติการระบบไฟฟ้ากำลัง 2 (4) ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า 1 และ (5) ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า 2 โดยมีความสนใจในด้านการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ และมีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษาดังภาคผนวก ก.