

ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัลสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

นาย ทวีศักดิ์ วงศ์ศรีถาวรสุข

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย


ปีการศึกษา 2545

ISBN 974-17-2572-8

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A DIGITAL DIRECT TORQUE CONTROL FOR INDUCTION MOTORS

Mr. Taweesak Wongsrithawornsuk



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2002

ISBN 974-17-2572-8

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัลสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ
โดย	นาย ทวีศักดิ์ วงศ์ศรีถาวรสุข
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เจ็ดกุล ไสภวานิชย์)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ทวีศักดิ์ วงศ์ศรีถาวรสุข : ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัลสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ. (A DIGITAL DIRECT TORQUE CONTROL FOR INDUCTION MOTORS) อ. ที่ปรึกษา : อ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 93 หน้า. ISBN 974-17-2572-8.

ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสมรรถนะสูงในปัจจุบันที่นิยมใช้ในการควบคุมความเร็วและแรงบิด คือ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ แต่เนื่องจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ละเอียดไม่ได้พิจารณาถึงข้อจำกัดของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังให้กับมอเตอร์ซึ่งสามารถสร้างแรงดันได้ในรูปแบบและขนาดที่จำกัด จึงได้มีการพัฒนาระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงขึ้นมา ซึ่งเป็นระบบที่รวมการควบคุมมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์เข้าด้วยกัน แต่ระบบนี้จะให้รูปแบบในการสวิตซ์ที่ไม่แน่นอน ซึ่งเหมาะกับระบบแอนะล็อก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจึงได้พัฒนาวิธีการควบคุมแรงบิดและฟลักซ์โดยตรงขึ้นมาใหม่ให้เหมาะสมกับระบบดิจิทัล และวิธีการนี้ยังให้รูปแบบการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ที่มีระเบียบและสอดคล้องกับวิธีการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ และโดยการคำนวณหาช่วงเวลาการใช้เวกเตอร์แรงดันล่วงหน้าอย่างเหมาะสม เราก็จะสามารถควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ให้อยู่ในขอบเขตที่ต้องการได้ ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองที่ได้ แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่ได้พัฒนาขึ้น

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....	ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....	ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา...2545.....	ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

4270339621 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD: DIRECT TORQUE CONTROL / INDUCTION MOTOR / INVERTER

TAWEESAK WONGSRITHAWORNUSUK : A DIGITAL DIRECT TORQUE CONTROL FOR
INDUCTION MOTORS THESIS ADVISOR : DR. SOMBOON SANGWONGWANICH, 93
pp. ISBN 974-17-2572-8.

Nowadays, the most popular control method to effectively control both the speed and the torque of an induction motor is the vector control. However, the inverter which supplies the power to the motor can produce only voltages with limited patterns and amplitudes, and this limitation of the inverter's capability has been neglected in the vector control system. This leads to the development of the direct torque control (DTC) method which integrates the inverter limitation into the torque and flux control of the motor. Since the switching timing of the inverter in the DTC is determined by the hysteresis comparators, the resultant switching pattern is irregular or unpredictable, and the implementation needs a very high speed hardware comparable to that of the analog circuit. To overcome these problems, a novel DTC method is proposed in this thesis. The new DTC generates a regular switching pattern with a predetermined sequence similar to that of the conventional PWM, and owing to the predictive-algorithm-based DTC scheme, it is suitable for digital implementation. By calculating the appropriate time intervals of the active vectors and zero vectors generated by the PWM inverter, both the stator flux and the torque can be regulated within their specified limits. Simulation and experimental results confirm the feasibility of the proposed DTC method.

Department.....ELECTRICAL ENGINEERING..Student's signature.....

Field of study.....ELECTRICAL ENGINEERING..Advisor's signature.....

Academic year...2002.....Co-advisor's signature.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความเอาใจใส่และความใส่ใจอย่างยิ่งจาก อาจารย์ ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา รวมถึง บริษัท เอ.พี.วาย. เอ็นจิเนียริง ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิจัย ตลอดจนรุ่นน้องรุ่นพี่และรวมถึงเพื่อน ๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ให้ความช่วยเหลือ คำแนะนำ และกำลังใจเล็ก ๆ ที่ยิ่งใหญ่ในการพัฒนา งานวิจัย รวมถึงท่านอาจารย์ทั้งหลายที่ให้ความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งถึงปัจจุบัน

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้อง ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญภาพ.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
2 ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	5
3 ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล.....	12
4 ผลการจำลองระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล.....	32
5 การสร้างระบบจริงและผลการทดสอบระบบ.....	48
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	67
รายการอ้างอิง.....	69
ภาคผนวก.....	70
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	80

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
3.1 การเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันเมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา.....	15
3.2 การเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันเมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา.....	16
5.1 พิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย.....	48



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
1.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์.....	1
1.2 ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	2
1.3 ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่นำเสนอ.....	3
2.1 องค์ประกอบของเวกเตอร์แรงดันที่ส่งผลต่อฟลักซ์และแรงบิด.....	6
2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกัน 8 รูปแบบและเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	7
2.3 การแบ่งเซกเตอร์.....	8
2.4 ตัวอย่างผลของเวกเตอร์แรงดันต่าง ๆ ต่อขนาดของฟลักซ์และแรงบิด.....	8
2.5 ตัวอย่างการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันในระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง.....	9
2.6 การมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบขอบคู่ (Double Edge).....	10
2.7 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดที่เกิดจากการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบขอบคู่.....	10
3.1 ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่นำเสนอ.....	12
3.2 การจ่ายเวกเตอร์แรงดันตามรูปแบบที่กำหนด และการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดที่เกิดขึ้น (* : ค่าคำสั่ง).....	13
3.3 การนิยามช่วงเวลาที่เกิดจากเงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด.....	17
3.4 รายละเอียดการคำนวณแต่ละช่วงเวลาที่เกิดจากเงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด.....	17
3.5 แผนภาพการเลือกค่าช่วงเวลาภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด.....	19
3.6 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดเมื่อ $t_b \geq t_{bmax}$ (ก่อนปรับปรุง).....	20
3.7 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_b และ t_c เมื่อ $t_b \geq t_{bmax}$ (ก่อนย่อส่วน).....	21
3.8 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดเมื่อ $t_b \geq t_{bmax}$ หลังผ่านการย่อส่วน.....	21
3.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	22
3.10 เวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์และแรงดันในย่านความเร็วสูงและต่ำ.....	22
3.11 การประมาณการลดลงของช่วงเวลา t_b และ t_c	24
3.12 การเลือกเวกเตอร์แรงดันในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์.....	25
3.13 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_b และ t_c ในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์.....	25
3.14 รูปแบบที่ได้ในช่วงเวลา t_b และ t_c ในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์ก่อนผ่านการย่อส่วน.....	26
3.15 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดในช่วงเวลา t_b และ t_c ในช่วงที่ฟลักซ์	

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพประกอบ	หน้า
เปลี่ยนเซกเตอร์หลังผ่านการย่อส่วน.....	26
3.16 ผลการเลือกเวกเตอร์แรงดันในย่านความเร็วสูง.....	27
3.17 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_a และ t_b เมื่อ $(dT/dt) _{v_b} < 0$	28
3.18 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดในช่วงเวลา t_a และ t_b เมื่อ $(dT/dt) _{v_b} < 0$ หลังผ่านการย่อส่วน.....	29
3.19 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_b และ t_c เมื่อ $(dT/dt) _{v_c} < 0$	29
3.20 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ก่อนปรับปรุง.....	30
3.21 รูปแบบการคำนวณเพื่อทำให้ระลอกฟลักซ์สมดุล.....	30
3.22 การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดก่อนปรับปรุง.....	31
3.23 รูปแบบการคำนวณเพื่อทำให้ระลอกแรงบิดสมดุล.....	31
4.1 การสุ่มค่าสัญญาณทุก ๆ ครึ่งคาบของการสวิตช์.....	32
4.2 แผนภาพการคำนวณของอัลกอริทึมใน S-Function.....	33
4.3 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม).....	35
4.4 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ความเร็ว 300 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม).....	35
4.5 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม).....	36
4.6 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ความเร็ว 1000 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม).....	36
4.7 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล).....	37
4.8 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ความเร็ว 300 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล).....	37
4.9 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 500 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล).....	38
4.10 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ความเร็ว 500 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล).....	38

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
ภาพประกอบ	
4.11 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง เชิงดิจิทัล).....	39
4.12 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ ความเร็ว 1000 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล).....	39
4.13 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1420 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง เชิงดิจิทัล).....	40
4.14 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ ความเร็ว 1420 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล).....	40
4.15 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราว เมื่อใส่โหลด 10 N-m ที่ความเร็ว 300 rpm.....	42
4.16 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) เมื่อใส่ โหลด 10 N-m ที่ความเร็ว 300 rpm.....	42
4.17 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราว เมื่อใส่โหลด 10 N-m ที่ความเร็ว 1000 rpm.....	43
4.18 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) เมื่อใส่ โหลด 10 N-m ที่ความเร็ว 1000 rpm.....	43
4.19 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อเร่งความเร็วจาก 500 rpm ไป 1000 rpm.....	44
4.20 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อลดความเร็วจาก 1000 rpm ไป 500 rpm.....	45
4.21 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อสั่งกลับทิศจาก 1000 rpm ไป -1000 rpm.....	46
4.22 สเปกตรัมของแรงดันสเตเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 300 rpm.....	47
4.23 สเปกตรัมของแรงดันสเตเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1000 rpm.....	47
5.1 โครงสร้างของระบบฮาร์ดแวร์โดยรวม.....	49
5.2 คาบเวลาการสวิตช์ในช่วงครึ่งแรก (T_k) และครึ่งหลัง (T_k').....	50
5.3 คาบเวลาของการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์.....	50
5.4 คาบเวลา T_k มีค่าน้อยกว่าคาบเวลา T_k'	51
5.5 คาบเวลา T_k มีค่ามากกว่าคาบเวลา T_k'	51
5.6 แผนภาพการตรวจสอบค่าคาบเวลา T_k และ T_k' เปรียบเทียบกับ t_{sw_min} และ t_{sw_max}	53
5.7 การทำนายค่าต่าง ๆ ล่วงหน้า 1 คาบการสุ่มสัญญาณ.....	54
5.8 การทำนายค่า $T(k)$ และ $\lambda_s(k)$	54

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพประกอบ	หน้า
5.9 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม.....	58
5.10 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 300 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม.....	58
5.11 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม.....	59
5.12 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 1000 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม.....	59
5.13 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	60
5.14 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 300 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	60
5.15 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 500 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	61
5.16 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 500 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	61
5.17 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	62
5.18 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 1000 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	62
5.19 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1420 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	63
5.20 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 1420 rpm เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4.....	63
5.21 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อเร่งความเร็วจาก 500 rpm ไป 1000 rpm.....	64
5.22 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อลดความเร็วจาก 1000 rpm ไป 500 rpm.....	65
5.23 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อสั่งกลับทิศจาก 200 rpm ไป -200 rpm ที่แรงดันบัลไฟตรง 100 V.....	66

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพประกอบ	หน้า
ข.1 แผนภาพการทำงานโดยรวมของซอฟต์แวร์.....	73
ข.2 แผนภาพการใส่ค่าในตัวรีจิสเตอร์เปรียบเทียบ (Compare Register) ในโปรแกรมการบริการอินเทอร์พต์ Underflow และ Period.....	74
ข.3 แผนภาพรายละเอียดการคำนวณในโปรแกรมบริการอินเทอร์พต์ Underflow.....	75
ข.4 แผนภาพในส่วนการเลือกคูเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ.....	76
ข.5 แผนภาพในส่วนตัวควบคุมแบบ PI.....	77
ข.6 แผนภาพตัวอย่างการคำนวณช่วงเวลา t_a	78
ข.7 แผนภาพการคำนวณเพื่อจำกัดคาบการสวิตช์ให้อยู่ในช่วง T_{min} และ T_{max}	79

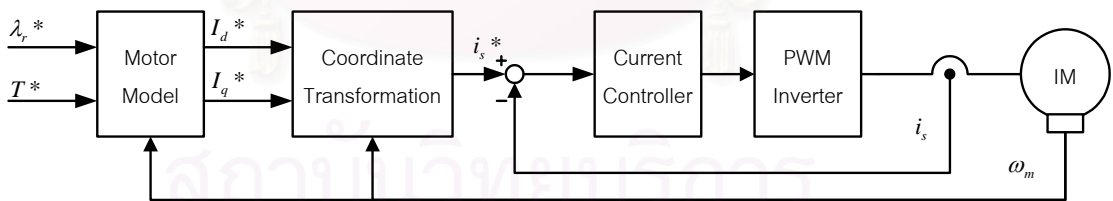
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

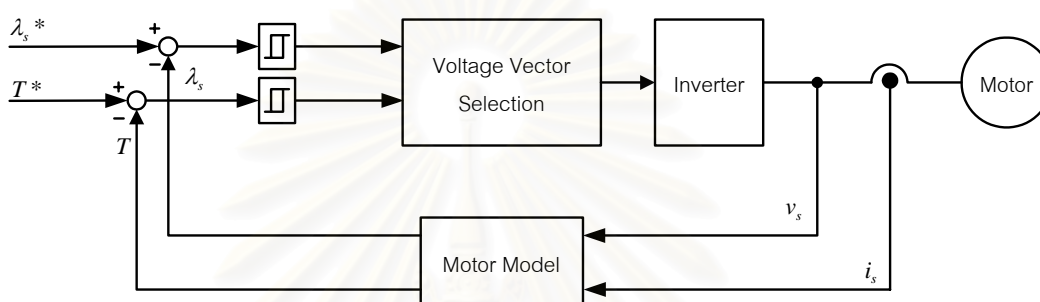
ในช่วงสองทศวรรษที่ผ่านมา การพัฒนาทางด้านการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสลับได้พัฒนาไปอย่างมาก ซึ่งเป็นผลมาจากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และด้านการประมวลผลสัญญาณความเร็วสูง โดยในปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ถูกนำมาใช้ในระบบขับเคลื่อนสำหรับภาคอุตสาหกรรมเป็นจำนวนมาก ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสมรรถนะสูงที่นิยมใช้ในการควบคุมความเร็วและแรงบิด คือ ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 1.1 คำสั่งของแรงบิดและฟลักซ์จะถูกนำมาใช้คำนวณหาค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อจ่ายให้มอเตอร์ โดยอาศัยหลักการพื้นฐานของวิธีการควบคุมกระแสส่วนที่สร้าง ฟลักซ์ (I_d^*) และแรงบิด (I_q^*) แต่เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังให้กับมอเตอร์สามารถสร้าง แรงดันได้ในรูปแบบและขนาดที่จำกัด และการที่จะสร้างแรงดันใด ๆ จะต้องอาศัยเทคนิคการ มอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation) ดังนั้นการควบคุมกระแสให้ได้ตามความต้องการผ่านทางแรงดันจึงอาจมีปัญหาได้ถ้าขนาดของแรงดันบัสไฟตรงมีค่าต่ำกว่าคืออาจทำให้การควบคุมแรงบิดในภาวะชั่วคราวไม่เป็นไปตามที่ต้องการถ้าเกิดโอเวอร์มอดูเลชัน นอกจากนี้ในภาวะอยู่ตัวค่าระลอกของฟลักซ์และแรงบิดก็อาจมีค่ามากได้



รูปที่ 1.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์

เพื่อเป็นการแก้ปัญหาของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ อันเกิดขึ้นเนื่องจากการละเลยข้อจำกัดของอินเวอร์เตอร์ จึงได้มีการพัฒนาระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control - DTC) ขึ้นมา (I. Takahashi [1], M. Depenbrock [2]) โดยระบบนี้จะพิจารณาเทคนิคการควบคุมมอเตอร์และการทำงานของอินเวอร์เตอร์รวมเข้าด้วยกัน ระบบดังกล่าวตั้งอยู่บนพื้นฐานของการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดโดยตรงที่อาศัยการควบคุมแบบฮิสเตอรีซิส ดังแสดงในรูปที่ 1.2 การเลือกรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Voltage Vector

Selection) จะพิจารณาจากตำแหน่งเวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์ และความต้องการในการเพิ่มหรือลดขนาดของฟลักซ์และแรงบิด เพื่อทำการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดให้เป็นไปตามความต้องการ จากรูปที่ 1.2 จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงจะแตกต่างจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์คือ ไม่มีการสร้างกระแสหรือแรงดันคำสั่ง แต่จะทำการสั่งอินเวอร์เตอร์ด้วยรูปแบบการสวิตช์โดยตรง อีกทั้งไม่ต้องการข้อมูลความเร็วรอบเพื่อใช้ในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิด เพราะในการคำนวณค่าแรงบิดจริงและฟลักซ์จริงในแบบจำลองมอเตอร์ (Motor Model) นั้น เราต้องการข้อมูลทางด้านสเตเตอร์แต่เพียงด้านเดียว

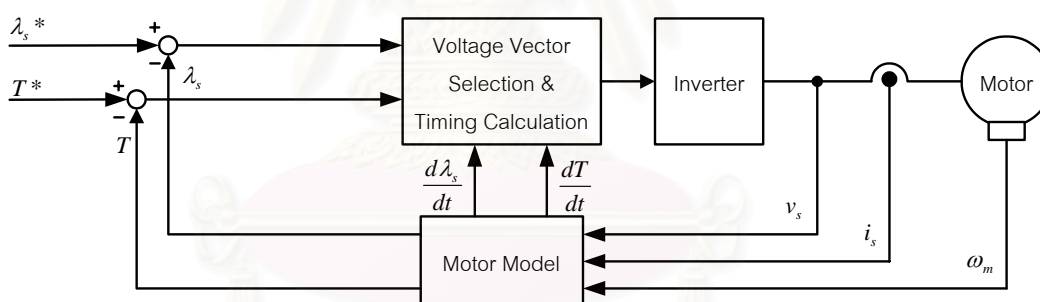


รูปที่ 1.2 ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง

ข้อแตกต่างที่สำคัญระหว่างการควบคุมแบบแรงบิดโดยตรงและแบบเวกเตอร์

- การทำงานของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง เป็นการควบคุมแรงบิดและฟลักซ์โดยตรงผ่านตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส ส่วนหลักการของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์คือการพยายามเลียนแบบลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์กระแสตรง โดยการแยกองค์ประกอบของกระแสออกเป็นกระแสที่ใช้ในการสร้างฟลักซ์ และกระแสที่ใช้ในการสร้างแรงบิด
- การควบคุมการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ด้วยวิธีควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้น ไม่จำเป็นต้องอาศัยข้อมูลเกี่ยวกับความเร็วรอบและตำแหน่งของเพลามอเตอร์ แต่ในการควบคุมแบบเวกเตอร์จำเป็นต้องมีอุปกรณ์วัดหรือคำนวณค่าโดยประมาณของข้อมูลเหล่านี้
- การควบคุมการสวิตช์ของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้น การสวิตช์แต่ละครั้งจะถูกกำหนดโดยสถานะของตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส จึงไม่มีการกำหนดล่วงหน้าและมีความเป็นอิสระต่อกัน ส่วนการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์จะมีรูปแบบการสวิตช์ในหนึ่งคาบการสวิตช์ที่ถูกกำหนดโดยค่าแรงดันอ้างอิงเฉลี่ย
- วิธีควบคุมแรงบิดโดยตรงจึงไม่ต้องมีตัวมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulator) สำหรับควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์

อย่างไรก็ตาม การสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิด โดยตรงด้วยระบบไมโครโปรเซสเซอร์ จำเป็นต้องให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทำงานที่ความเร็วสูงมากกว่า สิบเท่าของความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ระบบทำงานได้ใกล้เคียงกับระบบ แอนาล็อก ระบบฮาร์ดแวร์จึงมีความยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นโครงการวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้พัฒนา วิธีการ ควบคุมแรงบิดและฟลักซ์โดยตรงขึ้นมาใหม่ให้เหมาะสมกับระบบดิจิทัล วิธีการควบคุมที่ นำเสนอนี้จะทำการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ล่วงหน้า โดยอาศัยการคำนวณค่าอัตราการ เปลี่ยนแปลง แรงบิด $\frac{dT}{dt}$ และฟลักซ์ $\frac{d\lambda_s}{dt}$ จากแบบจำลองของมอเตอร์ เพื่อให้แรงบิดและฟลักซ์อยู่ในแถบ ฮิสเตอร์ซิสเช่นเดิม และวิธีการนี้ยังให้รูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่มี ระเบียบและ สอดคล้องกับวิธีการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อีกด้วย โครงสร้างโดยรวมของ ระบบที่ได้พัฒนาขึ้นมาใหม่นี้แสดงได้ดังรูปที่ 1.3 จะสังเกตได้ว่า ระบบนี้จะแตกต่างจากระบบ ควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมตรงที่เราต้องการข้อมูลความเร็วรอบทางด้านโรเตอร์เพิ่มเข้ามา เพื่อใช้ในการคำนวณหาอัตราค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงบิดและฟลักซ์ อย่างไรก็ตาม เราสามารถ พัฒนาระบบให้เป็นแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วได้ในอนาคต ซึ่งจะทำให้ระบบในท้ายที่สุดมี ลักษณะเหมือนกับระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิมได้



รูปที่ 1.3 ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่นำเสนอ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. พัฒนารูปแบบการควบคุมแรงบิดและฟลักซ์โดยตรงขึ้นมาใหม่ให้เหมาะสมกับระบบเชิงดิจิทัล
2. พัฒนารูปแบบมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบใหม่ที่เหมาะสมกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ
3. นำเสนอวิธีการเลือกเวกเตอร์แรงดันเพื่อแก้ไขปัญหาในกรณีที่มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำ

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. ศึกษา พัฒนา และออกแบบ ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 1.5 kW

2. พัฒนาวิธีการสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล เพื่อให้สามารถสร้างได้โดยอาศัยไมโครโปรเซสเซอร์

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ค้นคว้าและศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง
2. จำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การทำงาน
3. พัฒนาวิธีการที่จะสร้างระบบในแบบดิจิทัล และจำลองการทำงานของระบบที่ได้พัฒนาขึ้นมาใหม่ด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การทำงาน
4. ทำการออกแบบระบบในส่วนฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์
5. ทดสอบ และปรับปรุงแก้ไขระบบที่ได้พัฒนาขึ้นมา
6. เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผล
7. เขียนและจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถพัฒนาระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่มีฮาร์ดแวร์ไม่ยุ่งยากซับซ้อน
2. สามารถพัฒนาเทคนิคการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบใหม่ที่เหมาะสมกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ
3. ผลการศึกษา วิจัย และพัฒนาสามารถนำไปปรับปรุงเพื่อใช้ในอุตสาหกรรมได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง

ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเป็นเทคโนโลยีที่ได้รับการพัฒนาขึ้น เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์กับการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ แนวความคิดและหลักการการทำงานของระบบสามารถอธิบายเป็นส่วน ๆ ได้ดังนี้

2.1 แนวความคิดในการควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ในระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง

สมการของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} = \vec{v}_s - \vec{i}_s R_s \quad (2.1)$$

$$\frac{d\vec{\lambda}_R}{dt} = \left(-\frac{R_R}{L_R} I + p\omega_m J \right) \vec{\lambda}_R + \frac{R_R}{L_R} M \vec{i}_s \quad (2.2)$$

$$\vec{\lambda}_s = \frac{M}{L_R} \vec{\lambda}_R + \sigma L_s \vec{i}_s \quad (2.3)$$

$$T = p \{ \vec{\lambda}_s \times \vec{i}_s \} \quad (2.4)$$

โดยที่

R_s, R_R : ความต้านทานของสเตเตอร์และโรเตอร์

L_s, L_R : ความเหนี่ยวนำของสเตเตอร์และโรเตอร์

M : ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์

σ : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลรวม

p : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

\vec{v}_s, \vec{i}_s : เวกเตอร์ของแรงดันและกระแสสเตเตอร์

$\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_R$: เวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์และโรเตอร์ฟลักซ์

T : แรงบิดที่มอเตอร์สร้าง

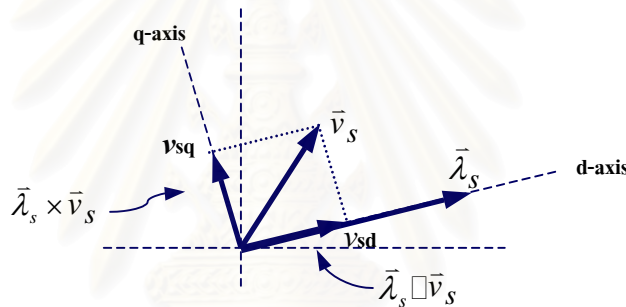
ω_m : ความเร็วโรเตอร์

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

เราสามารถนำสมการที่ (2.1) ถึง (2.4) มาหาค่าอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์ต่อเวลา และค่าอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงของแรงบิดต่อเวลาได้ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6) ตามลำดับ รายละเอียดการคำนวณแสดงไว้ในภาคผนวก ก. ซึ่งสมการทั้งสองนี้เป็นสมการที่ใช้ทำนายพฤติกรรมของฟลักซ์และแรงบิดต่อเวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์ที่ถูกกำหนดโดยรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = \vec{v}_s \square \frac{\lambda_s}{\lambda_s} - R_s \vec{i}_s \square \frac{\lambda_s}{\lambda_s} \quad (2.5)$$

$$\frac{dT}{dt} = \frac{p}{\sigma L_s} \vec{\lambda}_s \times \vec{v}_s - \left(\frac{R_R}{\sigma L_R} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) T - \frac{p^2 \omega_m \lambda_s^2}{\sigma L_s} + p [\vec{v}_s - p \omega_m \vec{\lambda}_s J] \times \vec{i}_s \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.1 องค์ประกอบของเวกเตอร์แรงดันที่ส่งผลต่อฟลักซ์และแรงบิด

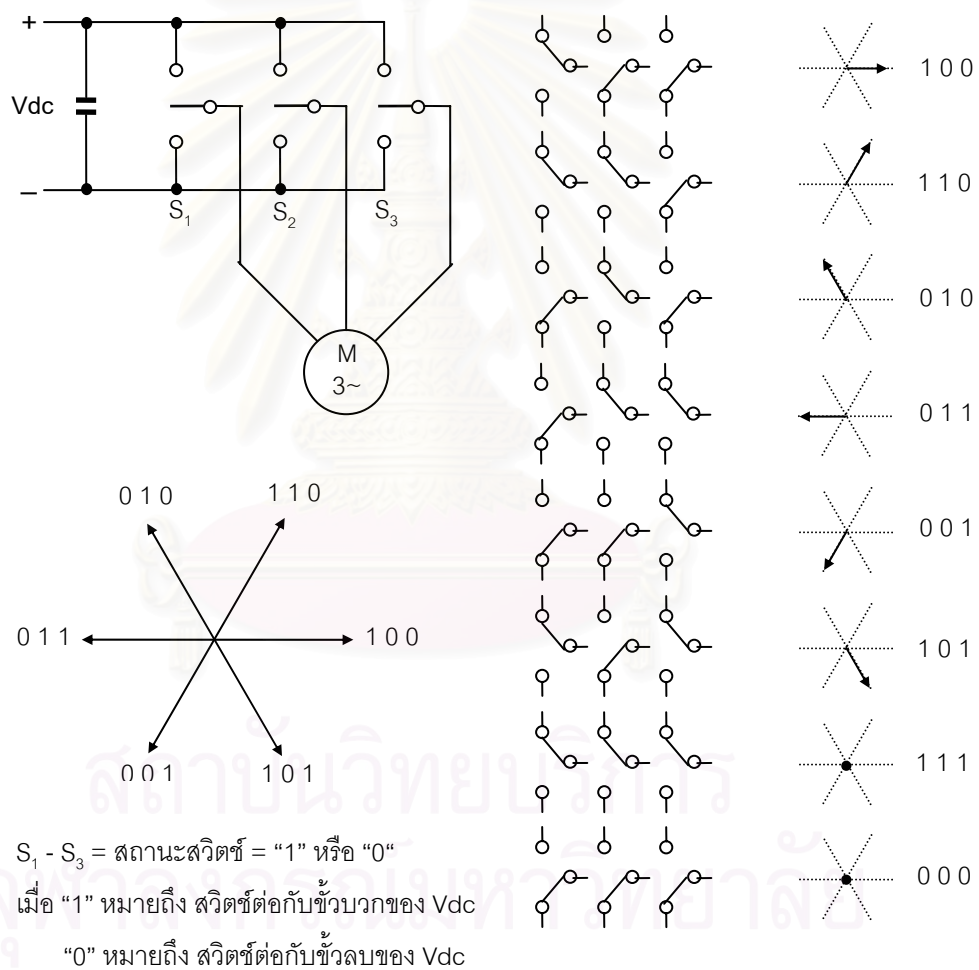
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบของเวกเตอร์แรงดันที่ส่งผลต่อสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิด ในส่วนของการควบคุมขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์นั้น โดยทั่วไปเนื่องจากพจน์ $R_s \vec{i}_s$ มีค่าน้อย เราจึงสามารถเลือกเวกเตอร์แรงดันที่มีองค์ประกอบ v_{sd} ที่เหมาะสม ซึ่งพิจารณาได้จากพจน์แรกทางด้านขวามือของสมการที่ (2.5) $(\vec{v}_s \square \vec{\lambda}_s)$ เพื่อควบคุมให้สเตเตอร์ฟลักซ์มีการเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางที่ต้องการได้ กล่าวคือถ้าต้องการเพิ่มขนาดของฟลักซ์ก็ต้องเลือกเวกเตอร์แรงดันที่มีองค์ประกอบ $v_{sd} > 0$ (หรือ $\vec{v}_s \square \vec{\lambda}_s > 0$) ในทางกลับกันถ้าต้องการลดขนาดของฟลักซ์ก็ต้องเลือกเวกเตอร์แรงดันที่มีค่า $v_{sd} < 0$ (หรือ $\vec{v}_s \square \vec{\lambda}_s < 0$)

โดยปกติแล้ว ขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์จะถูกควบคุมให้มีขนาดเกือบคงที่ และพจน์สุดท้ายด้านขวามือของสมการที่ (2.6) มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับพจน์อื่น ๆ ดังนั้น เมื่อพิจารณาพจน์แรกทางด้านขวามือของสมการที่ (2.6) $(\vec{\lambda}_s \times \vec{v}_s)$ จะเห็นได้ว่าการควบคุมแรงบิดให้มีผลตอบที่เร็ว จะทำได้โดยการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่มีองค์ประกอบ v_{sq} ที่เหมาะสม กล่าวคือถ้าต้องการเพิ่มแรงบิดก็ต้องเลือกเวกเตอร์แรงดันที่มีองค์ประกอบ $v_{sq} > 0$ (หรือ $\vec{\lambda}_s \times \vec{v}_s > 0$) ในทางกลับกัน

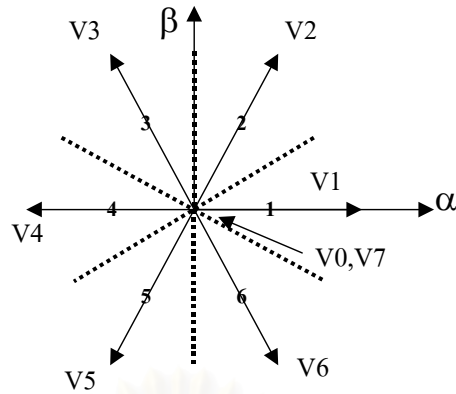
ถ้าต้องการลดแรงบิดก็ต้องเลือกเวกเตอร์แรงดันที่มีค่า $v_{sq} < 0$ (หรือ $\lambda_s \times \dot{v}_s < 0$) และถ้าเลือกให้ $\dot{v}_s = 0$ แรงบิดก็จะเข้าสู่หาค่าแรงบิดเบรกที่เกิดจากการหมุนโรเตอร์ตัดฟลักซ์ (พจน์ที่ 3 ในสมการที่ (2.6) ด้านขวามือ)

แนวคิดการเลือกเวกเตอร์แรงดัน \dot{v}_s ที่มีองค์ประกอบ v_{sd} และ v_{sq} ที่เหมาะสมนี้เป็นหลักการสำคัญในการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรง

2.2 หลักการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันสำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกัน 8 รูปแบบและเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

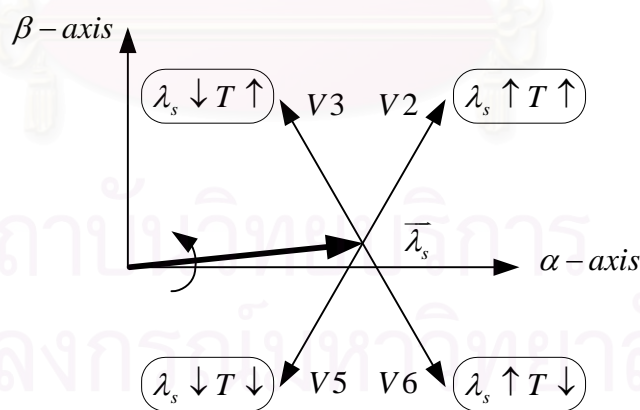


รูปที่ 2.3 การแบ่งเซกเตอร์

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสสามารถสร้างเวกเตอร์แรงดันได้ทั้งหมด 8 รูปแบบดังแสดงในรูปที่ 2.2 คือ เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ 6 เวกเตอร์ (V_1 - V_6) และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ 2 เวกเตอร์ (V_0, V_7) เราจะแบ่งพื้นที่ในรูปที่ 2.3 ออกเป็น 6 เซกเตอร์ ๆ ละ 60 องศาตามเส้นประเพื่อใช้ในการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ โดยที่เซกเตอร์ k ใดๆ จะมีขอบเขตอยู่ระหว่างมุม θ ที่กำหนดดังนี้

$$(2k-3)\frac{\pi}{6} < \theta < (2k-1)\frac{\pi}{6} \quad ; k = 1, 2, \dots, 6 \quad (2.7)$$

ในที่นี้จะยกตัวอย่างการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันเพื่อควบคุมฟลักซ์และแรงบิดสำหรับกรณีที่เวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ดังแสดงในรูปที่ 2.4

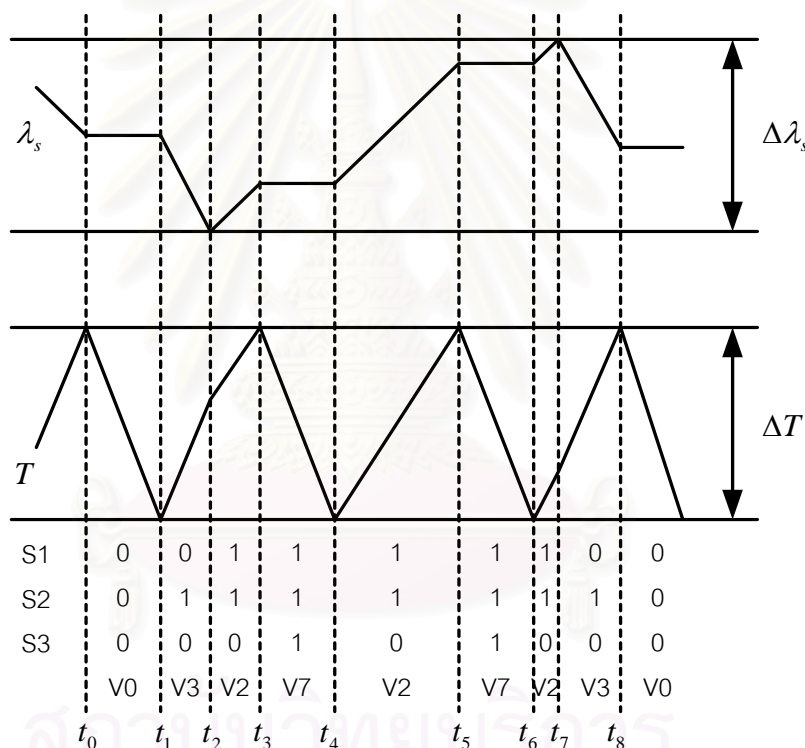


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างผลของเวกเตอร์แรงดันต่าง ๆ ต่อขนาดของฟลักซ์และแรงบิด

เวกเตอร์แรงดันที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงสลิปหรือแรงบิดมากในกรณีนี้มีอยู่ด้วยกัน 4 เวกเตอร์ คือ V_2, V_3, V_5 และ V_6 ในกรณีที่สเตเตอร์ฟลักซ์หมุนในทิศทวนเข็มนาฬิกา เราจะเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_2, V_3 ในการเพิ่มแรงบิด และใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์ในการลดแรงบิด (เราจะไม่ใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_5, V_6 ในการลดแรงบิด เนื่องจากจะทำให้แรงบิด

เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ส่งผลให้ความถี่การสวิตช์สูงเกินความจำเป็น) ทำให้เราสามารถควบคุมแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสได้ตามต้องการ

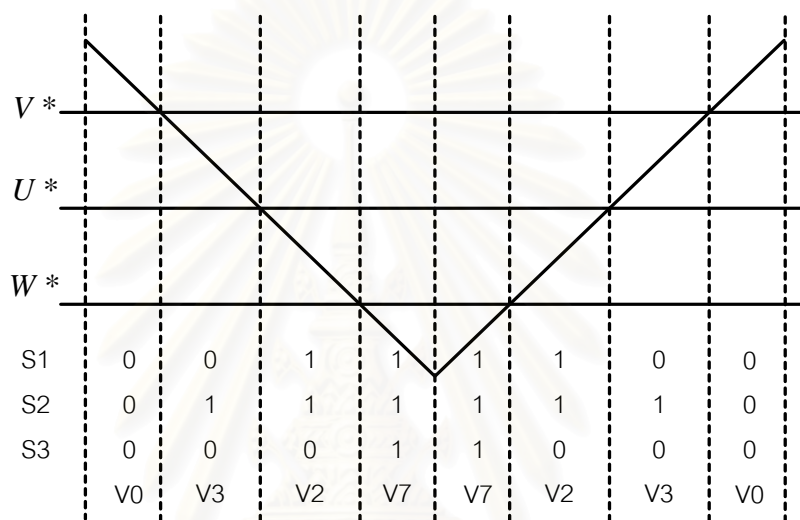
ในขณะเดียวกัน เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V2, V3 ก็สามารถทำให้ขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์เพิ่มและลดได้ตามลำดับ ส่วนเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะทำให้ขนาดของฟลักซ์มีค่าเท่าเดิม (ถ้าเราละเลยความต้านทานสเตเตอร์ R_s) ดังนั้นเราจึงสามารถควบคุมขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสได้เช่นกัน จากหลักการดังกล่าวเราสามารถสรุปได้ว่าการเปลี่ยนแปลงการใช้เวกเตอร์แรงดันระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟกับเวกเตอร์แรงดันศูนย์ จะเกิดขึ้นเมื่อต้องการควบคุมแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิส และการเปลี่ยนการใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟด้วยกัน จะเกิดขึ้นเมื่อต้องการควบคุมขนาดของฟลักซ์ให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสเช่นกัน



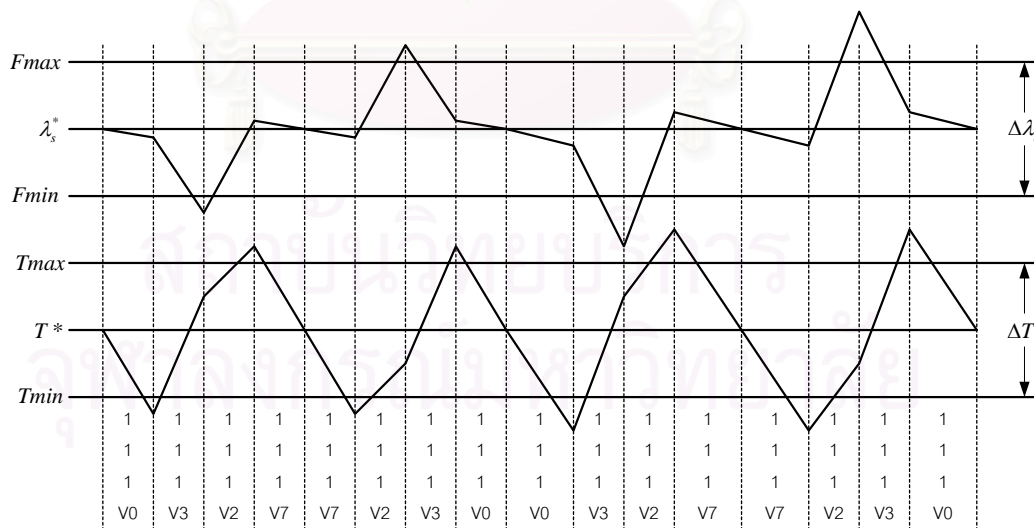
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันในระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง

รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาของการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันเมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ที่เวลา t_0 เมื่อแรงบิดมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจนถึงค่าจำกัดบนของฮิสเตอรีซิส เวกเตอร์แรงดันศูนย์ V0 ก็จะถูกเลือกเพื่อลดแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิส และฟลักซ์ก็จะมีค่าประมาณคงที่ เนื่องจากเวกเตอร์แรงดันศูนย์มี 2 ตัว คือ V0 และ V7 เราจึงอาจเลือกใช้ตัวใดตัวหนึ่งก็ได้ แต่โดยทั่วไปแล้วหลักการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์ V0 หรือ V7 นั้น เราจะเลือกให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสถานะสวิตช์เพียง 1 ตัวเท่านั้นเพื่อลดกำลังสูญเสียในการสวิตช์ ที่เวลา t_1 เมื่อแรงบิดลดลงมาจนถึงค่าจำกัดล่างของฮิสเตอรีซิส เวกเตอร์

แรงดัน V3 ก็จะถูกใช้เพื่อเพิ่มแรงบิด และส่งผลให้ฟลักซ์ลดลงมาจนถึงค่าจำกัดล่างของฮิสเตอรีซิส ที่เวลา t_2 เราก็จะเลือกเวกเตอร์แรงดัน V2 ซึ่งทำให้ทั้งฟลักซ์และแรงบิดเพิ่มขึ้นจนกระทั่งแรงบิดมีค่าเท่ากับค่าจำกัดบนของฮิสเตอรีซิส ที่เวลา t_3 เวกเตอร์แรงดันศูนย์ V7 ก็จะถูกเลือกเพื่อทำการลดแรงบิดให้อยู่ในขอบเขตที่ต้องการ ซึ่งกระบวนการในการควบคุมก็จะเป็นในลักษณะนี้เรื่อยไป ขึ้นอยู่กับว่าฟลักซ์หรือแรงบิดค่าใดมีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าถึงค่าจำกัดของขอบฮิสเตอรีซิสก่อนกัน ซึ่งส่งผลให้รูปแบบการสวิตซ์ที่ได้ไม่มีระเบียบต่างกับการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์โดยปกติของอินเวอร์เตอร์ที่แสดงเป็นตัวอย่างในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบขอบคู่ (Double Edge)



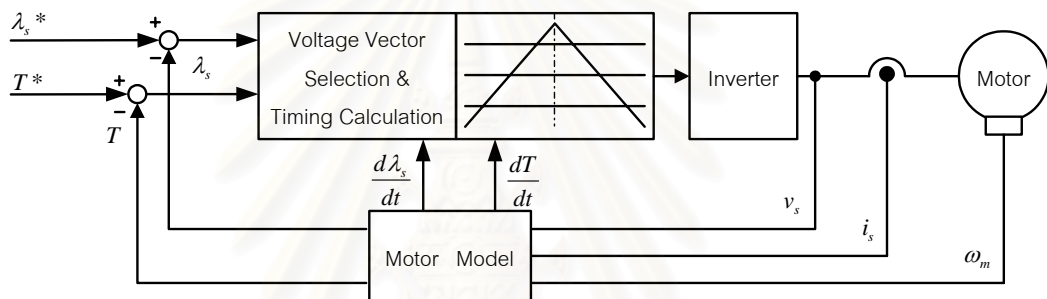
รูปที่ 2.7 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดที่เกิดจากการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบขอบคู่

รูปที่ 2.6 แสดงถึงการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบชอปคู้ เมื่อ U^* V^* และ W^* คือแรงดันคำสั่งในแต่ละเฟส เมื่อแรงดันเฉลี่ยที่เราต้องการอยู่ระหว่างคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_2 และ V_3 ซึ่งในกรณีระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้น ถ้าเวกเตอร์สเตเตอร์พัลส์ชอปคู้ที่อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 และหมุนทวนเข็มนาฬิกา ก็จะมีการใช้คู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_2 และ V_3 เช่นเดียวกัน ดังนั้น ถึงแม้ทั้งการควบคุมแรงบิดโดยตรงและการทำงานของ PWM อินเวอร์เตอร์จะมีการใช้เวกเตอร์แรงดันชุดเดียวกัน (เช่น V_0 , V_3 , V_2 , V_7) แต่ช่วงเวลาและตำแหน่งรวมทั้งลำดับการใช้เวกเตอร์แรงดันทั้งสี่จะแตกต่างกันอย่างมาก นอกจากนี้เราไม่สามารถควบคุมระลอกพัลส์และแรงบิดที่เกิดจากการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ให้อยู่ในขอบเขตที่เรากำหนดได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 เนื่องจากการทำงานของ PWM อินเวอร์เตอร์มีลักษณะดังต่อไปนี้ คือ มีการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์และเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่สมมาตร และคาบการสวิตช์ก็มีค่าคงที่ อีกทั้งคลื่นพาห์ก็มีลักษณะสมมาตร ส่งผลให้เราไม่มีอิสระในการควบคุมพัลส์และแรงบิดได้เช่นเดียวกับระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง งานวิจัยที่ผ่านมาในอดีต [3]-[7] จึงมองการควบคุมแรงบิดโดยตรงว่าไม่มีความเชื่อมโยงกับ PWM อินเวอร์เตอร์เลย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลที่ถูกพัฒนาขึ้นมาสำหรับงานควบคุมมอเตอร์นั้น ส่วนใหญ่จะมีวงจรสร้างรูปคลื่นสัญญาณ PWM รวมอยู่ภายใน จึงทำให้สะดวกและง่ายแก่การใช้งานกับ PWM อินเวอร์เตอร์ แต่จะไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง เพราะไม่มีรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นระเบียบดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นหลังจากที่เราเข้าใจพฤติกรรมของเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 ของอินเวอร์เตอร์ว่าส่งผลถึงพัลส์และแรงบิดอย่างไรแล้ว ในบทถัดไปเราก็จะนำเสนอระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบใหม่ซึ่งมีการจัดเรียงรูปแบบการสวิตช์ให้มีระเบียบสอดคล้องกับการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ ซึ่งจะทำให้เหมาะกับการนำไปใช้สร้างด้วยตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลในปัจจุบัน

บทที่ 3

ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล

โครงสร้างของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่ได้พัฒนาขึ้นมาใหม่ที่แสดงในรูปที่ 3.1 มีลักษณะคล้ายระบบเดิมคือมีการป้อนกลับของขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับค่าคำสั่ง แล้วจึงเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันที่ใช้ พร้อมกับคำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ที่เหมาะสม เพื่อควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่ภายในแถบฮิสเตอรีซิสที่กำหนด โดยแนวความคิดและหลักการทำงานของระบบสามารถอธิบายเป็นส่วน ๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่นำเสนอ

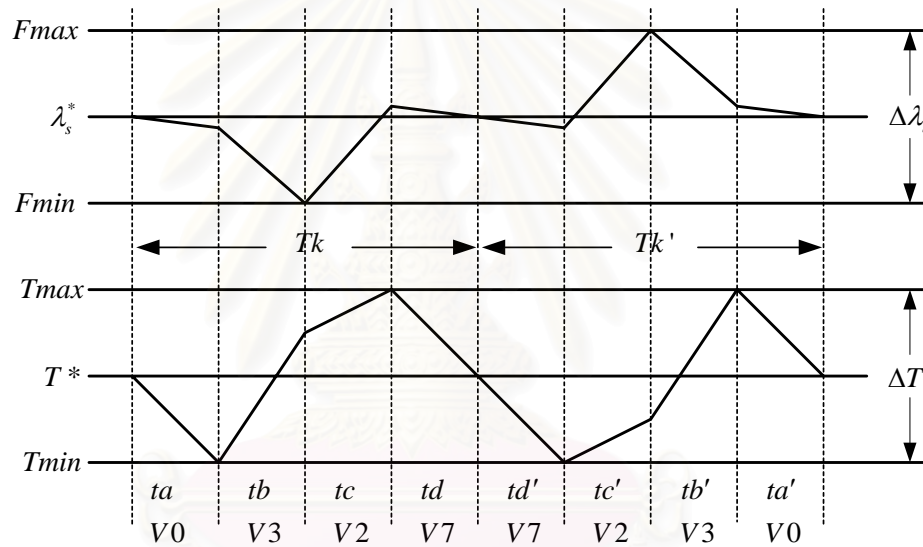
3.1 รูปแบบการสวิตช์และการคำนวณช่วงเวลาในระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล

เนื่องจากระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิมอาศัยการควบคุมแบบฮิสเตอรีซิส ทำให้รูปแบบการจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์มีลักษณะไม่เป็นระเบียบ เมื่อทำการสร้างระบบโดยอาศัยไมโครโปรเซสเซอร์จึงต้องให้ระบบทำงานที่ความเร็วสูงเพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับระบบเดิมซึ่งเป็นแบบแอนาลอก ในโครงงานวิทยานิพนธ์นี้ เราจะทำการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ไว้ล่วงหน้า เพื่อให้ระบบมีความง่ายต่อการสร้าง โดยจะให้ลำดับการใช้เวกเตอร์แรงดันคล้ายกับการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์โดยทั่วไป และเราจะคำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันแต่ละตัวที่ต้องจ่ายให้กับมอเตอร์ด้วยแบบจำลองของมอเตอร์ซึ่งนำมาแสดงซ้ำใน สมการที่ (3.1) และ (3.2) เพื่อให้การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดและฟลักซ์อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสที่กำหนดดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งถ้าเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ก็จะมีลำดับการสวิตช์เช่นเดียวกับรูปที่ 2.6 วิธีการดังกล่าวจะทำให้เราสามารถสร้างระบบได้ง่ายในเชิงดิจิทัล

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = \bar{v}_s \square \frac{\bar{\lambda}_s}{\lambda_s} - R_s \bar{i}_s \square \frac{\bar{\lambda}_s}{\lambda_s} \quad (3.1)$$

$$\frac{dT}{dt} = - \left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) T - \frac{p^2 \omega_m \lambda_s^2}{\sigma L_s} + \frac{p}{\sigma L_s} \bar{\lambda}_s \times \bar{v}_s + p [\bar{v}_s - p \omega_m \bar{\lambda}_s J] \times \bar{i}_s \quad (3.2)$$

การคำนวณช่วงเวลาต่าง ๆ จะเริ่มจากการสุ่มค่ากระแสและแรงดันทางด้านสเตเตอร์ แล้วทำการคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิด โดยจะนำข้อมูลตำแหน่งของสเตเตอร์ฟลักซ์ไปใช้ในการเลือกเวกเตอร์แรงดัน ส่วนค่าขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดกับความกว้างของแถบฮิสเตอรีซิสของตัวควบคุมฟลักซ์และแรงบิด ($\Delta\lambda_s, \Delta T$) จะถูกนำไปใช้ในการคำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันแต่ละตัว ซึ่งแทนด้วย $ta, tb, tc, td, td', tc', tb'$ และ ta' ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ตามแนวทางดังนี้คือ



รูปที่ 3.2 การจ่ายเวกเตอร์แรงดันตามรูปแบบที่กำหนด และการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดที่เกิดขึ้น (* : ค่าคำสั่ง)

- ช่วงเวลา ta เป็นช่วงเวลาที่ใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์ถูกใช้ มีผลทำให้เกิดการลดลงของแรงบิด ดังนั้นความยาวของช่วงเวลา ta จะถูกกำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวเป็นช่วงเวลาที่ยังคงมีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับค่าจำกัดล่าง (T_{min})
- ช่วงเวลา tb เป็นช่วงเวลาที่ใช้เวกเตอร์แรงดันแรกที่ถูกใช้ และช่วงเวลาถัดไปก็เป็นช่วงเวลาที่ใช้เวกเตอร์แรงดันแรกที่ถูกใช้ด้วย การเปลี่ยนแปลงระหว่างเวกเตอร์แรงดันแรกที่ถูกใช้ด้วยกันจะทำให้เกิดการเพิ่มหรือลดขนาดของฟลักซ์ ดังนั้นความยาวของช่วงเวลา tb จะถูกกำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของขนาดฟลักซ์ ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวเป็นช่วงเวลาที่ยังคงมีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับค่าจำกัดล่าง (F_{min})

- ช่วงเวลา tc เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ตัวหนึ่งถูกใช้ และช่วงปลายของช่วงเวลา tc นี้มีการเปลี่ยนแปลงระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ตัวหนึ่งกับเวกเตอร์แรงดันศูนย์ มีผลทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของแรงบิด ดังนั้นความยาวของช่วงเวลาจะถูกกำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวเป็นช่วงเวลาที่แรงบิดมีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับค่าจำกัดบน (T_{max})
- ช่วงเวลา td เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันศูนย์ถูกใช้ ซึ่งจะถูกระบุโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดเช่นเดียวกับช่วงเวลา ta ซึ่งช่วงเวลานี้ เราใช้เพื่อส่งผลให้แรงบิดมีค่าเท่ากับค่าคำสั่ง (T^*) พอดี
- ช่วงเวลา td' เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันศูนย์ถูกใช้ต่อจากช่วงเวลา td มีผลทำให้เกิดการลดลงของแรงบิด ดังนั้นความยาวของช่วงเวลา td' จะถูกระบุโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวเป็นช่วงเวลาที่แรงบิดมีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับค่าจำกัดล่าง (T_{min})
- ช่วงเวลา tc' เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ถูกใช้ และช่วงเวลาถัดไปก็เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ตัวหนึ่งถูกใช้ด้วย การเปลี่ยนแปลงระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ตัวหนึ่งจะทำให้เกิดการเพิ่มหรือลดขนาดของฟลักซ์ ดังนั้นความยาวของช่วงเวลา tc' จะถูกกำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของขนาดฟลักซ์ เช่นเดียวกับช่วงเวลา tb แต่ช่วงเวลานี้เป็นช่วงเวลาที่ฟลักซ์มีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับค่าจำกัดบน (F_{max})
- ช่วงเวลา tb' เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ตัวหนึ่งถูกใช้ และช่วงปลายของช่วงเวลา tb' นี้มีการเปลี่ยนแปลงระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟลักซ์ตัวหนึ่งกับเวกเตอร์แรงดันศูนย์ มีผลทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของแรงบิด ดังนั้นความยาวของช่วงเวลาจะถูกกำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวเป็นช่วงเวลาที่แรงบิดมีการเปลี่ยนแปลงจนมีค่าเท่ากับค่าจำกัดบน (T_{max}) เช่นเดียวกับช่วงเวลา tc
- ช่วงเวลา ta' เป็นช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันศูนย์ถูกใช้ ซึ่งจะถูกระบุโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดเช่นเดียวกับช่วงเวลา td ซึ่งช่วงเวลานี้ เราใช้เพื่อส่งผลให้แรงบิดมีค่าเท่ากับค่าคำสั่ง (T^*) พอดี

โดยการประมาณการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดและการเปลี่ยนแปลงของขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ในช่วงเวลาสั้น ๆ เป็นเชิงเส้น เราสามารถคำนวณหาความยาวช่วงเวลาต่าง ๆ คือ ta tb tc td td' tc' tb' และ ta' ได้ตามสมการดังนี้

$$t_a = \frac{(T^* - \Delta T / 2) - T(0)}{(dT / dt) | v_a} \quad (3.3)$$

$$t_b = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s / 2) - \lambda_s(t_a)}{(d\lambda_s / dt) | v_b} \quad (3.4)$$

$$t_c = \frac{(T^* + \Delta T / 2) - T(t_a + t_b)}{(dT / dt) | v_c} \quad (3.5)$$

$$t_d = \frac{T^* - T(t_a + t_b + t_c)}{(dT / dt) | v_d} \quad (3.6)$$

$$t_{d'} = \frac{(T^* - \Delta T / 2) - T(Tk)}{(dT / dt) | v_{d'}} \quad (3.7)$$

$$t_{c'} = \frac{(\lambda_s^* + \Delta\lambda_s / 2) - \lambda_s(Tk + t_{d'})}{(d\lambda_s / dt) | v_{c'}} \quad (3.8)$$

$$t_{b'} = \frac{(T^* + \Delta T / 2) - T(Tk + t_{d'} + t_{c'})}{(dT / dt) | v_{b'}} \quad (3.9)$$

$$t_{a'} = \frac{T^* - T(Tk + t_{d'} + t_{c'} + t_{b'})}{(dT / dt) | v_{a'}} \quad (3.10)$$

โดยที่ $Tk = t_a + t_b + t_c + t_d$ และ $Tk' = t_{a'} + t_{b'} + t_{c'} + t_{d'}$.

ในที่นี้ v_x หมายถึง เวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในช่วงเวลา t_x : $x=a, b, c, d, \dots, d'$ และค่า $\left. \frac{d\lambda_s}{dt} \right|_{v_x}$ และ $\left. \frac{dT}{dt} \right|_{v_x}$ หมายถึง ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดเมื่อเลือกใช้เวกเตอร์แรงดัน v_x ตามลำดับ ซึ่งค่าเหล่านี้สามารถคำนวณล่วงหน้าได้จากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามสมการที่ (3.1) และ (3.2) ดังนั้นเราจึงสามารถกำหนดรูปแบบการสวิตช์ล่วงหน้าได้เมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์ใด ๆ ได้ดังตารางที่ 3.1 และ 3.2

ตารางที่ 3.1 การเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันเมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

ช่วงเวลา		Sector ที่ k					
		1	2	3	4	5	6
ta	ta'	V0	V0	V0	V0	V0	V0
tb	tb'	V3	V3	V5	V5	V1	V1
tc	tc'	V2	V4	V4	V6	V6	V2
td	td'	V7	V7	V7	V7	V7	V7

ตารางที่ 3.2 การเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันเมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

ช่วงเวลา		Sector ที่ k					
		1	2	3	4	5	6
ta	ta'	V0	V0	V0	V0	V0	V0
tb	tb'	V5	V1	V1	V3	V3	V5
tc	tc'	V6	V6	V2	V2	V4	V4
td	td'	V7	V7	V7	V7	V7	V7

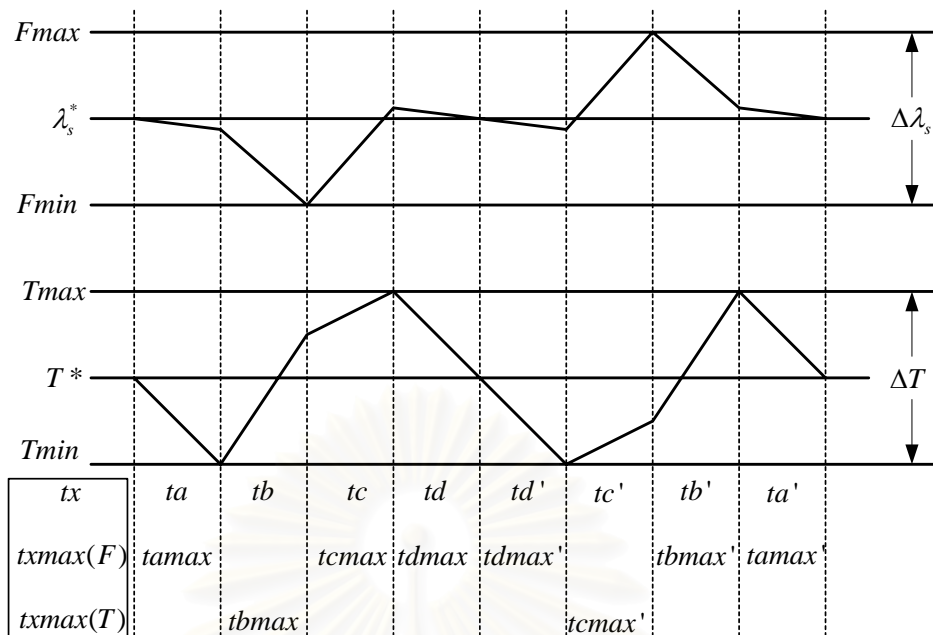
จากหลักการการทำงานของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 เราสามารถสรุปสมมติฐานของวิธีการควบคุมดังกล่าวได้ดังนี้

1. เมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์จะมีการเปลี่ยนคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟเสมอ
2. ในคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่เลือกใช้ เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวหนึ่งจะมีค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ต่อเวลา $\frac{d\lambda_s}{dt}$ เป็นบวก ส่วนอีกตัวหนึ่งจะมีค่า $\frac{d\lambda_s}{dt}$ เป็นลบ
3. ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดต่อเวลา $\frac{dT}{dt}$ ของคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่เลือกใช้จะมีค่าเป็นบวกหรือลบทั้งคู่

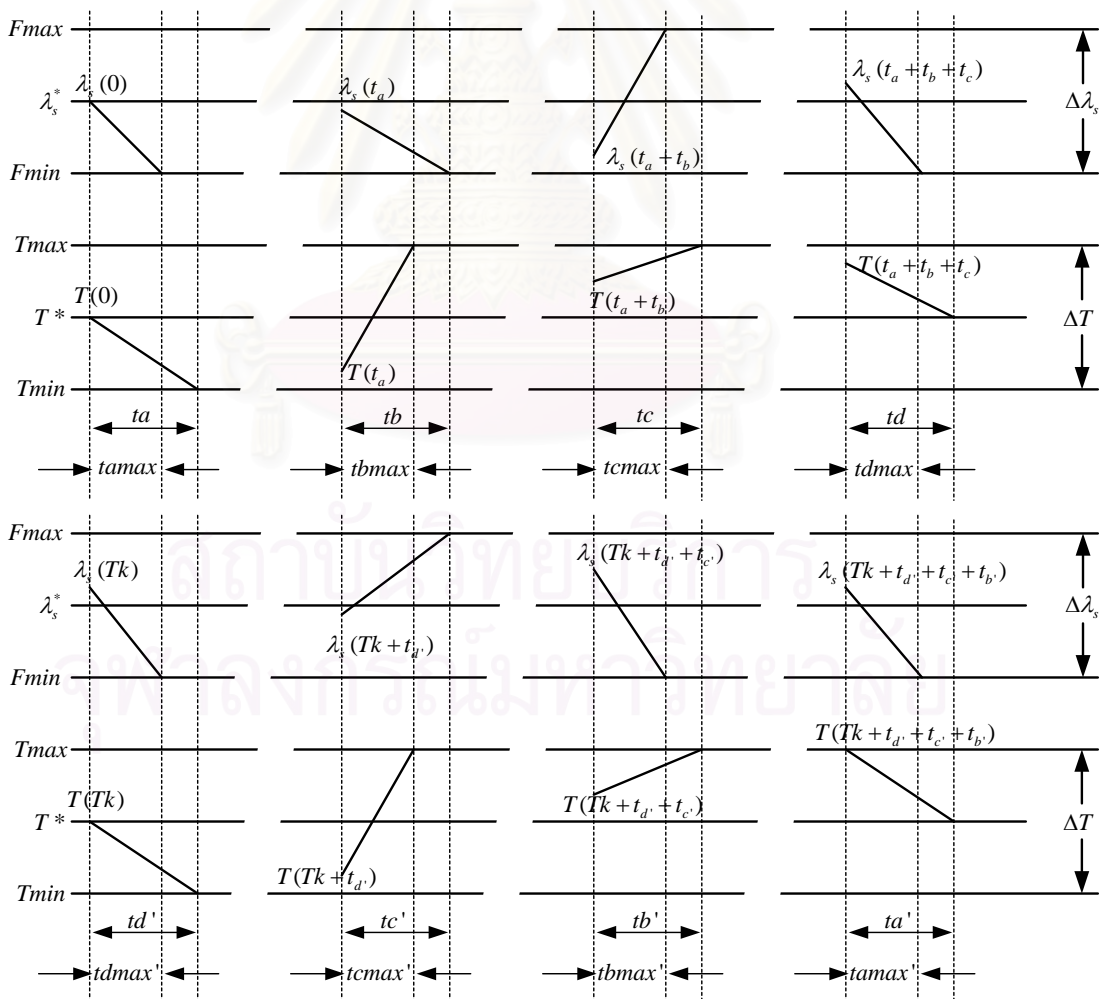
แต่อย่างไรก็ตาม สมมติฐานดังที่กล่าวข้างต้นไม่เป็นจริงตลอดย่านการทำงานของมอเตอร์ ซึ่งเราจะนำเสนอวิธีการคำนวณเมื่อสมมติฐานไม่เป็นไปตามที่คาดไว้ในส่วนถัดไป

3.2 การจำกัดช่วงเวลาภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด

ในการคำนวณจริง เราจะจำกัดช่วงเวลาการใช้เวกเตอร์แรงดัน (ta , tc , td , td' , tb' , ta') ที่กำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดให้มีค่าจำกัดอยู่ภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์ด้วย คือค่าฟลักซ์จะต้องไม่เกินขอบเขตที่กำหนดไว้ในช่วงเวลาดังกล่าว และในทำนองเดียวกัน เราจะจำกัดช่วงเวลาการใช้เวกเตอร์แรงดัน (tb , tc') ที่กำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ให้มีค่าสูงสุดจำกัดอยู่ภายใต้เงื่อนไขของแรงบิดเช่นกัน เพื่อให้เราสามารถควบคุมระลอกฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่ในขอบเขตที่กำหนดได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 และ 3.4 และสมการที่ (3.11) ถึง (3.26)



รูปที่ 3.3 การนิยามช่วงเวลาที่เกิดจากเงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด



รูปที่ 3.4 รายละเอียดการคำนวณแต่ละช่วงเวลาที่เกิดจากเงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด

$$t_a(T) = \frac{(T^* - \Delta T/2) - T(0)}{(dT/dt)|_{v_a}} \quad (3.11)$$

$$t_{amax}(F) = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(0)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_a}} \quad (3.12)$$

$$t_b(F) = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(t_a)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_b}} \quad (3.13)$$

$$t_{bmax}(T) = \frac{(T^* + \Delta T/2) - T(t_a)}{(dT/dt)|_{v_b}} \quad (3.14)$$

$$t_c(T) = \frac{(T^* + \Delta T/2) - T(t_a + t_b)}{(dT/dt)|_{v_c}} \quad (3.15)$$

$$t_{cmax}(F) = \frac{(\lambda_s^* + \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(t_a + t_b)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_c}} \quad (3.16)$$

$$t_d(T) = \frac{T^* - T(t_a + t_b + t_c)}{(dT/dt)|_{v_d}} \quad (3.17)$$

$$t_{dmax}(F) = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(t_a + t_b + t_c)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_d}} \quad (3.18)$$

$$t_{d'}(T) = \frac{(T^* - \Delta T/2) - T(Tk)}{(dT/dt)|_{v_{d'}}} \quad (3.19)$$

$$t_{dmax'}(F) = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(Tk)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_{d'}}} \quad (3.20)$$

$$t_{c'}(F) = \frac{(\lambda_s^* + \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(Tk + t_{d'})}{(d\lambda_s/dt)|_{v_{c'}}} \quad (3.21)$$

$$t_{cmax'}(T) = \frac{(T^* + \Delta T/2) - T(Tk + t_{d'})}{(dT/dt)|_{v_{c'}}} \quad (3.22)$$

$$t_{b'}(T) = \frac{(T^* + \Delta T/2) - T(Tk + t_{d'} + t_{c'})}{(dT/dt)|_{v_{b'}}} \quad (3.23)$$

$$t_{bmax'}(F) = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(Tk + t_{d'} + t_{c'})}{(d\lambda_s/dt)|_{v_{b'}}} \quad (3.24)$$

$$t_{a'}(T) = \frac{T^* - T(Tk + t_{d'} + t_{c'} + t_{b'})}{(dT/dt)|_{v_{a'}}} \quad (3.25)$$

$$t_{amax'}(F) = \frac{(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(Tk + t_{d'} + t_{c'} + t_{b'})}{(d\lambda_s/dt)|_{v_{a'}}} \quad (3.26)$$

โดยที่ $t_x(T)$ หมายถึง ช่วงเวลาที่กำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด

$t_{xmax}(T)$ หมายถึง ช่วงเวลาที่คำนวณด้วยเงื่อนไขของแรงบิด

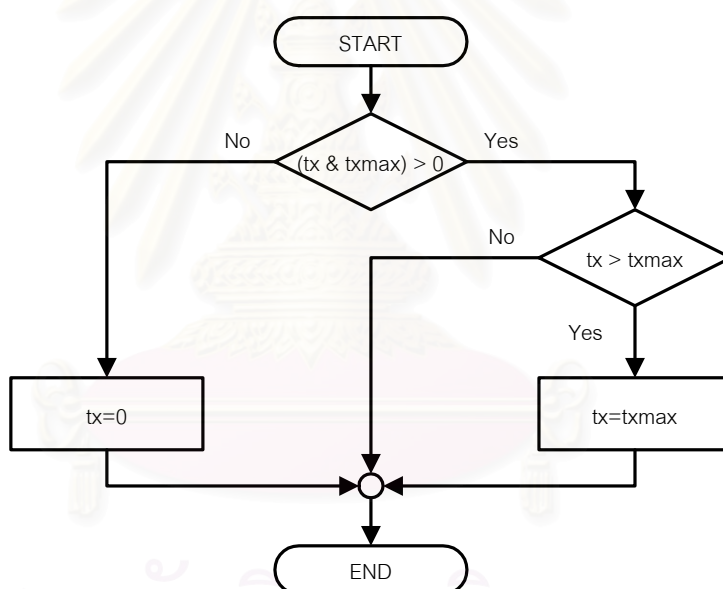
$t_x(F)$ หมายถึง ช่วงเวลาที่กำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์

$t_{xmax}(F)$ หมายถึง ช่วงเวลาที่คำนวณด้วยเงื่อนไขของฟลักซ์

และ $x = a, b, c, d, d', c', b', a'$

ดังนั้นในการคำนวณช่วงเวลาภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด เราจะต้องทำการคำนวณทั้งค่า tx และ tx_{max} ($x=a, b, c, d, d', c', b', a'$) แล้วจึงทำการเลือกใช้ค่าใดค่าหนึ่งตามแผนภาพในรูปที่ 3.5

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติการจำกัดค่าช่วงเวลาที่น่าเสนอเป็นแผนภาพในรูปที่ 3.5 ก็ยังไม่เพียงพอที่จะควบคุมให้ขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์ซิสได้ โดยมีปัจจัยหลายประการ อาทิเช่น ลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (สมการที่ (3.1) และ (3.2)) ในบางช่วงการทำงาน ส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงของขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดไม่เป็นไปในทิศทางที่ต้องการเมื่อเราเลือกเวกเตอร์แรงดันตามตารางที่ 3.1 และ 3.2 ดังนั้นการคำนวณช่วงเวลาจึงต้องมีการปรับเปลี่ยนเพื่อให้สอดคล้องกับลักษณะทางพลวัตเหล่านั้น ดังมีรายละเอียดอยู่ในหัวข้อ 3.3 - 3.7 โดยในส่วนถัดไปจากนี้ เราจะสมมุติให้เวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์หมุนในทิศทวนเข็มนาฬิกา และจะพิจารณาเฉพาะช่วงเวลา ta tb tc และ td เท่านั้น

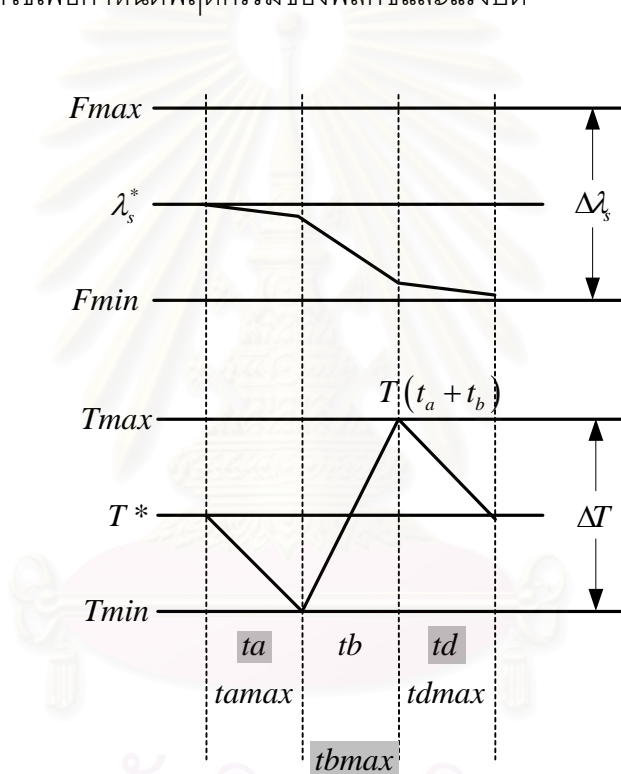


รูปที่ 3.5 แผนภาพการเลือกค่าช่วงเวลาภายใต้เงื่อนไขของฟลักซ์และแรงบิด

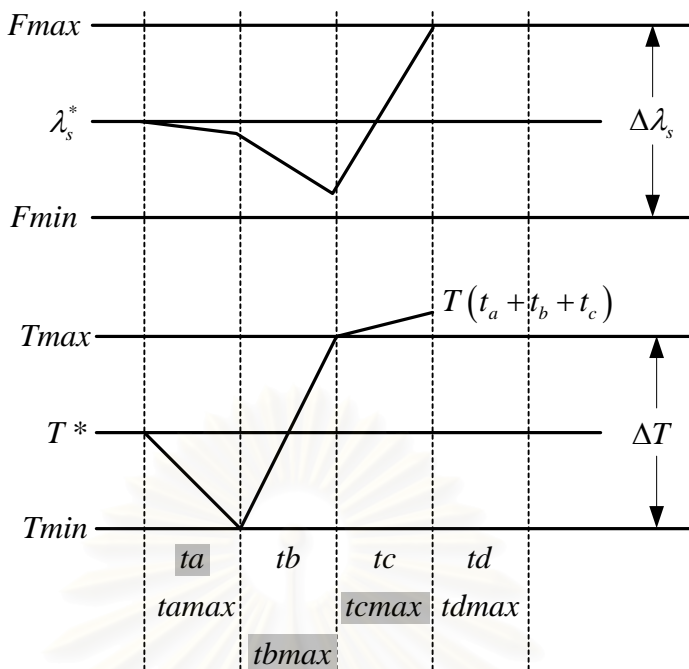
3.3 การคำนวณช่วงเวลา tb ใหม่เมื่อ $tb \geq tb_{max}$

ในการคำนวณช่วงเวลา tb ซึ่งจะถูกรคำนวณโดยสมการที่ (3.13) โดยพิจารณาจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์นั้น ถ้าค่า $tb_{max} \leq tb$ เราจะทำกรจำกัดค่าให้ tb มีค่าเท่ากับ tb_{max} ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.2 ซึ่งในกรณีนี้เราจะพบว่าแรงบิดมีค่าเท่ากับค่าจำกัดบน (T_{max}) เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา tb ทำให้ช่วงเวลา tc ซึ่งจะถูกรกำหนดโดยการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดตามสมการที่ (3.15) มีค่าเป็นศูนย์ เพราะเมื่อแรงบิดมีค่าถึงค่าจำกัดบนแล้ว เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่สร้างแรงบิดก็จะไม่ถูกรเลือกใช้ (หากเราใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟนี้จะทำให้แรงบิดมี

ค่าเกินค่าจำกัดบนของขอบเขตฮิสเตอรีซิส) ส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงของ λ_s และ T ในช่วงเวลา t_b และ t_d ($t_c=0$) เป็นดังรูปที่ 3.6 ซึ่งผิดไปจากรูปแบบการเปลี่ยนแปลงที่วางไว้ข้างต้น เพื่อให้การควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดเป็นไปตามรูปแบบที่วางไว้ เราจะคำนวณช่วงเวลา t_c โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์จากสมการที่ (3.16) แทน แล้วจึงทำการหาค่าแรงบิดเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา t_c ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ก่อน จากนั้นจึงทำการย่อส่วนช่วงเวลา t_b และ t_c ด้วยอัตราส่วน (Scale1) ในสมการที่ (3.27) เพื่อให้ค่าแรงบิดยังอยู่ในขอบเขตที่กำหนด และทำการคำนวณค่าเวลา t_b และ t_c ใหม่อีกครั้งด้วยสมการที่ (3.28) และ (3.29) ผลที่ได้คือสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดจะมีรูปแบบตามที่วางไว้ดังรูปที่ 3.8 โดยสัญลักษณ์ช่วงเวลา “ t_x ” แสดงว่าช่วงเวลานั้นเป็นช่วงเวลาที่ถูกเลือกใช้เพื่อกำหนดพฤติกรรมของฟลักซ์และแรงบิด



รูปที่ 3.6 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดเมื่อ $t_b \geq t_{bmax}$ (ก่อนปรับปรุง)

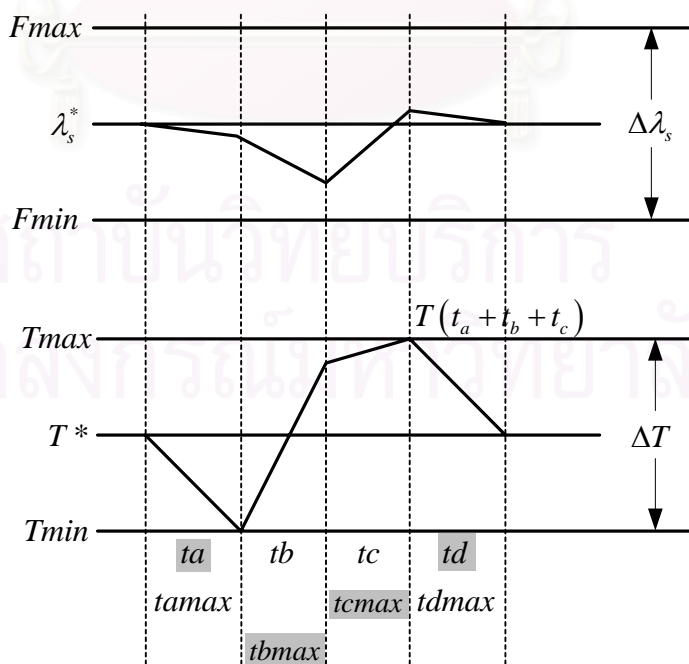


รูปที่ 3.7 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_b และ t_c เมื่อ $t_b \geq t_{bmax}$ (ก่อนย่อส่วน)

$$Scale1 = \frac{\Delta T}{T(t_a + t_b + t_c) - (T^* - \Delta T/2)} = \frac{\Delta T}{T(t_a + t_b + t_c) - T_{min}} \tag{3.27}$$

$$t_b = t_{bmax} * Scale1 \tag{3.28}$$

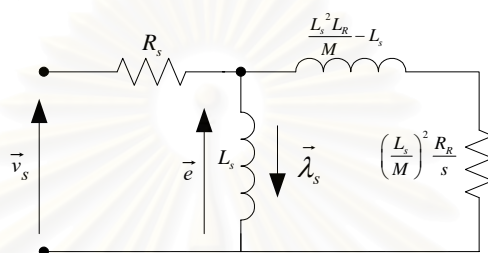
$$t_c = \frac{(\lambda_s^* + \Delta\lambda_s/2) - \lambda_s(t_a + t_b)}{(d\lambda_s / dt)|_{v_c}} * Scale1 \tag{3.29}$$



รูปที่ 3.8 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดเมื่อ $t_b \geq t_{bmax}$ หลังผ่านการย่อส่วน

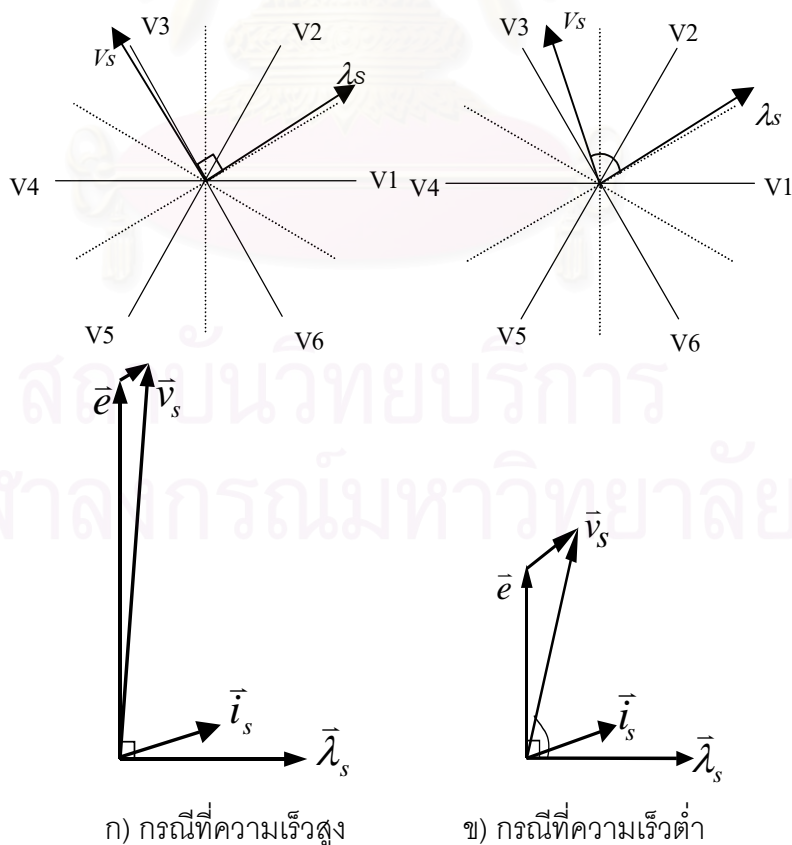
3.4 วิธีการเลือกเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์

หลักในการเลือกเวกเตอร์แรงดันดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 และตารางที่ 3.1 และ 3.2 เป็นวิธีการที่นิยมใช้กันทั่วไปในระบบการควบคุมแรงบิดโดยตรงในอดีต อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จะมีปัญหาในย่านความเร็วต่ำ (A.M. Walczyna [8], C.G. Mei [9], M. Kazmierkowsky [10]) เพราะว่าในบางช่วงมุมรอบ ๆ รอยต่อระหว่างเซกเตอร์ เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่ใช้ในการเพิ่มสเตเตอร์ ฟลักซ์ อาจไม่มีศักยภาพพอในการเพิ่มสเตเตอร์ฟลักซ์ เนื่องจากผลของแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ ($R_s \vec{i}_s$)



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปที่ 3.9 เราสามารถเขียนไดอะแกรมของเวกเตอร์แรงดันและเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ได้ดังรูปที่ 3.10

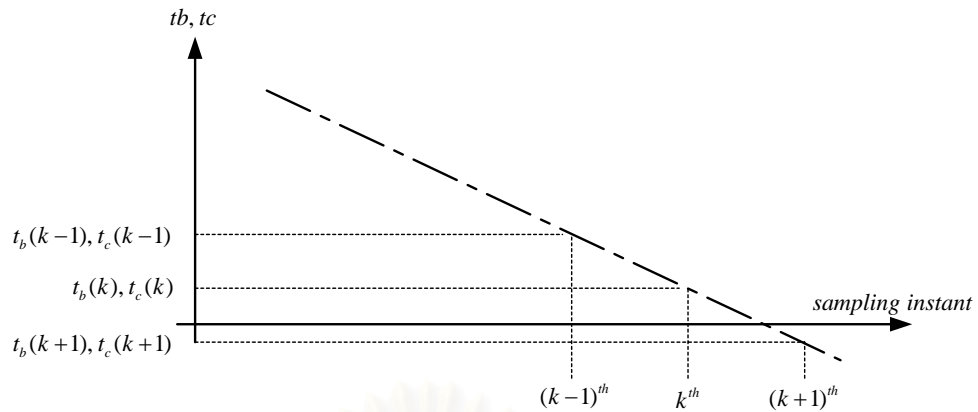


รูปที่ 3.10 เวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์และแรงดันในย่านความเร็วสูงและต่ำ

ในย่านความเร็วสูง เวกเตอร์แรงดันจะนำหน้าเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ 90 องศาโดยประมาณ ดังนั้นเมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์จาก 1 ไปยัง 2 (ตามที่นิยามในรูปที่ 2.3) การเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันก็จะเปลี่ยนจากเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V2, V3 เป็นเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V3, V4 ซึ่งจะไม่ทำให้เกิดปัญหา เพราะว่าเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V3, V4 สามารถสร้างแรงดัน v_s ได้ตามต้องการ (ดูรูปที่ 3.10 (ก)) แต่ในย่านความเร็วต่ำ แรงดันตกคร่อมใน R_s จะส่งผลกระทบต่อถึงมุมของเวกเตอร์แรงดัน ซึ่งทำให้เมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์เปลี่ยนจากเซกเตอร์จาก 1 ไปยัง 2 แล้ว แต่เวกเตอร์แรงดัน v_s ยังคงอยู่ระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V2, V3 อยู่ (ดูรูปที่ 3.10 (ข)) ดังนั้นวิธีการเลือกแบบดั้งเดิมตามตารางที่ 3.1 และ 3.2 ที่เลือกใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V3, V4 ทันทีตามการเปลี่ยนเซกเตอร์ของเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ จะทำให้เกิดปัญหาในการควบคุมขนาดของฟลักซ์ หากเราพิจารณารูปที่ 3.10 แล้ว จะพบว่าสิ่งที่เราควรทำคือเราควรเลือกเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V2, V3 เหมือนเดิมแม้ว่าเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์จะเปลี่ยนเซกเตอร์แล้วก็ตาม (ซึ่งขัดแย้งกับสมมติฐานข้อ 1 ของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม) จนกระทั่งเวกเตอร์แรงดัน v_s เปลี่ยนไปอยู่ระหว่างเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V3, V4 แล้ว จึงค่อยเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V3, V4 ซึ่งการตรวจจับการเปลี่ยนเซกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดัน v_s สามารถตรวจสอบได้จากค่าช่วงเวลาการใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ tb หรือ tc ที่ลดลงจนเป็นศูนย์

ในงานวิจัยนี้เราจะนำเสนอวิธีการใหม่ในการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ คือ เมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์มีการเปลี่ยนเซกเตอร์แล้ว เราจะทำการตรวจสอบตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน v_s โดยพิจารณาช่วงเวลา tb หรือ tc ว่ามีค่าประมาณศูนย์หรือไม่ ถ้าเงื่อนไขนี้เป็นจริง เราจะทำการเปลี่ยนคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่ใช้ตามตารางที่ 3.1 หรือ ตารางที่ 3.2 ในทางตรงกันข้าม หากเงื่อนไขไม่สอดคล้อง เราก็จะยังคงใช้คู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟเดิม

การตรวจสอบตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน v_s จากค่าของ tb หรือ tc มีหลักการดังนี้ คือ เราจะประมาณการลดลงของช่วงเวลาที่ใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ tb หรือ tc เป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 การประมาณการลดลงของช่วงเวลา t_b และ t_c

จากรูปที่ 3.11 ณ การสุ่มสัญญาณในคาบที่ k^{th} เราจะทำนายค่าของช่วงเวลา t_b หรือ t_c ในคาบที่ $(k+1)^{th}$ ได้ดังนี้คือ

- 1) กรณีเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์คู่:
$$\frac{t_b(k+1)}{Tk(k+1)} = \frac{t_b(k)}{Tk(k)} + \left(\frac{t_b(k)}{Tk(k)} - \frac{t_b(k-1)}{Tk(k-1)} \right)$$
- 2) กรณีเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์คี่:
$$\frac{t_c(k+1)}{Tk(k+1)} = \frac{t_c(k)}{Tk(k)} + \left(\frac{t_c(k)}{Tk(k)} - \frac{t_c(k-1)}{Tk(k-1)} \right)$$

หากเราประมาณว่า $Tk(k-1) \approx Tk(k)$ เราจะได้สมการที่ใช้ในการตัดสินใจว่า เราควรเปลี่ยนคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟแล้วหรือยัง ($t_b(k+1) \leq 0$ หรือ $t_c(k+1) \leq 0$) เป็นดังสมการที่ (3.30) และ (3.31)

$$1) \text{ กรณีเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์คู่: } t_b(k-1) - 2*t_b(k) \geq 0 \quad (3.30)$$

$$2) \text{ กรณีเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์คี่: } t_c(k-1) - 2*t_c(k) \geq 0 \quad (3.31)$$

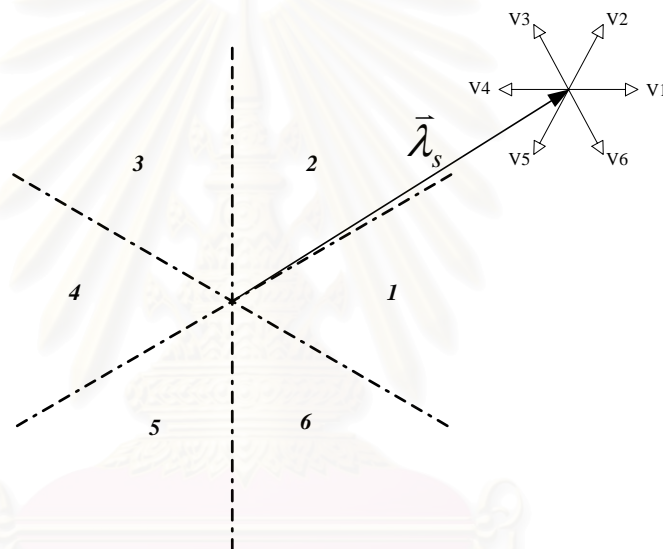
3.5 การคำนวณช่วงเวลา t_b และ t_c ในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์

จากรูปที่ 3.12 ในกรณีที่เวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์เคลื่อนที่จากเซกเตอร์ 1 ไปยังเซกเตอร์ 2 และเรายังคงใช้คู่เวกเตอร์เดิมคือ V_3 และ V_2 เนื่องจากสาเหตุที่เวกเตอร์แรงดัน v_s ยังไม่เปลี่ยนเซกเตอร์ดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.4 เราอาจจะพบกรณีค่า $\left. \frac{d\lambda_s}{dt} \right|_{v_b}$ และ $\left. \frac{d\lambda_s}{dt} \right|_{v_c}$ มีค่าเป็นบวกทั้งคู่ดังแสดงในรูปที่ 3.13 (ซึ่งโดยปกติควรมีค่าใดค่าหนึ่งเป็นบวก และอีกค่าหนึ่งเป็นลบ ตามสมมติฐานข้อ 2 ของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม) รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ในช่วงเวลา t_b จึงแตกต่างจากในรูปที่ 3.2 คือแทนที่ฟลักซ์จะลดกลับเป็นเพิ่ม ในกรณีนี้เรา

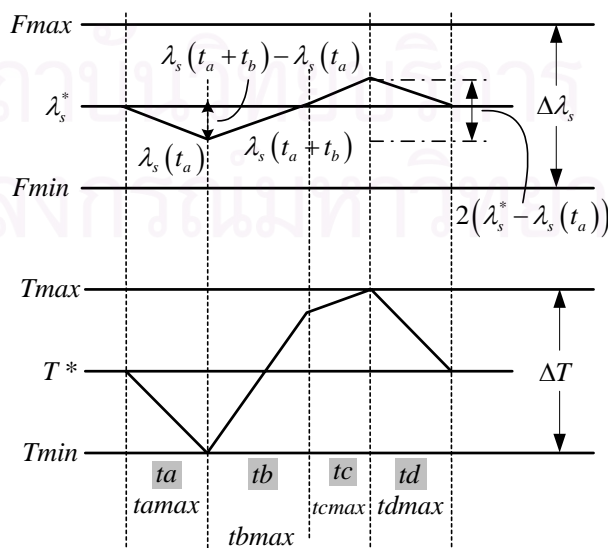
จึงกำหนดให้ค่าพลาซิมเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา t_b เป็น λ_s^* แทน $\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2$ ดังนั้นช่วงเวลา t_b จะถูกคำนวณใหม่ดังสมการที่ (3.32) สำหรับการคำนวณค่าจำกัด t_{cmax} นั้น ในกรณีนี้เราจะลดค่าจำกัดของพลาซิมลงจากเดิมคือ $\lambda_s^* + \frac{\Delta\lambda_s}{2}$ เป็น $\lambda_s(t_a) + 2(\lambda_s^* - \lambda_s(t_a))$ แทนเพื่อให้ค่าเบี่ยงเบนของพลาซิมมีลักษณะสมมาตรรอบค่าคำสั่ง λ_s^* ซึ่งจะทำให้ได้สมการคำนวณเป็นดังสมการที่ (3.33)

$$t_b(F) = \frac{\lambda_s^* - \lambda_s(t_a)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_b}} \tag{3.32}$$

$$t_{cmax}(F) = \frac{\lambda_s(t_a) + 2 * (\lambda_s^* - \lambda_s(t_a)) - \lambda_s(t_a + t_b)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_c}} = \frac{2 * \lambda_s^* - \lambda_s(t_a) - \lambda_s(t_a + t_b)}{(d\lambda_s/dt)|_{v_c}} \tag{3.33}$$

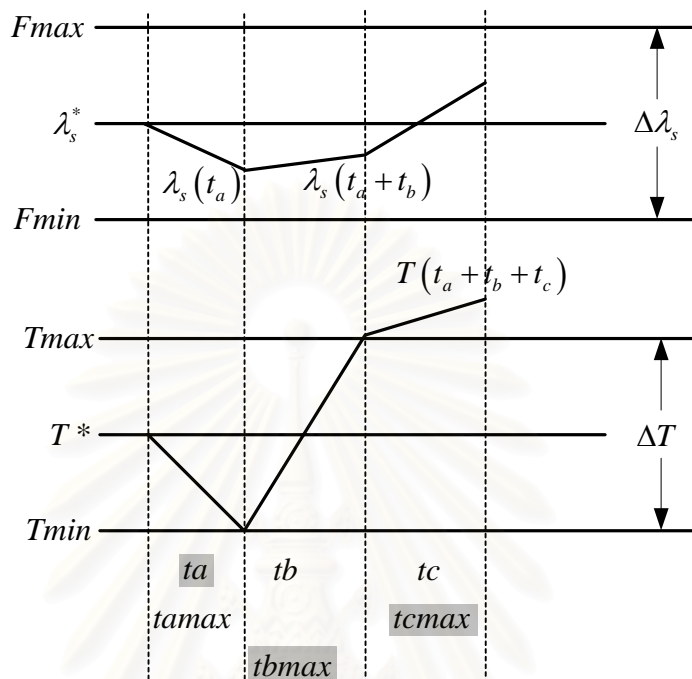


รูปที่ 3.12 การเลือกเวกเตอร์แรงดันในช่วงที่พลาซิมเปลี่ยนเซกเตอร์

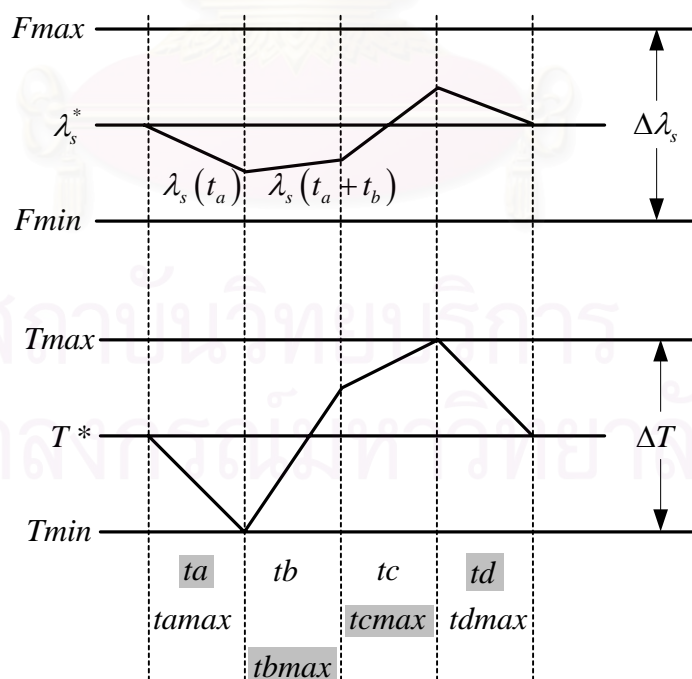


รูปที่ 3.13 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_b และ t_c ในช่วงที่พลาซิมเปลี่ยนเซกเตอร์

ซึ่งถ้าในกรณีนี้ถ้า tb มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ tb_{max} ตามสมการที่ (3.14) ดังแสดงในรูปที่ 3.14 เราก็ปรับค่าช่วงเวลา tb, tc ด้วยอัตราส่วน (Scale1) โดยอาศัยสมการที่ (3.27) เพื่อให้แรงบิดอยู่ในแถบฮิสเตอร์ซิสเช่นเดิม ผลที่ได้หลังจากการย่อส่วนแสดงในรูปที่ 3.15



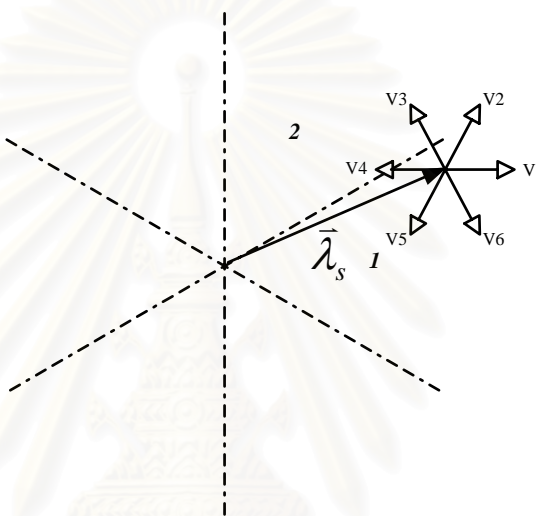
รูปที่ 3.14 รูปแบบที่ได้ในช่วงเวลา tb และ tc ในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์ก่อนผ่านการย่อส่วน



รูปที่ 3.15 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดในช่วงเวลา tb และ tc ในช่วงที่ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์หลังผ่านการย่อส่วน

3.6 การคำนวณช่วงเวลา ta tb และ tc ในย่านความเร็วสูง

เราสามารถเขียนอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงบิด (สมการที่ (3.2)) ในอีกรูปแบบหนึ่งได้ดังสมการที่ (3.34) เมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็วสูง พจน์ที่ 3 ทางขวามือของสมการที่ (3.34) จะมีค่ามากและมีผลต่อค่า $\frac{dT}{dt}$ โดยตรง นั่นคือเมื่อ ω_m มีค่ามาก ค่า $\frac{dT}{dt}$ ก็จะมีค่าลดลงจนอาจเป็นลบได้ สรุปได้ว่าในย่านความเร็วสูงอาจมีเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวใดตัวหนึ่งไม่สามารถเพิ่มแรงบิดได้ตามที่ต้องการ ซึ่งขัดแย้งกับสมมติฐานข้อ 3 ของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม



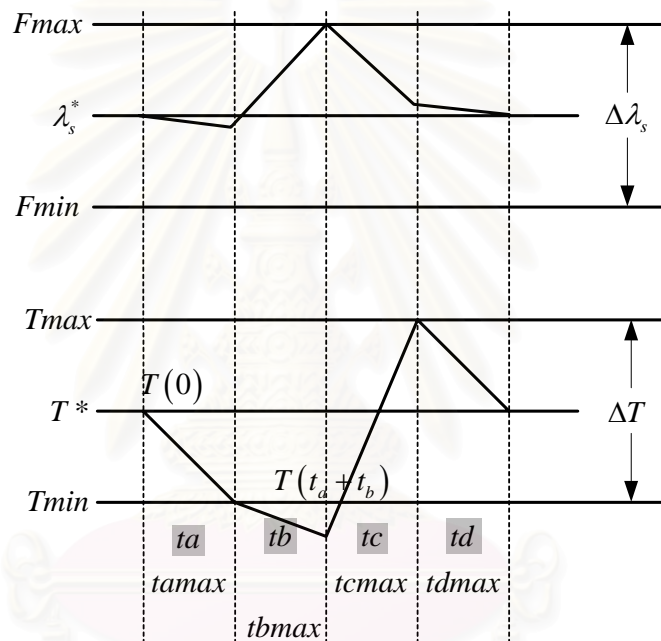
รูปที่ 3.16 ผลการเลือกเวกเตอร์แรงดันในย่านความเร็วสูง

$$\frac{dT}{dt} = -\left[\frac{R_S}{\sigma L_S} + \frac{R_R}{\sigma L_R} \right] T + \frac{pM}{\sigma L_R L_S} [\bar{\lambda}_R \times \bar{v}_s] - p^2 \frac{\omega_m M}{\sigma L_S L_R} (\bar{\lambda}_R \square \bar{\lambda}_s) \quad (3.34)$$

ซึ่งเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวที่ว่าเป็นนี้ ก็คือเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวที่สร้างฟลักซ์ได้ดีกว่าสร้างแรงบิด เพราะว่าในช่วงใกล้ขอบเขตเตอร์ จากรูปที่ 3.16 เมื่อเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_2 ที่ใช้ในการเพิ่มฟลักซ์จะไม่มีอิทธิพลในการเพิ่มแรงบิด เนื่องจากเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์เกือบจะอยู่ในแนวเดียวกับเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_2 ต่างกับเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ V_3 ซึ่งอยู่ในแนวเกือบตั้งฉากกับเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ จากตารางที่ 3.1 เราจะพบว่าเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่อาจมีปัญหาดังกล่าวในแต่ละเซกเตอร์คือ V_2 (เซกเตอร์ที่ 1) V_3 (เซกเตอร์ที่ 2) V_4 (เซกเตอร์ที่ 3) V_5 (เซกเตอร์ที่ 4) V_6 (เซกเตอร์ที่ 5) V_1 (เซกเตอร์ที่ 6) ดังนั้นถ้าเราใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวที่ว่าเป็นในช่วงเวลา tb ก็จะทำให้ช่วงดังกล่าวมีแรงบิดลดลง (แทนที่จะเพิ่มขึ้นตามที่คาดหวังไว้) ในขณะที่ฟลักซ์เพิ่มขึ้น ส่งผลให้แรงบิดมีค่าเกินขอบเขตฮิสเตอรีซิสที่กำหนดไว้ (ดูรูปที่ 3.17) ในขณะที่ฟลักซ์ยังถูกควบคุมให้อยู่ภายในขอบเขตฮิสเตอรีซิสได้

ดังนั้นเพื่อแก้ไขปัญหานี้ เราจะทำการหาค่าแรงบิดเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา tb ($T(t_a + t_b)$) ดังแสดงในรูปที่ 3.17 ก่อน แล้วจึงทำการย่อส่วนช่วงเวลา ta และ tb ด้วยอัตราส่วน (Scale2) ในสมการที่ (3.35) เพื่อให้ค่าแรงบิดยังอยู่ในขอบเขตที่กำหนด และทำการคำนวณค่าเวลา ta และ tb ใหม่อีกครั้งด้วยสมการที่ (3.36) และ (3.37) ซึ่งเราจะได้ผลจากการย่อส่วนช่วงเวลาดังรูปที่ 3.18

ในทางตรงข้ามถ้าเวกเตอร์แรงดันแอกที่ฟัตที่ว่านี้อยู่ในช่วงเวลา tc เราจะได้ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดดังรูปที่ 3.19 สังเกตได้ว่าในช่วง tc แรงบิดจะลดลงในขณะที่ฟลักซ์เพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงไม่ต้องมีการย่อส่วนช่วงเวลา แต่เราจะใช้สมการที่ (3.38) ในการคำนวณช่วงเวลา tc แทนสมการที่ (3.15) ซึ่งเราจะได้ผลเป็นดังรูปที่ 3.19



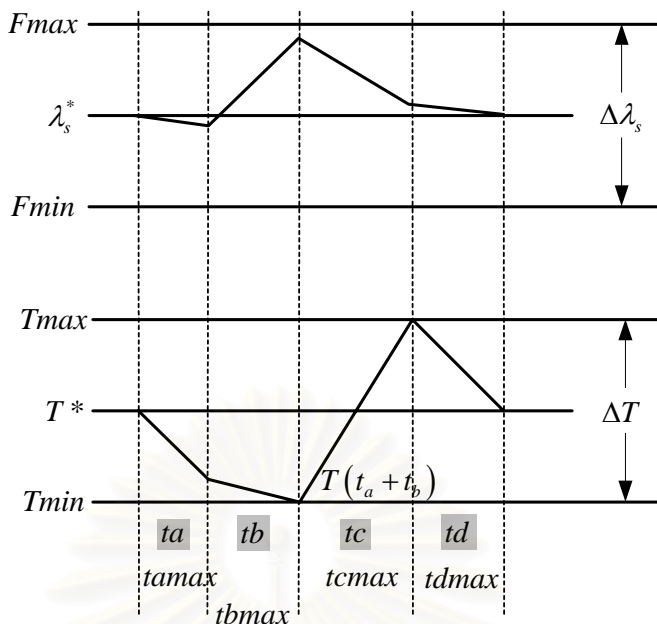
รูปที่ 3.17 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา ta และ tb เมื่อ $(dT/dt)|_{v_b} < 0$

$$Scale2 = \frac{(T^* - \Delta T/2) - T(0)}{T(t_a + t_b) - T(0)} = \frac{Tmin - T(0)}{T(t_a + t_b) - T(0)} \quad (3.35)$$

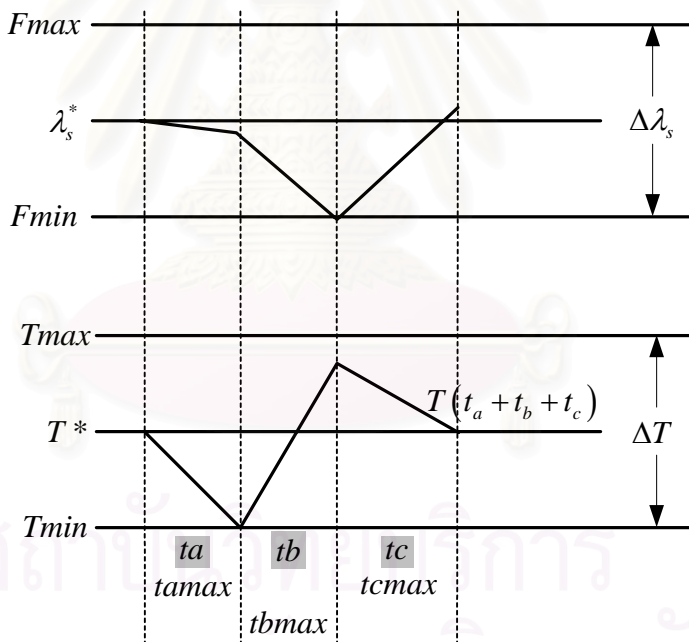
$$t_a = t_a * Scale2 \quad (3.36)$$

$$t_b = t_b * Scale2 \quad (3.37)$$

$$t_c(T) = \frac{T^* - T(t_a + t_b)}{(dT/dt)|_{v_c}} \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.18 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์และแรงบิดในช่วงเวลา t_a และ t_b เมื่อ $(dT/dt)|_{v_b} < 0$ หลังผ่านการย่อส่วน

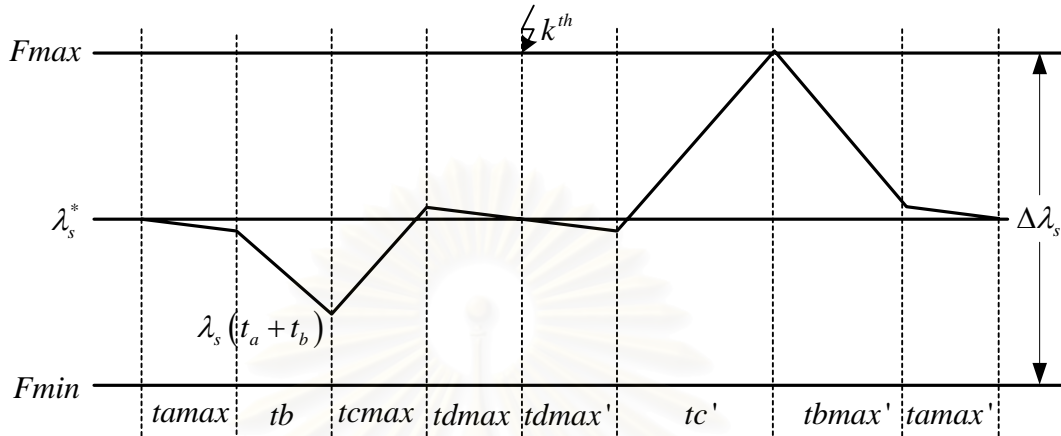


รูปที่ 3.19 รูปแบบการคำนวณหาช่วงเวลา t_b และ t_c เมื่อ $(dT/dt)|_{v_c} < 0$

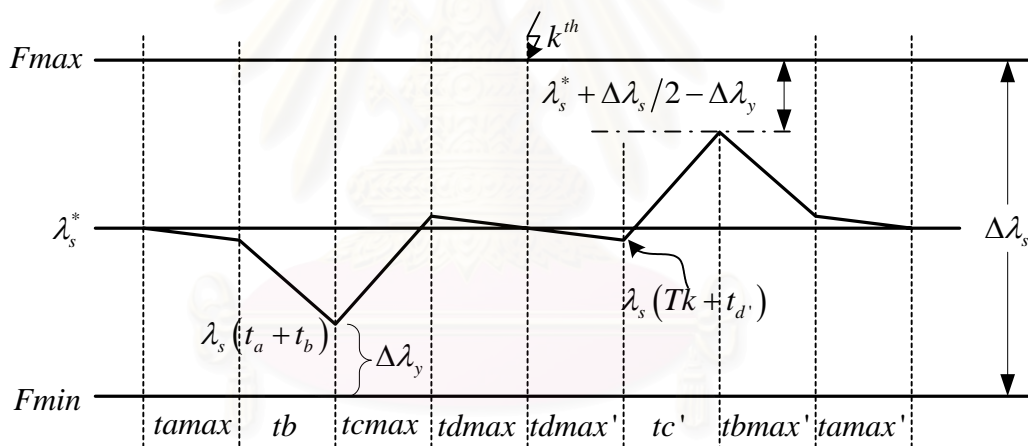
3.7 การคำนวณช่วงเวลาเพื่อให้ระลอกฟลักซ์และแรงบิดสมดุล

การปรับค่าเวลาต่าง ๆ ที่กล่าวในหัวข้อก่อนหน้านี จะส่งผลทำให้ระลอกฟลักซ์และแรงบิดใน 1 คาบเวลาที่มีความไม่สมดุลรอบค่าคำสั่ง λ_s^* และ T^* เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยปรับการคำนวณช่วงเวลา t_c' และ t_d' เพื่อให้ระลอกฟลักซ์และแรงบิดสมดุลใน 1 คาบการสวิตช์ ในกรณีนี้ที่ $\lambda_s(t_a + t_b)$ มีค่าไม่ถึงค่าจำกัดล่าง $(\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2)$ และถ้าเราคำนวณช่วงเวลา

t_c' ด้วยสมการที่ (3.21) ตามปกติ เราก็จะได้รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์เป็นดังรูปที่ 3.20 ดังนั้น เราจะอาศัยสมการที่ (3.39) ในการคำนวณช่วงเวลา t_c' แทนเพื่อให้ระลอกฟลักซ์สมดุกรอบ λ_s^* ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.20 การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ก่อนปรับปรุง

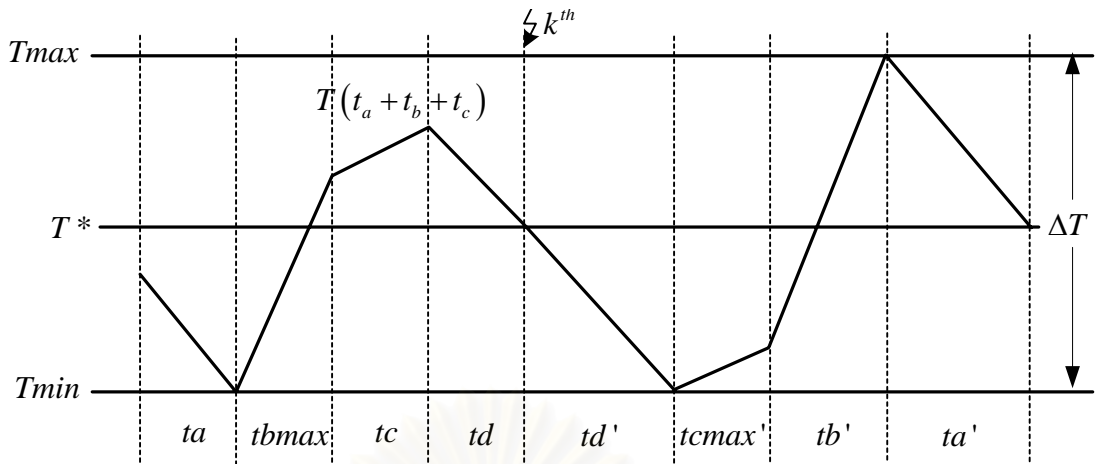


รูปที่ 3.21 รูปแบบการคำนวณเพื่อทำให้ระลอกฟลักซ์สมดุกล

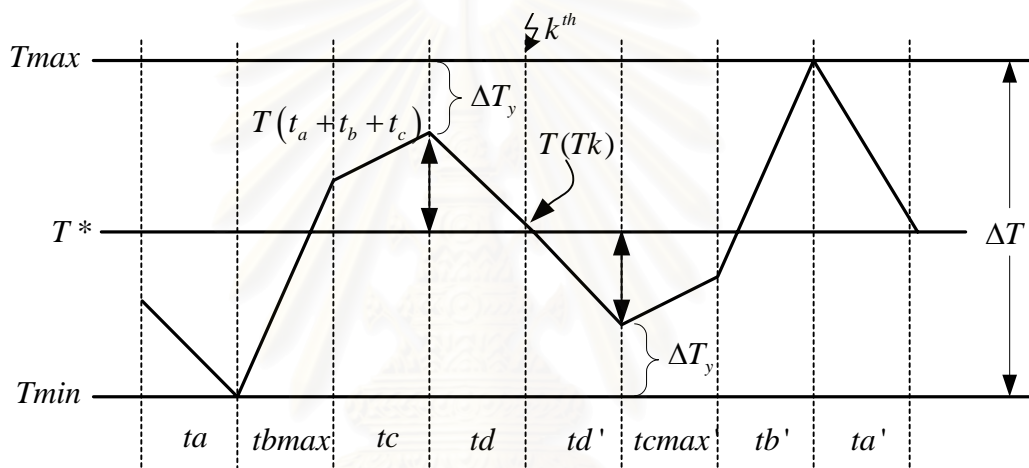
$$t_c' = \frac{[(\lambda_s^* + \Delta\lambda_s/2) - \Delta\lambda_y] - \lambda_s(Tk + t_d')}{(d\lambda_s/dt)|_{v_c}} \quad (3.39)$$

เมื่อ $\Delta\lambda_y = \lambda_s(t_a + t_b) - (\lambda_s^* - \Delta\lambda_s/2)$

ในการคำนวณเพื่อทำให้แรงบิดสมดุกลนั้น ถ้า $T(t_a + t_b + t_c)$ มีค่าไม่ถึงค่าจำกัดบน $T^* + \Delta T/2$ และถ้าเราคำนวณช่วงเวลา td' ด้วยสมการที่ (3.19) ตามปกติ เราก็จะได้รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดดังแสดงในรูปที่ 3.22 ดังนั้นเราจะอาศัยสมการที่ (3.40) ในการคำนวณช่วงเวลา td' แทนเพื่อให้ระลอกแรงบิดสมดุกลรอบ T^* ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.22 การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดก่อนปรับปรุง



รูปที่ 3.23 รูปแบบการคำนวณเพื่อให้ระลอกแรงบิดสมดุล

$$t_{d'} = \frac{[(T^* - \Delta T / 2) + \Delta T_y] - T(T_k)}{(dT / dt) |_{v_{d'}}} \tag{3.40}$$

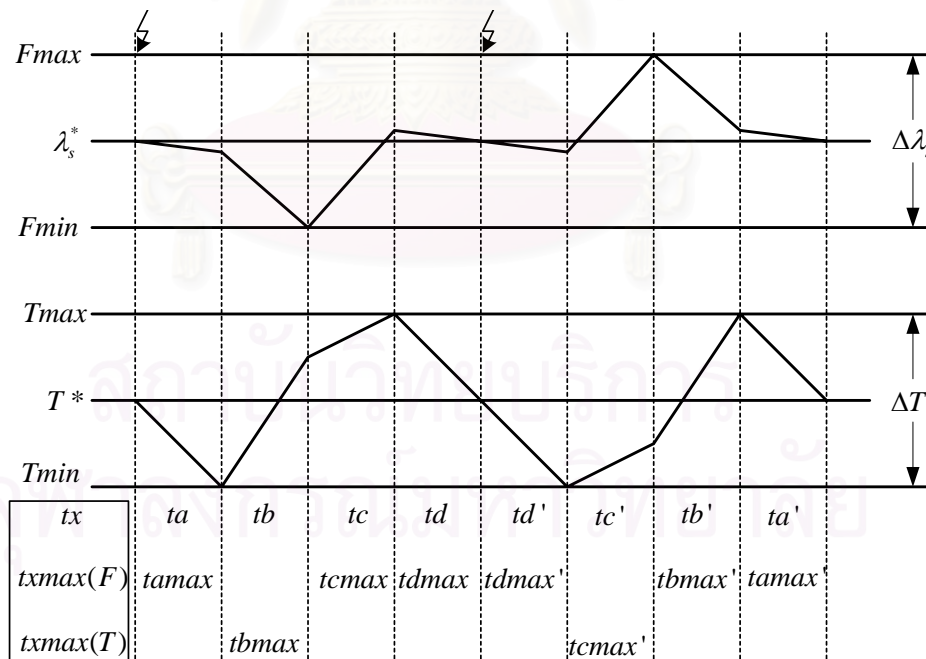
เมื่อ $\Delta T_y = (T^* + \Delta T / 2) - T(t_a + t_b + t_c)$

ในบทถัดไป เราจะนำทฤษฎีที่ได้พัฒนาขึ้นมาทั้งหมดนี้ มาจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์

บทที่ 4

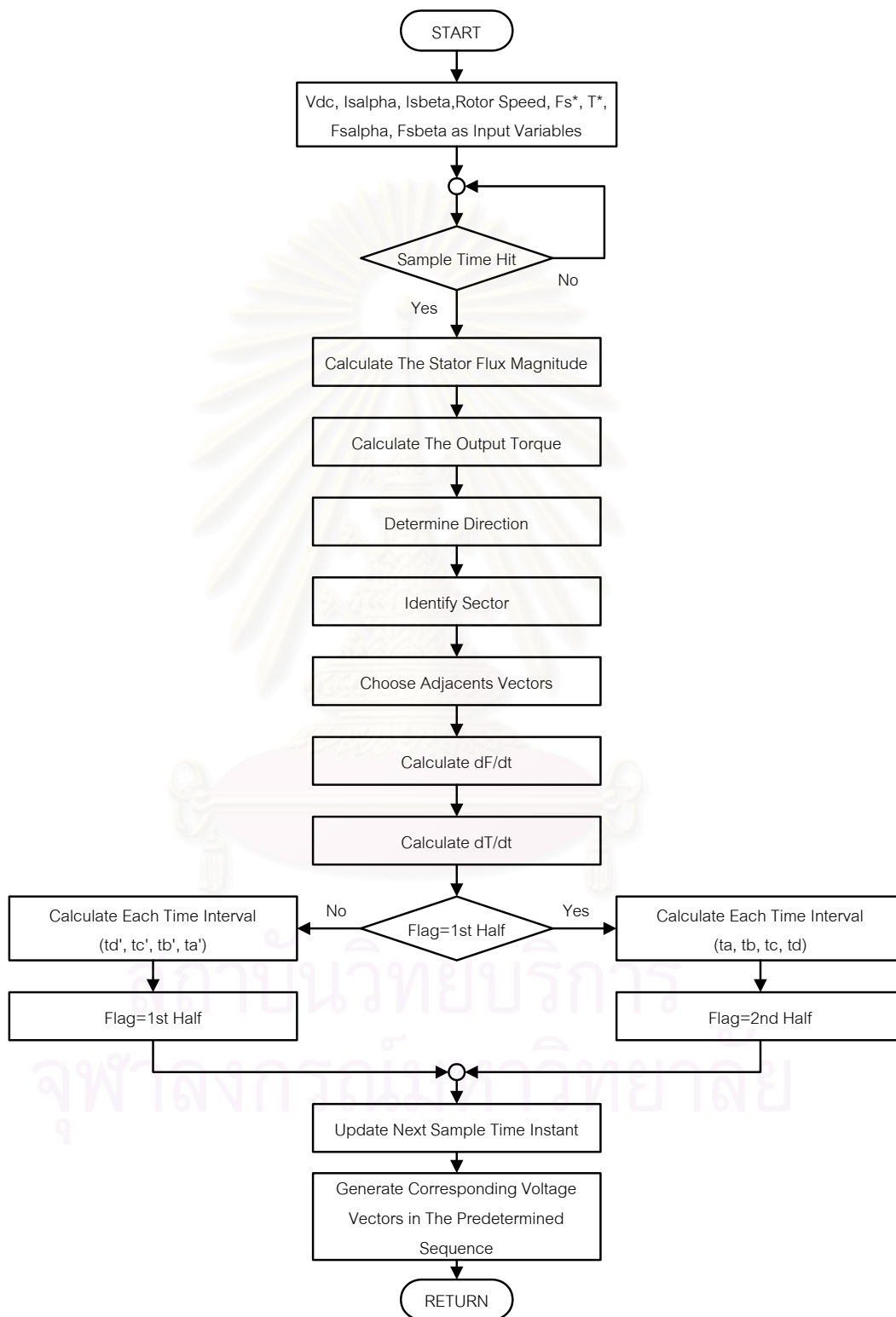
ผลการจำลองระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล

ในบทนี้เราจะจำลองการทำงานของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัลที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 ด้วยโปรแกรม MATLAB with Simulink เนื่องจากอัลกอริทึมในการคำนวณหาค่าช่วงเวลาต่าง ๆ ที่จ่ายเวกเตอร์แรงดันนั้น จะต้องทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ควบคุมทุก ๆ ครั้งคาบของการสวิตช์ ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 4.1 กล่าวคือ ในครั้งคาบของการสวิตช์ จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงทั้งคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่เลือกใช้ให้ตรงตามตำแหน่งของเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ ช่วงเวลาที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณสวิตช์ ($t_a, t_b, t_c, t_d, t_d', t_c', t_b', t_a'$) และคาบเวลาถัดไปที่ใช้ในการสุ่มค่าสัญญาณ (next sample time instant) ดังนั้นในการเขียน อัลกอริทึมดังกล่าวเราจะเขียนด้วย S-Function ซึ่งสามารถรองรับการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ได้ทุก ๆ การสุ่มค่าสัญญาณตามต้องการ อีกทั้งยังเหมาะสมกับอัลกอริทึมที่มีลักษณะเป็นเงื่อนไข เช่น if-then-else รวมถึงใช้ได้กับระบบที่เป็นแอนาลอก ดิสครีต หรือไฮบริดก็ได้ โดยรายละเอียดวิธีการเขียน S-Function สามารถศึกษาได้จากคู่มือ MATLAB ทั่วไปได้



รูปที่ 4.1 การสุ่มค่าสัญญาณทุก ๆ ครั้งคาบของการสวิตช์ (โดยเครื่องหมาย “⚡” แสดงถึงจุดที่ทำการสุ่มสัญญาณ)

แผนภาพการคำนวณของอัลกอริทึมโดยรวมที่เขียนด้วย S-Function แสดงได้รูปที่ 4.2 โดยจะมีตัวบอกสถานะ (flag) ว่าในการสุ่มค่าสัญญาณครั้งนี้เป็นการคำนวณในช่วงครึ่งแรกหรือครึ่งหลังของคาบการสวิตช์



รูปที่ 4.2 แผนภาพการคำนวณของอัลกอริทึมใน S-Function

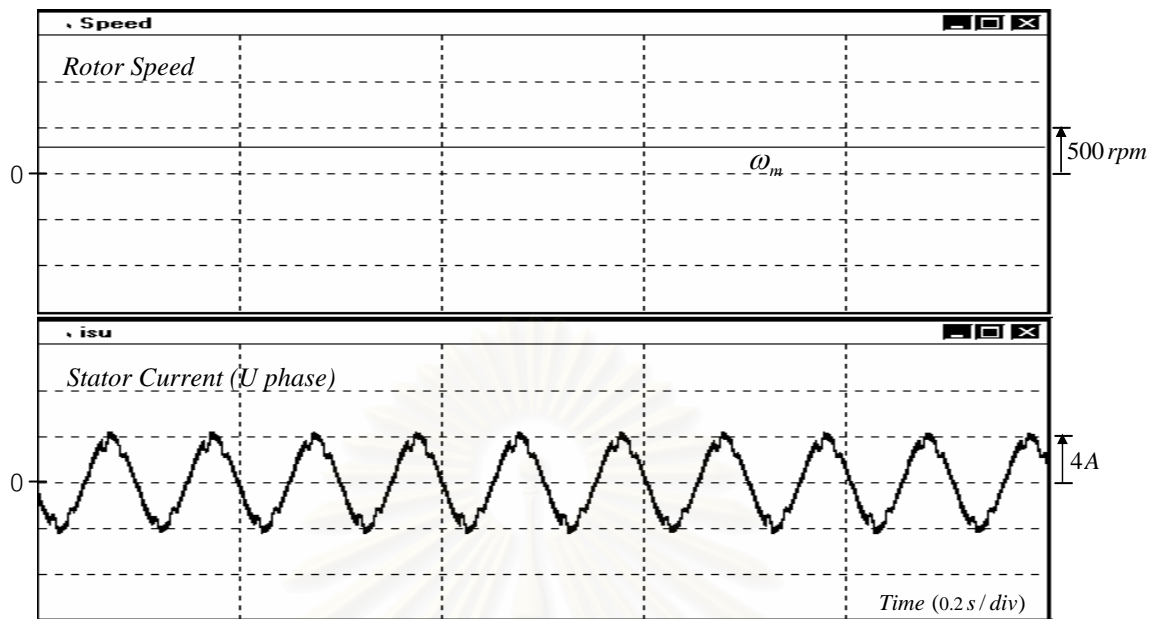
4.1 ผลการจำลองการทำงานของระบบ

ในการจำลองการทำงานของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงด้วยโปรแกรม MATLAB with Simulink เราได้กำหนดความกว้างแถบฮิสเตอรีซิสของฟลักซ์ $\Delta\lambda_s$ และความกว้างแถบฮิสเตอรีซิสของแรงบิด ΔT ไว้ที่ 0.006 Wb และ 0.6 N-m ตามลำดับ

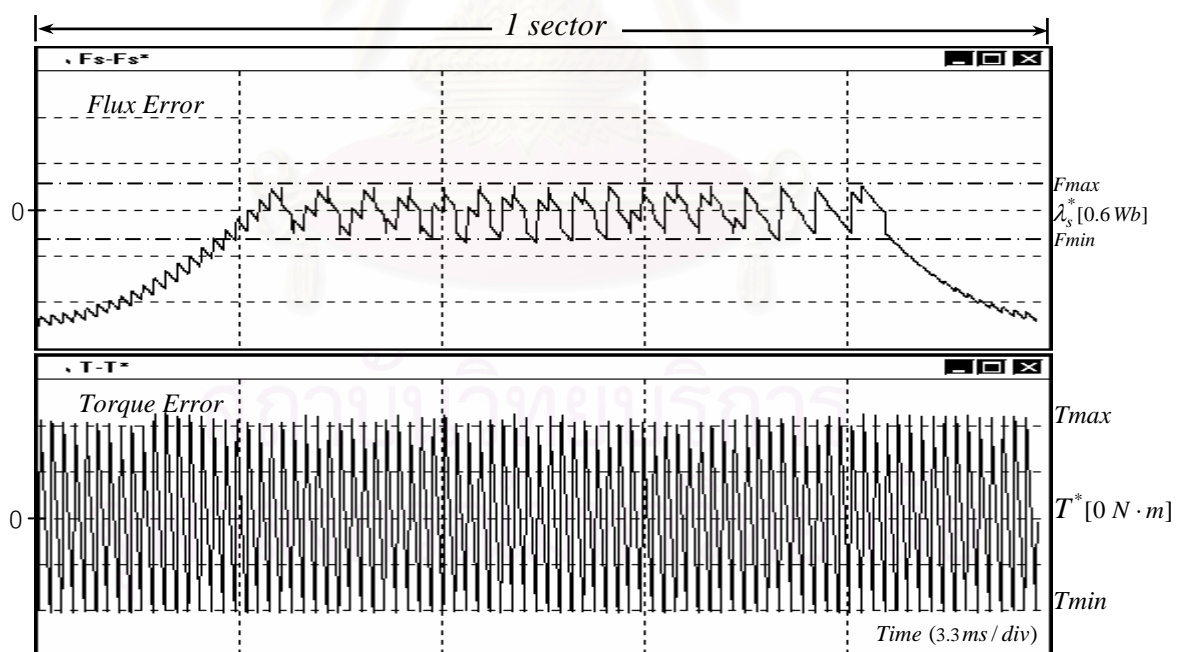
4.1.1 ผลการจำลองการทำงานของระบบในภาวะอยู่ตัว

ในภาวะอยู่ตัว เราจะแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วนเปรียบเทียบกันระหว่างระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม กับระบบควบคุมแรงบิดเชิงดิจิทัลที่ใช้หลักการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟโดยดูจากเงื่อนไขตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันในหัวข้อที่ 3.4 ซึ่งผลการจำลองการทำงานของระบบดังกล่าวได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.3 ถึง 4.14 โดยผลการจำลองในรูปที่ 4.3 ถึง 4.6 เป็นผลการทดสอบระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม จากรูปที่ 4.3 และ 4.4 จะเห็นได้ว่าเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 300 rpm รูปแบบการสวิตช์ส่วนใหญ่ถูกกำหนดเพื่อให้ค่าแรงบิดอยู่ในขอบเขตฮิสเตอรีซิส ระบบไม่สามารถควบคุมระลอกฟลักซ์ให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสได้ตลอดเวลา เพราะการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตามตำแหน่งเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์นั้นในช่วงขอบ เซกเตอร์ เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวที่ใช้ในการเพิ่มฟลักซ์ยังไม่มีศักยภาพมากพอที่จะเพิ่มฟลักซ์ได้ ฟลักซ์จึงมีค่าลดลงต่ำกว่าขอบเขตฮิสเตอรีซิสที่กำหนดด้วยเหตุผลดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.4 ซึ่งเมื่อระลอกฟลักซ์มีการผิดเพี้ยนไป ส่งผลให้รูปคลื่นกระแสเตเตอร์ผิดเพี้ยนด้วย แต่ระบบก็ยังสามารถควบคุมความเร็วได้ตามที่ต้องการ ส่วนรูปที่ 4.5 และ 4.6 เป็นผลการจำลองเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1000 rpm จะเห็นได้ว่า ระบบสามารถควบคุมทั้งระลอกฟลักซ์และ แรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสได้ดีมากขึ้น กระแสสเตเตอร์ก็มีรูปร่างเป็นไซน์ และระบบก็สามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้มีค่าเท่ากับความเร็วคำสั่งได้ ดังนั้นเราจึงเป็นการยืนยันข้อสรุปที่ว่าระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิมที่อาศัยตำแหน่งเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์แต่เพียงอย่างเดียวจะมีปัญหาอย่างมากในย่านความเร็วต่ำ และปัญหาจะน้อยลงในย่านความเร็วสูง

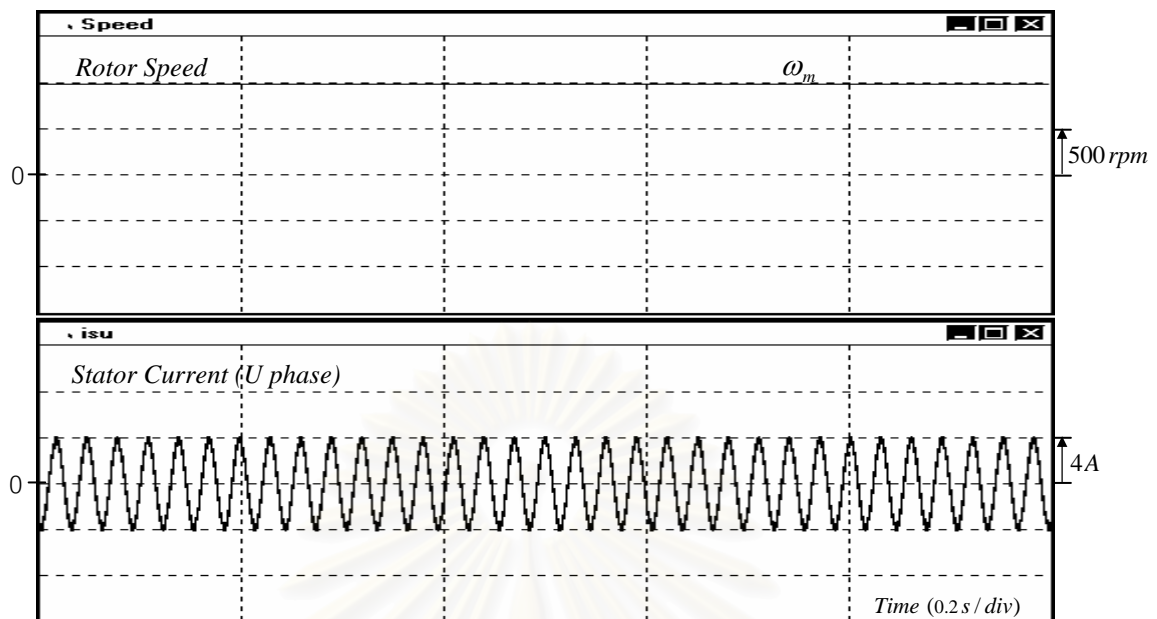
รูปที่ 4.6 ถึง 4.14 เป็นผลการทดสอบระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัลที่จุดการทำงานต่าง ๆ คือ 300 500 1000 และ 1420 rpm ด้วยหลักการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟโดยดูจากเงื่อนไขตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันประกอบด้วย จากรูปจะพบว่าระบบสามารถควบคุมทั้งระลอกฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิส และสมมูลรอบค่าอ้างอิงทั้งสองได้นอกจากนั้นกระแสสเตเตอร์ก็มีลักษณะเป็นไซน์ และระบบสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้มีค่าเท่ากับความเร็วคำสั่งได้ เราจึงสามารถสรุปได้ว่า วิธีการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่นำเสนอใหม่นี้ สามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบเดิมได้เป็นอย่างดีในทุกย่านความเร็ว



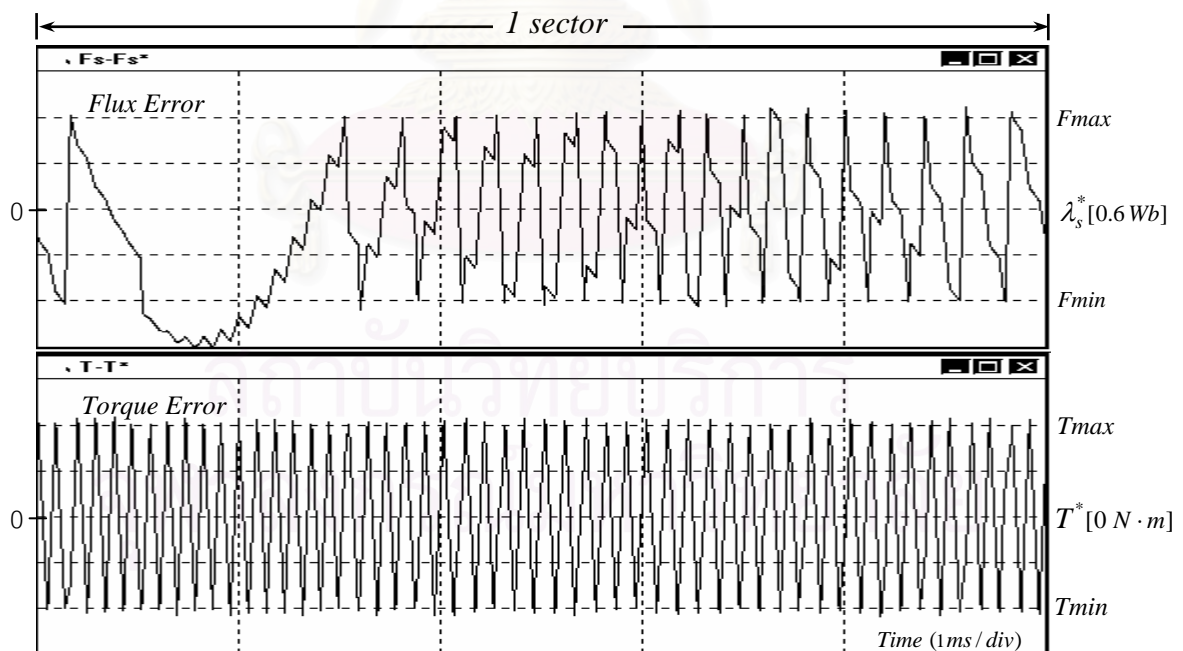
รูปที่ 4.3 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm
(ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม)



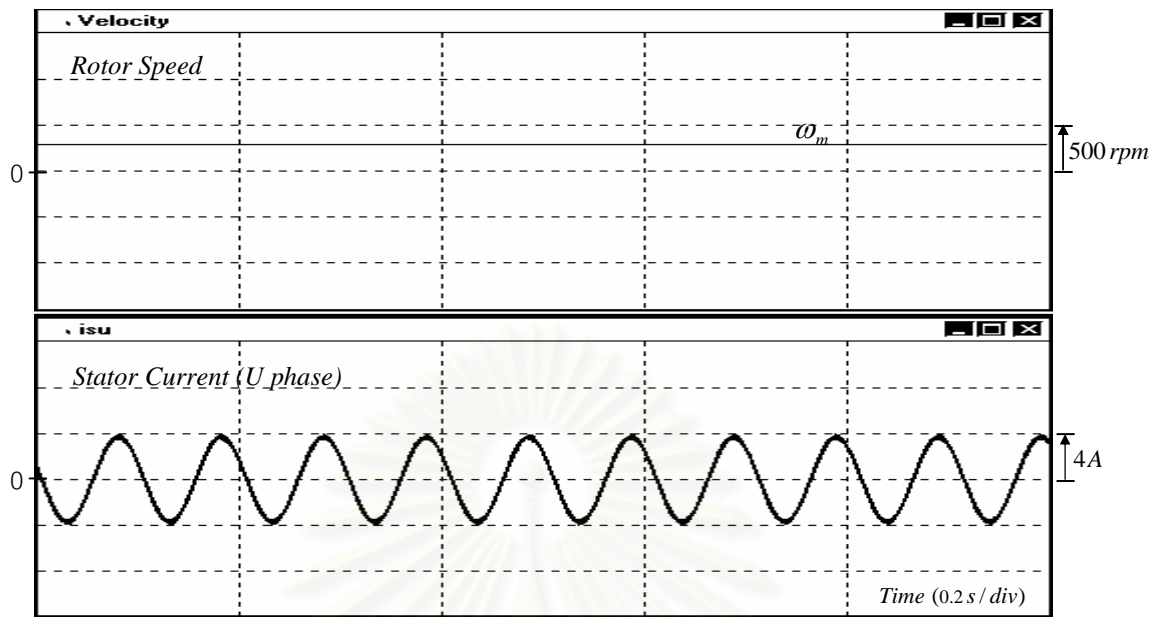
รูปที่ 4.4 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) ที่ความเร็ว 300 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม)



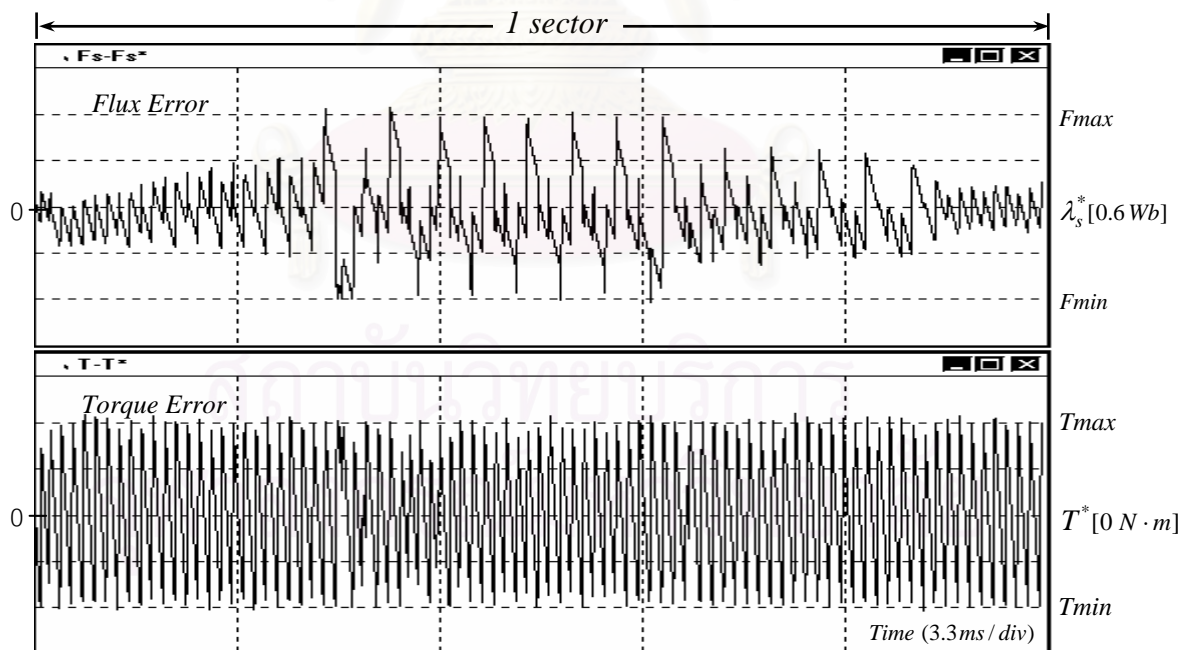
รูปที่ 4.5 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm
(ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม)



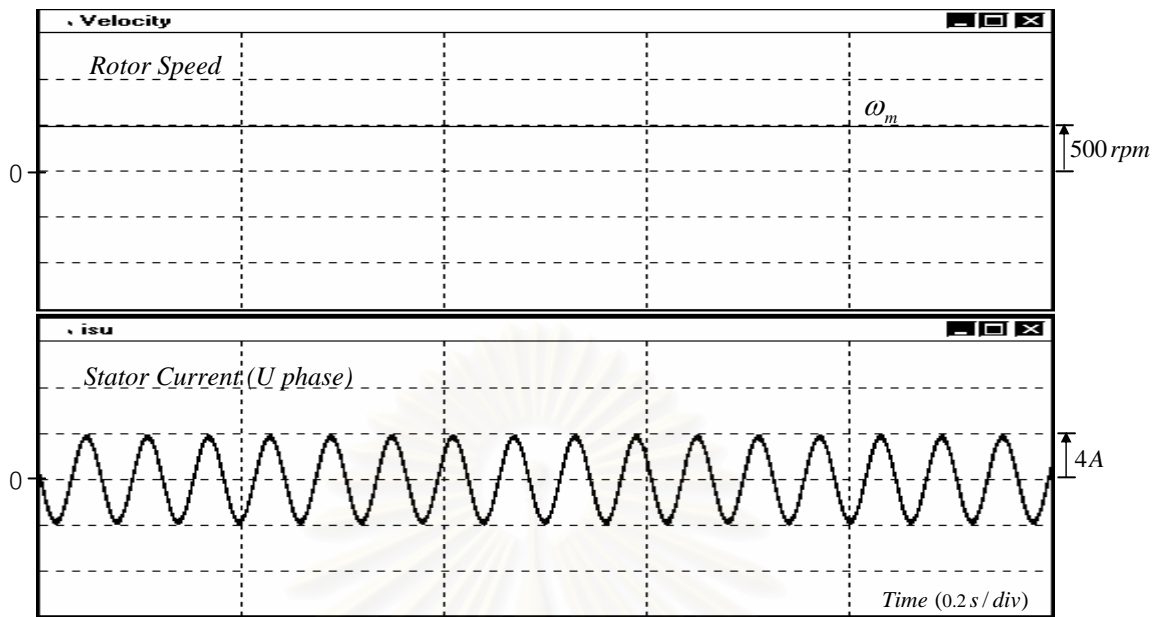
รูปที่ 4.6 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60องศา)
ที่ความเร็ว 1000 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม)



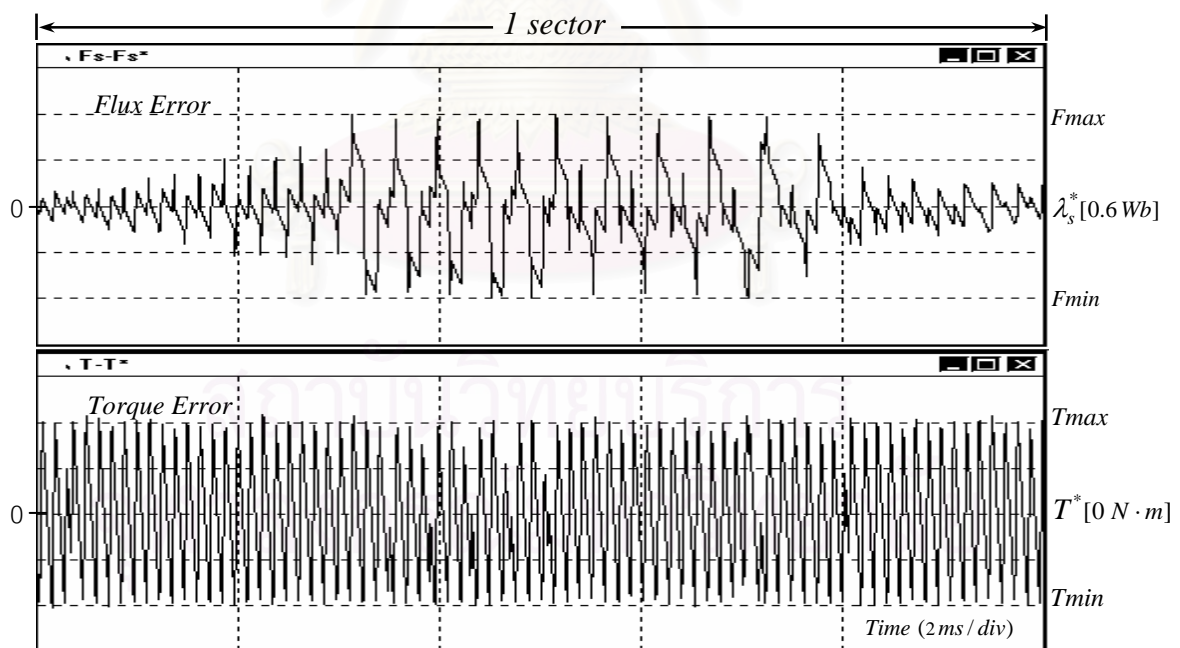
รูปที่ 4.7 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm
(ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



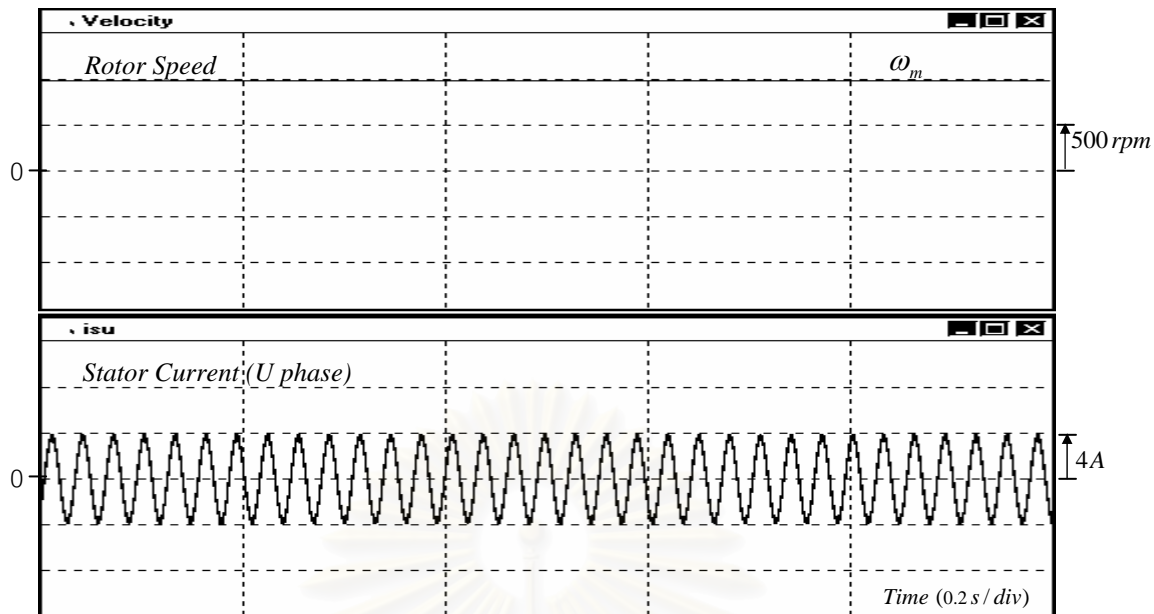
รูปที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา)
ที่ความเร็ว 300 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



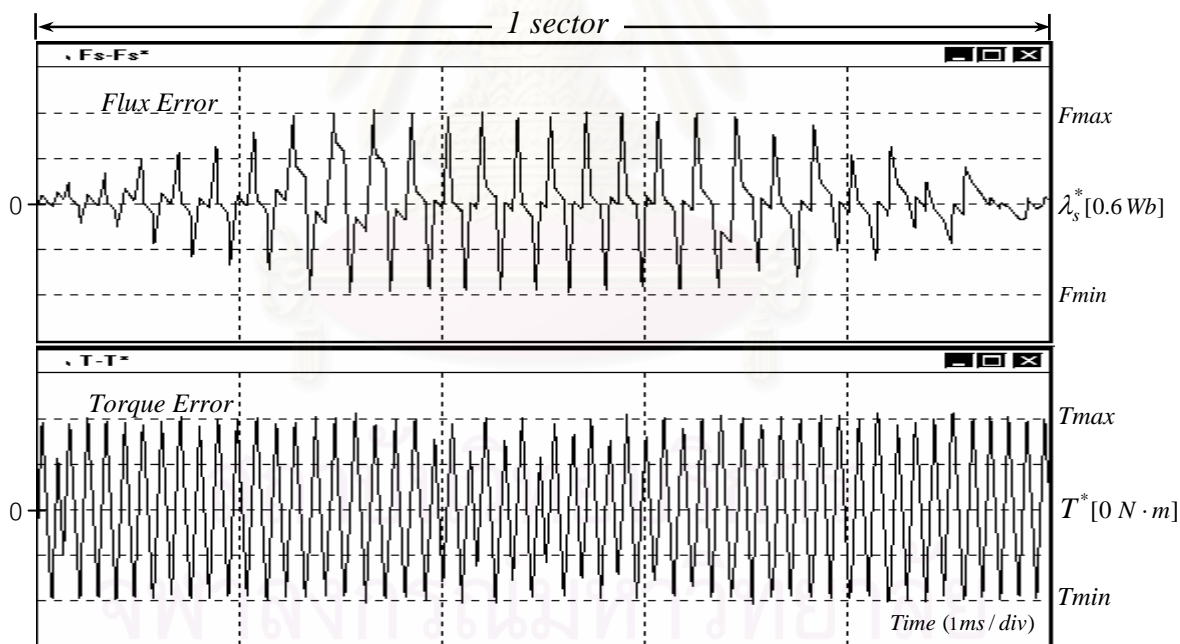
รูปที่ 4.9 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 500 rpm
(ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



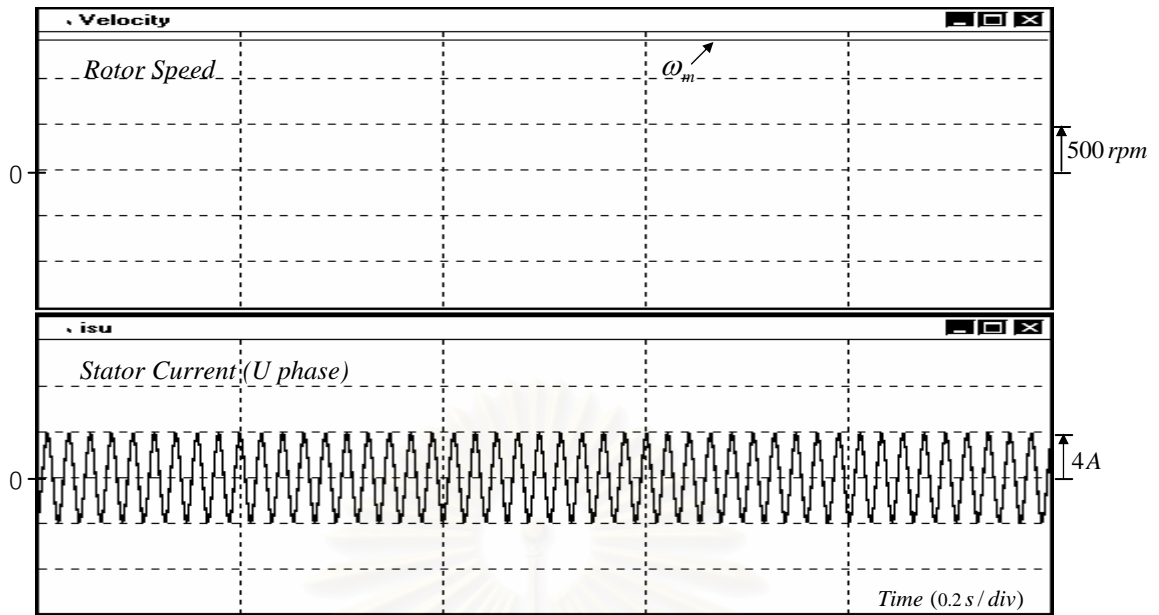
รูปที่ 4.10 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา)
ที่ความเร็ว 500 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



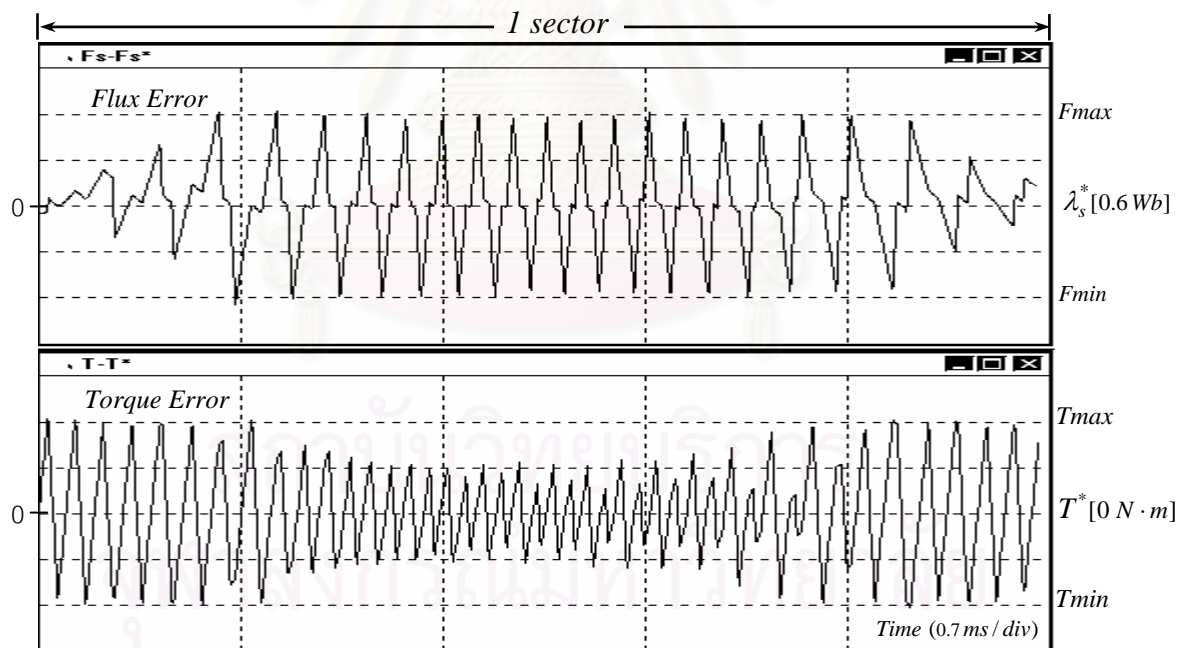
รูปที่ 4.11 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm
(ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



รูปที่ 4.12 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา)
ที่ความเร็ว 1000 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



รูปที่ 4.13 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1420 rpm
(ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)



รูปที่ 4.14 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา)
ที่ความเร็ว 1420 rpm (ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล)

ในส่วนถัดไป เราจะแสดงผลการจำลองระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัล
แต่เพียงอย่างเดียว

4.1.1 ผลตอบสนองต่อโหลด

การจำลองระบบในกรณีนี้ เราจะทำการใส่โหลดแบบขั้นขนาด 10 N-m ซึ่งเป็นค่าพิกัด ในขณะที่มอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 300 และ 1000 rpm ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.15 ถึง 4.18 เมื่อมีการใส่โหลด แรงบิดจริง (T) ก็สามารถติดตามค่าแรงบิดอ้างอิง (T*) ที่มีการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาได้เป็นอย่างดี และขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ในขณะที่ใส่โหลด กระแสสเตเตอร์ก็ยังมีรูปร่างเป็นไซน์ อีกทั้งระบบยังสามารถควบคุมระลอกฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอร์รีซิส และสมดุรอบค่าอ้างอิงทั้งสองได้ตลอดเวลาแม้ในช่วงสภาวะชั่วคราว

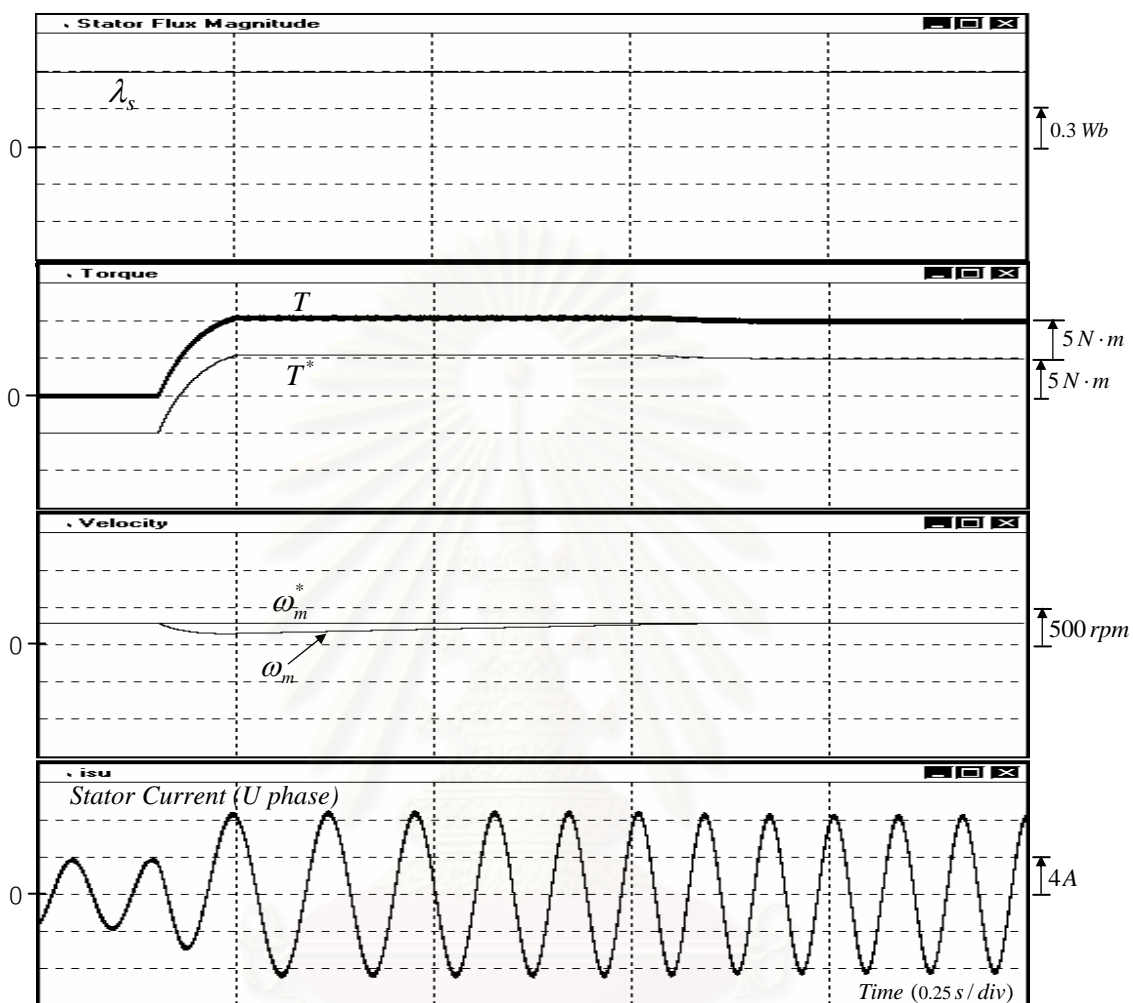
4.1.2 ผลตอบสนองการเร่งลดความเร็วในภาวะชั่วคราว

จากรูปที่ 4.19 เราจะทำการเร่งความเร็วมอเตอร์จาก 500 ไป 1000 rpm แบบขั้น พบว่า ในขณะที่สั่งเร่งความเร็ว เราสามารถควบคุมขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ให้มีค่าคงที่ได้ และค่าแรงบิดจริง (T) ก็ยังสามารถติดตามแรงบิดอ้างอิง (T*) ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามความเร็วได้ กระแส สเตเตอร์มีรูปร่างเป็นไซน์ตลอดเวลาเหมือนการควบคุมแบบเวกเตอร์ทั่ว ๆ ไป รูปที่ 4.20 แสดงการลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1000 ไป 500 rpm ส่วนรูปที่ 4.21 แสดงการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์จาก 1000 ไป -1000 rpm ผลการจำลองที่ได้แสดงให้เห็นว่า ระบบก็ยังสามารถควบคุมทั้งแรงบิดและฟลักซ์ในภาวะชั่วคราวได้ดีในการทำงานแบบเร่งลดความเร็ว

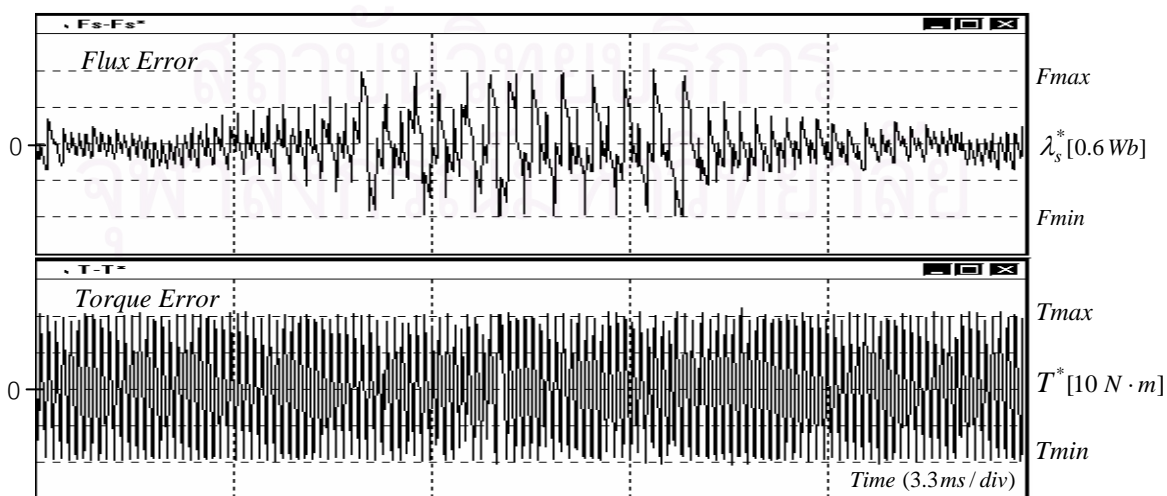
4.1.3 สเปกตรัมของแรงดันสเตเตอร์

รูปที่ 4.21 และ 4.22 แสดงสเปกตรัมของแรงดันสเตเตอร์เฟส u เมื่อมอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 300 และ 1000 rpm ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมจะมีลักษณะกระจายออกไปตามความถี่ต่าง ๆ รอบ ๆ ความถี่ประมาณ 5-6 kHz สำหรับการทำงานที่ความเร็ว 300 rpm และความถี่การสวิตซ์จะลดลงอยู่รอบ ๆ ค่าความถี่ประมาณ 3 kHz เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1000 rpm ซึ่งจะแตกต่างกับสเปกตรัมของแรงดันในกรณีที่เรทำการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบชอปคู่ ซึ่งจะมีสเปกตรัมเด่นอยู่ที่ $2 \cdot f_{sw}$ (เมื่อ f_{sw} คือความถี่การสวิตซ์) โดยไม่ขึ้นกับจุดทำงานของมอเตอร์ ส่วนสาเหตุที่เมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็วสูงขึ้น ความถี่การสวิตซ์จะลดลงเพราะว่า เมื่อความเร็วมีค่ามากขึ้น ค่า dT/dt จะมีค่าลดลง ซึ่งเราพิจารณาได้จากสมการที่ (3.32) แต่ค่า $d\lambda_s/dt$ จะมีค่าไม่ขึ้นกับความเร็ว (สมการที่ (3.1)) และในขณะที่ความกว้างของแถบฮิสเตอร์รีซิสยังคงเท่าเดิมตลอดย่านการทำงาน ดังนั้นในย่านความเร็วต่ำ ค่า dT/dt จะมีค่าสูงขึ้น ส่งผลให้เวลาโดยรวมที่ใช้ในแต่ละช่วงมีค่าลดลง เพราะแรงบิดเป็นตัวกำหนดพฤติกรรมโดยส่วนใหญ่ เราจึงสามารถสรุปได้ว่า เมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็ว ต่ำลง ความถี่การสวิตซ์จะมีค่าสูงขึ้น การที่ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงสร้างแรงดันสเต

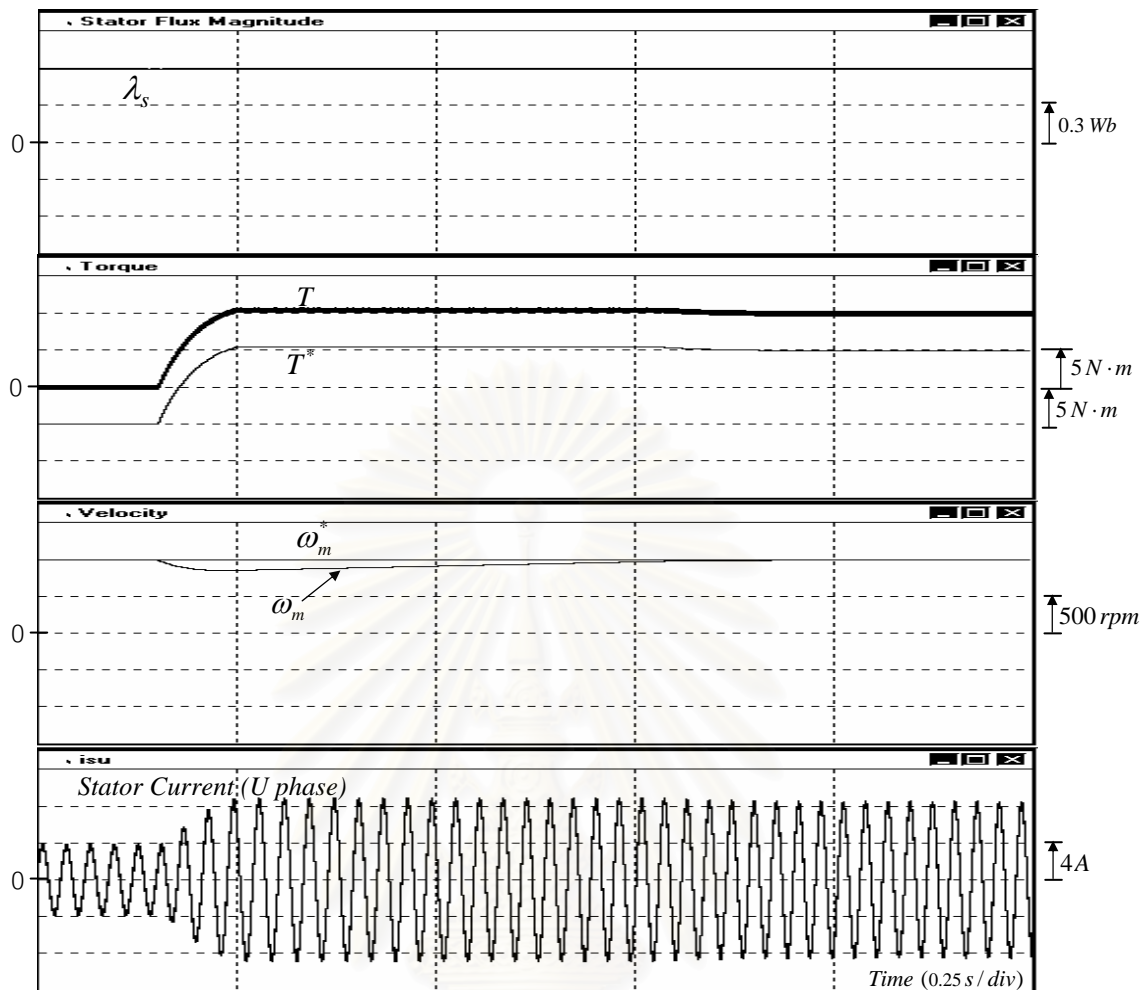
มอเตอร์ที่มีสเปกตรัมในลักษณะกระจายไปตามความถี่ต่าง ๆ และมีลักษณะไม่เด่นมาก จะช่วยลดเสียงรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์ได้



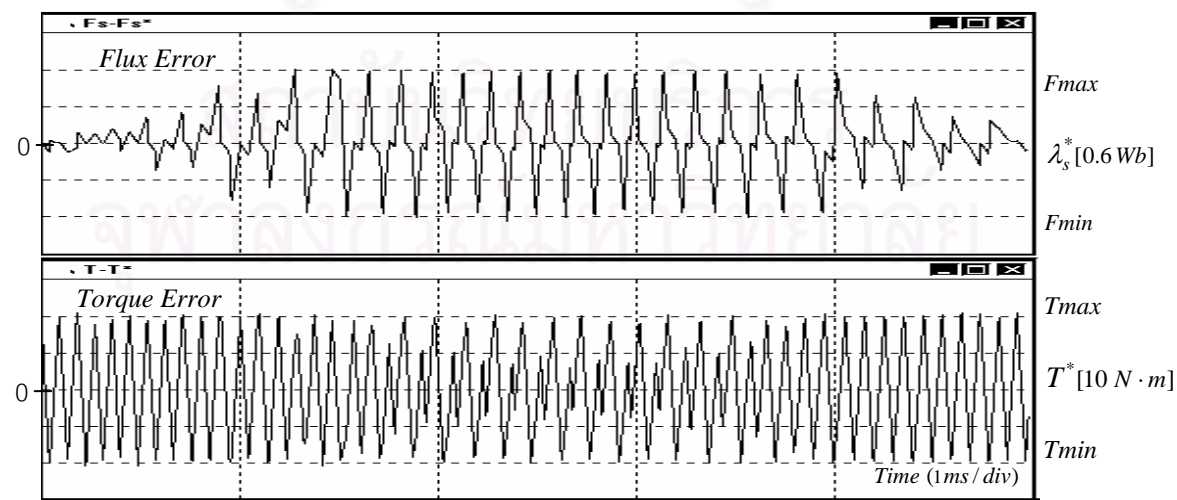
รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองของในภาวะชั่วคราว เมื่อใส่โหลด 10 N·m ที่ความเร็ว 300 rpm



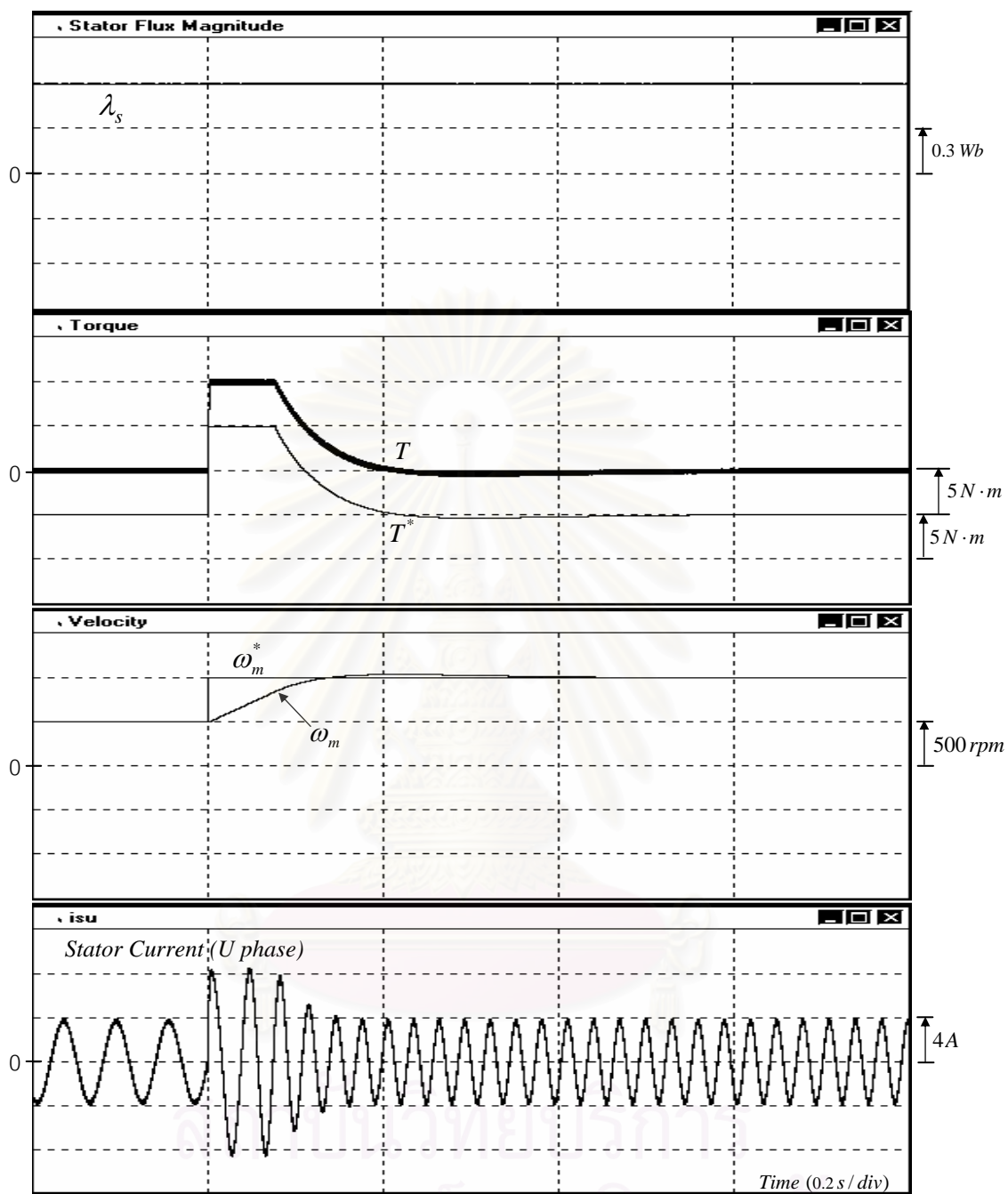
รูปที่ 4.16 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) เมื่อใส่โหลด 10 N·m ที่ความเร็ว 300 rpm



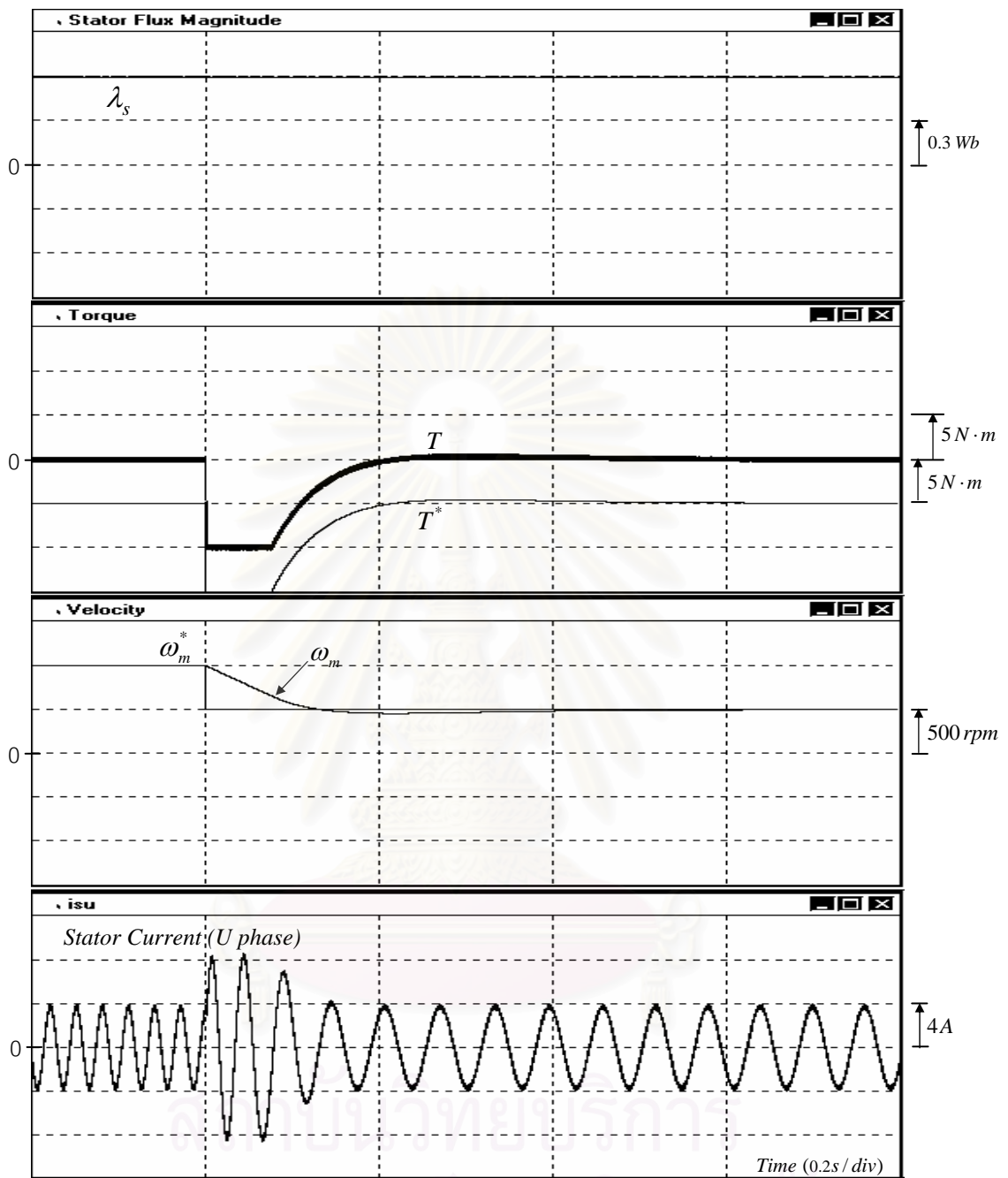
รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองของในภาวะชั่วคราว เมื่อใส่โหลด 10 N·m ที่ความเร็ว 1000 rpm



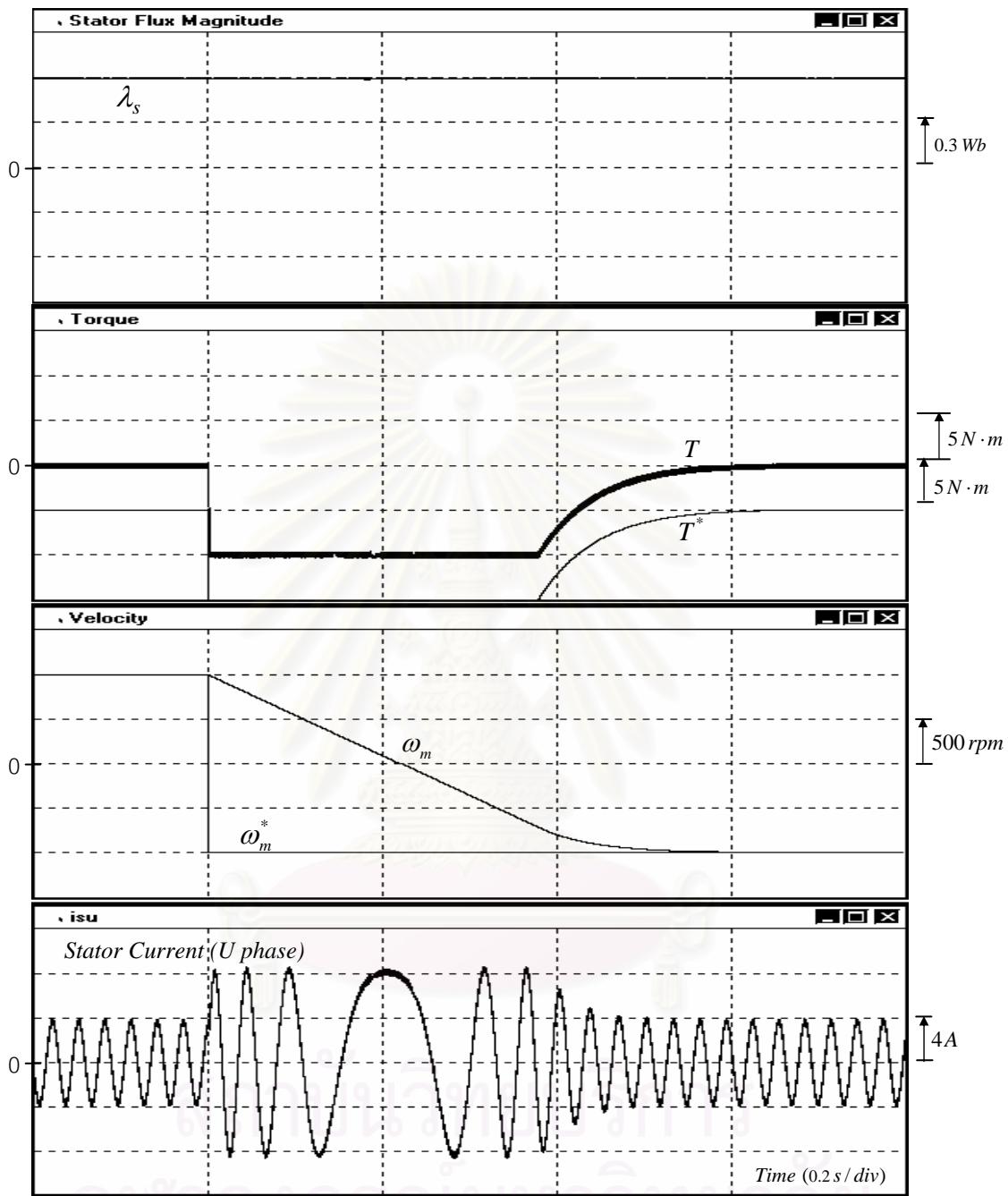
รูปที่ 4.18 การเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดในช่วงหนึ่งเซกเตอร์ (60 องศา) เมื่อใส่โหลด 10 N·m ที่ความเร็ว 1000 rpm



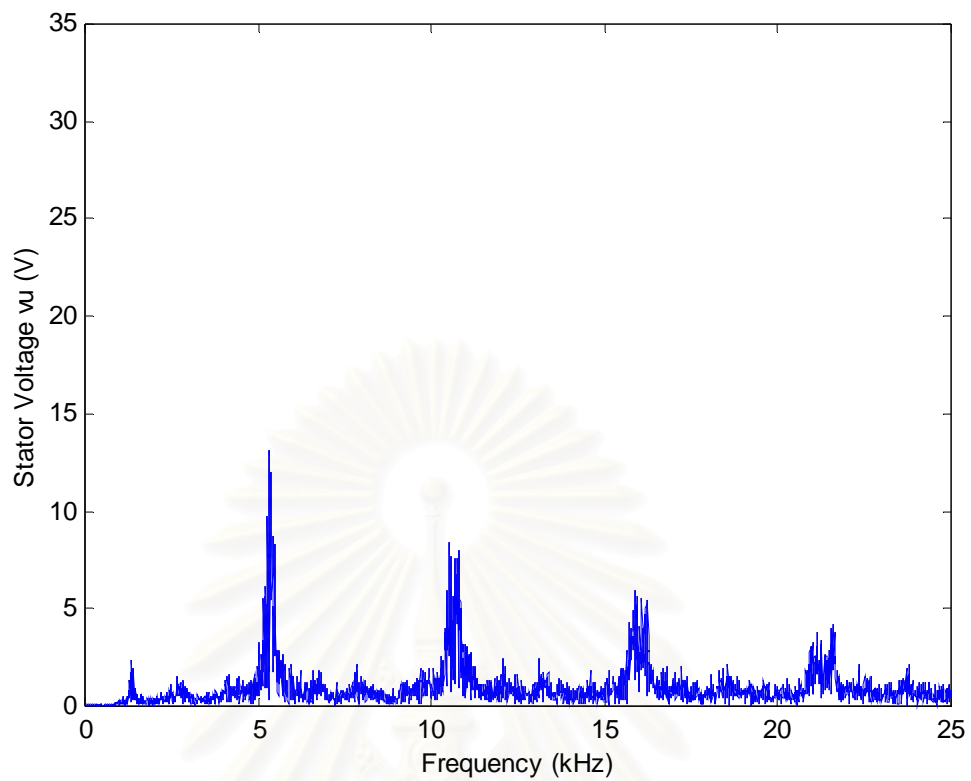
รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อเร่งความเร็วจาก 500 rpm ไป 1000 rpm



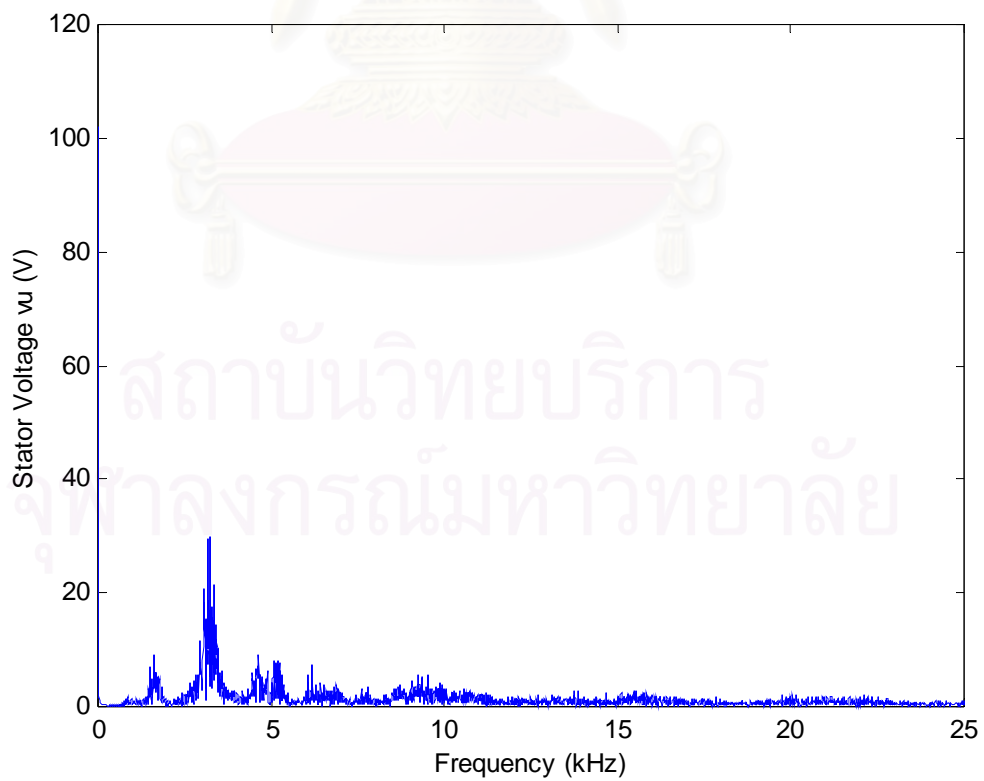
รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อลดความเร็วจาก 1000 rpm ไป 500 rpm



รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองของในภาวะชั่วคราวเมื่อสั่งกลับทิศจาก 1000 rpm ไป -1000 rpm



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของแรงดันสเตเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 300 rpm



รูปที่ 4.23 สเปกตรัมของแรงดันสเตเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1000 rpm

บทที่ 5

การสร้างระบบจริงและผลการทดสอบระบบ

ในบทนี้เราจะนำระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงที่ได้พัฒนาขึ้นมาสร้างเป็นระบบจริงและทำการทดสอบ โดยจะทำการทดสอบระบบที่ภาวะอยู่ตัวที่จุดทำงานต่าง ๆ และที่ภาวะชั่วคราวในขณะการเร่งลดความเร็วของมอเตอร์ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานในบทที่ 4

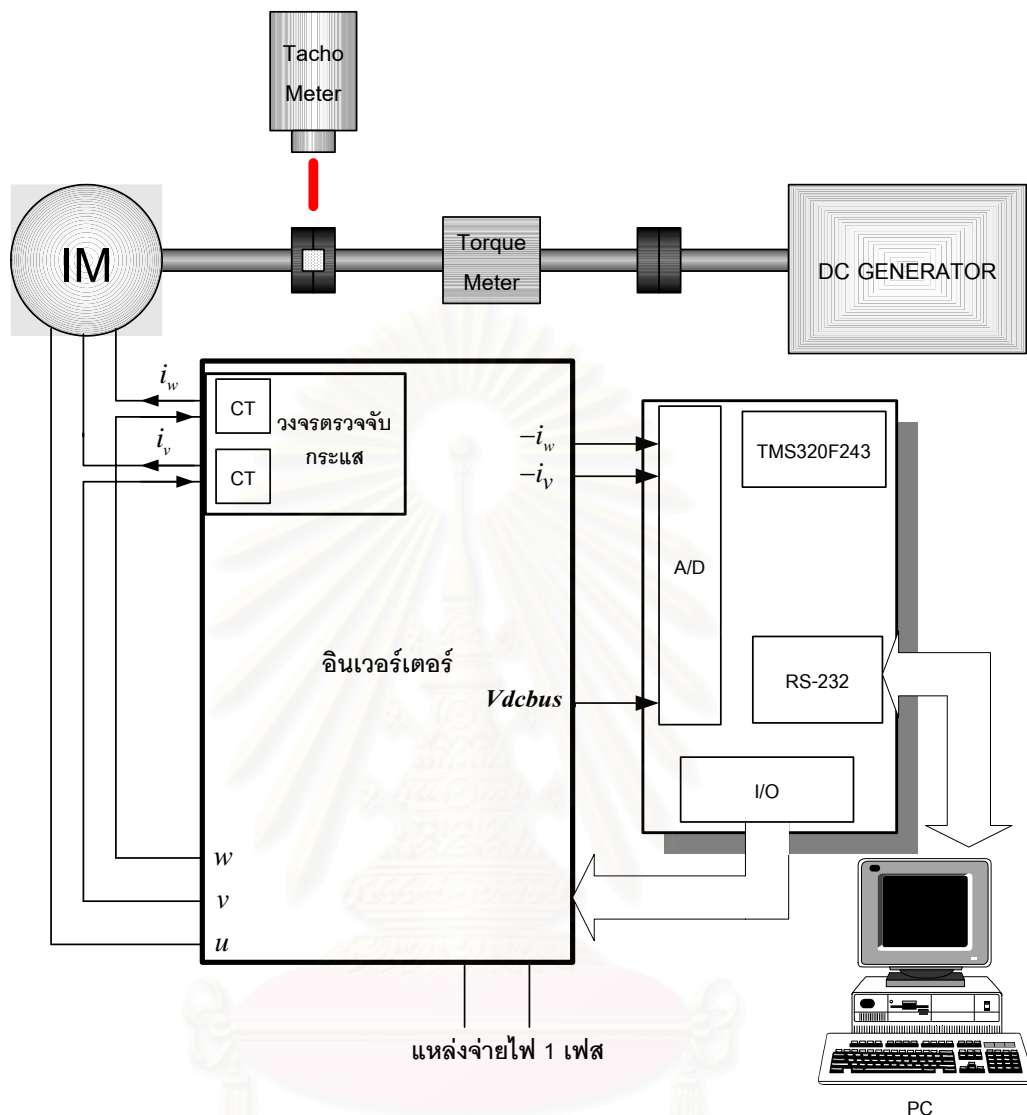
5.1 ส่วนฮาร์ดแวร์

โครงสร้างของฮาร์ดแวร์โดยรวมของระบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 เราจะใช้บอร์ดตัวประมวลผลเชิงดิจิทัล (DSP Board) TMS320F243 ขนาด 16 บิต ความถี่สัญญาณนาฬิกา 20 MHz เป็นตัวควบคุมการทำงานของระบบ โดยเราสามารถทำการพัฒนาซอฟต์แวร์บนคอมพิวเตอร์และถ่ายโอนข้อมูลไปยังบอร์ดตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลผ่านทางพอร์ตสื่อสารอนุกรม (RS-232) เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ได้ตามที่ต้องการ

การตรวจจับสนะแสงจะใช้ตัวตรวจจับสนะแสง (DC-CT) และนำข้อมูลค่ากระแสที่วัดได้มาแปลงเป็นสัญญาณแรงดัน โดยใช้วงจรออปแอมป์ในการปรับแต่งสัญญาณให้อยู่ในระดับ 0-5 โวลต์ ก่อนที่จะส่งให้กับตัวแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัล (A/D Converter) ส่วนการตรวจจับสนะแรงดันไฟตรง เราจะทำการแยกโดดทางไฟฟ้า โดยใช้ Opto Isolator ตรวจจับสนะแรงดันบัสไฟตรงที่ผ่านการทอนระดับแรงดันแล้ว และทำการปรับแต่งสัญญาณให้เหมาะสมก่อนส่งให้กับตัวแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัลของตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลต่อไป สำหรับพิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 พิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย

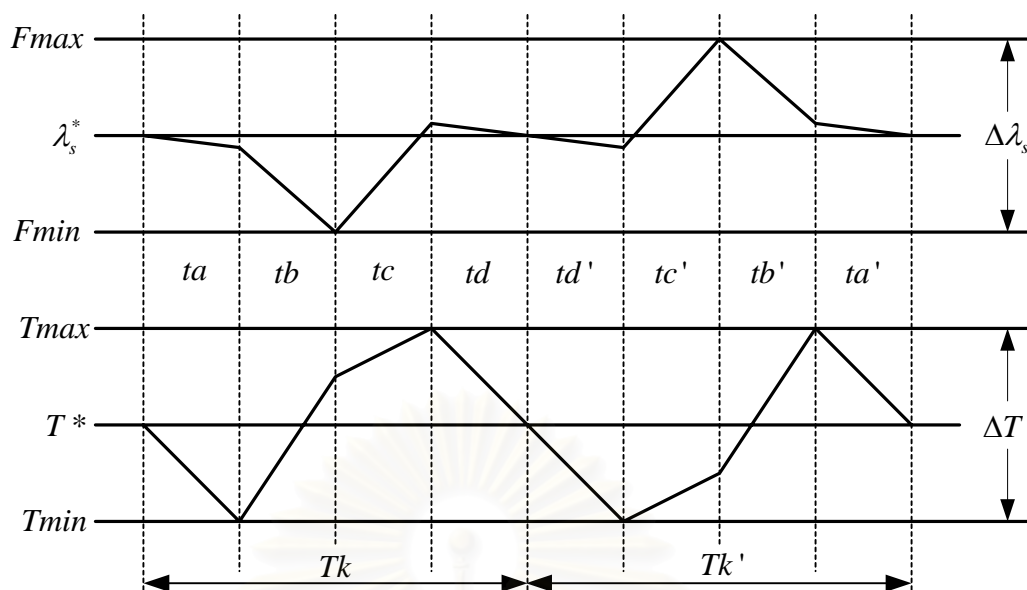
2 HP, 220 / 380 V, 6.2 / 3.6 A, 1420 rpm, 4 Poles	
$R_s = 1.84 [\Omega]$	$R_R = 0.885 [\Omega]$
$L_s = 0.131 [\text{H}]$	$L_R = 0.12 [\text{H}]$
$M = 0.12 [\text{H}]$	$J = 0.021 [\text{kg}\cdot\text{m}^2]$



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบฮาร์ดแวร์โดยรวม

5.2 ส่วนซอฟต์แวร์

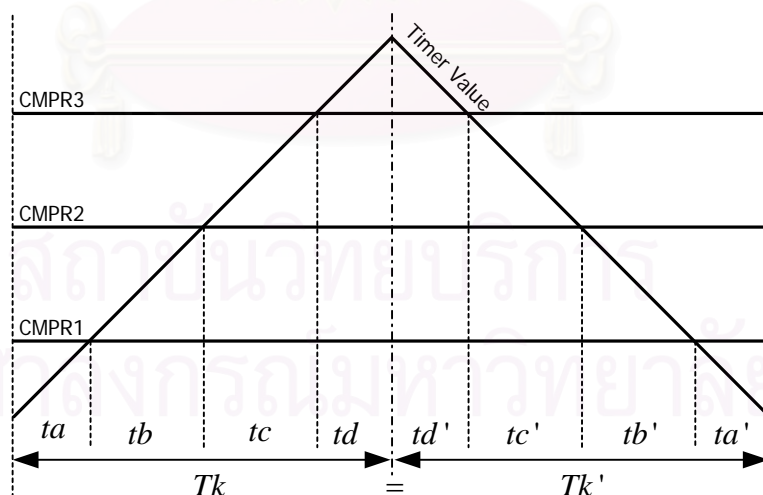
ซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการทดสอบนี้จะเขียนขึ้นตามสมการและแผนภาพของระบบดังที่ได้นำเสนอมาแล้วในบทที่ 3 ด้วยภาษาแอมเซมบลี แต่จะไม่ทำการคำนวณเพื่อให้ระลอกฟลักซ์และแรงบิดสมดุลตามหัวข้อที่ 3.7 เพื่อลดความซับซ้อนของโปรแกรมและเวลาที่ใช้ในการคำนวณ ส่วนสำคัญมากส่วนหนึ่งที่เป็นจุดหลักในการควบคุมก็คือ การปรับเปลี่ยนค่าคาบเวลาในการสวิตซ์ในช่วงครึ่งแรก (T_k) และในช่วงครึ่งหลัง (T_k') ซึ่งปกติจะมีค่าไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 5.2 โดยที่ $T_k = t_a + t_b + t_c + t_d$ และ $T_k' = t_d' + t_c' + t_b' + t_a'$ ซึ่งเราจะพิจารณาโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 5.2 คาบเวลาการสวิตช์ในช่วงครั้งแรก (T_k) และครั้งหลัง (T_k')

5.2.1 ข้อจำกัดของตัวประมวลผล

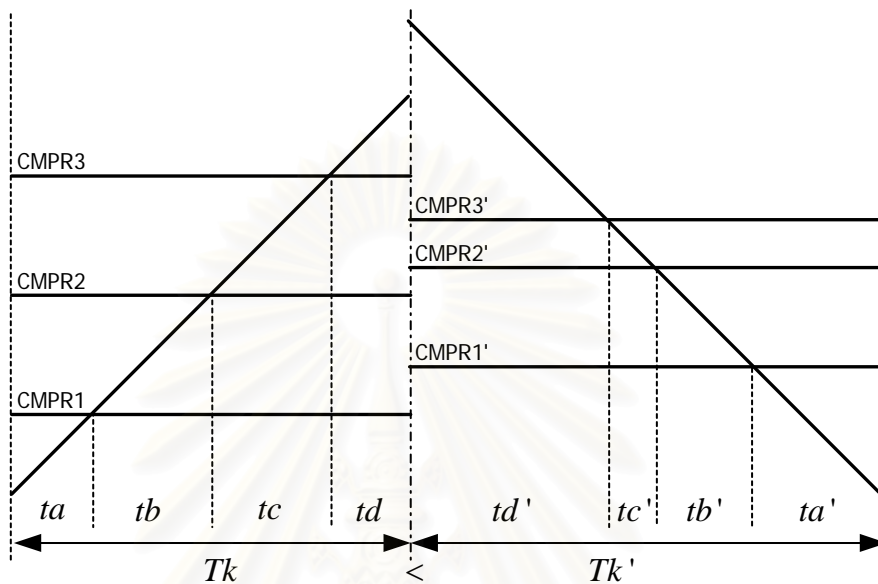
โดยปกติแล้ว ค่าคาบเวลาของการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์จะมีค่าเท่ากันทั้งในช่วงครั้งแรกและครั้งหลังดังแสดงในรูปที่ 5.3 โดยค่า CMPR1 CMPR2 และ CMPR3 จะเป็นค่าแรงดันคำสั่งที่ใช้ในการสร้างแรงดันเฉลี่ยของแต่ละเฟส U V และ W ตามลำดับ และค่า Timer Value คือค่าตัวนับ (Counter) ที่ใช้เป็นคลื่นพาห้ในการมอดูเลต



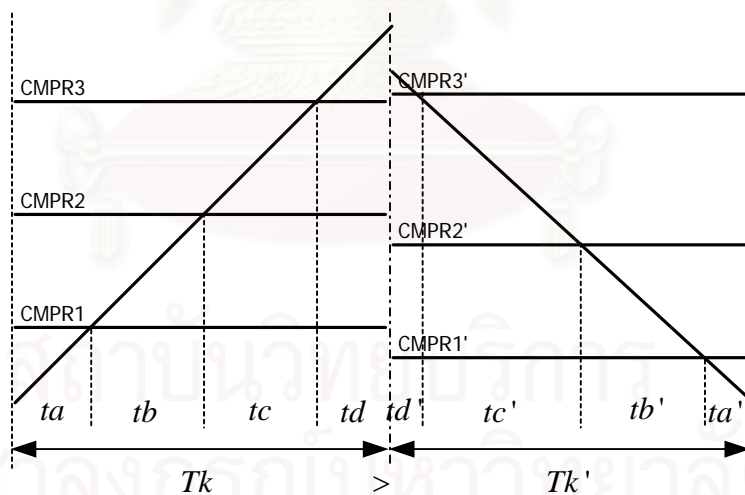
รูปที่ 5.3 คาบเวลาของการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์

แต่ในการคำนวณด้วยวิธีการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ล่วงหน้าที่ได้นำเสนอสำหรับระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้น โดยทั่วไปแล้วคาบเวลา T_k อาจจะมีค่าน้อยกว่าหรือมากกว่าคาบเวลา T_k' ดังแสดงในรูปที่ 5.4 และ 5.5 ตามลำดับ โดยค่า CMPR1 CMPR2 และ

CMPR3 เป็นค่าคำสั่งในช่วงครึ่งแรก และ CMPR1' CMPR2' และ CMPR3' เป็นค่าคำสั่งในช่วงครึ่งหลัง ซึ่งค่า CMPRx ก็อาจมีค่าไม่เท่ากับ CMPRx' โดยที่ x=1 2 และ 3 ดังนั้น หัวใจสำคัญของการควบคุมของระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้คือ เราต้องทำการเปลี่ยนแปลงค่า Tk Tk' CMPRx และ CMPRx' อย่างเหมาะสม



รูปที่ 5.4 คาบเวลา Tk มีค่าน้อยกว่าคาบเวลา Tk'



รูปที่ 5.5 คาบเวลา Tk มีค่ามากกว่าคาบเวลา Tk'

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ เราไม่สามารถปรับเปลี่ยนค่าคาบเวลา Tk' ได้อย่างอิสระตามที่ต้องการได้ เนื่องด้วยข้อจำกัดของตัวประมวลผลที่ไม่ได้ถูกออกแบบให้มีการปรับเปลี่ยนคาบเวลาในช่วงครึ่งหลัง จากที่ได้ทำการทดสอบตัวประมวลผลที่ใช้อยู่ ปรากฏว่าเราสามารถปรับเปลี่ยนค่าคาบเวลา Tk' ได้หากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (5.1) เป็นจริงเท่านั้น

$$Tk' \leq Tk - 1 \quad (5.1)$$

ดังนั้นหากคาบเวลา $Tk' \geq Tk$ เรามีความจำเป็นที่จะต้องทำการย่อส่วนคาบเวลา Tk' รวมทั้งค่าช่วงเวลา ta' tb' tc' และ td' ด้วยอัตราส่วน (Scale3) โดยอาศัยสมการที่ (5.2) เพื่อปรับให้ค่า $Tk' = Tk - 1$

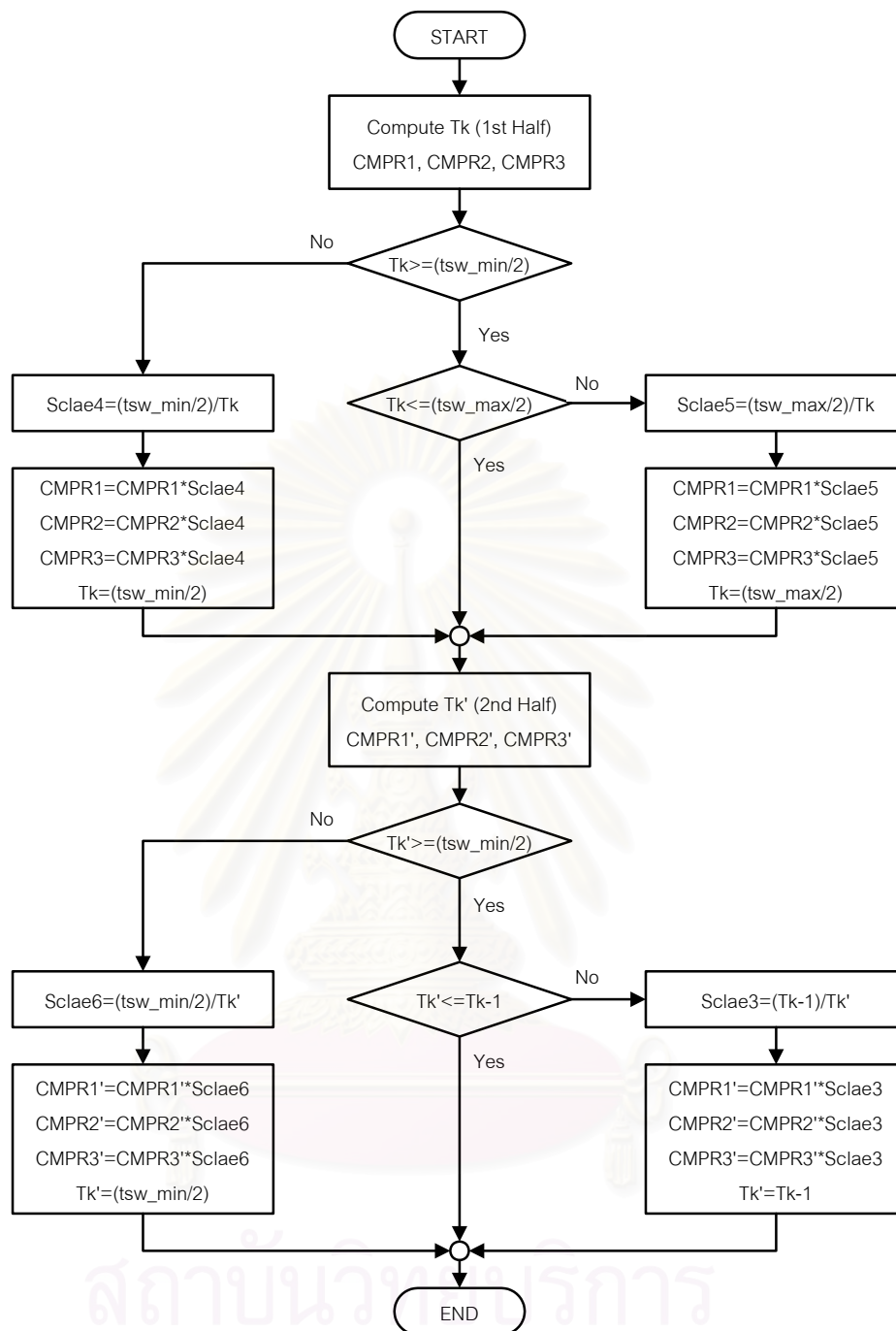
$$Scale3 = \frac{Tk - 1}{Tk'} \quad (5.2)$$

ในการเขียนโปรแกรม เราจะทำการจำกัดค่าความถี่การสวิตช์สูงสุด (fsw_max) ไว้ที่ 7.81 kHz ซึ่งคิดเป็นคาบการสวิตช์ได้เท่ากับ 128.04 us (tsw_min) โดยการเลือกค่า tsw_min จะพิจารณาจากเวลาทั้งหมดที่โปรแกรมต้องใช้ในการคำนวณเพื่อหาคาบเวลา Tk และ Tk' เพราะเรามีความจำเป็นที่จะต้องเผื่อเวลาให้มากพอที่จะให้ตัวประมวลผลทำการคำนวณโปรแกรมจนเสร็จสิ้น หากเวลาที่เรเผื่อให้น้อยเกินไป ตัวประมวลผลจะทำงานผิดพลาดได้ ส่วนความถี่การสวิตช์ต่ำสุด (fsw_min) จะจำกัดไว้ที่ 3 kHz ซึ่งคิดเป็นคาบการสวิตช์ได้เท่ากับ 333.33 us (tsw_max) ดังนั้นถ้าคาบเวลา Tk มีค่ามากกว่า tsw_max/2 เราก็จะทำการจำกัดค่า Tk และ Tk' ไว้ที่ tsw_max/2 ด้วยอัตราส่วน (Scale5) โดยอาศัยสมการที่ (5.4) และในทำนองเดียวกัน ถ้าคาบเวลา Tk หรือ Tk' มีค่าน้อยกว่า tsw_min/2 เราก็จะจำกัดค่าทั้งสองไว้ที่ tsw_min/2 โดยจะปรับค่าช่วงเวลาด้วยอัตราส่วน (Scale4) และอัตราส่วน (Scale6) โดยอาศัยสมการที่ (5.3) และ (5.5) ตามลำดับ โดยสรุปแล้วค่า CMPR1 CMPR2 CMPR3 และ CMPR1' CMPR2' CMPR3' จะถูกย่อหรือขยายให้สอดคล้องกับเงื่อนไขต่าง ๆ ข้างต้น ซึ่งเราสามารถเขียนแผนภาพการตรวจสอบค่าคาบเวลา Tk และ Tk' เปรียบเทียบกับ tsw_min และ tsw_max ได้ดังรูปที่ 5.6

$$Scale4 = \frac{tsw_min/2}{Tk} \quad (5.3)$$

$$Scale5 = \frac{tsw_max/2}{Tk} \quad (5.4)$$

$$Scale6 = \frac{tsw_min/2}{Tk'} \quad (5.5)$$

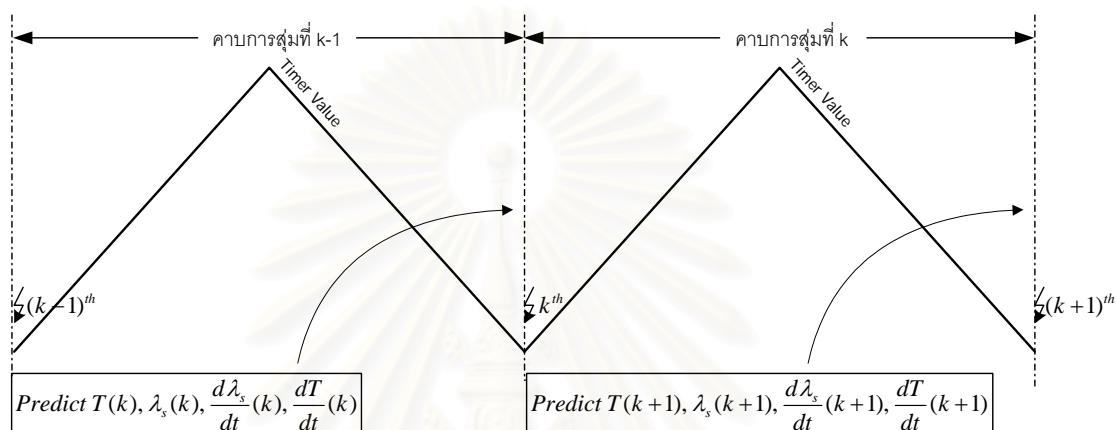


รูปที่ 5.6 แผนภาพการตรวจสอบค่าคาบเวลา T_k และ T_k' เปรียบเทียบกับ tsw_min และ tsw_max

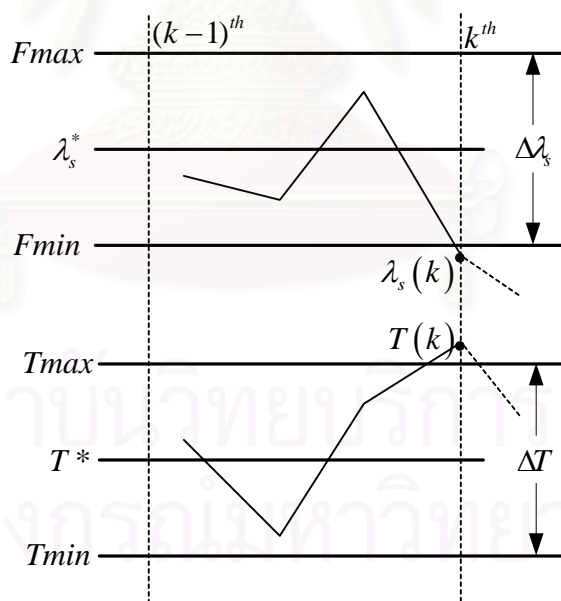
5.2.2 การใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์เมื่อช่วงเวลาที่คำนวณด้วยแรงบิดมีค่าน้อยกว่าศูนย์

เมื่อเรานำอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอมาเขียนเป็นซอฟต์แวร์ในทางปฏิบัติ เราจะต้องทราบการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดและขนาดของฟลักซ์ในคาบเวลา k เพื่อกำหนดรูปแบบการสวิตช์สำหรับคาบเวลา k แต่การคำนวณทั้งหมดนี้จะต้องกระทำในคาบเวลา $k-1$ กล่าวคือเราต้อง

กำหนดรูปแบบการสวิตช์ล่วงหน้า ดังนั้นเราจึงมีความจำเป็นที่จะต้องทำนายอัตราการเปลี่ยนแปลงของทั้งแรงบิดและขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์พร้อมกับค่าแรงบิดและขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ล่วงหน้า 1 คาบการสุ่มสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 5.7 เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณช่วงเวลาที่ใช้ในแต่ละ เวกเตอร์ในคาบการสุ่มสัญญาณที่ k ถ้าการทำนายค่าต่าง ๆ ไม่ตรงกับค่าจริง ก็จะส่งผลกระทบต่อการคำนวณช่วงเวลาทั้งหมด และค่าแรงบิดและขนาดของฟลักซ์จากรูปแบบการสวิตช์ในคาบการสุ่มสัญญาณที่ $k-1$ อาจจะถูกตัดออกจากขอบเขตฮิสเตอรีซิสที่กำหนดได้



รูปที่ 5.7 การทำนายค่าต่าง ๆ ล่วงหน้า 1 คาบการสุ่มสัญญาณ



รูปที่ 5.8 การทำนายค่า $T(k)$ และ $\lambda_s(k)$

รูปที่ 5.8 แสดงกรณีการทำนายค่า $T(k)$ และ $\lambda_s(k)$ ล่วงหน้า 1 คาบการสุ่มสัญญาณ ซึ่ง $T(k)$ อยู่สูงกว่า $Tmax$ และ $\lambda_s(k)$ อยู่ต่ำกว่า $Fmin$ ส่งผลให้ช่วงเวลาดำเนินการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์ (ta) ไม่มีเพราะการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์จะส่งผลให้ λ_s มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าจำกัดล่างมากขึ้นอีก ซึ่งในการกระบวนการควบคุม เราต้องการรักษาทั้งฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่

ในแถบฮิสเตอร์ซิส ส่วนช่วงเวลากการใช้เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ (tb, tc) ที่ตามมา ก็จะเป็นศูนย์ด้วย เพราะทั้งสองเวกเตอร์เป็นเวกเตอร์แรงดันที่ใช้ในการเพิ่มแรงบิด ซึ่งจะทำให้แรงบิดมีค่ามากกว่าค่าจำกัดบนเพิ่มมากขึ้นและช่วงเวลากการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์อีกช่วง (td) ก็จะเป็นศูนย์เช่นเดียวกับช่วงเวลา ta ด้วยเงื่อนไขของฟลักซ์ที่ได้กล่าวมาข้างต้นซึ่งส่งผลให้ทั้งคาบเวลา Tk และ Tk' มีค่าเป็นศูนย์เพราะไม่มีเวกเตอร์แรงดันตัวใดที่มีคุณสมบัติในการลดแรงบิดแต่เพิ่มฟลักซ์ได้

ในทางซอฟต์แวร์ เราจะแก้ไขปัญหานี้ Tk หรือ Tk' เป็นศูนย์โดยจะใช้ค่า $Tk(k-1)$ หรือ $Tk'(k-1)$ แทน และอาศัยคุณลักษณะของตัวประมวลผลทั่วไป ถ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่า Timer Value ที่ใช้เป็นคลื่นพาห้ในการมอดูเลต และค่า CMPR ต่าง ๆ ที่ใช้ในการเปรียบเทียบเพื่อกำเนิดสัญญาณสวิทช์ ตัวประมวลผลก็จะนำค่าเดิมจากการสุ่มสัญญาณคาบที่ แล้วมาใช้ในการกำเนิดสัญญาณสวิทช์แทน อย่างไรก็ตาม การปรับเปลี่ยนค่า Tk หรือ Tk' ในลักษณะดังกล่าวที่ให้เท่ากับค่าก่อนหน้าคือ $Tk(k-1)$ หรือ $Tk'(k-1)$ นั้นอาจจะส่งผลที่เราไม่สามารถคาดเดาได้ เช่น เกิดกระแสวิกฤต เป็นต้น

เพื่อเป็นการแก้ไขปัญหานี้ในลักษณะเช่นนี้ สำหรับทุกช่วงเวลา (ta, td, td', ta') ที่ถูกกำหนดด้วยแรงบิด ถึงแม้ว่า λ_s จะอยู่ต่ำกว่าค่าจำกัดล่าง เราก็จะยอมให้ฟลักซ์มีขนาดลดต่ำลงไปอีกเล็กน้อยด้วยการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์เพื่อลดแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอร์ซิสก่อนที่จะทำการคำนวณช่วงต่อไป ส่วนช่วงเวลาอื่น ๆ เรายังคงคำนวณในลักษณะเช่นเดิมตามหัวข้อที่ 3.3 ทั้งนี้การใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์ในลักษณะดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของฟลักซ์ไม่มากนัก (ดูสมการที่ (3.1)) เพราะแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่าน้อย

5.3 ผลการทดสอบระบบที่ภาวะอยู่ตัว

การทดสอบในกรณีนี้ เราจะแบ่งการทดสอบระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงเชิงดิจิทัลออกเป็น 2 ส่วนเปรียบเทียบกันระหว่าง วิธีการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟตามตำแหน่งเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ และวิธีการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟโดยดูจากเงื่อนไขตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันในหัวข้อที่ 3.4 โดยเราได้กำหนดความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิสของฟลักซ์ $\Delta\lambda_s$ และความกว้างของแถบฮิสเตอร์ซิสของแรงบิด ΔT ไว้ที่ 0.009 Wb และ 0.9 N-m ตามลำดับ ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ จะแสดงโดยผ่านทางตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาล็อก (D/A Converter) ทำให้เราสังเกตได้เฉพาะค่าสัญญาณที่ต้นช่วงเวลากการสุ่มสัญญาณเท่านั้น แต่ไม่สามารถเห็นรายละเอียดการเปลี่ยนแปลงของระลอกฟลักซ์และแรงบิดเหมือนที่แสดงไว้ในบทที่ 4 ได้ โดยผลในรูปที่ 5.9 ถึง 5.12 เป็นผลการทดสอบโดยใช้เงื่อนไขการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟแบบเดิม รูปที่ 5.9 และ 5.10 เป็นผลการทดสอบเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 300

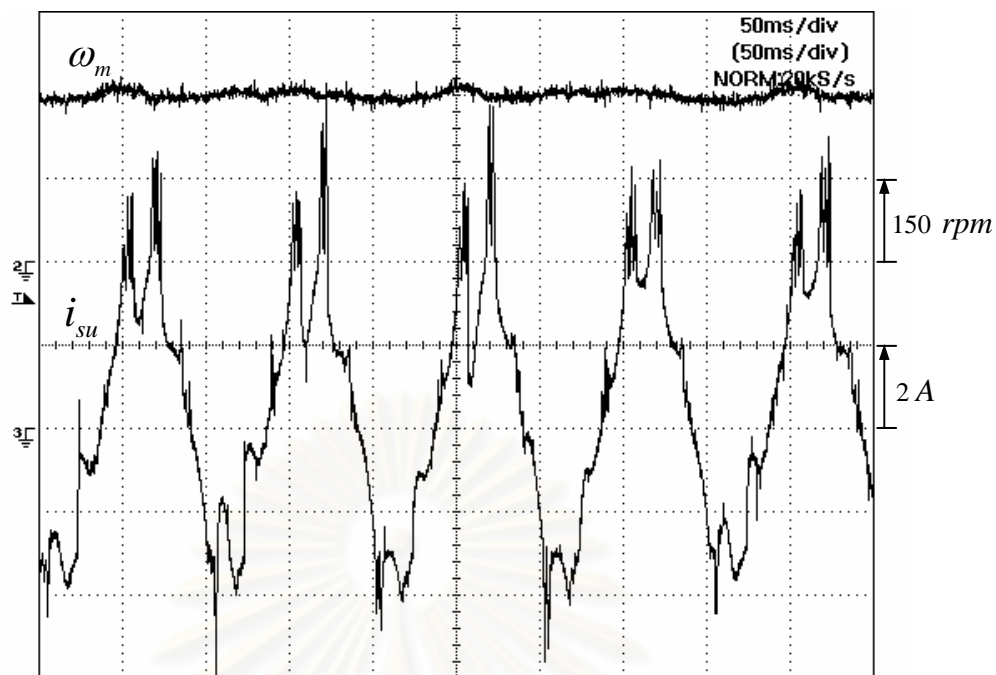
rpm จะสังเกตได้ว่า ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ มีค่ามาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนคู่แรงดันแอกเตอร์ แอกทีฟวิธีนี้จะมีปัญหาในย่านความเร็วต่ำ เมื่อเราควบคุมฟลักซ์ไม่ได้ รูปคลื่นกระแสเดเตอร์ก็จะมีลักษณะผิดเพี้ยนไป แต่ระบบก็ยังสามารถควบคุมความเร็วได้ตามที่ต้องการ ส่วนรูปที่ 5.11 และ 5.12 เป็นผลการทดสอบเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1000 rpm จะเห็นได้ว่า ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ มีค่าน้อยกว่ากรณีที่มอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 300 rpm รูปคลื่นกระแสเดเตอร์ก็มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ และระบบก็ยังสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้มีค่าเท่ากับความเร็วคำสั่งได้ ซึ่งจากผลการทดสอบระบบจริงก็แสดงให้เห็นว่า การเลือกคู่แอกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่อาศัยตำแหน่งแอกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์แต่เพียงอย่างเดียว จะมีปัญหามากในย่านความเร็วต่ำ และปัญหาจะน้อยลงในย่านความเร็วสูง นอกจากนั้นทั้งสองจุดทำงานที่ได้ทำการทดสอบ ระบบไม่สามารถควบคุมค่าผิดพลาด $T - T^*$ ให้อยู่ในแถบฮิสเตอรีซิสตลอดเวลาได้

รูปที่ 5.13 ถึง 5.20 แสดงถึงผลการทดสอบระบบโดยใช้วิธีการเลือกคู่แอกเตอร์แรงดันแอกทีฟตามวิธีใหม่ที่น่าเสนอในหัวข้อที่ 3.4 ณ จุดทำงานต่าง ๆ คือ 300 500 1000 และ 1420 rpm พบว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้มีค่าเท่ากับความเร็วคำสั่งค่าต่าง ๆ ได้ แม้ว่าความเร็วจะมีการแกว่งบ้างก็ตาม รูปคลื่นกระแสเดเตอร์ก็มีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณไซน์ มีการผิดเพี้ยนบ้างเล็กน้อย ส่วนค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ ที่ความเร็ว 300 rpm ในรูปที่ 5.14 จะมีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับรูปที่ 5.10 ที่ความเร็วเดียวกัน แสดงว่าวิธีการเลือกคู่แอกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่ได้แนะนำเสนอนั้น ทำให้การควบคุมในย่านความเร็วต่ำดีขึ้นกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม ส่วนที่ความเร็วอื่น ๆ ระบบก็ยังสามารถควบคุมฟลักซ์ได้ แต่ในทุกจุดทำงานที่ได้ทำการทดสอบ ฟลักซ์และแรงบิดจะเกินขอบเขตฮิสเตอรีซิสในบางช่วงเวลา ซึ่งเป็นผลมาจากการทำนายค่าต่าง ๆ เพื่อใช้ในการควบคุมล่วงหน้า 1 คาบการสุ่มสัญญาณไม่แม่นยำนัก และผลจากค่าพารามิเตอร์ที่แปรเปลี่ยนก็ส่งผลกระทบต่อควบคุมเช่นเดียวกัน และอีกสาเหตุหนึ่งที่สำคัญก็คือ คาบการสวิตช์น้อยสุด (t_{sw_min}) มีค่าประมาณ 130 us ถ้าระบบต้องการใช้คาบการสวิตช์ที่น้อยกว่า 130 us เพื่อรักษาให้ทั้งฟลักซ์และแรงบิดอยู่ในขอบเขตฮิสเตอรีซิส ช่วงเวลาต่าง ๆ จะถูกขยายด้วยอัตราส่วน (Scale4) และ (Scale6) ในสมการที่ (5.3) และ (5.5) จึงส่งผลให้ช่วงเวลาที่ต้องใช้ในแต่ละแอกเตอร์แรงดันมีค่ามากขึ้น ดังนั้นค่าผิดพลาดฟลักซ์และแรงบิดจึงมีค่าเกินขอบเขตที่กำหนดไว้ และที่ความเร็ว 1420 rpm ค่าผิดพลาด $T - T^*$ มีค่าเกินขอบเขตฮิสเตอรีซิสที่กำหนดไว้พอสมควร ซึ่งเป็นเพราะในย่านความเร็วสูงนั้น จะมีแอกเตอร์แรงดันแอกทีฟตัวหนึ่งที่ไม่เพิ่มแรงบิดได้ไม่ดี ($dT/dt < 0$) ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ 3.5 ซึ่งถ้าในคาบการสวิตช์นี้มีค่าน้อยกว่า t_{sw_min} ช่วงเวลานี้ก็จะถูกขยายให้มีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ค่าผิดพลาดแรงบิดมีค่าลดลงต่ำกว่าค่าจำกัดล่างของขอบเขตฮิสเตอรีซิสดังรูปที่ 5.20

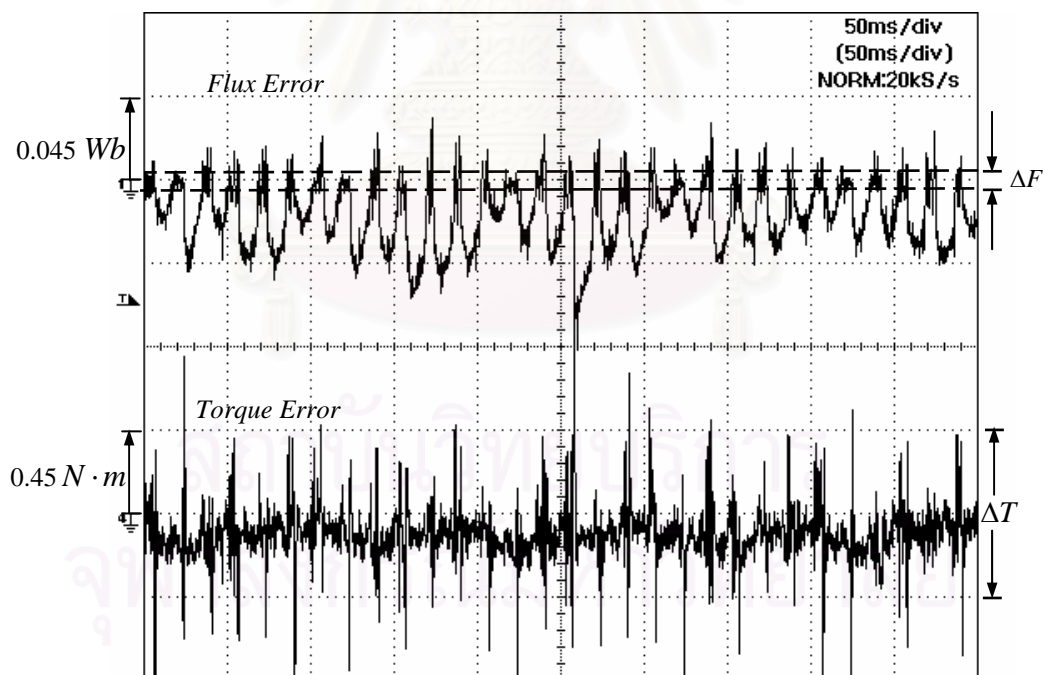
5.4 ผลการทดสอบระบบที่ภาวะชั่วคราว

รูปที่ 5.21 แสดงผลตอบสนองเมื่อทำการเร่งความเร็วมอเตอร์จาก 500 ไป 1000 rpm ในขณะที่สั่งเร่งความเร็ว ระบบก็ยังสามารถควบคุมขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ให้มีค่าเกือบคงที่ได้ และค่าแรงบิดจริงก็มีการเปลี่ยนแปลงตามความเร็วที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งในช่วงนี้ระบบก็พยายามที่จะรักษาระลอกฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่ในขอบเขตที่กำหนด ส่วนรูปคลื่นกระแสสเตเตอร์ก็มีลักษณะเป็นไซน์ และความเร็วจริงก็มีค่าเท่ากับความเร็วที่ตั้งไว้ ส่วนรูปที่ 5.22 แสดงผลตอบสนองเมื่อทำการลดความเร็วมอเตอร์จาก 1000 ไป 500 rpm ผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นว่า ระบบก็ยังสามารถควบคุมทั้งแรงบิดและฟลักซ์ในภาวะชั่วคราวได้ดีในการทำงานแบบเร่งลดความเร็ว

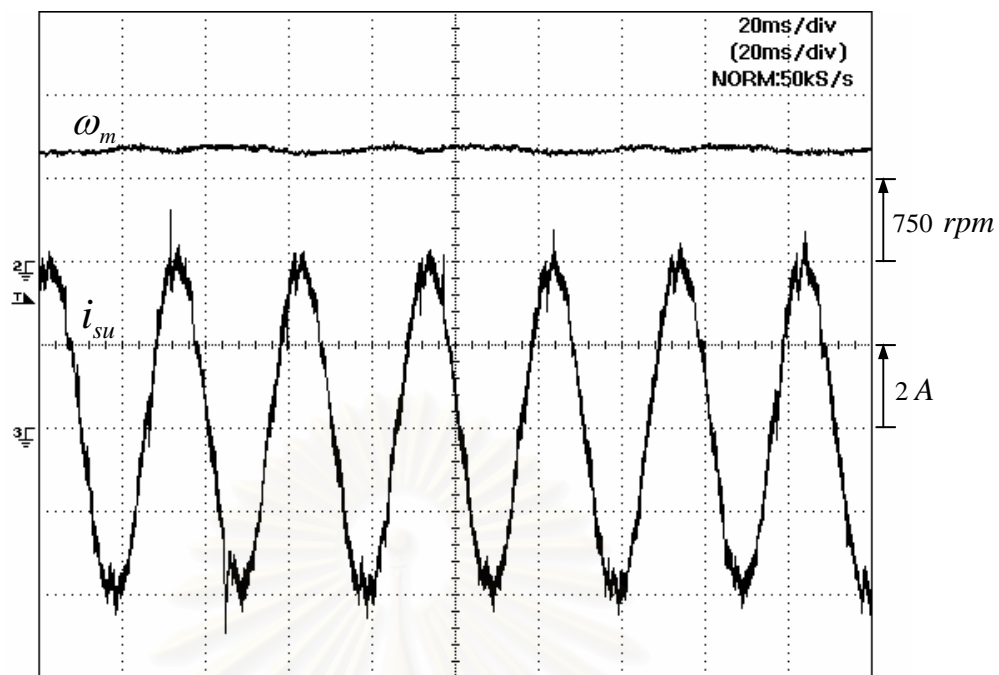
รูปที่ 5.23 แสดงผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อสั่งกลับทิศจาก 200 ไป -200 rpm แต่ทำการทดสอบที่แรงดันบัลไฟตรง 100 V เพราะในช่วงที่มอเตอร์หมุนกลับทิศนั้น กระแสจะมีค่ามากจนอาจจะเกิดการตัดวงจร (Trip) จากวงจรป้องกัน เนื่องจากระบบควบคุมยังทำงานในย่านความถี่ต่ำได้ไม่ดีนัก จึงทำให้เกิดการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่ไม่เหมาะสม ถึงแม้ว่าจะใช้เงื่อนไขที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4 แล้วก็ตาม เราจึงได้ทำการทดสอบการกลับทิศที่แรงดันต่ำแทนเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดเกินจนอาจเป็นอันตรายต่อตัวสวิตซ์กำลัง จากผลการทดสอบ จะเห็นได้ว่าในช่วงความเร็วใกล้ ๆ ศูนย์ ระบบไม่สามารถควบคุมฟลักซ์ได้ รูปคลื่นกระแสที่จุดนั้น ก็จะมีลักษณะเพี้ยนไปบ้าง แต่เมื่อระบบสามารถควบคุมฟลักซ์ได้แล้ว รูปคลื่นกระแสก็จะมีลักษณะเป็นไซน์เช่นเดิม ส่วนค่าแรงบิดจริงก็มีการเปลี่ยนแปลงที่สอดคล้องกับความเร็วที่มีการเปลี่ยนแปลง



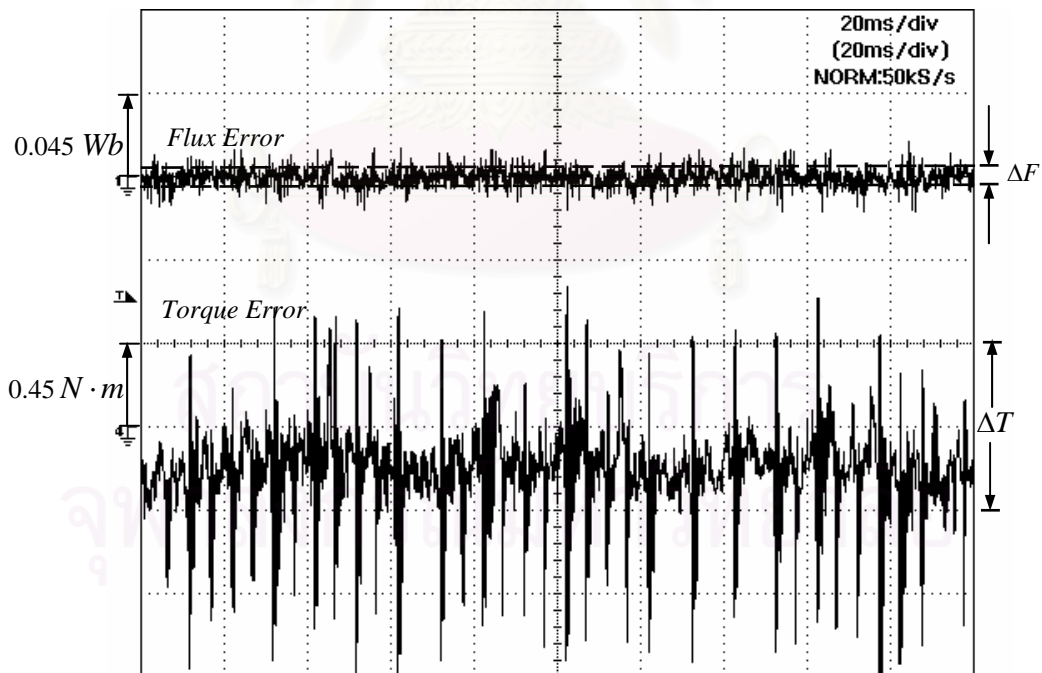
รูปที่ 5.9 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม



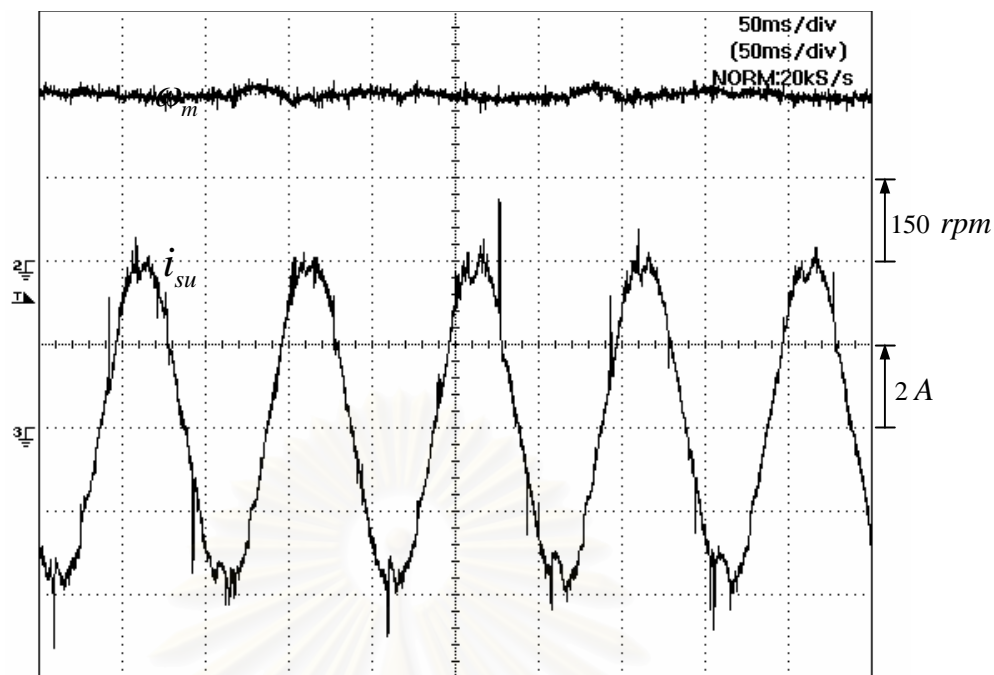
รูปที่ 5.10 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 300 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม



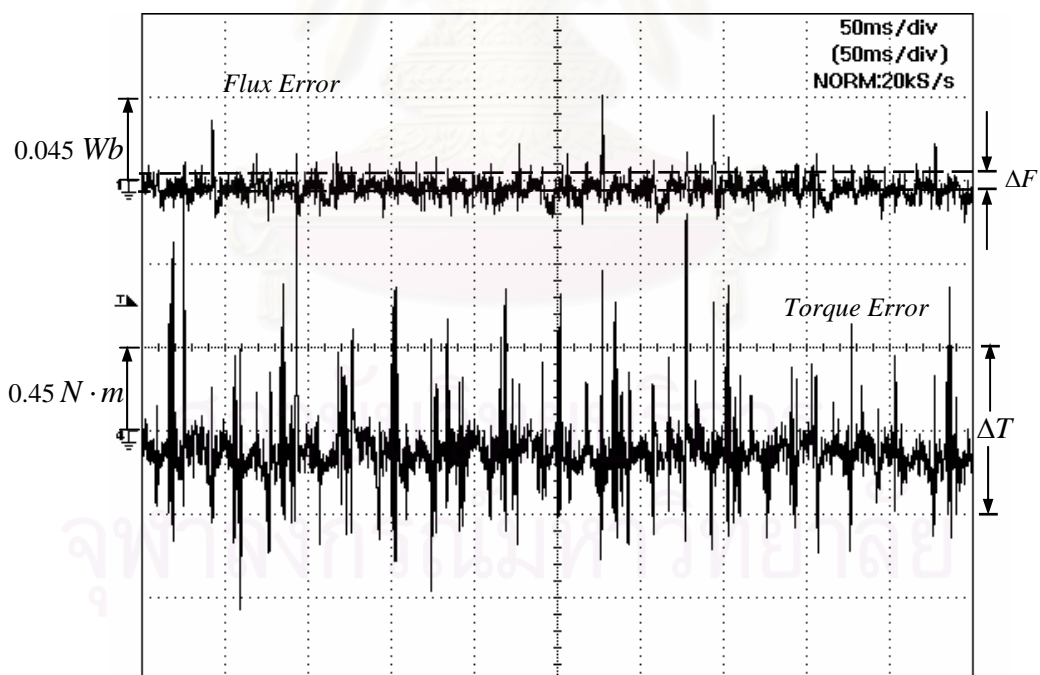
รูปที่ 5.11 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม



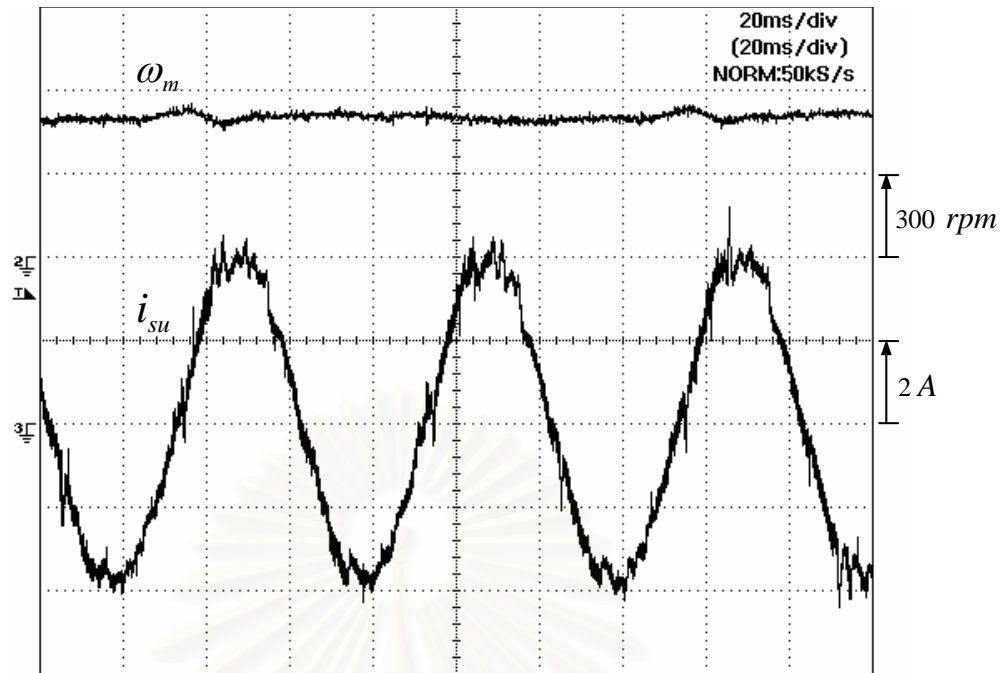
รูปที่ 5.12 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 1000 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันแบบดั้งเดิม



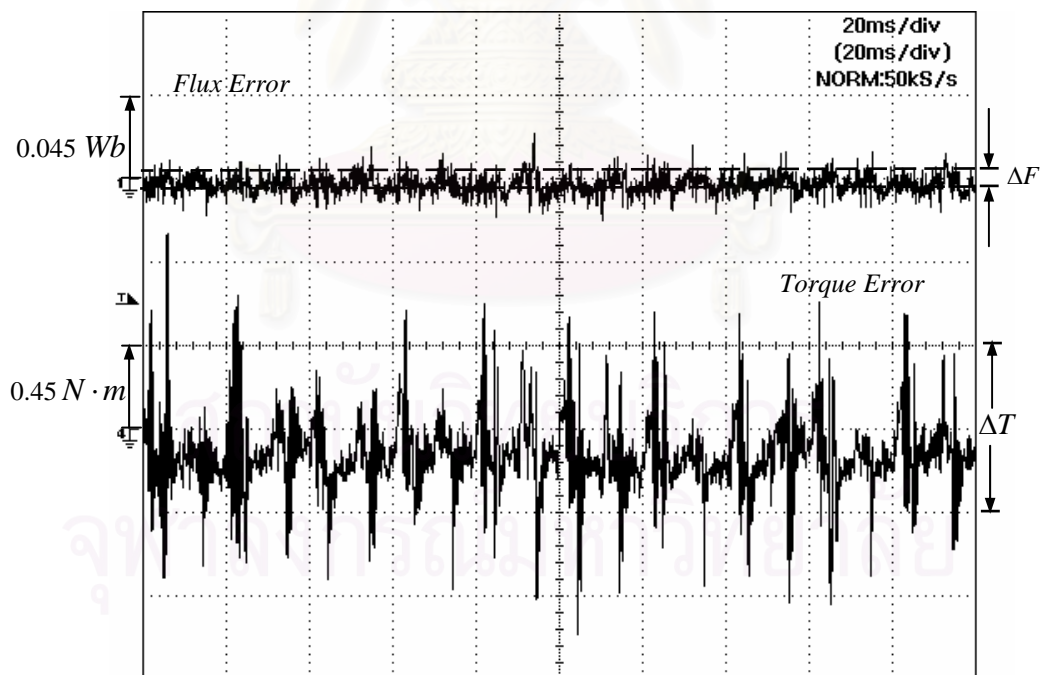
รูปที่ 5.13 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 300 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4



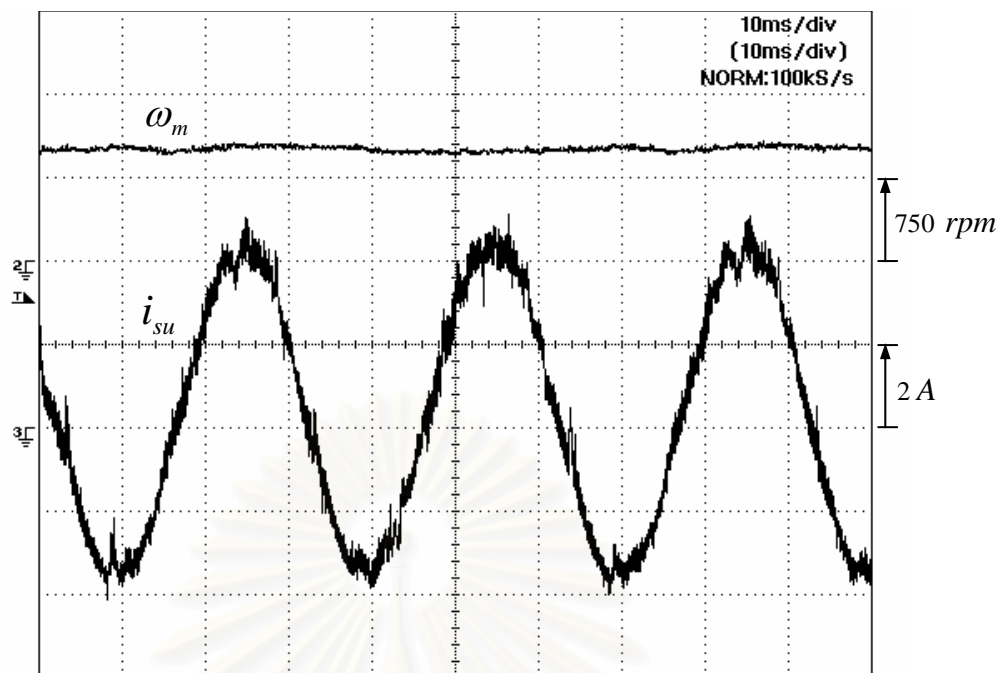
รูปที่ 5.14 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 300 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4



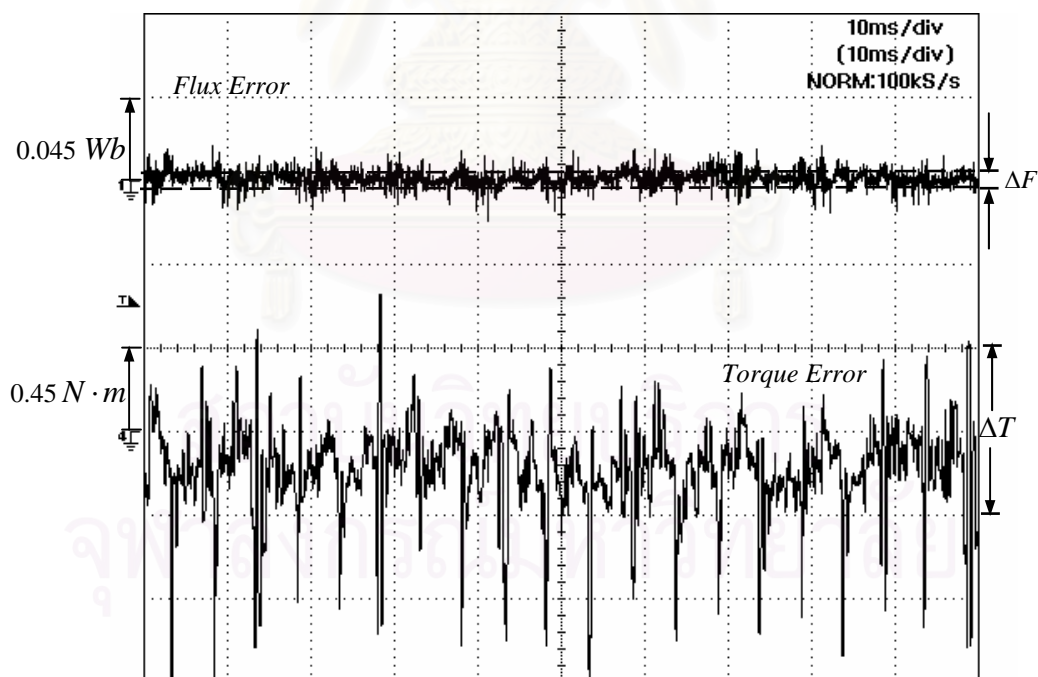
รูปที่ 5.15 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 500 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอนในหัวข้อที่ 3.4



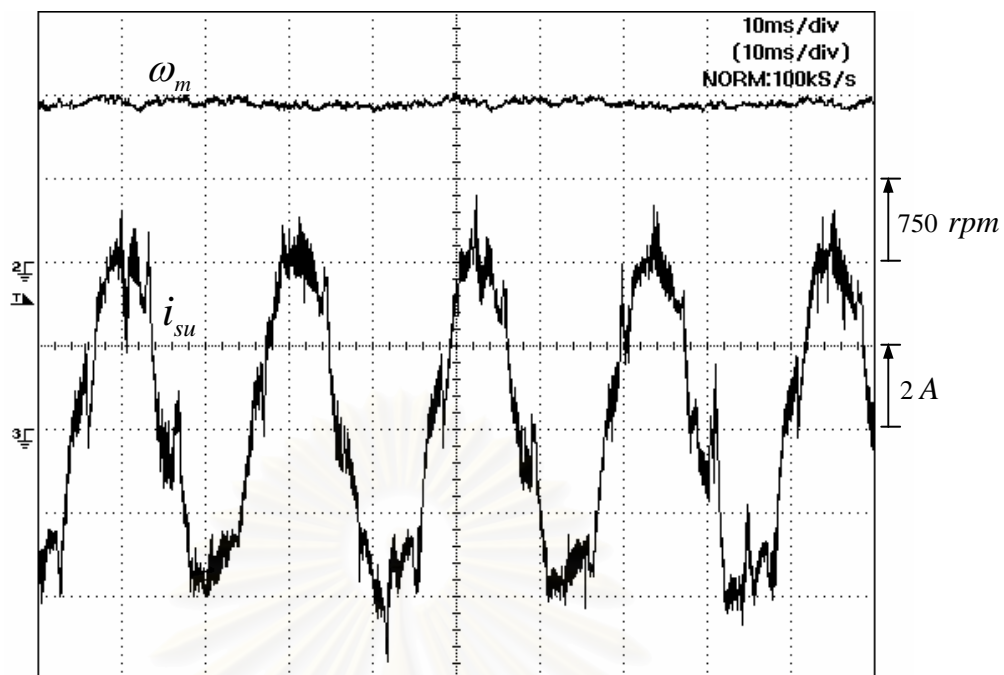
รูปที่ 5.16 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 500 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอนในหัวข้อที่ 3.4



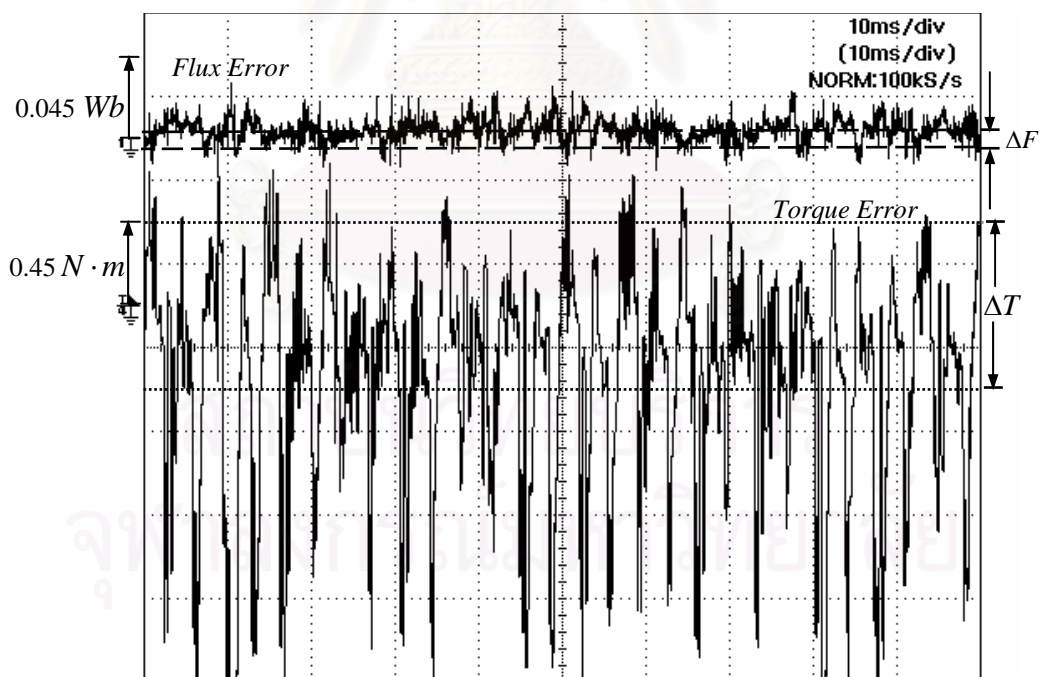
รูปที่ 5.17 ความเร็วจริงและกระแสเดเตอร์ที่ความเร็ว 1000 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอนในหัวข้อที่ 3.4



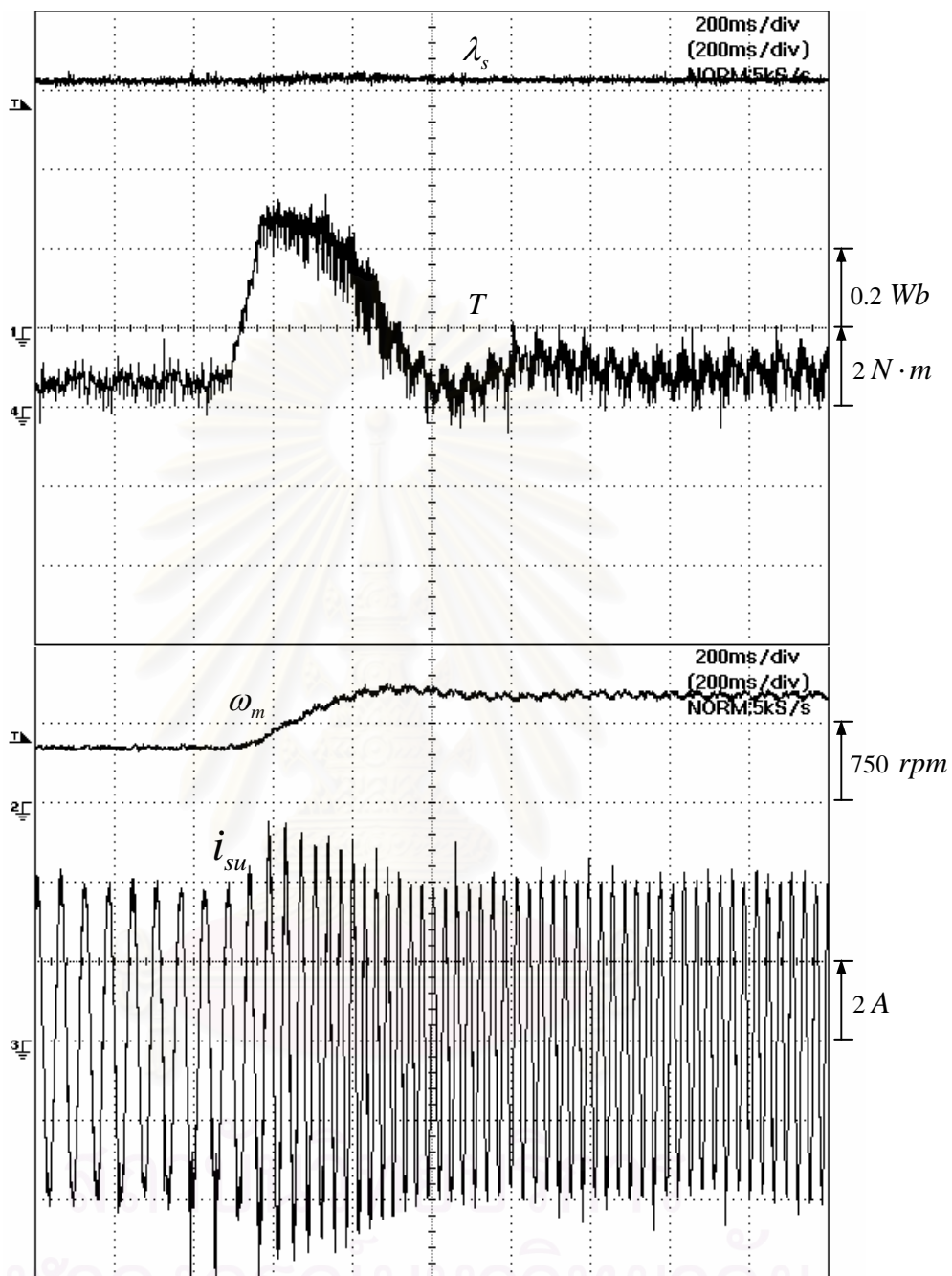
รูปที่ 5.18 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 1000 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอนในหัวข้อที่ 3.4



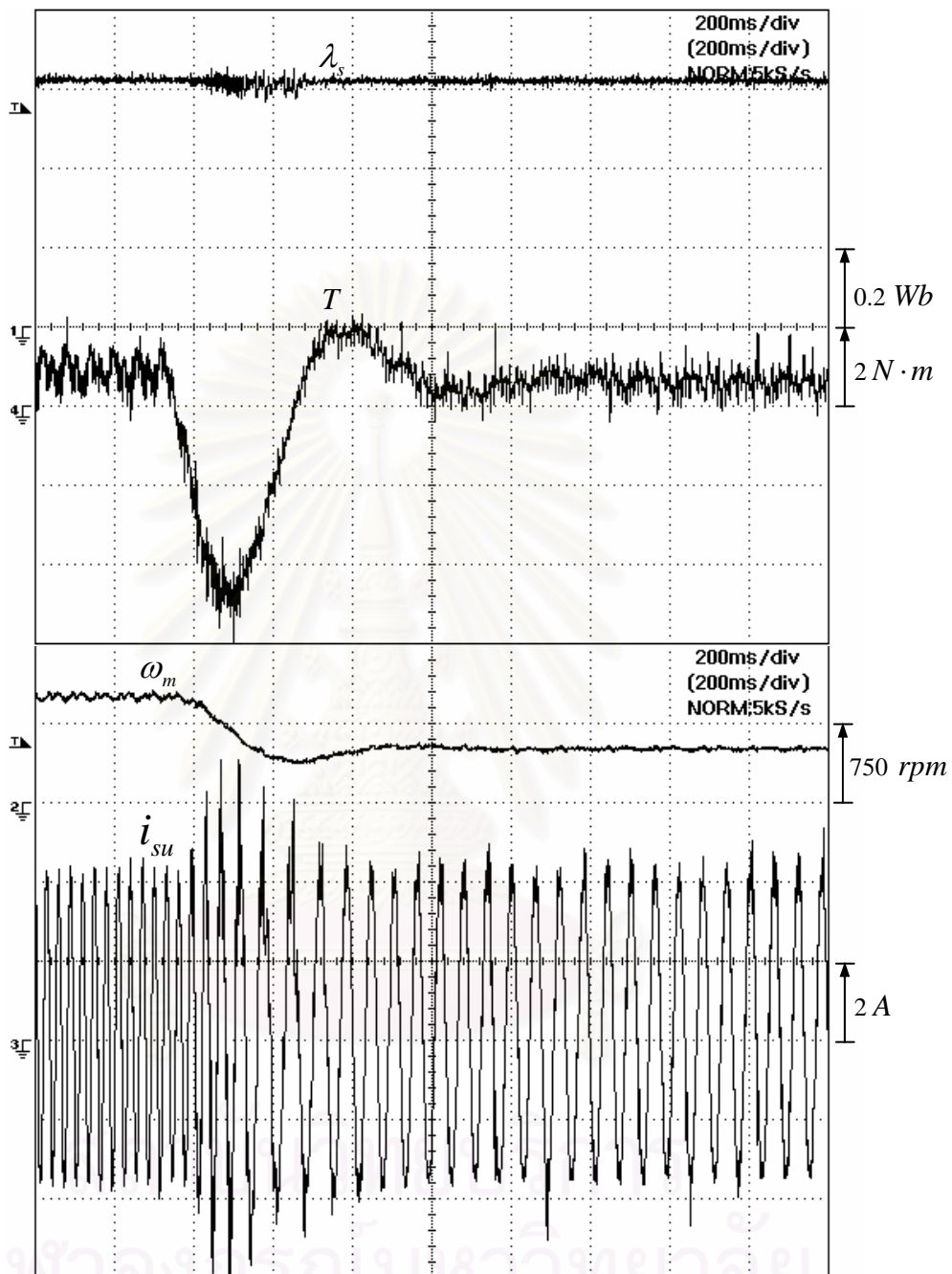
รูปที่ 5.19 ความเร็วจริงและกระแสเตเตอร์ที่ความเร็ว 1420 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4



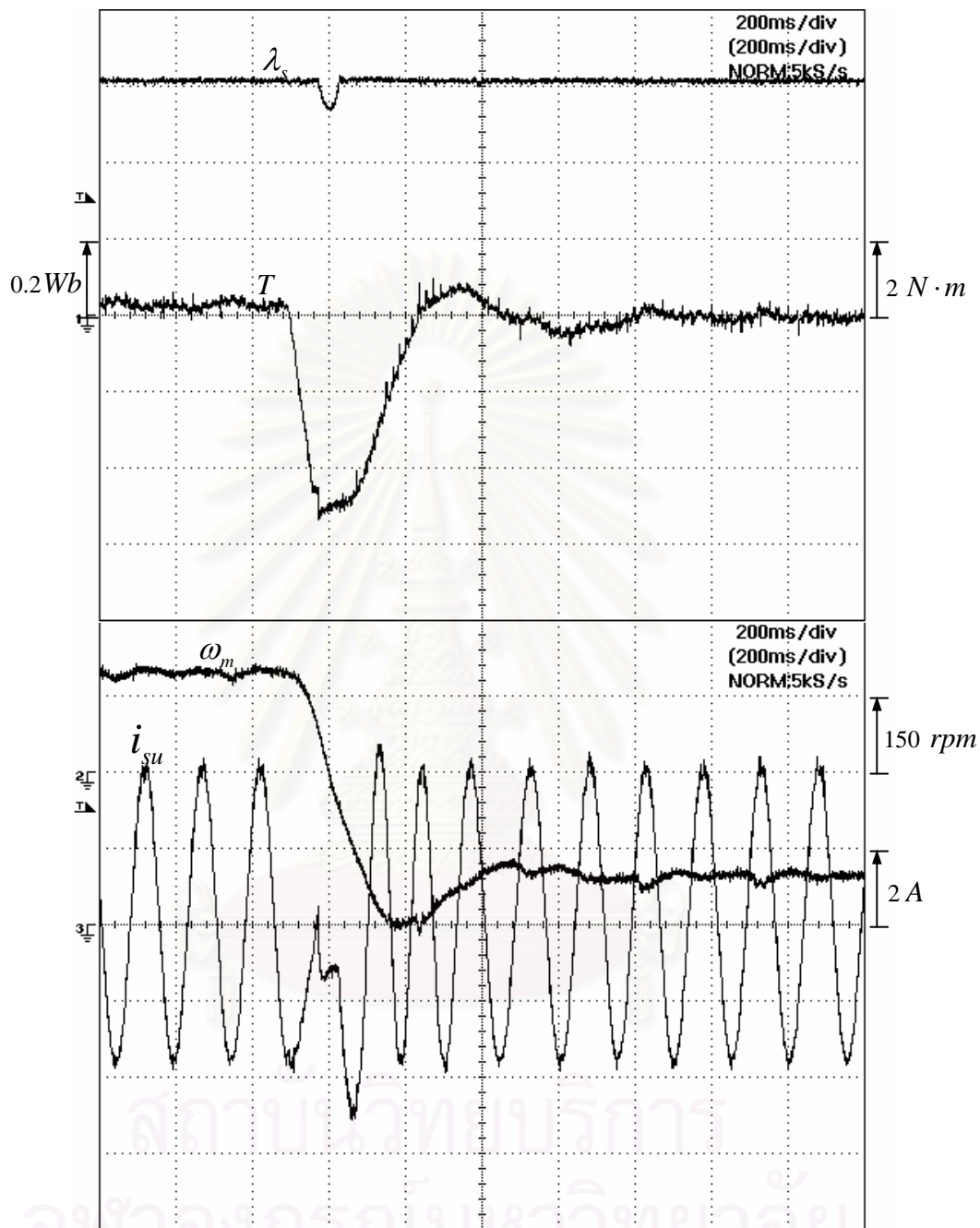
รูปที่ 5.20 ค่าผิดพลาด $\lambda_s - \lambda_s^*$ และค่าผิดพลาด $T - T^*$ ที่ความเร็ว 1420 rpm
เมื่อใช้การเลือกเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4



รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อเร่งความเร็วจาก 500 rpm ไป 1000 rpm



รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อลดความเร็วจาก 1000 rpm ไป 500 rpm



รูปที่ 5.23 ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวเมื่อสั่งกลับทิศจาก 200 ไป -200 rpm
ที่แรงดันบัลไฟตรง 100 V

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลงานวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบใหม่ที่พัฒนามาจากระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบดั้งเดิม โดยอาศัยวิธีการมอดูเลตแบบใหม่ที่เหมาะสมกับการสร้างด้วยระบบเชิงดิจิทัล โดยจะทำการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ล่วงหน้า ซึ่งจากผลการทดสอบสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

1. จากผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ระบบนี้สามารถควบคุมระลอกฟลักซ์และแรงบิดให้อยู่ในแถบฮิสเตอร์รีซิส ได้เหมือนกับระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงแบบเดิม อีกทั้งยังมีรูปแบบการสวิตช์ที่มีระเบียบเช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์
2. จากผลการทดสอบระบบจริง เราสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดให้มีขนาดตามต้องการได้ แต่ระลอกฟลักซ์และแรงบิดจะเกินขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสในบางช่วงเวลา ซึ่งเป็นผลจากการทำนายล่วงหน้า 1 คาบการสวิตช์ไม่แม่นยำนัก และผลจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ ก็ส่งผลกระทบต่อควบคุมเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตาม ระบบที่สร้างขึ้นก็สามารถควบคุมให้มอเตอร์ทำงานในภาวะอยู่ตัวและภาวะชั่วคราวได้
3. วิธีการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในช่วงที่เวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์เปลี่ยนเซกเตอร์ โดยดูจากตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันที่นำเสนอใหม่นั้น ทำให้การควบคุมในย่านความเร็วต่ำดีขึ้นกว่าวิธีการแบบดั้งเดิมที่ดูจากตำแหน่งของเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์แต่เพียงอย่างเดียว

6.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากความถี่การสวิตช์มากที่สุด (f_{sw_max}) ถูกจำกัดไว้ที่ 7.81 MHz หรือคิดเป็นคาบการสวิตช์ประมาณ $130 \mu s$ (t_{sw_min}) ในกรณีนี้ที่ระบบควบคุมแรงบิดโดยตรงต้องใช้คาบการสวิตช์สั้นกว่า $130 \mu s$ ช่วงเวลาต่าง ๆ ก็จะถูกขยายอย่างเป็นสัดส่วนกับ t_{sw_min} ซึ่งส่งผลให้ช่วงเวลาที่ต้องใช้ในแต่ละเวกเตอร์แรงดันมีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ระลอกฟลักซ์และแรงบิดเกินขอบเขตที่กำหนดได้ เนื่องจากคาบเวลาการสวิตช์ต่ำสุดถูกกำหนดโดยคาบเวลาที่ใช้ในการคำนวณตามอัลกอริทึมของระบบควบคุมแรงบิดโดยตรง ดังนั้นการเลือกใช้ตัวประมวลผลที่มี

สมรรถนะสูงกว่า เช่นมีสัญญาณนาฬิกา 150 MHz ก็จะทำให้ความถี่การสวิตช์มากที่สุด (fsw_max) มีค่ามากขึ้น ส่งผลให้เราสามารถกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตช์ได้ละเอียดขึ้น

2. ในทางปฏิบัติ หากต้องการเขียนโปรแกรมคำนวณเพื่อทำให้ระลอกฟลักซ์และแรงบิดสมดุล ก็สามารถทำได้ แต่เวลาทั้งหมดที่ต้องใช้ในการคำนวณก็จะมีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ความถี่การสวิตช์มากที่สุดลดลงด้วย การเลือกใช้ตัวประมวลผลที่มีสมรรถนะสูงกว่าจึงเป็นอีกหนึ่งทางเลือกเพื่อการควบคุมที่ดีขึ้น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi. "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827, 1986.
- [2] M. Depenbrock. "Direct Self-Control (DSC) of Inverter Fed Machine". IEEE Trans. Power Electronics., Vol. PE-3, No.4, pp. 420-429, 1988.
- [3] G. Buja, D. Casadei and G. Serra. "Direct Torque Control of Induction Motor Drives". Proc. of ISIE'97, pp. TU2-TU8, 1997.
- [4] I. Takahashi and T. Noguchi. "Take A Look Back upon The Past Decade of Direct Torque Control". Proc. of IECON'97, pp. 546-551, 1997.
- [5] J.N. Nash. "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder". IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-33, No. 2, pp. 333-341, 1997.
- [6] J.R.G. Schofield. "Direct Torque Control-DTC [of Induction Motors]". IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors, pp. 1/1-1/3, 1995.
- [7] P.Tiitinen and M. Surandra. "The Next Generation Motor Control Method, DTC Direct Torque Control". Proc. of PEDS'96, pp. 37-43, 1996.
- [8] A.M. Walczyna. "Problem of Application of Direct Flux and Torque Control Method of High Power VSI-Fed Drives Operating at Low Speed". Proc. of IECON'94, Vol. 1, pp. 293-298, 1994.
- [9] C.G. Mei, S.K. Panda, J.X. XU and K.W. Lim. "Direct Torque Control of Induction Motor-Variable Switching Sectors". Proc. of PEDS'99, pp. 80-85, 1999.
- [10] M. Kazmierkowsky and A. Kasprowicz. "Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives". IEEE Trans. IE, Vol. 42, No. 4, pp. 344-350, 1995.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

การคำนวณหา $\frac{d\lambda_s}{dt}$ และ $\frac{dT}{dt}$

ในภาคผนวกนี้ จะแสดงการคำนวณหา $\frac{d\lambda_s}{dt}$ และ $\frac{dT}{dt}$ จากสมการของมอเตอร์
เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ซึ่งนำมาแสดงซ้ำในสมการที่ (ก.1) ถึง (ก.4)

$$\frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s \quad (\text{ก.1})$$

$$\frac{d\bar{\lambda}_R}{dt} = \left(-\frac{R_R}{L_R} I + p\omega_m J \right) \bar{\lambda}_R + \frac{R_R}{L_R} M \bar{i}_s \quad (\text{ก.2})$$

$$\bar{\lambda}_s = \frac{M}{L_R} \bar{\lambda}_R + \sigma L_s \bar{i}_s$$

$$(\text{ก.3}) T = p \{ \bar{\lambda}_s \times \bar{i}_s \}$$

(ก.4)

ก.1 การคำนวณหา $\frac{d\lambda_s}{dt}$

นำสมการที่ (ก.1) มาทำการ dot operation กับ $\bar{\lambda}_s$

$$\bar{\lambda}_s \cdot \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} = (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) \cdot \bar{\lambda}_s \quad (\text{ก.5})$$

และ

$$\frac{d\lambda_s^2}{dt} = \frac{d}{dt} (\bar{\lambda}_s \cdot \bar{\lambda}_s) = \bar{\lambda}_s \cdot \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} + \bar{\lambda}_s \cdot \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} = 2\bar{\lambda}_s \cdot \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \quad (\text{ก.6})$$

นำสมการที่ (ก.6) แทนลงในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \frac{d\lambda_s^2}{dt} &= \bar{v}_s \cdot \bar{\lambda}_s - R_s \bar{i}_s \cdot \bar{\lambda}_s \\ \lambda_s \frac{d\lambda_s}{dt} &= \bar{v}_s \cdot \bar{\lambda}_s - R_s \bar{i}_s \cdot \bar{\lambda}_s \\ \frac{d\lambda_s}{dt} &= \bar{v}_s \cdot \frac{\bar{\lambda}_s}{\lambda_s} - R_s \bar{i}_s \cdot \frac{\bar{\lambda}_s}{\lambda_s} \end{aligned} \quad (\text{ก.7})$$

ก.2 การคำนวณหา $\frac{dT}{dt}$

นำสมการที่ (ก.4) มาหาอัตราการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาได้ดังนี้

$$\frac{dT}{dt} = p \left\{ (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) \times \bar{i}_s \right\} + p \left\{ \bar{\lambda}_s \times \left[\frac{d\bar{i}_s}{dt} \right] \right\} \quad (\text{ก.8})$$

และ

$$\bar{v}_s = \frac{M}{L_R} \frac{d\bar{\lambda}_R}{dt} + R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \quad (\text{ก.9})$$

นำสมการที่ (ก.2) แทนลงในสมการที่ (ก.9) จะได้

$$\bar{v}_s = \frac{M}{L_R} \left(-\frac{R_R}{L_R} I + p\omega_m J \right) \bar{\lambda}_R + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + R_s \bar{i}_s \quad (\text{ก.10})$$

นำสมการที่ (ก.3) และ (ก.10) แทนลงในสมการที่ (ก.8) จะได้

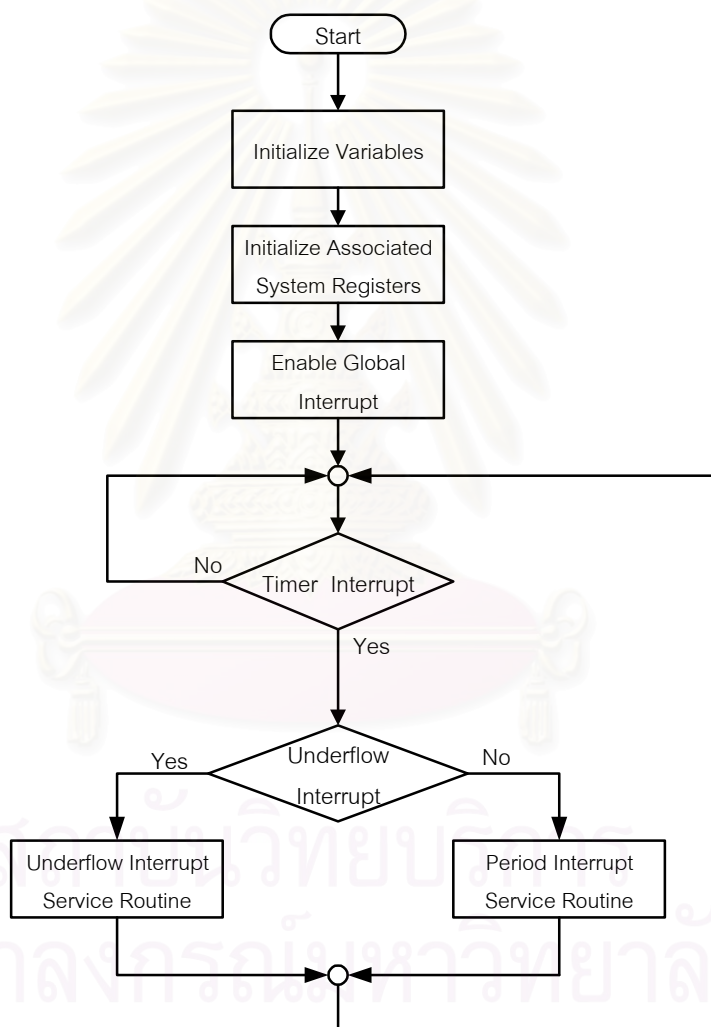
$$\begin{aligned} \frac{dT}{dt} &= p \{ \bar{v}_s \times \bar{i}_s \} + p \left\{ \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times \left[\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \left\{ -\frac{R_R}{L_R} + p\omega_m J \right\} (\bar{\lambda}_s - \sigma L_s \bar{i}_s) - \frac{R_R}{L_R} \frac{M^2}{L_R} \bar{i}_s \right] \right\} \\ \frac{dT}{dt} &= p \{ \bar{v}_s \times \bar{i}_s \} + p \left\{ \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times \left[\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \left\{ -\frac{R_R}{L_R} + p\omega_m J \right\} \bar{\lambda}_s + \left\{ -\frac{R_R}{L_R} + p\omega_m J \right\} \left[\sigma L_s \bar{i}_s - \frac{R_R}{L_R} \frac{M^2}{L_R} \bar{i}_s \right] \right] \right\} \\ \frac{dT}{dt} &= p \{ \bar{v}_s \times \bar{i}_s \} + p \left\{ \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times \bar{v}_s - \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times \bar{i}_s \left[R_s + \sigma L_s \frac{R_R}{L_R} + \frac{R_R}{L_R} \frac{M^2}{L_R} \right] + \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times p\omega_m J \left[\sigma L_s \bar{i}_s - \bar{\lambda}_s \right] \right\} \\ \frac{dT}{dt} &= p \{ \bar{v}_s \times \bar{i}_s \} + p \left\{ \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times \bar{v}_s - \bar{\lambda}_s \times \bar{i}_s \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_R}{\sigma L_R} \right] + \frac{\bar{\lambda}_s}{\sigma L_s} \times p\omega_m J \left[\sigma L_s \bar{i}_s - \bar{\lambda}_s \right] \right\} \\ \frac{dT}{dt} &= p \frac{M}{L_R} \bar{\lambda}_R \times \frac{\bar{v}_s}{\sigma L_s} + p \left\{ -\bar{\lambda}_s \times \bar{i}_s \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_R}{\sigma L_s} \right] \right\} - \frac{p^2 \omega_m \lambda_s^2}{\sigma L_s} + p^2 \omega_m \bar{\lambda}_s \cdot \bar{i}_s \\ \frac{dT}{dt} &= - \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_R}{\sigma L_s} \right] T + \frac{pM}{\sigma L_R L_s} \left[\bar{\lambda}_R \times \bar{v}_s \right] - p^2 \frac{\omega_m}{\sigma L_s} \lambda_s^2 + p^2 \omega_m \bar{\lambda}_s \cdot \bar{i}_s \\ \frac{dT}{dt} &= - \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_R}{\sigma L_s} \right] T + \frac{pM}{\sigma L_R L_s} \left[\bar{\lambda}_R \times \bar{v}_s \right] - p^2 \frac{\omega_m}{\sigma L_s} \lambda_s^2 + p^2 \omega_m \bar{\lambda}_s \cdot \left[\bar{\lambda}_s - \frac{M}{L_R} \bar{\lambda}_R \right] \\ \frac{dT}{dt} &= - \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_R}{\sigma L_s} \right] T + \frac{pM}{\sigma L_R L_s} \left[\bar{\lambda}_R \times \bar{v}_s \right] - \frac{p^2 \omega_m M}{\sigma L_s L_R} (\bar{\lambda}_R \cdot \bar{\lambda}_s) \quad (\text{ก.11}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{dT}{dt} &= - \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_R}{\sigma L_s} \right] T + \frac{pM}{\sigma L_R L_s} \left[\frac{L_R}{M} \left[\bar{\lambda}_s - \sigma L_s \bar{i}_s \right] \times \bar{v}_s \right] - \frac{p^2 \omega_m M}{\sigma L_s L_R} \left(\frac{L_R}{M} \left[\bar{\lambda}_s - \sigma L_s \bar{i}_s \right] \cdot \bar{\lambda}_s \right) \\ \frac{dT}{dt} &= - \left(\frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) T - \frac{p^2 \omega_m \lambda_s^2}{\sigma L_s} + \frac{p}{\sigma L_s} \bar{\lambda}_s \times \bar{v}_s + p \left[\bar{v}_s - p\omega_m \bar{\lambda}_s J \right] \times \bar{i}_s \quad (\text{ก.12}) \end{aligned}$$

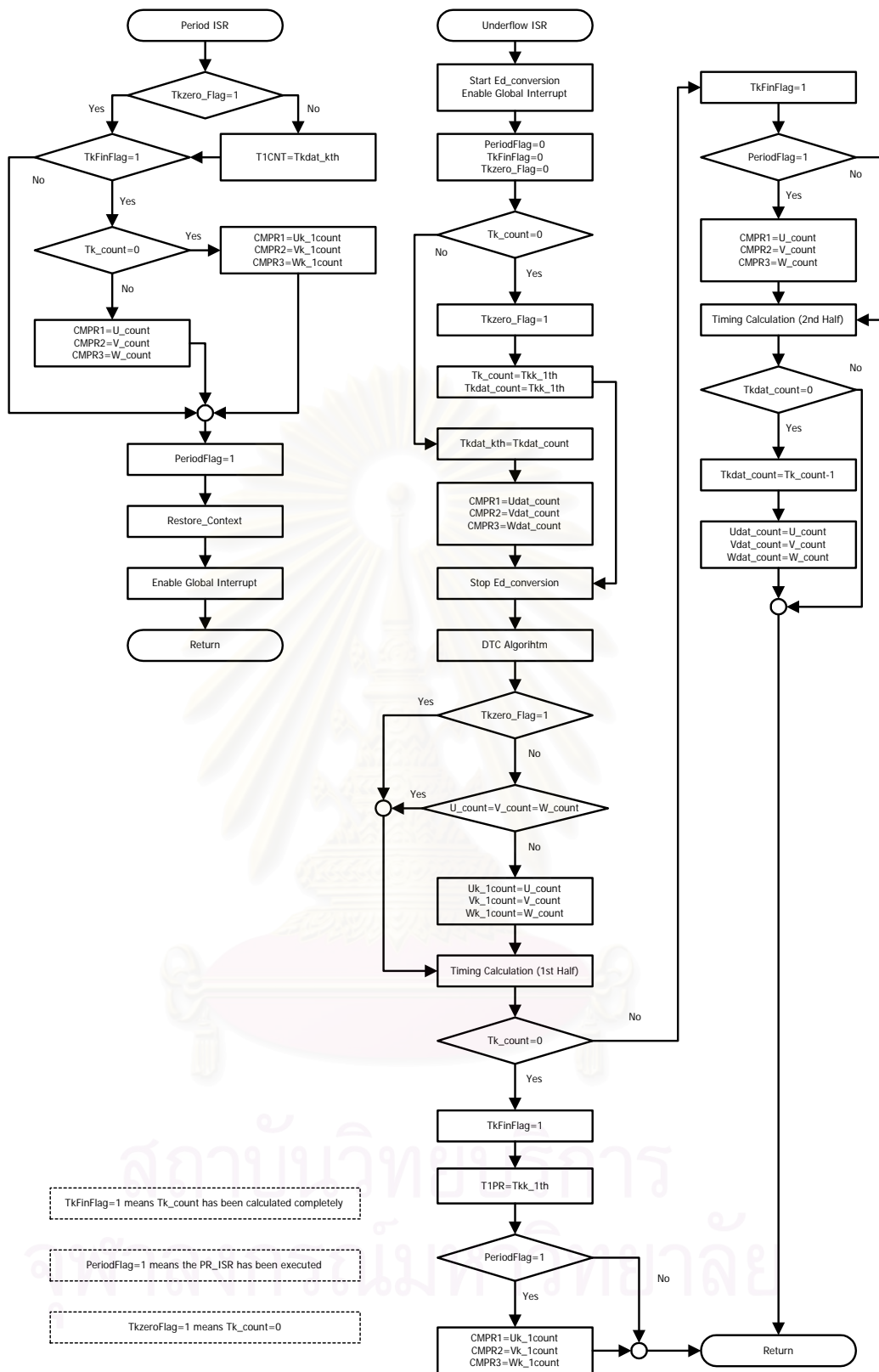
ภาคผนวก ข

ซอฟต์แวร์ของระบบ

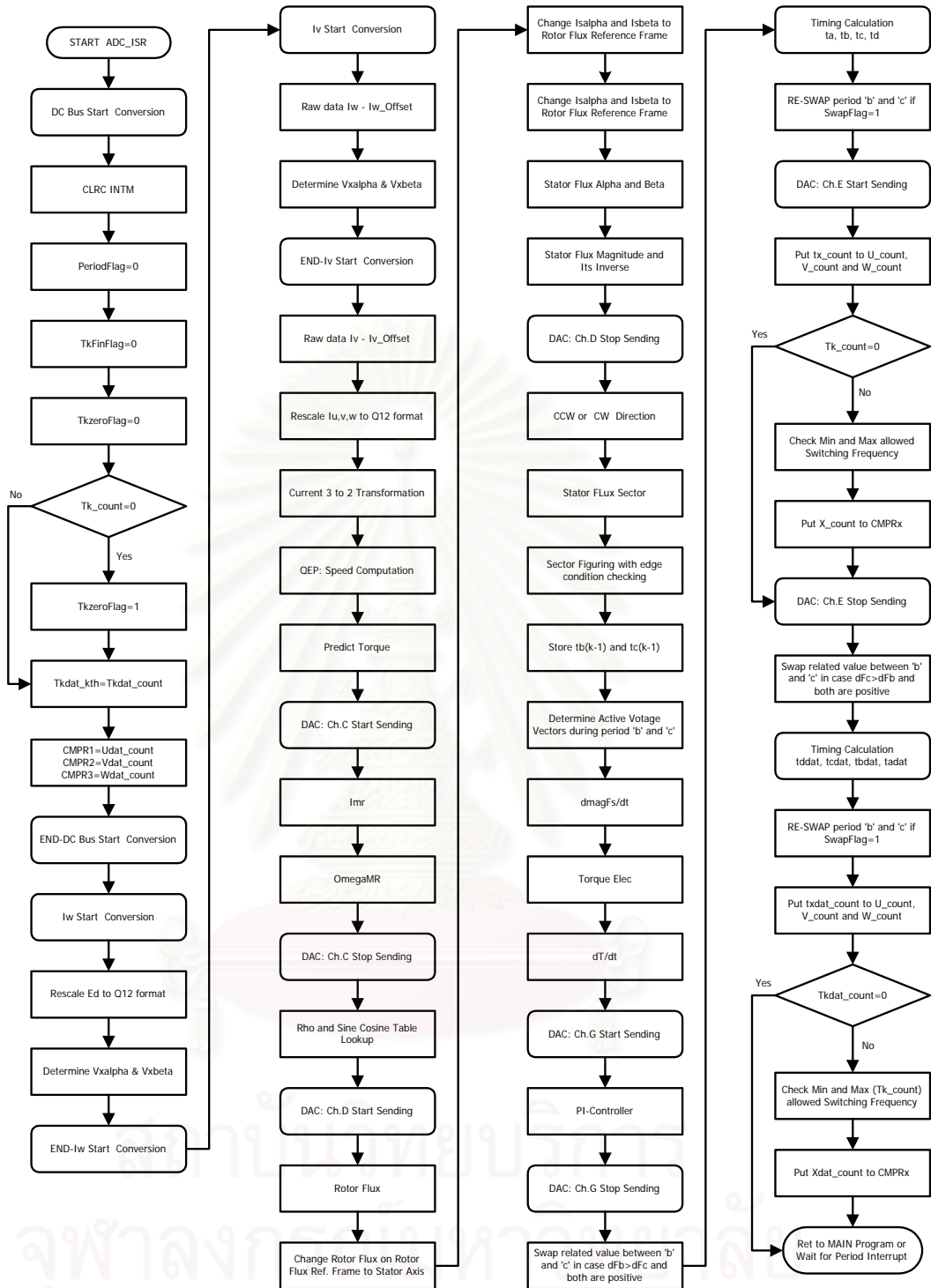
แผนภาพการทำงานโดยรวมของซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการทดสอบระบบ แสดงได้ดังรูปที่ ข.1 โดยอินเทอร์พรีตชนิด Period คืออินเทอร์พรีตที่เกิดขึ้นเมื่อค่าตัวนับ (Counter) นับขึ้นจนมีค่าเท่ากับค่าคาบการสวิตช์ Tk และอินเทอร์พรีตชนิด Underflow คืออินเทอร์พรีตที่เกิดขึ้นเมื่อค่าตัวนับนับลงจากค่าคาบการสวิตช์ Tk' จนมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยรายละเอียดของซอฟต์แวร์ส่วนที่สำคัญแสดงในรูปที่ ข.2 ถึง ข.7



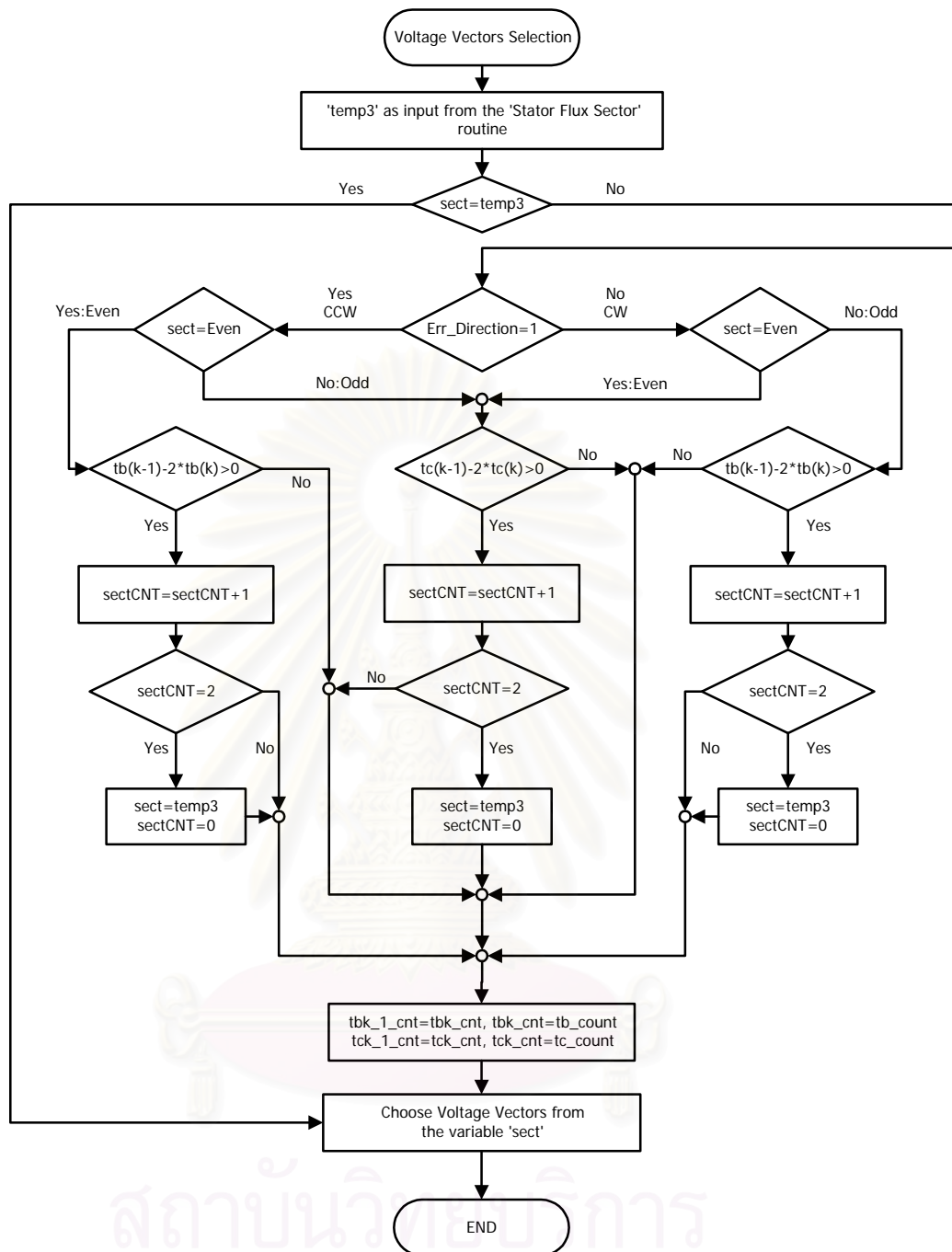
รูปที่ ข.1 แผนภาพการทำงานโดยรวมของซอฟต์แวร์



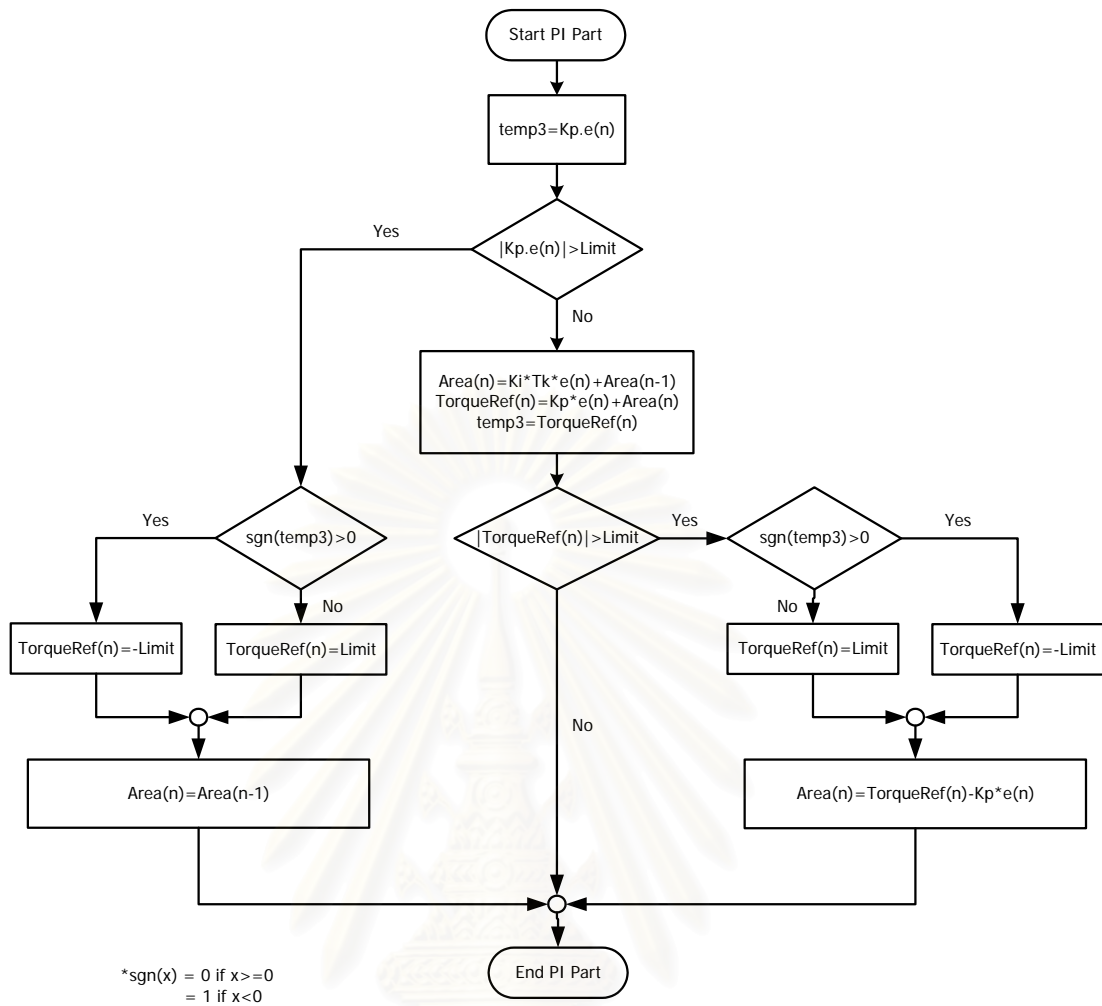
รูปที่ ข.2 แผนภาพการใส่ค่าในตัวรีจิสเตอร์เปรียบเทียบ (Compare Register) ในโปรแกรมบริการอินเทอร์พต์ Underflow และ Period



รูปที่ ข.3 แผนภาพรายละเอียดการคำนวณในโปรแกรมบริการอินเทอร์พต์ Underflow

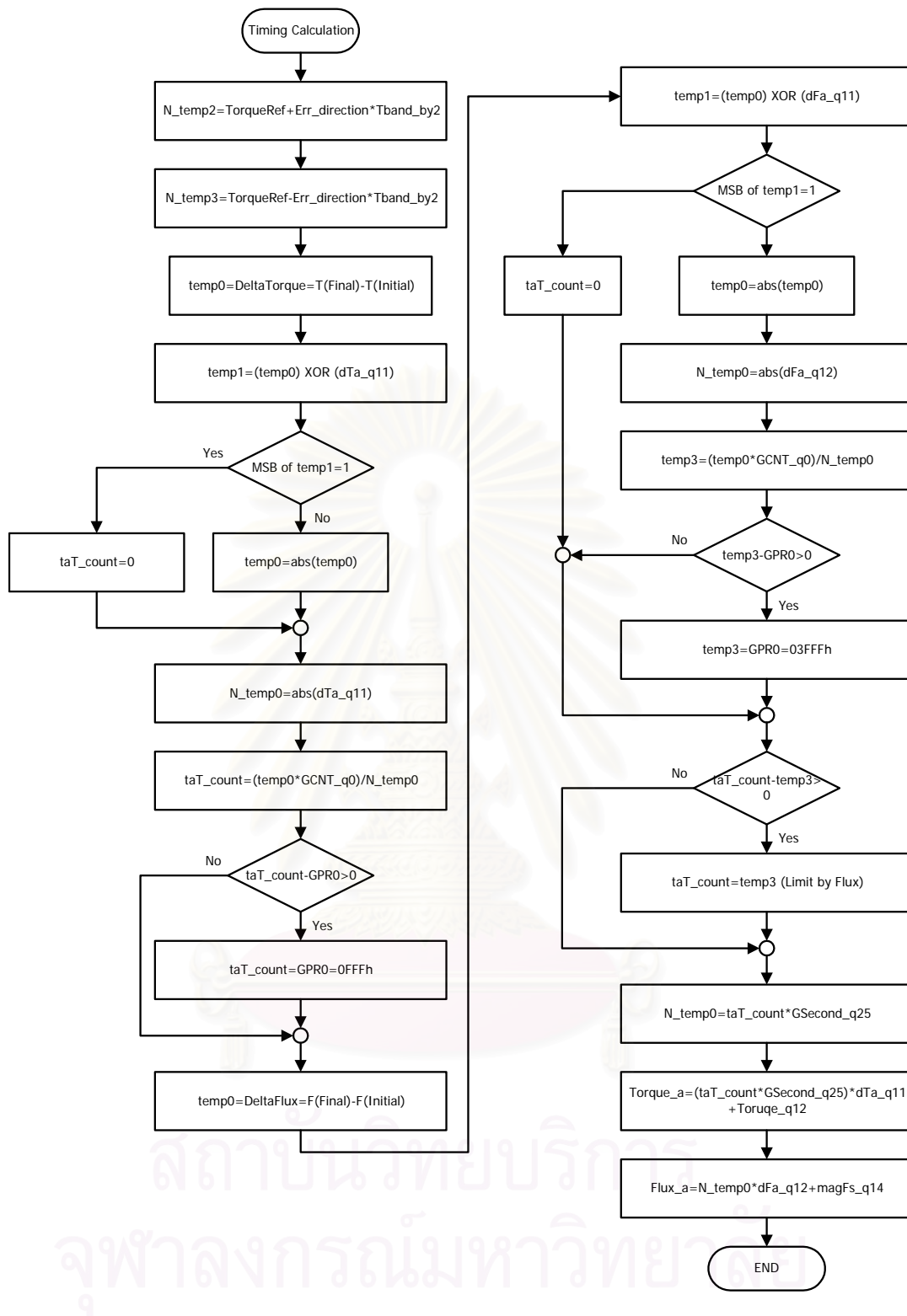


รูปที่ ข.4 แผนภาพในส่วนการเลือกคู่เวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ

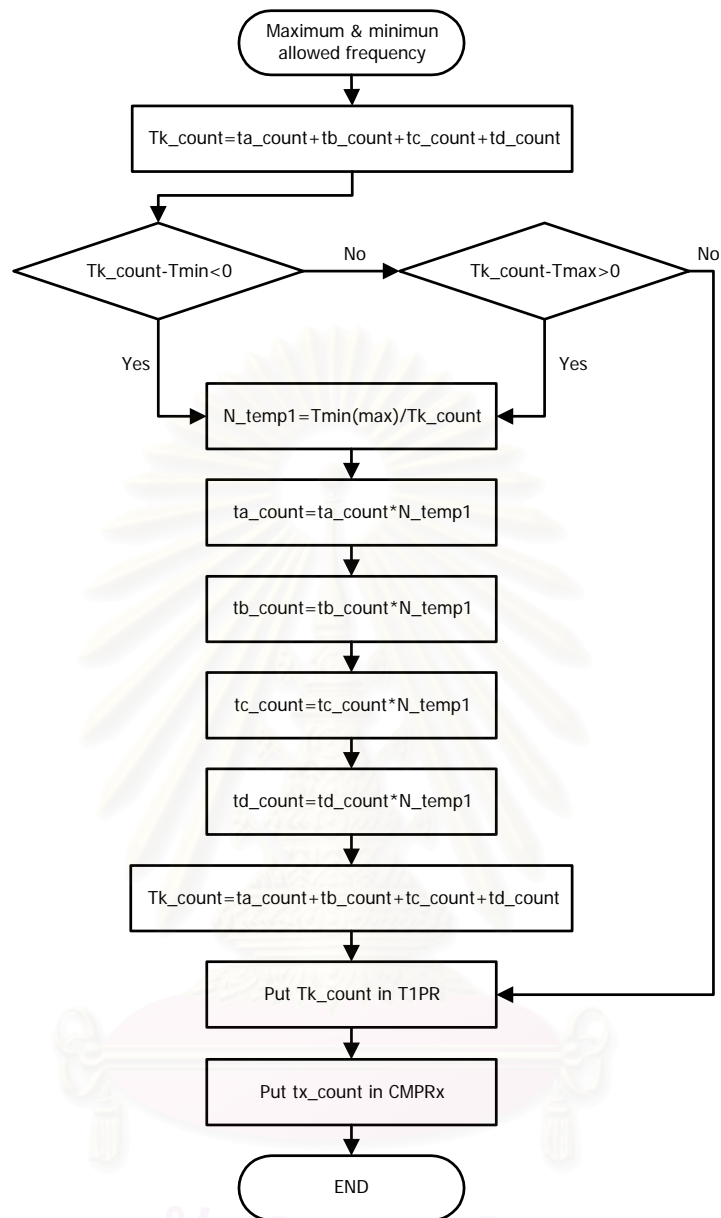


รูปที่ ข.5 แผนภาพในส่วนตัวควบคุมแบบ PI

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ ข.6 แผนภาพตัวอย่างการคำนวณช่วงเวลา ta



รูปที่ ข.7 แผนภาพการคำนวณเพื่อจำกัดคาบการสวิตซ์ให้อยู่ในช่วง Tmin และ Tmax

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายทวีศักดิ์ วงศ์ศรีถาวรสุข เกิดเมื่อวันที่ 11 พฤศจิกายน พ.ศ.2520 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ระบบควบคุม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2542 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคต้นของปี การศึกษา 2542



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย